



**Universitat Ramon Llull**

## **TESI DOCTORAL**

Títol

Modelatge multimodal de transicions en entorn microstrip

Realitzada per F. Javier Pajares Vega

en el Centre Enginyeria i Arquitectura La Salle

i en el Departament Comunicacions i Teoria del senyal

Dirigida per Miquel Ribó i Pal



*Once more, the drama begins.*

Dune Messiah – F. Herbert



# Resum

---

Avui dia cada vegada s'ha de tenir més en compte com es realitza el traçat de pistes en les plaques de circuit imprès (PCB). Això és degut a que cada vegada més hi viatgen senyals amb components freqüencials més elevades. Per tant, paràmetres com la desadaptació per impedància característica, acoblaments, ressonàncies i comportaments complexos de les transicions que es troben els senyals en la seva propagació per les pistes, han de ser considerats per evitar problemes d'integritat del senyal i garantir la compatibilitat electromagnètica (EMC) amb el seu entorn.

El present treball de tesi s'ha centrat en l'estudi del comportament d'una situació particular, però molt habitual, de pistes: dues pistes sobre un pla de massa, formant el que es coneix com una línia de transmissió microstrip acoblada. Els senyals que viatgen a través d'una línia microstrip acoblada es poden descompondre en dos modes bàsics de propagació: mode comú (on la tensió està definida entre el pla de massa i cada pista) i el mode diferencial (on la tensió està definida entre les pistes). Aquesta descomposició és molt habitual en el món de la compatibilitat electromagnètica ja que les tècniques de filtratge de les interferències varien depenent si aquestes viatgen en mode comú o en mode diferencial.

El treball desenvolupat s'ha focalitzat en l'estudi, des d'aquest punt de vista multimodal (que té en compte simultàniament tant el mode comú com el diferencial), de les diferents transicions que es pot trobar el senyal en la seva propagació degut al traçat de pistes. Com a resultat d'aquest estudi s'han obtingut uns models circuitals que permeten l'anàlisi i simulació dels diferents modes que intervenen i que han estat validats de forma experimental. Aquest fet ha permès l'ús d'aquests models en l'anàlisi de problemes d'integritat del senyal que són comuns en el entorn de la compatibilitat electromagnètica (EMC). Els resultats obtinguts han estat presentats en congressos nacionals i internacionals.



# Resumen

---

Hoy en día cada vez se debe tener más en cuenta como se realiza el trazado de pistas en las placas de circuito impreso (PCB). Esto es así debido a que cada vez más viajan por ellas señales con componentes frecuenciales más elevadas. Por lo tanto, parámetros como la desadaptación por impedancia característica, acoplamientos, resonancias y comportamientos complejos de las transiciones que se encuentran las señales mientras se propagan por las pistas, deben ser tenidos en consideración para evitar problemas de integridad de la señal y garantizar la compatibilidad electromagnética (EMC) con su entorno.

En el presente trabajo de tesis se ha centrado en el estudio del comportamiento de una situación particular, pero habitual, de pistas: dos pistas sobre un plano de masa, formando lo que se conoce como línea de transmisión microstrip acoplada. Las señales que viajan a través de una línea microstrip acoplada se pueden descomponer en dos modos básicos de propagación: modo común (donde la tensión está definida entre el plano de masa y cada pista) y modo diferencial (donde la tensión está definida entre pistas). Esta descomposición es muy habitual en el mundo de la compatibilidad electromagnética ya que las técnicas de filtrado de las interferencias varían dependiendo si estas viajan en modo común o en modo diferencial.

El trabajo desarrollado se ha focalizado en el estudio, desde este punto de vista multimodal (que tiene en cuenta simultáneamente tanto el modo común como el diferencial), de las diferentes transiciones que puede encontrarse la señal durante su propagación debido al trazado de pistas. Como resultado se han obtenido unos modelos circuitales que permiten el análisis y simulación de los diferentes modos que intervienen y que han sido validados de forma experimental. Este hecho ha permitido el uso de dichos modelos en el análisis de problemas de integridad de la señal que son comunes en el entorno de la compatibilidad electromagnética (EMC). Los resultados obtenidos han sido mostrados en congresos nacionales e internacionales.





# Abstract

---

Nowadays, the placement of the strips in a printed circuit board (PCB) has to be performed with increasing care, because of the rise of the spectral content of the signals propagating through the strips. Due to this fact, mismatches of the characteristic impedances, crosstalks, resonances and complex behavior of the transitions that the signals may encounter in their propagation have to be considered in order to avoid signal integrity problems and to guarantee the electromagnetic compatibility with their environment.

This work is focused on the study of the behavior of a particular, but also a very common way of routing strips: two close strips above a ground plane, forming a *coupled microstrip transmission line*. The signals present at this transmission line can be decomposed into two basic signals known as common mode (where its voltage is defined between the ground plane and each strip) and differential mode (where its voltage is defined between the two strips). This decomposition is often found in electromagnetic compatibility because the different techniques of filtering interferences depend on their main mode of propagation.

The study carried out in this thesis is focused on the analysis from a multimodal point of view of different transitions that signals encounter during their propagation in a coupled microstrip transmission line.

As a result of this analysis, a number of circuit models for different transitions have been obtained and experimentally validated. These models have been used to successfully study signal integrity problems found in EMC and they have been presented in national and international symposiums.



## Agraïments

Aquest treball de recerca ha rebut el suport del projecte “Herramienta software para la transformación de emisiones radiadas de campo cercano a campo lejano mediante algoritmos genéticos” (DPI2001-1529-C02-01), del projecte “Comportamiento modal de redes eléctricas con aplicación al diseño de filtros de red y distribución de señales PLC” (TEC2004-02196) i del projecte “Análisis de interferencias en modo común y diferencial en equipos electrónicos y su mitigación mediante filtros de red adaptados multimodalmente” (TEC2005-04238), finançats pel *Ministerio de Educación y Ciencia* (anteriorment *Ministerio de Ciencia y Tecnología*). També s’ha beneficiat de l’ajut d’infraestructura 2001PIRA 00099 del *Departament d’Universitats, Recerca i Societat de la Informació* de la *Generalitat de Catalunya*.

També voldria agrair el suport rebut per part de la universitat en general, recordant sobretot a tothom del departament de Comunicacions i Teoria del senyal: A en David i en Joan Lluís, que amb el seu “Quan entregues?” continu i a en Carles Vilella, que amb el seu “Encara entregaré abans que tu” em servien d’espurna. Menció molt especial al meu director de tesi, en Miquel, per la seva infinita paciència posada a prova una i una altra vegada en aquests anys de treball, i com no també al meu company en Pablo Rodríguez, i la feina realitzada per la Mireia Bonvehí i a la Sílvia París, sense els quals aquest treball no hagués estat possible. Voldria agrair des d’aquestes línies a en Xavi Sevillano i en Francesc Alias, per iniciar-me en el  $\text{\LaTeX}$ , i així a la resta de la gent, al Toni, al meu company “mancat de paciència” Simó, a en Joan Ramon pels seus consells, als “Alberts”, a en David Miralles... i així a tothom per tot el suport i ajuda rebuts.

No podria acabar sense recordar el recolzament que he rebut ara i sempre de la meva família, en Francisco i M<sup>a</sup> Visitación (pares), Inés (germana) i sobretot, de la Sara i l’Alex, que tantes estones els he hagut d’escatimar durant aquests temps.

---



# Índex

---

<b>Resum</b>	<b>i</b>
<b>Resumen</b>	<b>iii</b>
<b>Abstract</b>	<b>v</b>
<b>Índex</b>	<b>ix</b>
<b>Índex de figures</b>	<b>xiii</b>
<b>1 Prefaci.</b>	<b>1</b>
<b>2 Introducció.</b>	<b>3</b>
2.1 Marc del treball. . . . .	3
2.1.1 Compatibilitat electromagnètica. . . . .	3
2.1.2 Grup de treball. . . . .	4
2.2 Objectius i línies de treball. . . . .	5
2.3 Introducció al treball de recerca realitzat: Modelatge multimodal. . . . .	5
2.3.1 El modelatge multimodal en el <i>Grup de Recerca en Electromagnetisme i Comunicacions (GRECO)</i> . . . . .	6
2.3.2 Elecció de la línia de modelatge multimodal. . . . .	6
<b>3 Transicions multimodals en entorns microstrip.</b>	<b>15</b>
3.1 Transició microstrip - microstrip acoblada. . . . .	15
3.1.1 Descripció de la transició <i>microstrip - microstrip acoblada</i> . . . . .	16
3.1.2 Anàlisi circuital de la transició. . . . .	17

---

3.1.3	Model multimodal circuital de la transició i la seva matriu de paràmetres S. . . . .	17
3.1.4	Validació del model proposat. . . . .	20
3.2	Inserció d'elements en sèrie en una línia de transmissió microstrip acoblada. . . . .	24
3.2.1	Descripció de la transició <i>amb impedàncies asimètriques en sèrie</i> . . . . .	24
3.2.2	Anàlisi circuital de la transició. . . . .	26
3.2.3	Model multimodal circuital de la transició i la seva matriu de paràmetres S. . . . .	27
3.2.4	Validació del model proposat. . . . .	30
3.3	Inserció d'elements en paral·lel en una línia de transmissió microstrip acoblada. . . . .	32
3.3.1	Descripció de la transició <i>amb impedàncies asimètriques en paral·lel</i> . . . . .	33
3.3.2	Anàlisi circuital de la transició. . . . .	34
3.3.3	Model multimodal circuital de la transició i la seva matriu de paràmetres S. . . . .	35
3.3.4	Validació del model proposat. . . . .	38
3.4	Te microstrip - microstrip acoblada. . . . .	43
3.4.1	Descripció de la transició <i>Te microstrip - microstrip acoblada</i> . . . . .	43
3.4.2	Anàlisi circuital de la transició. . . . .	44
3.4.3	Model multimodal circuital de la transició i la seva matriu de paràmetres S. . . . .	45
3.4.4	Validació del model proposat. . . . .	47
3.5	Creu microstrip - microstrip acoblada. . . . .	55
3.5.1	Descripció de la transició <i>Creu microstrip - microstrip acoblada</i> . . . . .	55
3.5.2	Anàlisi circuital de la transició. . . . .	57
3.5.3	Model multimodal circuital de la transició i la seva matriu de paràmetres S. . . . .	57
3.5.4	Validació del model proposat. . . . .	61
<b>4</b>	<b>Conclusions i línies de futur.</b>	<b>67</b>
4.1	Conclusions. . . . .	67
4.2	Línies de futur. . . . .	70

---

---

<b>Bibliografia</b>	<b>73</b>
<b>A Apèndix.</b>	<b>79</b>
A.1 “Circuit Model for Common to Differential mode PCB Transitions”, 2003 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pages 699-702. Boston. . . . .	81
A.2 “Circuit Model for Mode Conversion in Grounded Differential Signal Paths”, 2004 EMC IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, vol. 2, pages 392-395, Sta. Clara. . . . .	87
A.3 “Circuit Model for Series Asymmetric Impedances in Differential Signal Paths”, 2004 EMC Europe International Symposium, September 2004, Symposium Record, vol. 1, pages 485-488, Eindhoven. . . . .	93
A.4 “A multimodal analysis of the effects of guard traces over near wideband signal paths”, 2005 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pages 933-936. Chicago. . . . .	99
A.5 “Circuit Models for Mode Conversion in Clock Signal Distribution”, 2005 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pages 39-44. Chicago. . . . .	105
A.6 “Analysis of the effects of series filtering in coupled-strip sections ”, 2006 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pages 699-702. Portland. . . . .	113
A.7 “A multimodal analysis of the effects of series filtering over high speed signal paths”, EMC Europe 2006. International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pages . Barcelona. . . . .	121

---





# Índex de figures

---

2.1	Representació d'una línia de transmissió microstrip acoblada. . . . .	7
2.2	Representació dels modes comú i diferencial i de les seves tensions i corrents respectives, en una línia microstrip acoblada. . . . .	7
2.3	Placa de circuit imprès, vist des de dalt, on es veu la transició microstrip-microstrip acoblada. . . . .	10
2.4	Placa de circuit imprès, vista des de dalt, on es representen elements inserits en sèrie. . . . .	11
2.5	Placa de circuit imprès, vista des de dalt, on es representen elements inserits en paral·lel. . . . .	12
2.6	Placa de circuit imprès, vista des de dalt, on es representa la formació d'una transició Te Microstrip - Microstrip acoblada. . . . .	12
2.7	Placa de circuit imprès, vista des de dalt, on es representa la formació d'una transició Creu Microstrip - Microstrip acoblada. . . . .	13
3.1	Placa de circuit imprès, vista des de dalt, on es veu la transició microstrip-microstrip acoblada. . . . .	16
3.2	Anàlisi de les tensions i corrents de la transició microstrip - microstrip acoblada. . . . .	18
3.3	Model circuital de la transició microstrip - microstrip acoblat. . . . .	19
3.4	Circuit de test: Resistència en el pla de massa dividit. . . . .	21
3.5	Diagrama de blocs del circuit sencer de la figura 3.4. . . . .	21
3.6	Paràmetres S de les mesures i simulació del circuit de la figura 3.4. Les mesures són en línia continua i la simulació en línia discontinua. . . . .	22
3.7	Circuit de test: Pla de massa no dividit. . . . .	22

3.8	Diagrama de blocs equivalent del circuit de la figura 3.7. . . . .	23
3.9	Paràmetres S de les mesures i simulació del circuit de la figura 3.7. Mesures en línia contínua i simulació en línia discontinua. . . . .	23
3.10	Detall d'un circuit, vist des de dalt, mostrant una línia microstrip acoblada amb dues impedàncies en sèrie ( $Z_A$ i $Z_B$ ). . . . .	25
3.11	Anàlisi de les tensions i corrents de la transició formada per inserir impedàncies en sèrie en una línia de transmissió microstrip acoblada. . . . .	26
3.12	Model circuital de la transició elements sèrie - microstrip acoblada. . . . .	28
3.13	Circuit mesurat vist des de dalt. $Z_A = 0$ ; $Z_B = \infty$ . . . . .	30
3.14	Model circuital del circuit de la figura 3.13. . . . .	31
3.15	Diagrama de blocs de simulació del circuit de la figura 3.13. . . . .	32
3.16	Paràmetres S mesurats. Mesures amb línia contínua i simulacions amb línia trencada. . . . .	32
3.17	Detall placa de circuit imprès, vista des de dalt, on es representen dues impedàncies inserides en paral·lel ( $Z_A$ i $Z_B$ ). . . . .	34
3.18	Anàlisi de les tensions i corrents de la transició formada per inserir impedàncies en paral·lel en una línia de transmissió microstrip acoblada. . . . .	35
3.19	Model circuital de la transició de 3.17, particularitzat per impedàncies en paral·lel $Z_A$ i $Z_B = Z_{VIA}$ . . . . .	36
3.20	Circuit mesurat vist des de dalt. $Z_A = \infty$ , $Z_B = Z_{VIA} = 0$ . . . . .	39
3.21	Model circuital del circuit de la figura 3.20. $Z_A = \infty$ i $Z_{VIA} = 0$ . . . . .	39
3.22	Diagrama de blocs de la simulació del circuit de la figura 3.20. . . . .	40
3.23	Paràmetres S mesurats (Mesures en línia contínua i simulacions en línia discontinua). . . . .	40
3.24	Circuit mesurat amb 3 transicions iguals d'impedàncies en paral·lel. . . . .	41
3.25	Model circuital del circuit de la figura 3.24. . . . .	41
3.26	Diagrama de blocs del circuit de la figura 3.24. . . . .	42
3.27	Paràmetres S mesurats (Mesures amb línia contínua i simulacions amb línia discontinua del circuit i model de la figura 3.24 i 3.25). . . . .	42
3.28	Detall de placa de circuit imprès, vista des de dalt, on es representa la formació d'una transició Te Microstrip - Microstrip acoblada. . . . .	44

3.29 Anàlisi de les tensions i corrents de la transició Te microstrip - microstrip acoblada. . . . .	45
3.30 Model circuital de la transició Te microstrip - microstrip acoblada. . . . .	46
3.31 Circuit mesurat amb dues pistes que tenen part de recorregut parel·lel, formant dues transicions Te microstrip-microstrip acoblada. . . . .	48
3.32 Diagrama de blocs del circuit de la figura 3.31 . . . . .	49
3.33 Paràmetre $S_{21}$ mesurat ( <i>far end cross-talk</i> ). Mesura amb línia contínua i simulació amb línia trencada. Ports carregats amb impedància de referència. . . . .	50
3.34 Circuit mesurat. $Z = Z_{GAP} = \infty$ . . . . .	50
3.35 Diagrama de blocs del circuit de la figura 3.34. $Z = \infty$ . . . . .	51
3.36 Paràmetres S mesurats. Mesures amb línia contínua i simulacions amb línia discontinua. Circuit amb filtre serie, $Z = Z_{GAP} = \infty$ . . . . .	52
3.37 Comparativa de l'acoblament llunyà de senyal ( <i>far end cross talk</i> ) del circuit filtrat $Z = Z_{GAP} = \infty$ , (línia discontinua) i sense filtrar, $Z = 0$ (línia contínua). . . . .	53
3.38 <i>Far end crosstalk</i> del circuit sense filtrar (3.31), $Z = 0$ . Es representa el senyal de rellotge en el port d'entrada (línia discontinua) i el senyal de rellotge al port llunyà acoblat (línia contínua). . . . .	54
3.39 <i>Far end crosstalk</i> del circuit filtrat (3.34), $Z = \infty$ . Es representa el senyal de rellotge en el port d'entrada (línia discontinua) i el senyal de rellotge al port llunyà acoblat (línia contínua). . . . .	54
3.40 Creu microstrip - microstrip acoblada. Vista des de dalt. Pla de massa a sota. . . . .	56
3.41 Cas particular de la transició Creu microstrip - microstrip acoblada: Exemple de la distribució d'un senyal de clock en presència d'una altra pista. . . . .	56
3.42 Anàlisi de les tensions i corrents de la transició Creu microstrip - microstrip acoblada. . . . .	58
3.43 Model circuital de la transició Creu microstrip - microstrip acoblada. . . . .	60
3.44 Circuit mesurat. $Z_A = \infty$ , $Z_B = Z_{VIA} = 0$ . . . . .	62
3.45 Diagrama de blocs de la simulació del circuit de la figura 3.44. . . . .	62
3.46 Paràmetres S mesurats (Mesures amb línia contínua i simulacions amb línia discontinua). . . . .	63

3.47	Circuit mesurat. Distàncies en mil·límetres. Transició '1' és una Te microstrip-microstrip acoblada i la transició '2' és un exemple de Creu microstrip-microstrip acoblada. . . . .	64
3.48	Diagrama de blocs de la simulació del circuit de la figura 3.47. . . . .	64
3.49	Paràmetres S del circuit de la figura 3.47. Mesura amb línia trencada i simulació amb línia contínua. Transmissió de senyal des del port del <i>rellotge</i> al port de <i>IC</i> <sub>2</sub> . . . . .	65
3.50	Paràmetres S del circuit de la figura 3.47. Mesura amb línia trencada i simulació amb línia contínua. Pista de senyal. Transmissió de senyal entre <i>IC</i> <sub>3</sub> i <i>IC</i> <sub>4</sub> . . . . .	65
3.51	Senyal de rellotge d'entrada (en línia discontinua) i senyal de sortida al port ( línia contínua), per al circuit del la figura 3.47. . . . .	66
4.1	Descomposició modal dels senyals interferents presents en una línia d'alimentació monofàsica. . . . .	70

---

# Prefaci.

---

El present document té per finalitat presentar els resultats obtinguts durant el període de recerca, realitzat en el Grup de Recerca en Electromagnetisme i Comunicacions (GRECO) de la Escola Tècnica Superior d'Enginyeria Electrònica i Informàtica "La Salle" (Universitat Ramon Llull).

Per a mostrar el treball dut a terme durant aquest període de formació, aquest document ha estat estructurat de la següent manera:

- Introducció.
- Transicions multimodals en entorns microstrip. Descripció del treball de recerca realitzat.
- Conclusions.
- Línies de treball futur.
- L'annex amb les publicacions que han sorgit a partir del treball d'investigació.

En el primer punt (segon capítol) es realitza una introducció als temes que es tractaran en el treball i el marc de treball en el qual s'emmarca. Es descriuen els objectius del mateix i es descomponen les línies de treball realitzades. A més a més, en aquest capítol es mostra el treball desenvolupat per altres autors i que està relacionat amb el treball de recerca portat aquí a terme.

En el següent capítol, es detalla el treball realitzat, dividint-lo en diferents línies de treball. Aquestes línies s'exposen de forma exhaustiva: Es mostra la recerca realitzada amb la presentació i anàlisi del problema considerat, solució desenvolupada i els resultats obtinguts.

Les conclusions extretes sobre el treball realitzat i resultats obtinguts es troben al següent capítol. Es realitza una valoració del treball realitzat en cada línia de recerca marcada, considerant les fites plantejades originalment. A continuació s'expliquen les línies de treball futur que s'han obert i es realitza una valoració de cadascuna d'elles. Finalment, a l'apèndix, es mostren les publicacions internacionals que s'han realitzat durant aquest treball de recerca.

---

# Introducció.

---

En aquest capítol es descriuen totes les qüestions que s'han tractat durant el treball de recerca dut a terme. Primer de tot es presenta el marc de treball en el qual es contextualitza el treball i el grup de recerca en el qual aquest s'ha desenvolupat així com l'àrea de coneixement en la qual s'ubica.

A continuació es presenten els objectius que es pretenen assolir, així com l'enfocament amb el qual s'aborda el treball per tal d'aportar una solució pràctica al problema considerat.

En el present capítol es comenten a més a més, diferents enfocaments que s'han trobat a la bibliografia cercada, relacionats amb aquest treball. Aquests analitzen el problema considerat en aquest treball de recerca o bé des d'altres vessants, o bé estan directa o indirectament relacionats amb ell.

## 2.1 Marc del treball.

### 2.1.1 Compatibilitat electromagnètica.

El present treball de recerca es centra en l'àmbit de la *Compatibilitat Electromagnètica*. La Compatibilitat Electromagnètica (EMC) d'un equip elèctric o electrònic representa la seva aptitud per a funcionar correctament en un entorn electromagnètic, sense generar perturbacions que puguin interferir a altres equips, així com la seva aptitud per a suportar interferències que puguin produir altres equips elèctrics i electrònics. Per tant, l'EMC es subdivideix en dues branques principals, l'Interferència Electromagnètica (EMI) i la Susceptibilitat Electromagnètica (EMS). L'EMI en un equip representa la quantitat d'interferència que aquest genera (i que potencialment pot afectar a altres equips). Aquesta

interferència es difon cap a l'exterior de l'equip bé a través dels cables d'alimentació i senyal (EMI Conduïda) o bé es radia cap a l'aire (EMI Radiada). L'EMS mesura la quantitat d'interferència (emissions tant rebudes a través de l'estructura, com rebudes a través dels cables) que un equip és capaç de suportar “sense alterar” (dintre d'un marge admissible) el seu funcionament.

### 2.1.2 Grup de treball.

El treball de recerca que es presenta en aquest document s'ha desenvolupat dins del *Grup de Recerca en Electromagnetisme i Comunicacions (GRECO)*, del Departament de Comunicacions i Teoria del Senyal d'Enginyeria i Arquitectura La Salle (Universitat Ramon Llull).

El Grup de Recerca en Electromagnetisme i Comunicacions (GRECO) del departament de Comunicacions i Teoria del Senyal té una llarga experiència en el camp de l'EMC. La seva activitat va començar el 1989 com a laboratori de mesures radioelèctriques. Després es va acreditar com a “Laboratorio de Homologaciones Radioeléctricas” el 1993. El laboratori, que des de que el 1992 va començar les seves activitats com a laboratori de mesures de pre-certificació i d'enginyeria d'EMC, ha prestat serveis de mesures, homologació i enginyeria a dotzenes d'empreses del sector electrònic i de les telecomunicacions.

El grup té la infraestructura necessària per a realitzar un gran nombre de mesures d'EMC: cambra semianecoica, receptor d'EMI, analitzadors d'espectres i de xarxes, generadors, antenes i sondes calibrades de diferents tipus, etc. La seva activitat de Transferència de Tecnologia ha validat el grup com a membre de la *Xarxa de Centres de Suport a la Innovació Tecnològica* impulsada per la Generalitat de Catalunya.

En el camp de la investigació, el grup s'ha dedicat de manera primordial a dues línies:

1. Entorns alternatius de mesura diferents dels convencionals especificats en les normatives d'EMC (des de 1998). S'està treballant en entorns de mesura alternatius a les grans cambres semianecoiques: s'utilitza la transformació de camp proper a camp llunyà mitjançant l'ús d'algorismes metaheurístics.
  2. Modelatge multimodal (des de 1998). Es modelen sistemes que propaguin dos modes, un de comú i un altre de diferencial. Es va aplicar originalment a circuits coplanars de microones (a través de la tesi doctoral de Miquel Ribó i Pal [1]). Després s'ha aplicat
-



a l'anàlisi de fenòmens d'interferència electromagnètica en plaques de circuit imprès, fet que representa el treball de recerca realitzat i reflectit en aquesta memòria.

## 2.2 Objectius i línies de treball.

El present treball pretén analitzar la degradació del senyal i l'estudi de la propagació d'interferències en plaques de circuit imprès. Més concretament, s'estudien i analitzen diferents transicions de pistes que es poden trobar en el traçat d'un circuit imprès i es realitza un **modelatge circuital** d'aquestes transicions. Es pretén modelar la propagació de senyals (i interferències) que es produeix en aquestes transicions en les plaques de circuit imprès.

Per a realitzar l'esmentat estudi i anàlisi, es proposa la utilització dels models utilitzats inicialment per entorn coplanar en la tesi del Miquel Ribó i Pal [1], i que seran adaptats aquí a un entorn microstrip.

Es pretén plantejar inicialment una sèrie de transicions bàsiques que es poden trobar en un circuit imprès, com ara el fet d'inserir elements en sèrie o en paral·lel amb les pistes per on es propaguen els senyals, o el fet de col·locar una pista de guarda al costat d'una de senyal. S'analitzen les transicions creades pel fet d'inserir aquests elements i es proposaran uns models circuital d'aquestes transicions, d'on s'obtenen les seves matrius de paràmetres S que descriuen completament el comportament de la transició des d'un punt de vista multimodal<sup>1</sup>, i així quedi completament descrit el comportament dels diferents senyals que conflueixen a la transició.

## 2.3 Introducció al treball de recerca realitzat: Modelatge multimodal.

A continuació es detalla com s'emmarca aquest treball realitzat en la recerca portada a terme pel grup de recerca en el qual s'ha desenvolupat la investigació i posteriorment s'explica de forma exhaustiva la recerca en modelatge multimodal duta a terme.

---

<sup>1</sup>Els senyals es descompondran en 2 modes fonamentals, *mode comú* i *mode diferencial*, que són habituals per estudiar la propagació de senyals en el món de l'EMC

---

### 2.3.1 El modelatge multimodal en el *Grup de Recerca en Electromagnetisme i Comunicacions (GRECO)*.

En el grup d'Electromagnetisme i Comunicacions del departament de Comunicacions i Teoria del Senyal s'ha treballat en el modelatge multimodal de circuits en diverses configuracions, com ara en circuits coplanars de microones, plaques de circuit imprès (PCB) i xarxes d'alimentació monofàsica. El present treball de recerca realitzat s'emmarca dintre de la creació de models multimodals de diferents configuracions de pistes en plaques de circuit imprès (PCB).

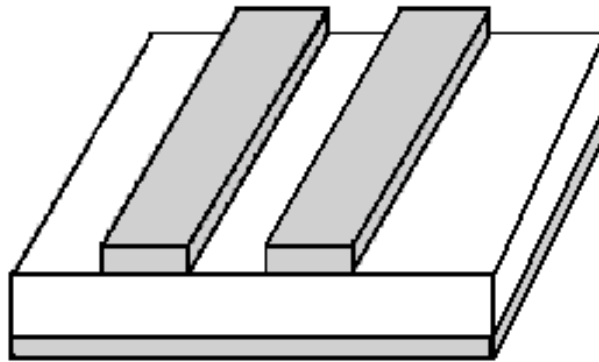
La tècnica de modelatge multimodal es va desenvolupar inicialment entre el Grup de Recerca en Electromagnetisme i Comunicacions (GRECO) de la Escola Tècnica Superior de Enginyeria Electrònica i Informàtica "La Salle" i el grup de Microones de la Universitat Politècnica de Catalunya mitjançant la tesi doctoral de Miquel Ribó i Pal (URL) [1] dirigida pel doctor Lluís Pradell i Cara (UPC). Aquesta tècnica estava originalment destinada a l'anàlisi de circuits coplanars de microones.

Posteriorment, en l'esmentat Grup de Recerca en Electromagnetisme i Comunicacions (GRECO), i com a feina desenvolupada durant el període de recerca reflectit amb aquest treball, s'ha anat adaptant aquesta tècnica a l'anàlisi de diversos problemes a l'entorn d'EMC. Concretament en aquest treball es mostra, com s'ha esmentat abans, la recerca realitzada i resultats obtinguts en l'anàlisi de la degradació del senyal i en l'estudi de la propagació d'interferències en diferents configuracions de pistes presents en plaques de circuit imprès.

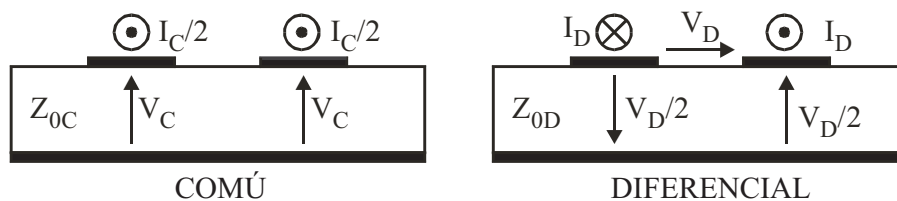
### 2.3.2 Elecció de la línia de modelatge multimodal.

Aquesta línia d'estudi en *modelatge multimodal* s'ha escollit perquè avui dia els dissenys de plaques de circuit imprès (PCB) han de tenir en compte la presència de senyals amb contingut espectral per sobre del gigahertz, degut al ràpid increment de les freqüències que s'usen en els dispositius digitals. En aquests marges freqüencials, durant el disseny de les plaques de circuit imprès, s'han de tenir presents els efectes de la propagació dels senyals i tots els seus paràmetres associats que no poden ser obviats, com ara desadaptacions d'impedància característica, ressonàncies i comportament complex de les transicions. Aquests efectes originen desadaptacions depenents de la freqüència i donen lloc a radia-

---



**Figura 2.1:** Representació d'una línia de transmissió microstrip acoblada.



**Figura 2.2:** Representació dels modes comú i diferencial i de les seves tensions i corrents respectives, en una línia microstrip acoblada.

cions que originen pèrdues i distorsions en el senyal transmès, afectant la seva integritat.

En aquest treball de recerca, degut a l'infinitat de combinacions de pistes que poden existir, ens hem centrat en l'estudi del comportament (en diferents condicions) d'una combinació particular de pistes: dues pistes simètriques paral·leles sobre un pla de massa, formant el que es coneix com una línia de transmissió microstrip acoblada (figura 2.1). Davant d'aquest fet cal recalcar que malgrat ser un cas particular, el seu ús tan àmpliament extès fa que no manqui aplicabilitat a l'estudi realitzat en aquest treball.

De l'anàlisi electromagnètica dels senyals que poden viatjar a través d'una línia de transmissió multimodal *microstrip acoblada*, se n'extreu que s'hi propaguen senyals en un medi no homogeni i, per tant, són senyals no TEM. En la majoria dels casos però, si la separació entre pistes és prou petita comparant-la amb la màxima longitud d'ona de treball, els efectes no TEM són negligibles ([2], [3], [4], [5] entre d'altres autors) i es suposa una propagació quasi-TEM. D'aquí, analitzant la transmissió de senyals sota aquest

supòsit quasi-TEM, se n'extreu que aquests senyals es poden descomposar en dos senyals bàsics anomenats mode comú i mode diferencial ([2], [6], [7], [8], etc.).

El mode comú (Figura 2.2), també anomenat mode parell (o *even*), és un mode de propagació on la tensió del mode viatja entre el pla de massa i ambdues pistes. El mode diferencial (Figura 2.2), també anomenat mode senar (o *odd*), és un mode de propagació on la tensió del mode va d'una pista (*strip*) a l'altra. La representació i definició de les tensions i corrents de tots dos modes es pot veure a la figura 2.2, on  $V_C$  i  $I_C$  representen la tensió i el corrent pel mode comú i  $V_D$  i  $I_D$  representen la tensió i corrent pel mode diferencial.

La descomposició de senyals arbitraris en aquests dos modes, comú i diferencial, és molt usada en l'EMC ([9], [10],[11], [12]) per 2 motius:

- Per a estudiar la propagació d'interferències. Els mecanismes d'acoblament i radiació seran diferents depenent de si el senyal es propaga en mode comú o en mode diferencial ([9], [10],[11], [12]).
- Per a mitigar la propagació de les interferències esmentades abans. Les tècniques de filtració canvien si aquests senyals interferents són de mode comú o de mode diferencial ([9], [10],[11], [12]).

Aquests senyals que es propaguen a través de les pistes de les plaques poden sofrir transformacions, alteracions, per causa de les diferents transicions que es poden trobar en el traçat de les pistes com ara la inserció d'impedàncies en sèrie, paral·lel, derivacions de pistes, etc. Per tant, un model acurat del comportament dels senyals que es propaguen per les transicions requereix que es tinguin presents els dos modes.

Conèixer com afecten els diferents elements i configuracions de pistes a la propagació d'aquests modes és molt importat ja que indicarà com es propagaran i per tant, com seran afectats els senyals útils pels interferents.

Per a realitzar l'anàlisi dels senyals que es propaguen en unes línies acoblades microstrip i de les transicions que es poden trobar, a la bibliografia consultada es troben diferents solucions:

- Mètodes numèrics. Si s'usen mètodes numèrics, es busca incloure l'efecte d'aquestes transicions (que poden ser elements circuitals) dins de les simulacions, com en el
-

treball realitzat per A. E. Ruehli ([13]). Aquesta opció té en compte tots els efectes, com ara acoblaments, radiacions etc., que poden tenir lloc a la transició. Aquesta forma és però, per la pròpia naturalesa del mètode de simulació, computacionalment costosa.

- Aproximacions empíriques. Aquestes aproximacions empíriques dels paràmetres que caracteritzen la propagació en línies de transmissió, com [14] i [15], en permeten construir un model de comportament vàlid per a un marge de freqüències. Aquest model pot ser inclòs en un simulador circuital i per tant es simulen fàcilment les transicions formades per elements circuitals (impedàncies sèrie, paral·lel, etc.), però fan difícil incloure transicions no circuitals com derivacions de pistes de senyal, discontinuïtats en el pla de massa, etc., si no es tenen també els models empírics per a aquests casos.
- Mètodes híbrids. Sota la suposició de propagació quasi-TEM, les equacions que governen la línia de transmissió poden reduir-se a les conegudes com les *equacions del telegrafista*. D'aquesta forma, es té la línia modelada circuitalment. Resolent les equacions matricials que surten, s'obtenen les tensions i corrents dels diferents conductors. Com a referències, per a un medi isotròpic es troba a [4], [16], [17], i per a un medi no isotròpic mencionarem [18] i [19]<sup>2</sup>, [2], [6]<sup>3</sup>, [21], [22] entre d'altres. S'ha de mencionar que aquests impliquen l'obtenció prèvia de les matrius de paràmetres per unitat de longitud que caracteritzen la línia de transmissió o bé l'obtenció de les constants de la línia de transmissió quasi-estàtiques (com a [23]), que requereixen normalment l'ús de mètodes numèrics.

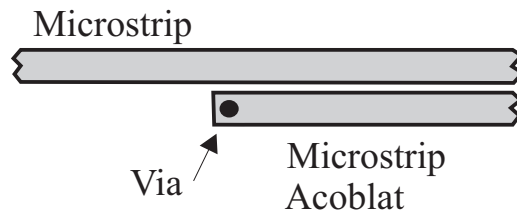
Amb aquests mètodes, possiblement una de les formes més fàcils de simular l'estructura *línia de transmissió multiconductor-transició-línia de transmissió multiconductor* sigui plantejant les matrius de transmissió  $ABCD$  o bé les matrius d'admitàncies  $Y$  ([2], [6]) de cada part. També hi ha altres mètodes, mencionats també per [2] i [6], basats en un punt de vista modal, on s'inclouen les transicions com a condicions de contorn. Aquests es centren però, en transicions formades per curtcircuits o circuits

---

<sup>2</sup>Per un medi bi-isotròpic

<sup>3</sup>S'ha de mencionar que J.A. Brandao Faria també utilitza el *mètode de les perturbacions* per analitzar i obtenir les tensions i corrents dels diferents conductors (postulat per Harrington [20])

---



**Figura 2.3:** Placa de circuit imprès, vist des de dalt, on es veu la transició microstrip-microstrip acoblada.

oberts.

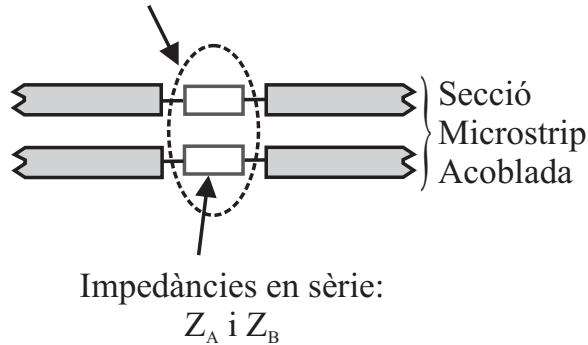
En el present treball de tesi s'ha escollit estudiar la propagació dels senyals des d'un punt de vista diferent als anteriorment mencionats: modalment i circuitalment, buscant continuïtat amb la tesi del Miquel Ribó ([1]) i enfocant l'anàlisi cap a aplicacions en l'*EMC*. A la bibliografia consultada no s'ha trobat cap referència similar per a l'entorn microstrip acoblat.

Aquí, per a simular una estructura que en general serà de la forma *línia de transmissió-transició-línia de transmissió* s'obindrà un model modal circuital de cada transició com és descriu en el capítol següent, i que serà inclòs en un simulador circuital.

Donat l'ampli ventall de diferents configuracions de pistes i elements que ens poden trobar en un PCB, s'ha realitzat l'anàlisi i el modelatge multimodal de les següents transicions bàsiques, però molt freqüents:

- Transició microstrip - microstrip acoblada. És una transició que consisteix en una secció microstrip connectada a una de les pistes d'una secció microstrip acoblada, i on l'altra pista de la secció microstrip acoblada està curtcircuitada a massa mitjançant una via (Figura 2.3). Aquesta transició representa una situació habitual, com pot ser en el cas del traçat de pistes de massa per la cara superior del circuit imprès per salvar l'existència de forats (*gaps*) en el pla de massa, o el traçat d'una pista juntament amb la seva pista de guarda.
- Inserció d'elements en sèrie en una línia de transmissió microstrip acoblada. Representa el fet d'inserir elements en sèrie amb les pistes (Vegeu la figura 2.4) en una

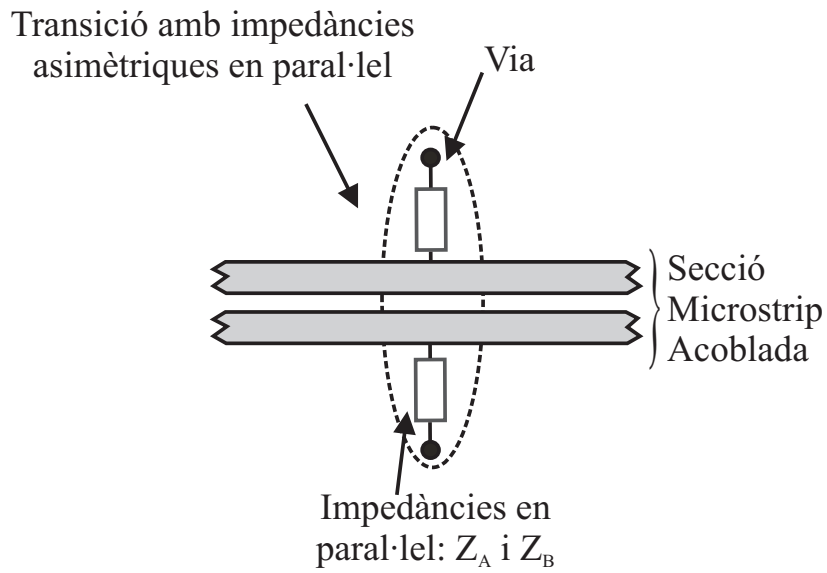
Transició amb impedàncies  
asimètriques en sèrie



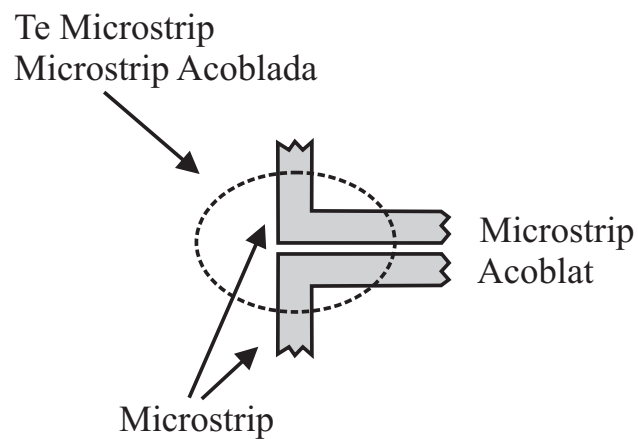
**Figura 2.4:** Placa de circuit imprès, vista des de dalt, on es representen elements inserits en sèrie.

línia de transmissió microstrip acoblada, format el que s'anomenarà *Transició amb impedàncies asimètriques en sèrie*. Aquesta transició és habitual per a realitzar el filtratge d'un senyal que es propagui per aquestes pistes.

- Inserció d'elements en paral·lel en una línia de transmissió microstrip acoblada. Representa el fet d'inserir elements en paral·lel, és a dir, connectats entre una pista i el pla de massa (Figura 2.5) en una línia de transmissió microstrip acoblada, format el que s'anomenarà *Transició amb impedàncies asimètriques en paral·lel*. Té la seva aplicació, per exemple, en l'estudi de l'efecte de les impedàncies d'entrada de components (com ara circuits integrats, etc.) o d'elements discrets col·locats en paral·lel, que poden carregar la pista.
- Te microstrip - microstrip acoblada. Representa una secció microstrip acoblada, formada per dues pistes paral·leles, que es divideix en dues pistes microstrip no acoblades (Figura 2.6). Aquesta és una transició habitual en plaques de circuit imprès amb densitat de pistes elevades, on diferents pistes de senyals a vegades han de discórrer unes al costat de les altres.
- Creu microstrip - microstrip acoblada. És una transició formada pel fet de tenir derivacions microstrip en una línia microstrip acoblada; o des d'una altra perspectiva, és una transició formada quan pistes microstrip conflueixen contra una línia mi-

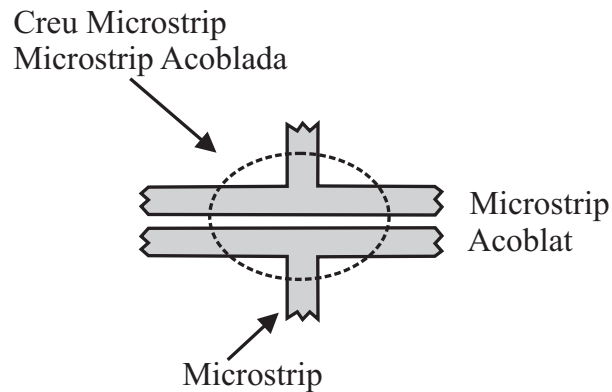


**Figura 2.5:** Placa de circuit imprès, vista des de dalt, on es representen elements inserits en paral·lel.



**Figura 2.6:** Placa de circuit imprès, vista des de dalt, on es representa la formació d'una transició Te Microstrip - Microstrip acoblada.





**Figura 2.7:** Placa de circuit imprès, vista des de dalt, on es representa la formació d'una transició Creu Microstrip - Microstrip acoblada.

crostrip acoblada (Figura 2.7). Aquesta transició la podem trobar sovint en plaques de circuit imprès quan es realitzen derivacions d'un senyal, com per exemple, un rellotge, en presència d'altres pistes de senyal.

A la bibliografia consultada, el modelatge circuital de les transicions (que no modelatge multimodal circuital) ha estat dut a terme per diferents autors. Tots ells, a diferència del treball aquí presentat, realitzen el modelatge de forma empírica. R. Araneo ([24]) extreu el model circuital pel cas concret d'una  $T_e$  microstrip a partir dels paràmetres obtinguts de la seva simulació numèrica (concretament, a partir de l'obtenció de la seva matriu d'impedàncies (o d'admitàncies)). Per a extreure el model circuital busca l'expansió en fraccions parcials de Foster de la matriu d'impedàncies (o d'admitàncies) de la discontinuïtat (tal com fa T. Mangold [25]). A partir de la representació de Foster, sintetitza el model circuital equivalent seguint tècniques descrites a E. A. Guillemin ([26]) i a L. Weinberg ([27]). Altres, com T. Mangold ([25]) i I. Timmings ([28]), també obtindran el model circuital de la transició mitjançant tècniques de síntesi de xarxes descrites per Cauer ([29]). El primer parteix dels resultats obtinguts mitjançant un simulador electromagnètic en el domini del temps i el segon parteix de les mesures en el domini de la freqüència de la transició.



# Transicions multimodals en entorns microstrip.

---

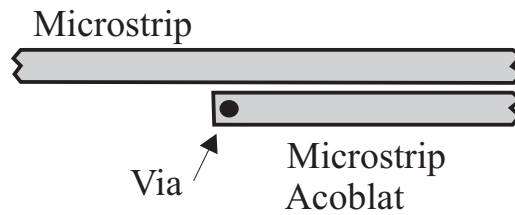
El treball de recerca ha estat realitzat, com s'ha mencionat, amb la intenció de estudiar des d'un punt de vista multimodal (mode comú (*even*) i mode diferencial (*odd*)), el comportament de diferents transicions que es poden trobar en plaques de circuit imprès (PCB) en un entorn amb línies de transmissió *microstrip* / *microstrip acoblades*.

En els següents apartats, es descriuen amb detall les diferents transicions presents en plaques de circuit imprès, estudiades en aquest treball.

## 3.1 Transició microstrip - microstrip acoblada.

L'estructura que es seguirà en aquest apartat per a l'estudi de la transició i l'obtenció d'un model que representi el seu comportament multimodal serà la següent:

- Descripció de la transició creada en el moment que una de les dues pistes d'una línia de transmissió microstrip acoplada no continua essent traçada i és curtcircuitada a massa mitjançant una via.
- Anàlisi dels diferents senyals presents a la transició, de la seva descomposició en modes, i extracció de les equacions que governen la transició i que ens permetran obtenir el model circuital equivalent de la transició i la seva matriu de paràmetres  $S$ , que expliquen com interactuen els diferents modes entre ells.
- Presentació del model multimodal circuital de la transició i la seva matriu de paràmetres  $S$ .



**Figura 3.1:** Placa de circuit imprès, vista des de dalt, on es veu la transició microstrip-microstrip acoblada.

- Validació del model proposat mitjançant la comparació de simulacions i mesures de plaques de circuit imprès on és present la transició.

### 3.1.1 Descripció de la transició *microstrip* - *microstrip acoblada*.

Com s'ha mencionat, és una transició formada per una línia microstrip i una línia microstrip acoblada. La línia de transmissió microstrip s'uneix a una de les pistes de la línia microstrip acoblada mentre que l'altra pista es curcircuita amb el pla de massa mitjançant una via, com es veu a la figura 3.1. Aquesta transició, com ja s'ha mencionat, forma una transició mode comú-mode diferencial (TMCD) present a la majoria del dissenys de plaques de circuit imprès a causa de la seva creixent complexitat. Aquesta transició s'utilitza per a creuar trencaments en els plans de massa o per a treure profit del millor comportament de les configuracions diferencials de pistes (considerant les seves característiques de radiació i immunitat a interferències en mode comú). El comportament de configuracions diferencials ha estat estudiat recentment. A [30], ha estat analitzat el comportament d'una configuració diferencial en presència d'un pla de massa dividit. A [31], [32], es considera la radiació de configuracions diferencials usant tècniques numèriques electromagnètiques. El comportament d'un parell diferencial propagant simultàniament el mode comú i el diferencial s'analitza a [33]. A més a més, les TMCDs han estat estudiades fent servir mètodes numèrics electromagnètics a [34].

Un altre exemple d'ús d'aquesta transició és la seva presència en configuracions d'una pista de senyal amb la seva pista de guarda, la finalitat de la qual, com és conegut, és evitar l'acoblament de senyals entre diferents pistes (estudiat a [35], [36], [37]). L'aparició

de ressonàncies degudes a les vies de la pista de guarda són comentades a [38] i efectes de la pista de guarda sobre la pista de senyal són comentats i mesurats a [39], mostrant que la pista de guarda pot produir oscil·lacions no desitjades que causen la degradació del senyal.

En aquest treball es proposa una nova tècnica per a analitzar aquestes diferents situacions mitjançant l'estudi d'aquesta transició *microstrip - microstrip acoblada* des d'un punt de vista multimodal, que contempli per separat el mode comú i el diferencial, i que pugui tractar configuracions com les mostrades a les TMCDs, on els modes poden ser carregats amb impedàncies diferents.

### 3.1.2 Anàlisi circuital de la transició.

En el pla de la transició, s'esdevé un balanç modal entre el mode microstrip (que es propaga a la pista microstrip), el mode comú microstrip acoblat i el mode microstrip acoblat diferencial (ambdós es propaguen a través de les pistes de la línia de transmissió microstrip acoblada). Per a analitzar aquest balanç modal, s'assignen tensions i corrents al terminal microstrip i a cada pista dels terminals microstrip acoblats de la transició de la figura 3.2. Per al terminal microstrip, les tensions i corrents són anomenades  $V_{us}$  i  $I_{us}$  respectivament.  $Z_{VIA}$  representa la impedància de la via. Les tensions i corrents del mode microstrip acoblat comú i diferencial són  $V_C, I_C, V_D$  i  $I_D$  respectivament, tal com s'han definit a la figura 3.2.

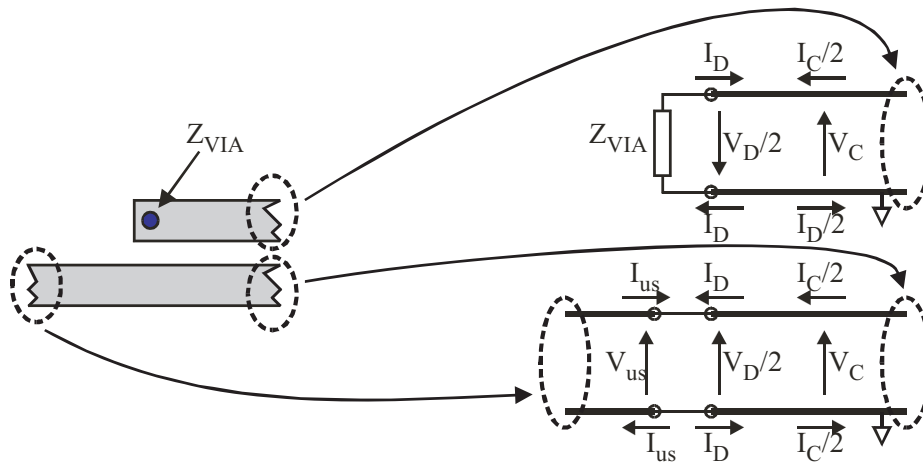
Aplicant les lleis de *Kirchoff*, s'obtenen les equacions constitutives de la transició:

$$\frac{V_D}{2} - Z_{VIA}I_D = V_C - Z_{VIA}\frac{I_C}{2} \quad (3.1)$$

$$V_{us} = \frac{V_D}{2} + V_C ; \quad I_{us} = -I_D - \frac{I_C}{2} \quad (3.2)$$

### 3.1.3 Model multimodal circuital de la transició i la seva matriu de paràmetres S.

Les equacions 3.1 i 3.2 poden també ser obtingudes mitjançant modificacions circuitals en un pont d'impedàncies. El pont d'impedàncies modificat divideix les contribucions de cada mode present a la transició en un port diferent, i per tant forma un model circuital multimodal de la transició. El circuit multimodal de la transició es mostra a la figura 3.3. En ell, es pot observar com el mode microstrip (amb impedància característica  $Z_{ous}$ )



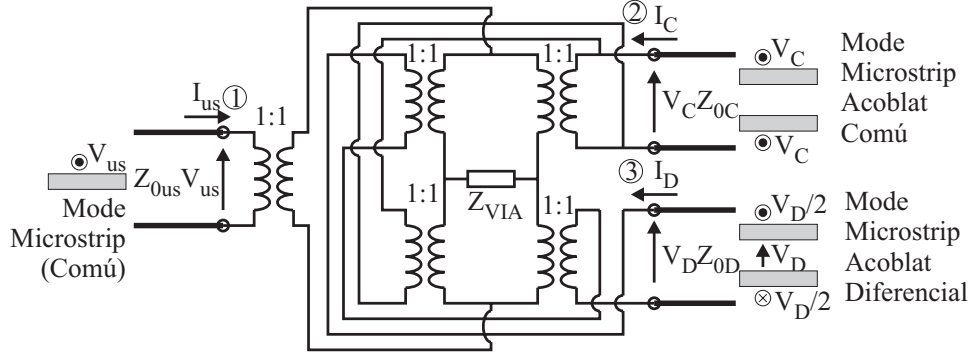
**Figura 3.2:** Anàlisi de les tensions i corrents de la transició microstrip - microstrip acoblada.

es converteix en mode microstrip acoblat comú i en mode microstrip acoblat diferencial amb impedàncies característiques  $Z_{oC}$  i  $Z_{oD}$  respectivament, i a l'inrevés. En el circuit equivalent (figura 3.3, les contribucions de cada mode present a la transició es confinen en ports diferents:

- Port 1 per al mode microstrip, el qual es propaga amb impedància característica  $Z_{ous}$ .
- Port 2 per al mode microstrip acoblat comú, el qual es propaga amb impedància característica  $Z_C$ .
- Port 3 per al mode microstrip acoblat diferencial, que es propaga amb impedància característica  $Z_C$ .

Per tant, la transició es modela mitjançant un circuit equivalent de tres ports, on cada port conté només un mode dels presents a la transició, permetent considerar cada mode per separat.

D'aquest model circuital, és pot obtenir la següent matriu de paràmetres S per les ones normalitzades incidents i reflectides dels modes microstrip, microstrip acoblat comú i mode microstrip diferencial presents a la transició anomenades  $a_{us}, a_C, a_D$ , i  $b_{us}, b_C, b_D$



**Figura 3.3:** Model circuital de la transició microstrip - microstrip acoblada.

, respectivament.

$$\begin{pmatrix} b_{us} \\ b_C \\ b_D \end{pmatrix} = \mathbf{S} \begin{pmatrix} a_{us} \\ a_C \\ a_D \end{pmatrix} \quad (3.3)$$

$$\mathbf{S} = \frac{1}{9(Z_{VIA} + Z_o)} \begin{pmatrix} Z_{VIA} - Z_o & 4(Z_o + 2Z_{VIA}) & 4(2Z_o + Z_{VIA}) \\ 4(Z_o + 2Z_{VIA}) & Z_{VIA} - 7Z_o & 4(Z_o - Z_{VIA}) \\ 4(2Z_o + Z_{VIA}) & 4(Z_o - Z_{VIA}) & 7Z_{VIA} - Z_o \end{pmatrix} \quad (3.4)$$

on

$$a_\alpha = (V_\alpha + Z_o I_\alpha) / \sqrt{4Z_o}$$

$$b_\alpha = (V_\alpha - Z_o I_\alpha) / \sqrt{4Z_o}$$

$$\alpha = us, C, D$$

On  $Z_o$  és una impedància real arbitrària a la qual han estat normalitzades les ones i a la qual la matriu de paràmetres  $\mathbf{S}$  ha estat referida.

Aquesta matriu de paràmetres  $\mathbf{S}$  mostra que, amb diferents eficiències, qualsevol mode que exciti la transició, excitarà els altres dos modes. Aquest fet és rellevant en EMC degut al fet que mostra com per exemple, una part d'una interferència que es propagui en mode microstrip acoblat comú, en arribar a la transició, es transformarà en el mode microstrip acoblat diferencial, i una altra en mode microstrip.

Com es pot observar amb la matriu de paràmetres  $\mathbf{S}$  (equacions 3.3 i 3.4, el model circuital proposat separa la contribució de cada mode present a la transició (mode microstrip i

modes microstrip acoblats comú i diferencial) en diferents ports i per tant, aquest model pot ésser utilitzat en aquelles configuracions de PCB que presentin diferents condicions de càrrega per a cada mode, com per exemple l'existència de forats o discontinuïtats en el pla de massa. El model permet una anàlisi quantitativa dels modes generats, podent ésser usat per a predir la quantitat de mode microstrip que és convertit en mode microstrip acoblat diferencial. Aquest model, pel fet de ser un model circuital, permet realitzar simulacions molt més ràpides que els seus equivalents electromagnètics.

### 3.1.4 Validació del model proposat.

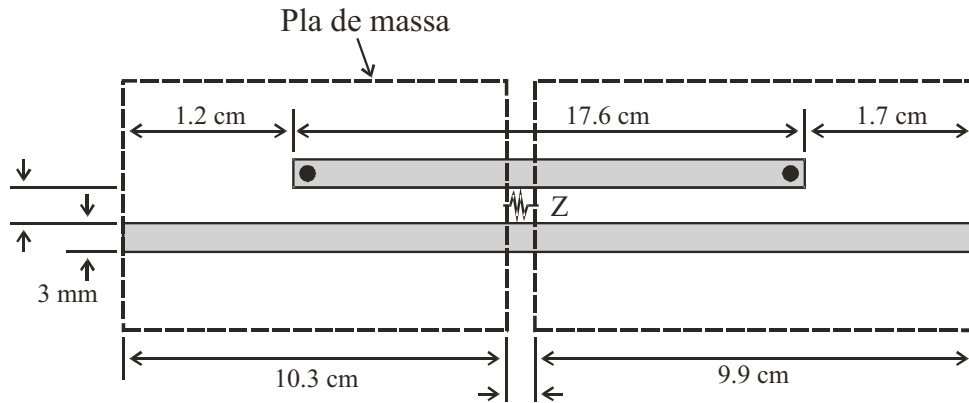
Per tal de validar el model circuital proposat, s'han mesurat i simulat dos circuits de test. Les característiques de les línies de transmissió pels modes microstrip i els modes microstrip acoblat comú i diferencial s'han obtingut usant el software *Linecalc* d'*Agilent*.

El primer circuit proposat és el mostrat a la figura 3.4. El substrate utilitzat es FR4 ( $h = 1.55mm$ ). Consisteix en una secció microstrip acoblada amb un pla de massa dividit en dues parts connectades entre sí mitjançant una resistència central de  $47\Omega$ . Aquesta discontinuïtat afecta al mode microstrip acoblat comú, deixant pràcticament inalterat el mode microstrip acoblat diferencial. La secció microstrip acoblada s'excita a banda i banda mitjançant dues seccions microstrip connectades a una de les pistes de la secció microstrip acoblada, formant a cada costat la transició microstrip - microstrip acoblada. La figura 3.5 mostra el model equivalent del circuit sencer. Per simplicitat, els models circuitals de la transició es representen com a circuits genèrics de tres ports. Com es pot observar, degut a que el model circuital de la transició separa cada mode en un port diferent, el comportament de la resistència en la divisió del pla de massa és tingut en compte fàcilment inserint una impedància  $Z$  en el camí de propagació del mode microstrip acoblat comú, deixant el mode microstrip acoblat diferencial inalterat. Aquesta impedància  $Z$  considera tant el valor de la resistència  $R$  com les característiques del ressonador *slotline* paràsit que apareix per la divisió del pla de massa en dues meitats.

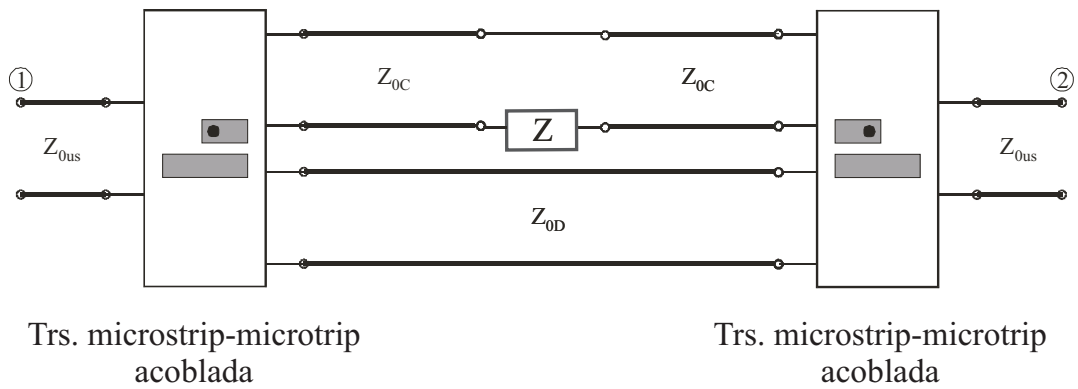
La figura 3.6 mostra la gran similitud que hi ha entre els resultats de la simulació i de les mesures realitzades en el circuit de la figura 3.4. Com es pot observar, el model prediu

---

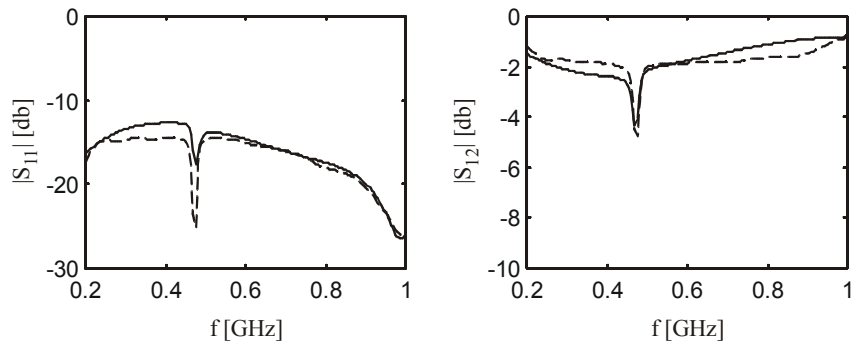




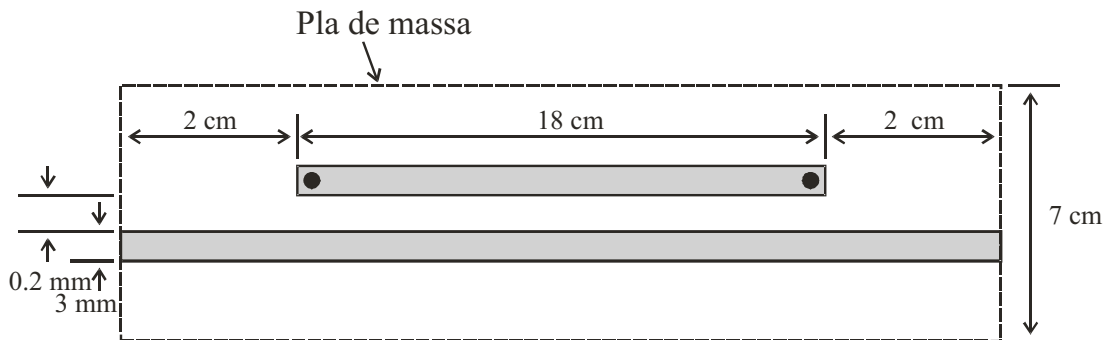
**Figura 3.4:** Circuit de test: Resistència en el pla de massa dividit.



**Figura 3.5:** Diagrama de blocs del circuit sencer de la figura 3.4.



**Figura 3.6:** Paràmetres S de les mesures i simulació del circuit de la figura 3.4. Les mesures són en línia contínua i la simulació en línia discontinua.

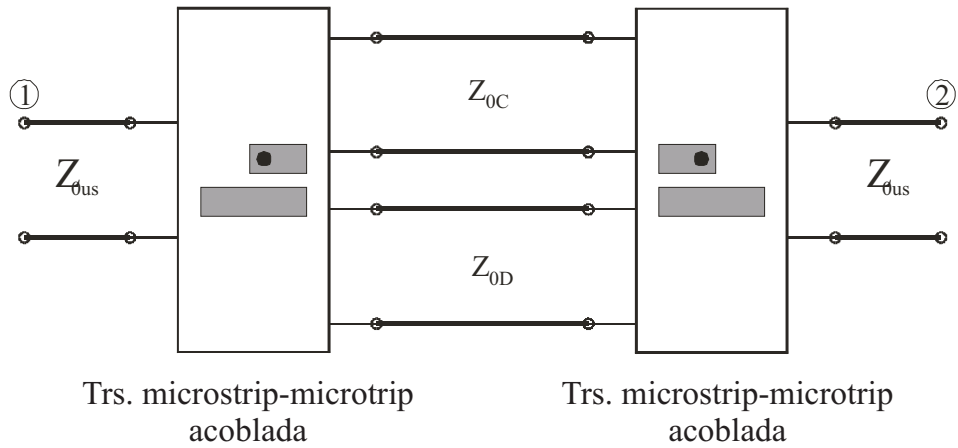


**Figura 3.7:** Circuit de test: Pla de massa no dividit.

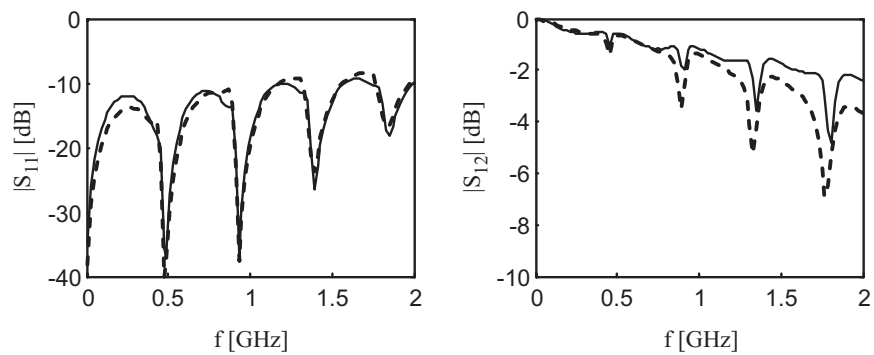
la ressonància del circuit i la degradació del seu comportament, parcialment degut a la presència en la secció microstrip acoblada diferencial, del mode microstrip acoblat comú.

El segon circuit de test proposat es mostra a la figura 3.7. Consisteix en una secció microstrip acoblada que, com al circuit anterior, és excitada a banda i banda mitjançant dues seccions microstrip connectades a una de les pistes de la secció microstrip acoblada, formant a cada costat la transició microstrip - microstrip acoblada. En aquest cas, el pla de massa no ha estat dividit i per tant, els dos modes microstrip acoblats es poden propagar inalterats. El circuit pot representar perfectament una pista de senyal acompanyada per una pista de guarda connectada en els seus extrems al pla de massa mitjançant vies.

La figura 3.8 mostra el circuit equivalent del circuit de la figura 3.7, on els models genèrics de tres ports que representen la transició, es connecten a línies de transmissió que



**Figura 3.8:** Diagrama de blocs equivalent del circuit de la figura 3.7.



**Figura 3.9:** Paràmetres S de les mesures i simulació del circuit de la figura 3.7. Mesures en línia contínua i simulació en línia discontinua.

propaguen el mode microstrip acoblat comú i el mode microstrip acoblat diferencial, amb impedàncies característiques  $Z_{oC}$  i  $Z_{oD}$  respectivament.

A la figura 3.9 es comparen els paràmetres S simulats i mesurats del circuit de la figura 3.7, mostrant un altre cop com el model prediu el comportament del circuit, presentant la degradació que pot sofrir el senyal transmès, a determinades freqüències, degut a la presència d'aquesta pista de guarda. Els resultats obtinguts han estat presentats a [40, 41].

## 3.2 Inserció d'elements en sèrie en una línia de transmissió microstrip acoblada.

L'estructura que es seguirà en aquest apartat per a l'estudi i l'obtenció del model de la transició serà similar a la seguida en la secció anterior:

- Descripció de la transició creada pel fet d'inserir elements en sèrie en una línia de transmissió microstrip acoblada.
- Anàlisi dels diferents senyals presents a la transició, de la seva descomposició en modes i extracció de les equacions que governen la transició i que ens permetran obtenir el model circuital equivalent de la transició i la seva matriu de paràmetres S, que expliquen com interactuen els diferents modes entre sí.
- Presentació del model multimodal circuital de la transició i la seva matriu de paràmetres S.
- Validació del model proposat mitjançant la comparació de simulacions i mesures de plaques de circuit imprès on és present la transició.

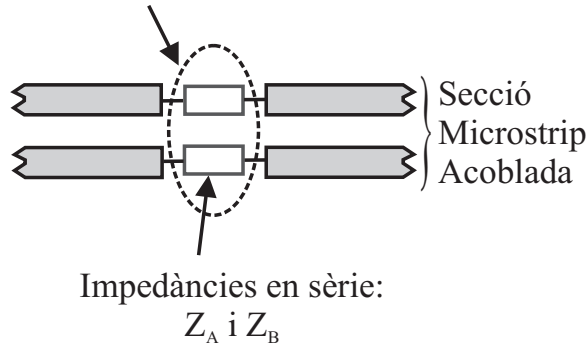
### 3.2.1 Descripció de la transició *amb impedàncies asimètriques en sèrie*.

Com s'ha mencionat, és una transició formada pel fet d'inserir impedàncies en sèrie en una o en cadascuna de les pistes d'una línia microstrip acoblada (figura 3.10).

Aquesta transició es dona moltes vegades, quan en plaques de circuit imprès amb pistes per on viatgen senyals amb un alt contingut espectral, aquestes es situen a prop d'altres pistes de senyal. Aquests senyals amb un alt contingut espectral (com per exemple, senyals de rellotge), s'acoblen fàcilment a altres pistes de senyal, creant interferències. Per

---

Transició amb impedàncies  
asimètriques en sèrie

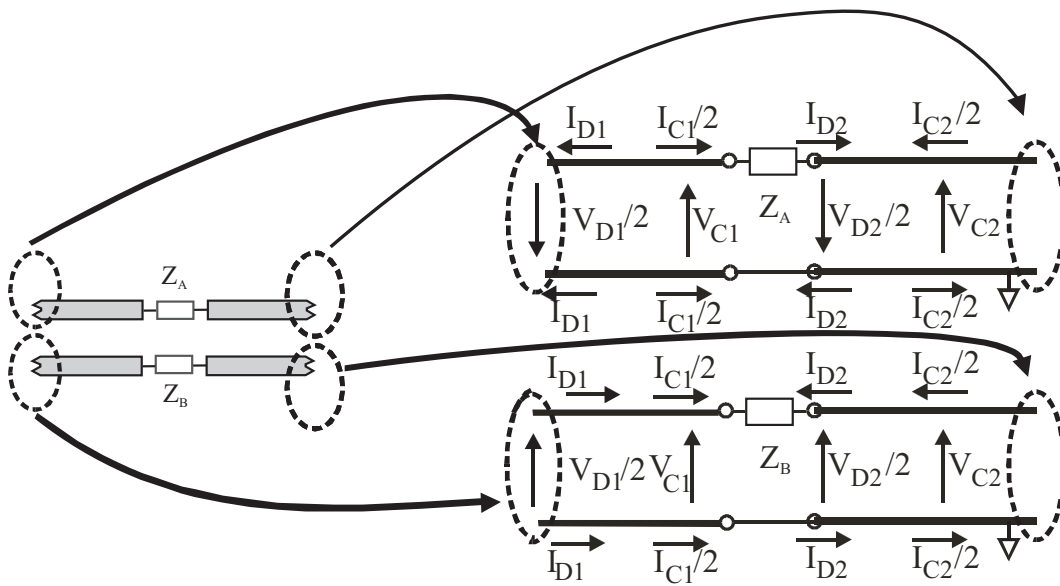


**Figura 3.10:** Detall d'un circuit, vist des de dalt, mostrant una línia microstrip acoblada amb dues impedàncies en sèrie ( $Z_A$  i  $Z_B$ ).

a reduir les possibilitats d'acoblar-se i interferir a altres senyals, a vegades s'introdueixen impedàncies en sèrie amb la pista de senyal, com ara ferrites o inductàncies, amb l'objectiu de filtrar aquest alt contingut espectral no desitjat ([9], [10], [11], [42], [12] [43]). Aquestes impedàncies sèrie poden també formar part de filtres més complexes amb elements en sèrie i paral·lel. Aquestes impedàncies sèrie poden ser dependents de la freqüència o una resistència.

Aquestes impedàncies situades en sèrie amb les pistes de la línia microstrip acoblada produeixen interaccions entre el mode microstrip acoblat comú i el mode microstrip acoblat diferencial, presents a la línia microstrip acoblada. El model multimodal de la transició haurà de tenir en compte l'intercanvi d'energia que es pot produir a la transició.

Mitjançant aquest treball es proposa un nou model per a estudiar aquestes diferents situacions mitjançant l'estudi d'aquesta transició que anomenarem "*transició amb impedàncies asimètriques en sèrie*" des d'un punt de vista multimodal que contempli per separat el mode comú i el diferencial, i que permeti tractar configuracions on els modes poden ser carregats amb impedàncies diferents. Aquesta transició no ha estat estudiada en línies de transmissió microstrip acoblada però el seu estudi ha estat abordat en un entorn coplanar [44].



**Figura 3.11:** Anàlisi de les tensions i corrents de la transició formada per inserir impedàncies en sèrie en una línia de transmissió microstrip acoblada.

### 3.2.2 Anàlisi circuital de la transició.

En el pla de la transició, s'esdevé un balanç modal entre el mode comú i el mode diferencial entrants i sortints de la transició (entre els modes que es propaguen a través de les pistes de la línia de transmissió microstrip acoblada). Per a analitzar aquest balanç modal, s'assignen tensions i corrents a cada pista dels terminals microstrip acoblat de la transició, com es pot veure a la figura 3.11. Per al terminal microstrip acoblat de l'esquerra, les tensions i corrents dels modes comú i diferencial s'anomenen  $V_{C1}$ ,  $I_{C1}$ ,  $V_{D1}$  i  $I_{D1}$  respectivament.  $Z_A$  i  $Z_B$  representen les impedàncies situades en sèrie. Les tensions i corrents del mode microstrip acoblat comú i diferencial del terminal de la dreta són  $V_{C2}$ ,  $I_{C2}$ ,  $V_{D2}$  i  $I_{D2}$  respectivament.

Aplicant les lleis de *Kirchoff* a les tensions i corrents presents a la transició, s'obtenen

les equacions constitutives de la transició:

$$I_{D1} = -I_{D2} \ ; \ I_{C1} = -I_{C2} \quad (3.5)$$

$$\frac{V_{D1}}{\sqrt{2}} - \frac{V_{D2}}{\sqrt{2}} = \frac{Z_B + Z_A}{2} \sqrt{2} I_{D1} + \left( \frac{Z_B - Z_A}{2} \right) \frac{I_{C1}}{\sqrt{2}} \quad (3.6)$$

$$\sqrt{2} V_{C1} - \sqrt{2} V_{C2} = \frac{Z_B - Z_A}{2} \sqrt{2} I_{D1} + \left( \frac{Z_B + Z_A}{2} \right) \frac{I_{C1}}{\sqrt{2}} \quad (3.7)$$

### 3.2.3 Model multimodal circuital de la transició i la seva matriu de paràmetres S.

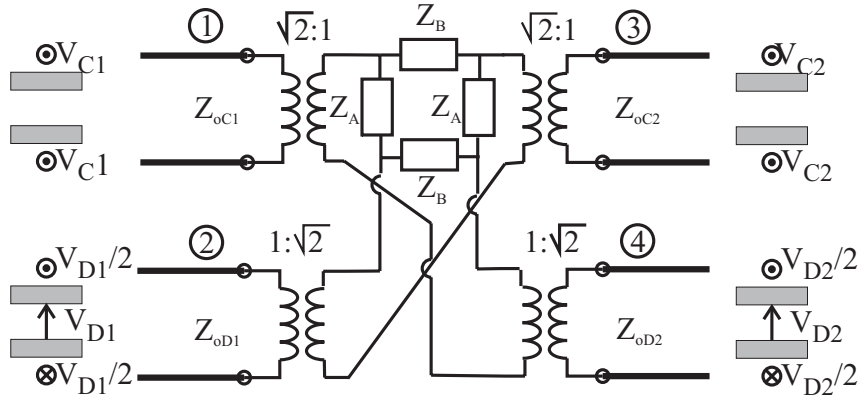
Igual que a la transició anterior, aquestes equacions poden també ser obtingudes mitjançant modificacions circuitals en un pont d'impedàncies. El pont d'impedàncies modificat divideix les contribucions de cada mode present a la transició en un port diferent, i per tant es forma el model circuital multimodal de la transició que cerquem. El model multimodal de la transició es mostra a la figura 3.12. En ell, es pot observar que a la transició es produeixen conversions entre els diferents modes comuns i diferencials que hi intervenen.

En el circuit equivalent, les contribucions de cada mode present a la transició es separen en ports diferents:

- Port 1 i 3 per al mode microstrip acoblat comú dels terminals de la línia microstrip acoblada de l'esquerra i de la dreta de la transició, els quals es propaguen amb impedància característica  $Z_{oC}$ .
- Port 2 i 4 per al mode microstrip acoblat diferencial dels terminals de la línia microstrip acoblada de l'esquerra i de la dreta de la transició, els quals es propaguen amb impedància característica  $Z_{oD}$ .

Per tant, la transició es modela mitjançant un circuit equivalent de quatre ports, on cada port conté només un mode dels presents a la transició, permetent tractar cada mode per separat.

D'aquest model circuital es pot obtenir la següent matriu de paràmetres S per a les ones normalitzades incidents i reflectides dels modes microstrip, microstrip acoblats comú i diferencial presents a la transició anomenades  $a_{C1}$ ,  $a_{D1}$ ,  $a_{C2}$ ,  $a_{D2}$ , i  $b_{C1}$ ,  $b_{D1}$ ,  $b_{C2}$ ,  $b_{D2}$ ,



**Figura 3.12:** Model circuital de la transició elements sèrie - microstrip acoblada.

respectivament.

$$\begin{pmatrix} b_{C1} \\ b_{D1} \\ b_{C2} \\ b_{D2} \end{pmatrix} = \mathbf{S} \begin{pmatrix} a_{C1} \\ a_{D1} \\ a_{C2} \\ a_{D2} \end{pmatrix} \quad (3.8)$$

$$\mathbf{S} = \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} \alpha & \beta & \chi & \beta \\ \beta & \delta & \beta & \epsilon \\ \chi & \beta & \alpha & \beta \\ \beta & \epsilon & \beta & \delta \end{pmatrix} \quad (3.9)$$

$$\alpha = 2\overline{Z_A Z_B} + (\overline{Z_A} + \overline{Z_B})$$

$$\beta = 2(\overline{Z_B} - \overline{Z_A})$$

$$\chi = 8 + 4(\overline{Z_B} + \overline{Z_A})$$

$$\delta = 2\overline{Z_A Z_B} + 4(\overline{Z_A} + \overline{Z_B})$$

$$\epsilon = 8 + (\overline{Z_B} + \overline{Z_A})$$

$$\Delta = 2\overline{Z_A Z_B} + 5(\overline{Z_A} + \overline{Z_B}) + 8$$

$$\overline{Z_A} = \frac{Z_A}{Z_o} \quad \overline{Z_B} = \frac{Z_B}{Z_o}$$



on

$$\begin{aligned} a_\alpha &= (V_\alpha + Z_o I_\alpha) / \sqrt{4Z_o} \\ b_\alpha &= (V_\alpha - Z_o I_\alpha) / \sqrt{4Z_o} \end{aligned} \quad (3.10)$$

$$\alpha = C1, D1, C2, D2$$

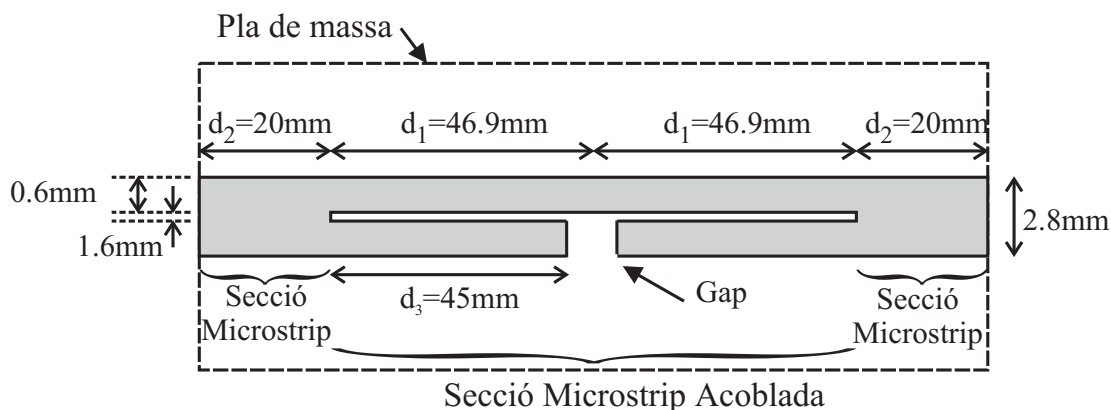
On  $Z_o$  és una impedància real arbitrària a la qual s'han normalitzats les ones i a la qual s'ha referit la matriu de paràmetres S.

A més a més, aquesta matriu de paràmetres S i el model circuital demostren (amb diferents eficiències) que qualsevol mode que exciti la transició, excitarà també els altres modes. Aquest fet és rellevant en EMC degut a que mostra com, per exemple, a partir d'un senyal diferencial (com ara un senyal de rellotge propagant-se per una de les pistes), en arribar a la transició, es generen tots dos modes microstrip acoblats. Aquest fet degrada el senyal de rellotge i pot generar interferències ja que part de l'energia del senyal de rellotge que es propagava en mode diferencial, es transforma en interferències de mode comú (a través dels paràmetres  $S_{12}$  i  $S_{32}$  de la matriu de paràmetres S de la transició (equació 3.9)). A més a més, es pot observar com un senyal interferent que es propagui en mode microstrip acoblat comú pot afectar a la integritat del senyal diferencial a través dels paràmetres  $S_{21}$  i  $S_{41}$  de la matriu de paràmetres S.

Com a la transició anterior, el fet de separar cada mode en un port diferent permet estudiar situacions on els modes es carreguin de forma diferent (com ara trencaments en el pla de massa o el fitratge de senyals).

Aquestes impedàncies sèrie poden representar el fet d'inserir elements per a filtrar el senyal, com ara xocs a una determinada freqüència, situats en una de les pistes. Gràcies al model, es caracteritza aquesta transició de forma multimodal (pel mode comú i pel mode diferencial). Aquest fet és molt útil perquè és el primer pas per a caracteritzar elements dels filtres des d'un punt de vista molt emprat a EMC.

Com s'ha vist, aquest model permet una anàlisi quantitativa dels modes generats, podent ésser usat per predir la quantitat de mode diferencial que es converteix en mode comú, i a l'inrevés.



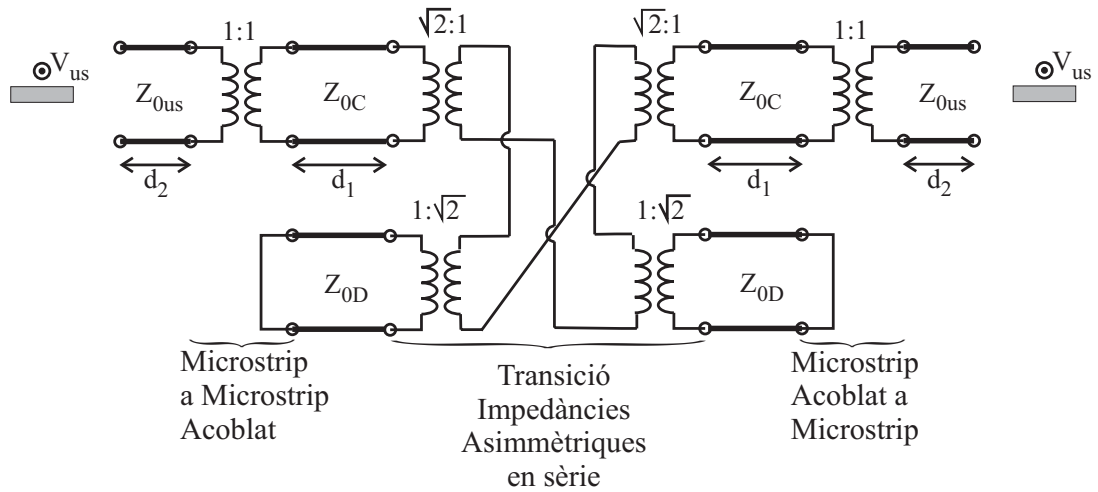
**Figura 3.13:** Circuit mesurat vist des de dalt.  $Z_A = 0$ ;  $Z_B = \infty$ .

Aquest model, pel fet de ser un model circuital, permet realitzar simulacions molt més ràpides que els seus equivalents electromagnètics.

### 3.2.4 Validació del model proposat.

Per a validar el model circuital proposat, s'han mesurat i simulat dos circuits de test. Les característiques de les línies de transmissió per als modes comú i diferencial han estat obtingudes usant el software *Linecalc* d'*Agilent*. El primer circuit proposat és el mostrat a la figura 3.13 on la impedància  $Z_A$  ha estat substituïda per un curtcircuit,  $Z_A = 0$ , i la impedància  $Z_B$ , per un circuit obert,  $Z_B = \infty$ . Aquest cas representa, per exemple, un circuit on s'està impeding la propagació d'un senyal d'una freqüència determinada. El circuit obert representaria la impedància d'un *xoc* a la freqüència esmentada. El substracte utilitzat és FR4 ( $h=1.55\text{mm}$ ). Per a simplificar la mesura, la transició s'excita mitjançant el mode comú. Per tal d'aconseguir-ho, s'han afegit dues seccions microstrip a cada banda de la secció microstrip acoblada. La transició resultant d'unir una pista microstrip a les dues pistes de la línia microstrip acoblada transforma el mode microstrip en un mode comú, curtcircuitant el mode diferencial.

Cal mencionar que el circuit de la figura 3.13, pot ser vist com dos filtres *spurline* rebutja banda col·locats en cascada. Els filtres rebutja banda *spurline*, i la seva estructura han estat estudiats a diferents articles ([45],[46]), però des d'un altre punt de vista, ja que allà no s'analitzava el comportament multimodal de la transició. La freqüència rebutjada



**Figura 3.14:** Model circuital del circuit de la figura 3.13.

del filtre pot ser calculada com ([45]):

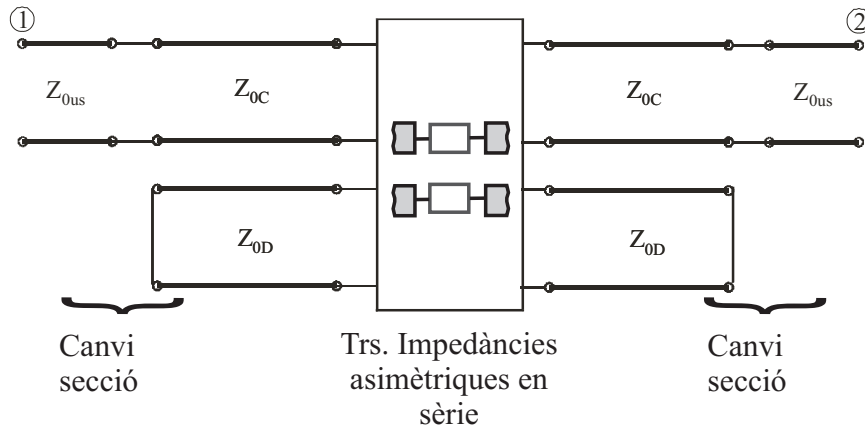
$$\frac{\lambda_D}{4} = d_1 = 45mm \Rightarrow f_{STOP} = 893MHz \quad (3.11)$$

La matriu de paràmetres S de la transició, amb  $Z_A = 0$  i  $Z_B = \infty$  es mostra a l'equació 3.12, on es pot observar que si la transició s'excita amb un mode microstrip acoblat diferencial ( $a_{D1}$ ) la transició rebutja el 64% de la potència del mode diferencial incident ( $S_{22} = 4/5$ ), però el 16% + 16% de la potència incident es converteix en mode microstrip acoblat comú, transmès i reflectit ( $S_{12} = 2/5$ ,  $S_{32} = -2/5$ ).

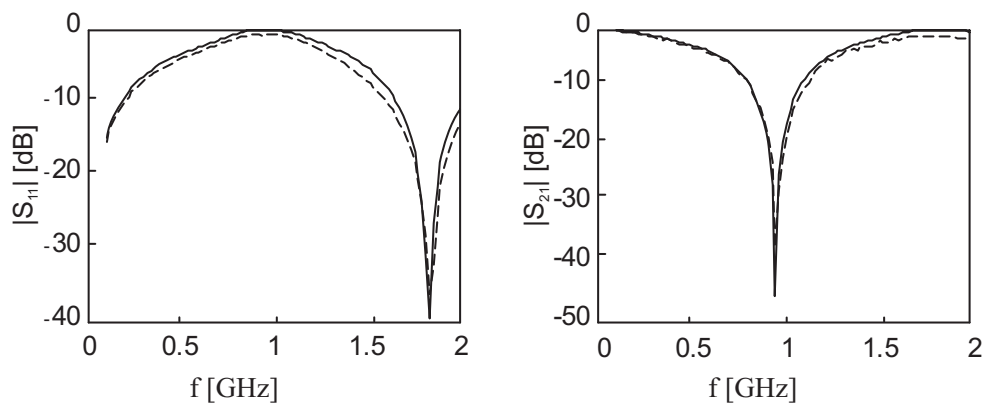
$$\mathbf{S} = \frac{1}{5} \begin{pmatrix} 1 & 2 & 4 & -2 \\ 2 & 4 & -2 & 1 \\ 4 & -2 & 1 & 2 \\ -2 & 1 & 2 & 4 \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

La figura 3.14 mostra el model circuital equivalent total per al circuit de la figura 3.13 i la figura 3.15 mostra el diagrama de blocs emprat per a la simulació. Es pot observar com la transmissió del mode microstrip acoblat comú és controlada per la presència de dos *stubs* curtcircuitats, en sèrie, de mode diferencial.

La figura 3.16 compara les mesures i simulacions dels paràmetres S realitzades sobre el circuit de la figura 3.13, mostrant com el model prediu el comportament del circuit. Les mesures i simulacions mostren com la ressonància és creada pels *stubs* que controlen la



**Figura 3.15:** Diagrama de blocs de simulació del circuit de la figura 3.13.



**Figura 3.16:** Paràmetres S mesurats. Mesures amb línia contínua i simulacions amb línia trencada.

propagació del mode comú, conformant un filtre rebutja banda que funciona a la freqüència predita per l'equació 3.11.

### 3.3 Inserció d'elements en paral·lel en una línia de transmissió microstrip acoblada.

L'estructura que es seguirà en aquest apartat per a l'estudi de la transició que es forma en inserir elements en paral·lel en una línia de transmissió acoblada, i per a l'obtenció d'un model que representi el seu comportament multimodal, serà similar al de la secció anterior:

- Descripció de la transició creada pel fet d'inserir elements en paral·lel en una línia de transmissió microstrip acoblada.
- Anàlisi dels diferents senyals presents a la transició, de la seva descomposició en modes i extracció de les equacions que governen la transició i que ens permetran obtenir: el model circuital equivalent de la transició i la seva matriu de paràmetres  $S$ , que expliquen com interactuen els diferents modes entre si.
- Presentació del model multimodal circuital de la transició i la seva matriu de paràmetres  $S$ .
- Validació del model proposat mitjançant la comparació de simulacions i mesures de plaques de circuit imprès on és present la transició.

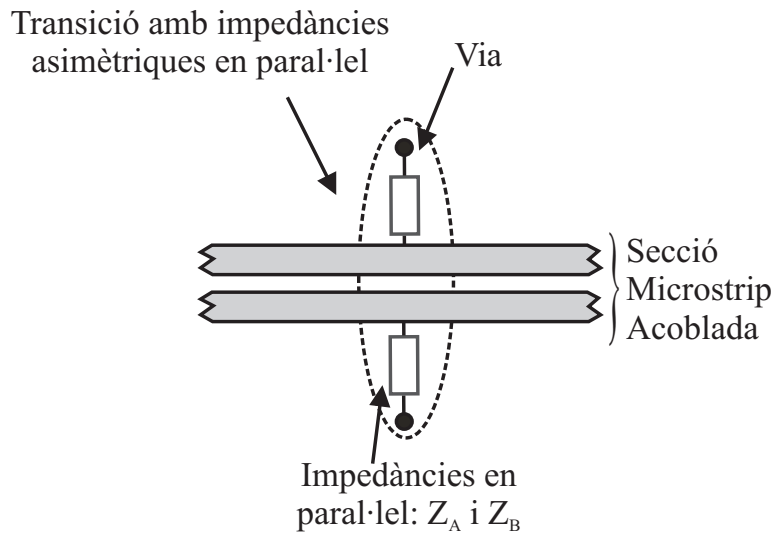
### 3.3.1 Descripció de la transició *amb impedàncies asimètriques en paral·lel*.

Com s'ha mencionat, és una transició formada pel fet de connectar impedàncies en paral·lel entre una o entre cadascuna de les pistes d'una línia microstrip acoblada i el pla de massa (figura 3.17).

Aquesta transició es dona moltes vegades quan en plaques de circuit imprès amb pistes per on hi viatgen senyals amb un alt contingut espectral, aquestes se situen a prop d'altres pistes de senyal. Aquests senyals amb un alt contingut espectral (com per exemple, senyals de rellotge), poden acoblar-se fàcilment a les altres pistes de senyal, creant interferències. Per a reduir les possibilitats d'acoblar-se i interferir a altres senyals, a vegades s'introdueixen impedàncies (que poden ser dependents de la freqüència) en paral·lel amb la pista de senyal, amb l'objectiu de filtrar aquest alt contingut espectral no desitjat [11], [42], [12], [43].

Aquestes impedàncies situades en paral·lel amb les pistes de la línia microstrip acoblada produeixen interaccions entre el mode comú i el mode diferencial, presents a la línia microstrip acoblada, modes que ja s'han vist a la figura 2.2. El model multimodal de la transició haurà de tenir en compte aquest intercanvi d'energia que es pot produir a la transició. Ja a [34] s'estudia l'efecte que té la via (essent aquesta una impedància en paral·lel) com a transició comú-diferencial, però vist amb mètodes electromagnètics numèrics.

---



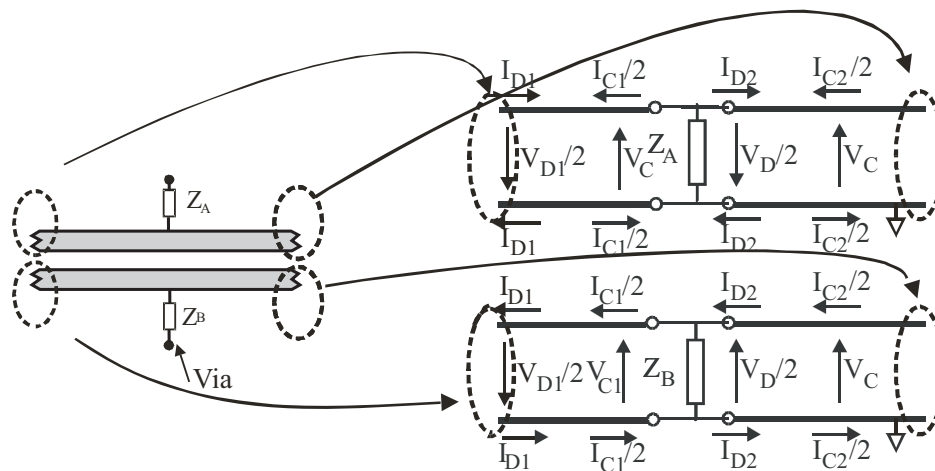
**Figura 3.17:** Detall placa de circuit imprès, vista des de dalt, on es representen dues impedàncies inserides en paral·lel ( $Z_A$  i  $Z_B$ ).

En aquest treball es proposa un nou model per estudiar aquestes diferents situacions mitjançant l'estudi d'aquesta transició que anomenarem *transició d'impedàncies asimètriques en paral·lel*, des d'un punt de vista multimodal que contempli per separat el mode comú i el diferencial, podent tractar així configuracions on els modes poden carregar-se amb impedàncies diferents.

### 3.3.2 Anàlisi circuital de la transició.

En el pla de la transició s'esdevé un balanç modal entre el mode comú i el mode diferencial entrants i sortints de la transició (modes que es propaguen a través de les pistes de la línia de transmissió microstrip acoblada). Per tal d'analitzar aquest balanç modal s'assignen tensions i corrents a cada pista dels terminals microstrip acoblat de la transició, com es pot observar a la figura 3.18. Per al terminal microstrip acoblat de l'esquerra, les tensions i corrents dels modes comú i diferencial s'anomenen  $V_{C1}$ ,  $I_{C1}$ ,  $V_{D1}$  i  $I_{D1}$  respectivament.  $Z_A$  i  $Z_B$  representen les impedàncies situades en paral·lel. Les tensions i corrents del mode comú i diferencial del terminal de la dreta són  $V_{C2}$ ,  $I_{C2}$ ,  $V_{D2}$  i  $I_{D2}$  respectivament.

Aplicant les lleis de *Kirchoff* a les tensions i corrents presents a la transició, s'obtenen les equacions constitutives de la transició:



**Figura 3.18:** Anàlisi de les tensions i corrents de la transició formada per inserir impedàncies en paral·lel en una línia de transmissió microstrip acoblada.

$$\frac{V_{D1}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{D2}}{\sqrt{2}} = \frac{Z_B + Z_A}{2}(\sqrt{2}I_{D1} + \sqrt{2}I_{D2}) + \frac{Z_B - Z_A}{2} \left( \frac{I_{C1}}{\sqrt{2}} + \frac{I_{C2}}{\sqrt{2}} \right) \quad (3.13)$$

$$\sqrt{2}V_{C1} = \sqrt{2}V_{C2} = \frac{Z_B - Z_A}{2}(\sqrt{2}I_{D1} + \sqrt{2}I_{D2}) + \frac{Z_B + Z_A}{2} \left( \frac{I_{C1}}{\sqrt{2}} + \frac{I_{C2}}{\sqrt{2}} \right) \quad (3.14)$$

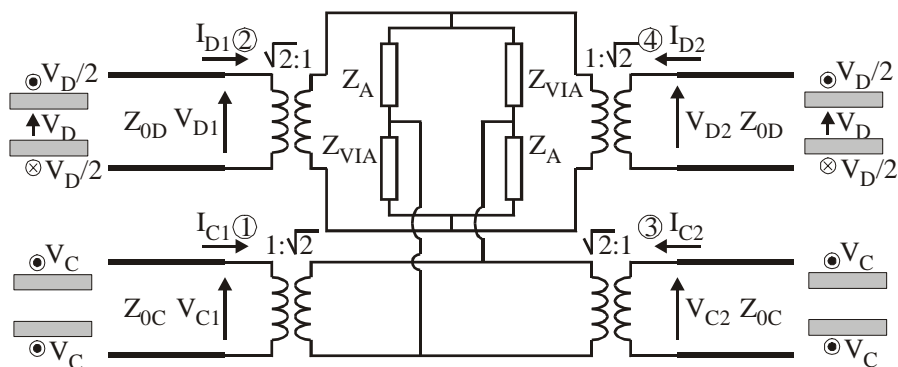
### 3.3.3 Model multimodal circuital de la transició i la seva matriu de paràmetres S.

Igual que a la transició anterior, aquestes equacions poden també ser obtingudes mitjançant modificacions circuitalment en un pont d'impedàncies. El pont d'impedàncies modificat divideix les contribucions de cada mode present a la transició en un port diferent i, per tant, es forma el model circuital multimodal de la transició que cerquem.

El circuit multimodal de la transició es mostra a la figura 3.19. En ell es pot observar que a la transició es produeixen conversions entre els diferents modes comuns i diferencials que hi intervenen.

En el circuit equivalent, les contribucions de cada mode present a la transició es divideixen en diferents ports:

- Port 1 i 3 per al mode microstrip acoblat comú dels terminals de la línia microstrip acoblada de l'esquerra i de la dreta de la transició, els quals es propaguen amb



**Figura 3.19:** Model circuital de la transició de 3.17, particularitzat per impedàncies en paral·lel  $Z_A$  i  $Z_B = Z_{VIA}$ .

impedància característica  $Z_{oC}$ .

- Port 2 i 4 per al mode microstrip acoblat diferencial dels terminals de la línia microstrip acoblada de l'esquerra i de la dreta de la transició, els quals es propaguen amb impedància característica  $Z_{oD}$ .

Per tant, la transició es modela mitjançant un circuit equivalent de quatre ports, on cada port conté només un mode dels presents a la transició, permetent considerar cada mode per separat.

D'aquest model circuital, és pot obtenir la següent matriu de paràmetres S per a les ones normalitzades incidents i reflectides dels modes microstrip acoblat comú, diferencial, a l'esquerra i dreta de la transició, anomenades  $a_{C1}$ ,  $a_{D1}$ ,  $a_{C2}$ ,  $a_{D2}$ , i  $b_{C1}$ ,  $b_{D1}$ ,  $b_{C2}$ ,  $b_{D2}$ , respectivament.

$$\begin{pmatrix} b_{C1} \\ b_{D1} \\ b_{C2} \\ b_{D2} \end{pmatrix} = \mathbf{S} \begin{pmatrix} a_{C1} \\ a_{D1} \\ a_{C2} \\ a_{D2} \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

$$\mathbf{S} = \frac{1}{\Delta} \begin{pmatrix} \alpha & \beta & \chi & \beta \\ \beta & \delta & \beta & \epsilon \\ \chi & \beta & \alpha & \beta \\ \beta & \epsilon & \beta & \delta \end{pmatrix} \quad (3.16)$$



$$\begin{aligned}
\alpha &= -4(\overline{Z}_B + \overline{Z}_A) - 3 \\
\beta &= 2(\overline{Z}_B - \overline{Z}_A) \\
\chi &= 8\overline{Z}_B \overline{Z}_A + (\overline{Z}_B + \overline{Z}_A) \\
\delta &= -(\overline{Z}_B + \overline{Z}_A) - 2 \\
\epsilon &= 8\overline{Z}_B \overline{Z}_A + 4(\overline{Z}_B + \overline{Z}_A) \\
\Delta &= 8\overline{Z}_B \overline{Z}_A + 5(\overline{Z}_B + \overline{Z}_A) + 2 \\
\overline{Z}_A &= \frac{Z_A}{Z_o} \quad \overline{Z}_B = \frac{Z_B}{Z_o}
\end{aligned}$$

on

$$\begin{aligned}
a_\alpha &= (V_\alpha + Z_o I_\alpha) / \sqrt{4Z_o} \\
b_\alpha &= (V_\alpha - Z_o I_\alpha) / \sqrt{4Z_o} \\
\alpha &= C1, D1, C2, D2
\end{aligned}$$

On  $Z_o$  és una impedància real arbitrària a la qual s'han normalitzat les ones i a la qual s'ha referit la matriu de paràmetres S.

Aquesta matriu de paràmetres S i el model circuital mostren que qualsevol mode que exciti la transició, excitarà els altres modes amb diferents eficiències . Com s'ha vist a la transició anterior, aquest fet és rellevant en EMC degut a que mostra com, per exemple, a partir d'un senyal diferencial, com pot ser un senyal provinent d'una mesura, propagant-se per les pistes, en arribar a la transició es generen tots dos modes microstrip acoblats. Aquest fet pot eliminar components freqüencials del senyal d'interès, però també pot generar interferències ja que part de l'energia d'aquest senyal que es propaga en mode diferencial es transforma en interferències de mode comú (a través dels paràmetres  $S_{12}$  i  $S_{32}$  de la matriu de paràmetres S de la transició (3.16) ). A més a més, es pot observar com un senyal interferent que es propagui en mode comú pot afectar a la integritat del senyal diferencial a través dels paràmetres  $S_{21}$  i  $S_{41}$  de la matriu de paràmetres S.

Com a la transició anterior, el model circuital proposat separa la contribució de cada mode present a la transició (modes comú i diferencial d'entrada i de sortida) en difer-

ents ports i per tant, pot ésser utilitzat en aquelles configuracions de PCB que presentin diferents condicions de càrrega per cada mode.

Aquest model permet una anàlisi quantitativa dels modes generats, podent ésser usat per a predir la quantitat de mode diferencial que es converteix en mode comú, i a l'inrevés.

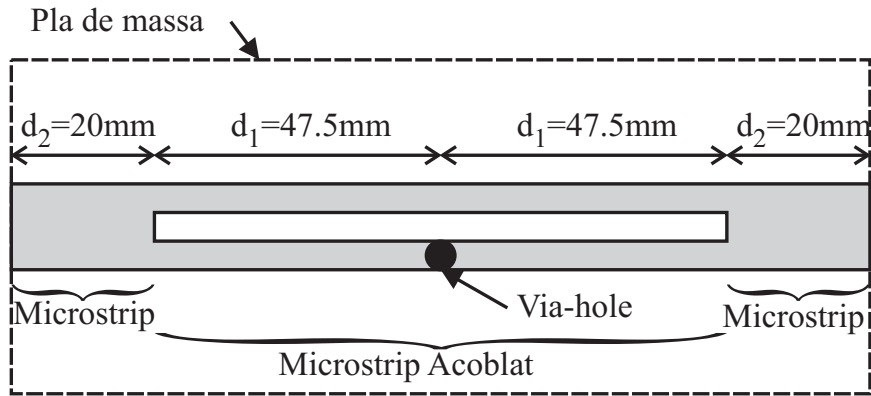
Aquest model, pel fet de ser un model circuital, permet realitzar simulacions molt més ràpides que els seus equivalents electromagnètics.

### 3.3.4 Validació del model proposat.

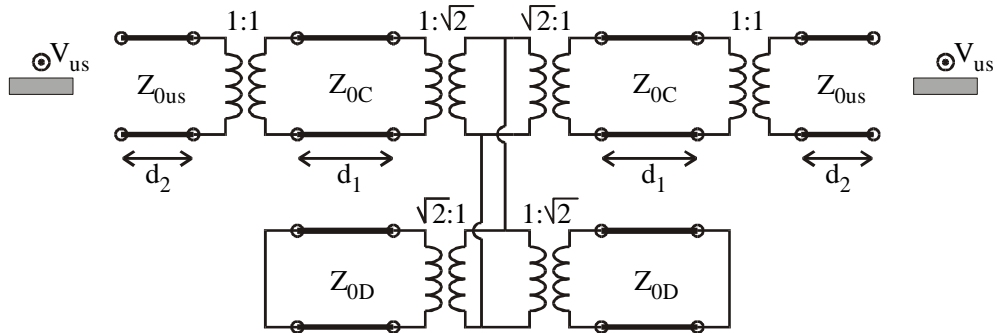
Per tal de validar el model circuital proposat, s'han mesurat i simulat dos circuits de test. Les característiques de les línies de transmissió pels modes microstrip acoblat comú i diferencial, si han obtingut amb el software *Linecalc* d'*Agilent*. Les pèrdues del substrate han estat considerades.

El primer circuit proposat és el que es mostra a la figura 3.20 on la impedància  $Z_A$  ha estat substituïda per un circuit obert,  $Z_A = \infty$  i  $Z_B$  ha estat substituïda per un curtcircuit,  $Z_B = Z_{VIA} = 0$  (representant el cas, per exemple, que es volgués impedir la propagació d'un senyal d'una freqüència determinada, amb una impedància que la curtcircuita a massa). El substrate utilitzat es FR4 ( $h=1.55\text{mm}$ ). El model de la transició es mostra a la figura 3.19. Per a simplificar la configuració de mesura, la transició s'excita mitjançant el mode comú. Per a aconseguir-ho, s'han afegit dues seccions microstrip a cada banda de la secció microstrip acoblada. La transició resultant d'unir una pista microstrip a les dues pistes de la línia microstrip acoblada, transforma el mode microstrip en un mode comú, curtcircuitant el mode diferencial.

La matriu de paràmetres S de la transició, amb  $Z_A = \infty$  i  $Z_B = 0$ , es mostra a l'equació 3.17, on es pot observar que si la transició s'excita amb un mode diferencial ( $a_{D1}$ ), port 2, la transferència d'energia cap al mode diferencial de sortida és bastant eficient ( $S_{42} = -4/5$ ):  $(4/5)^2$  de l'energia es transfereix. Però també es pot deduir que amb una excitació en mode comú, tots dos modes microstrip acoblats són generats a la transició ( $S_{31} = 1/5$ ,  $S_{41} = -2/5$ ). Aquest fet pot degradar el comportament del mode diferencial, ja que part de l'energia d'un mode comú interferent serà convertida al mode diferencial. A més a més, part de l'energia d'un mode diferencial d'entrada es converteix a mode comú ( $S_{12} = S_{32} = -2/5$ ). Per tant, alteracions en la propagació del mode comú



**Figura 3.20:** Circuit mesurat vist des de dalt.  $Z_A = \infty$ ,  $Z_B = Z_{VIA} = 0$ .



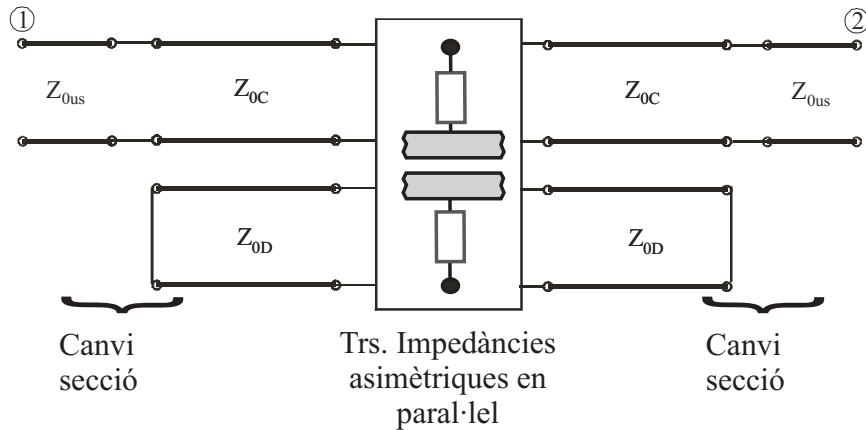
**Figura 3.21:** Model circuitual del circuit de la figura 3.20.  $Z_A = \infty$  i  $Z_{VIA} = 0$ .

originaran ressonàncies en el camí de propagació del mode diferencial.

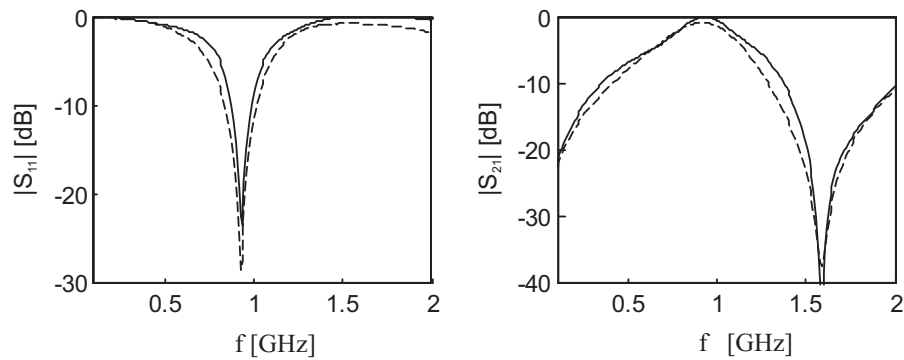
$$\mathbf{S} = \frac{1}{5} \begin{pmatrix} -4 & -2 & 1 & -2 \\ -2 & 1 & -2 & -4 \\ 1 & -2 & -4 & -2 \\ -2 & -4 & -2 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

Les figures 3.21 i 3.22 mostren respectivament el model equivalent total i el diagrama de blocs per al circuit de la figura 3.20. Aquest model és una simplificació del model més general plantejat a la figura 3.19, on  $Z_A = \infty$  i  $Z_B = Z_{VIA} = 0$ . Es pot observar com la transmissió del mode comú és controlada per la presència de dos *stubs* curtcircuitats, en el mode diferencial.

La figura 3.23 compara les mesures i simulacions dels paràmetres S realitzades sobre



**Figura 3.22:** Diagrama de blocs de la simulació del circuit de la figura 3.20.

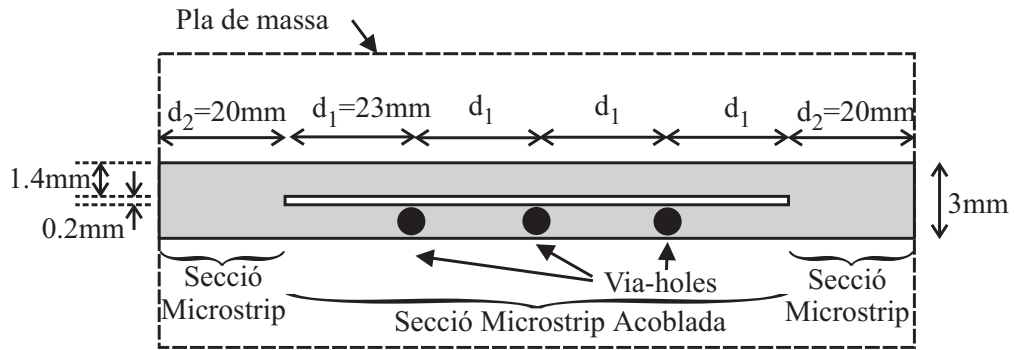


**Figura 3.23:** Paràmetres S mesurats (Mesures en línia contínua i simulacions en línia discontinua).

el circuit de la figura 3.20, mostrant com el model prediu el comportament del circuit. Les mesures i simulacions mostren com la propagació del mode comú és alterada per la presència de la via i per la ressonància creada pels *stubs* presents en el mode diferencial, els quals interfereixen degut al intercanvi modal que es produeix a la transició formada per la via.

El segon circuit utilitzat per validar el model és el mostrat a la figura 3.24. Com es veu, és el mateix que l'anterior (Figura 3.20), però amb 3 vies enlloc d'una. La raó de proposar aquest nou circuit radica en la voluntat de confirmar l'aparició de noves resonàncies degut a la longitud inferior dels trams sense transicions (tenen ara la meitat de la longitud que

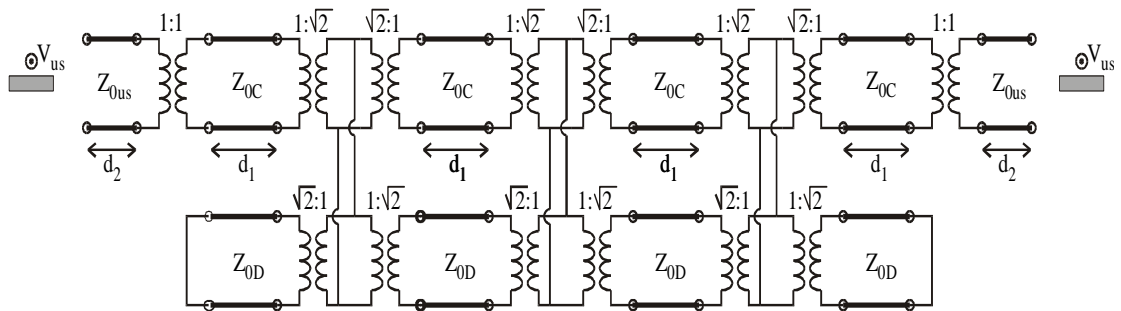
tenien en el circuit inicial amb una via). Es desitjava comprovar que el model les prediu correctament.



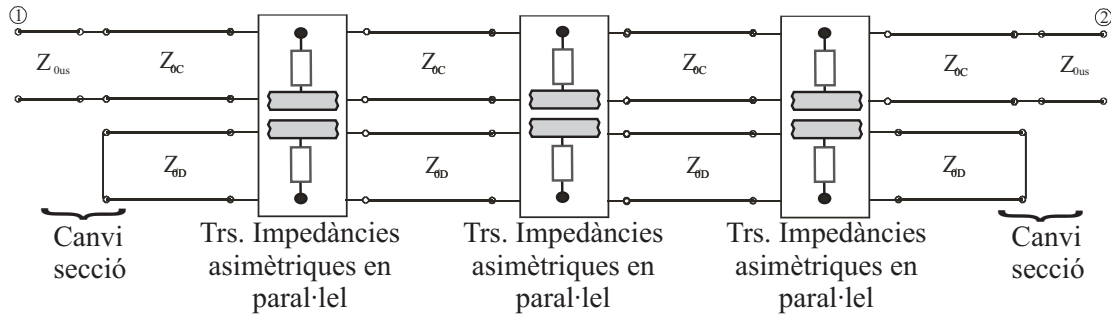
**Figura 3.24:** Circuit mesurat amb 3 transicions iguals d'impedàncies en paral·lel.

Aquí es té tres vegades la transició del circuit anterior (Figura 3.20), i per tant, el model circuital per aquest nou circuit serà una ampliació del model de la figura 3.21, amb el model de la transició repetida tres cops (Figura 3.25), tal com es pot observar en el seu diagrama de blocs (Figura 3.26).

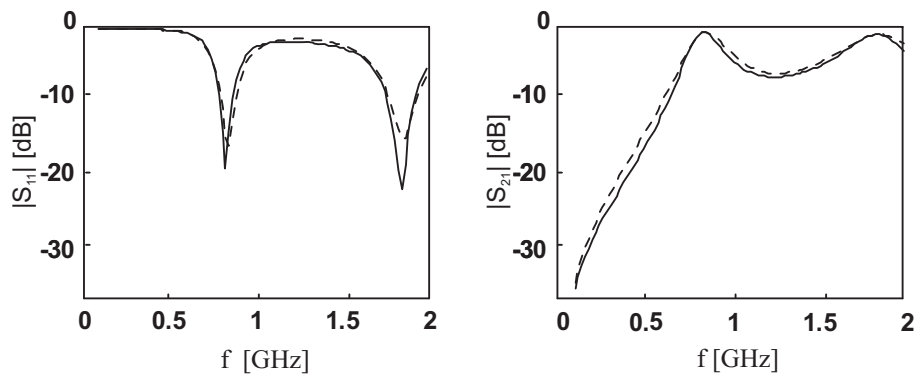
A les mesures de validació del mateix (Figura 3.27) es pot observar com efectivament el model prediu acuradament l'aparició de la ressonància de més alta freqüència degut a que la longitud del tram sense transicions ara és la meitat del d'abans.



**Figura 3.25:** Model circuital del circuit de la figura 3.24.



**Figura 3.26:** Diagrama de blocs del circuit de la figura 3.24.



**Figura 3.27:** Paràmetres S mesurats (Mesures amb línia contínua i simulacions amb línia discontinua del circuit i model de la figura 3.24 i 3.25).

### 3.4 Te microstrip - microstrip acoblada.

L'estructura que es seguirà en aquest apartat per a l'estudi i l'obtenció del model de la transició serà similar a la seguida en la secció anterior:

- Descripció de la transició creada pel fet de tenir dues pistes microstrip que en un determinat moment conflueixen i donen lloc a una línia de transmissió microstrip acoblada.
- Anàlisi dels diferents senyals presents a la transició, de la seva descomposició en modes i extracció de les equacions que governen la transició i que ens permetran obtenir: el model circuital equivalent de la transició i la seva matriu de paràmetres S, que expliquen com interactuen els diferents modes entre sí.
- Presentació del model multimodal circuital de la transició i la seva matriu de paràmetres S.
- Validació del model proposat mitjançant la comparació de simulacions i mesures de plaques de circuit imprès on és present la transició.

#### 3.4.1 Descripció de la transició *Te microstrip - microstrip acoblada*.

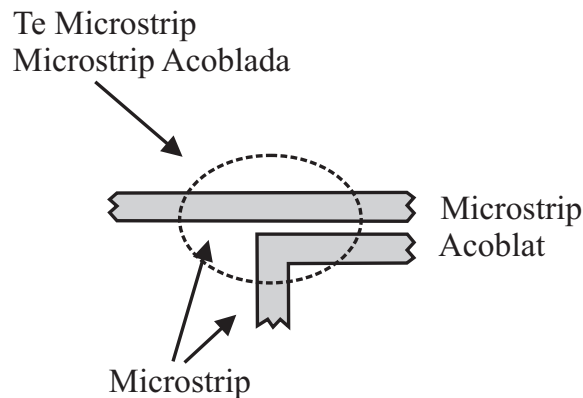
Com s'ha mencionat, és una transició formada pel fet que dues pistes microstrip conflueixin i formin una línia de transmissió microstrip acoblada (Vegeu la figura 3.28).

Aquesta transició és habitual en plaques de circuit imprès on, degut a la densitat de pistes, dues pistes separades situades sobre un pla de massa (dues línies microstrip) conflueixen tenint un recorregut paral·lel, formant una línia de transmissió microstrip acoblada.

El fet d'unir aquestes tres línies de transmissió (dues línies microstrip i una línia microstrip acoblada) produirà unes interaccions entre els modes microstrip de cada línia microstrip, i els modes comú i diferencial de la línia microstrip acoblada presents a la transició. El model multimodal que es faci de la transició haurà de tenir en compte totes aquestes interaccions que es produiran a la transició entre els modes .

En aquest apartat es proposa un nou model per a estudiar aquesta transició '*Te microstrip - microstrip acoblada*' des d'un punt de vista multimodal, que contempli per

---



**Figura 3.28:** Detall de placa de circuit imprès, vista des de dalt, on es representa la formació d'una transició Te Microstrip - Microstrip acoblada.

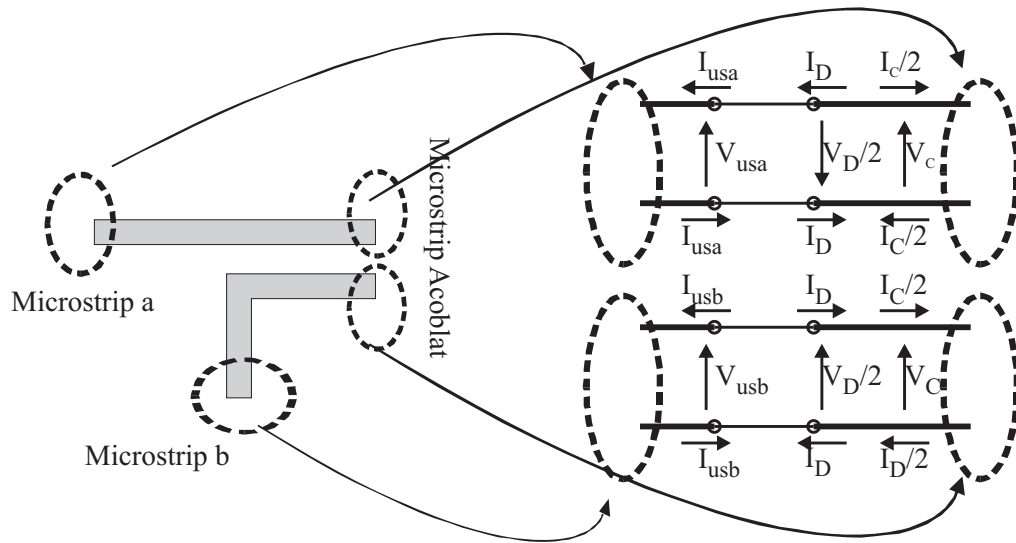
separat els modes microstrip de cada línia i els modes comú i diferencial de la línia microstrip acoblada. Aquest model podrà tractar configuracions on els modes poden ser carregats amb impedàncies diferents, i podrà considerar des d'un punt de vista multimodal l'acoblament de senyals que es produeix en aquesta transició.

Aquesta transició no s'ha trobat pròpiament estudiada a la bibliografia consultada. Sí que ho està com a cas particular de condicions de contorn d'una línia de transmissió multiconductor per [2] i [6], o per a estudiar la transmissió de senyals diferencials o en pistes de guarda (particularitzant una de les derivacions a microstrip com un curtcircuit a massa, formant la transició microstrip-microstrip acoblada, ja mencionada ([30], [34], [35], etc.).

### 3.4.2 Anàlisi circuital de la transició.

En el pla de la transició, s'esdevé un balanç modal entre els modes microstrip de cada línia, i els modes comú i el mode diferencial entrants i sortints de la transició. Per analitzar aquest balanç modal, s'assignen tensions i corrents a cada pista dels terminals microstrip i microstrip acoblat de la transició, com es pot veure a la figura 3.29. Per als terminals de les dues pistes microstrip, les tensions i corrents del mode microstrip són  $V_{usa}$ ,  $I_{usa}$ ,  $V_{usb}$  i  $I_{usb}$  respectivament. Les tensions i corrents del mode comú i diferencial del terminal microstrip acoblat són  $V_C$ ,  $I_C$ ,  $V_D$  i  $I_D$  respectivament.





**Figura 3.29:** Anàlisi de les tensions i corrents de la transició Te microstrip - microstrip acoblada.

Aplicant les lleis de *Kirchoff* a les tensions i corrents presents a la transició, s'obtenen les equacions constitutives de la transició:

$$V_{usa} = V_C - \frac{V_D}{2}; I_{usa} = -I_D + \frac{I_C}{2} \quad (3.18)$$

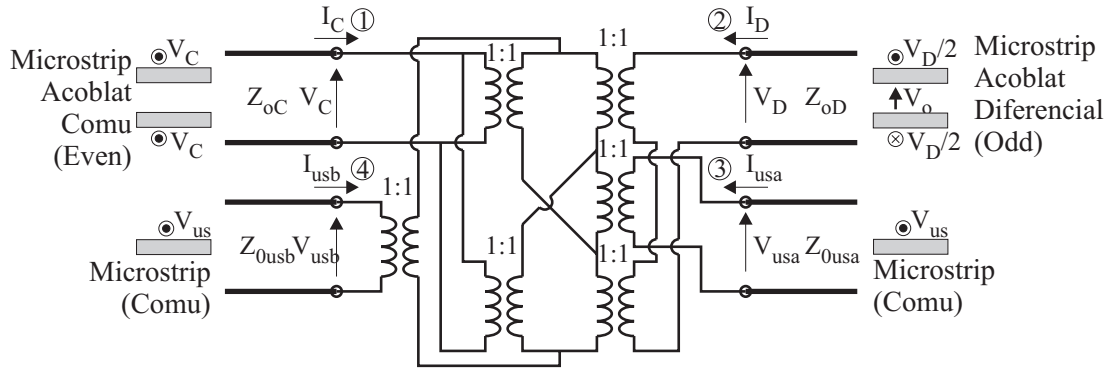
$$V_{usb} = V_C + \frac{V_D}{2}; I_{usb} = I_D + \frac{I_C}{2} \quad (3.19)$$

### 3.4.3 Model multimodal circuital de la transició i la seva matriu de paràmetres S.

Igual que a la transició anterior, aquestes equacions poden també ser obtingudes mitjançant modificacions circuitalment en un pont d'impedàncies. El pont d'impedàncies modificat divideix les contribucions de cada mode present a la transició en un port diferent, i per tant es forma el model circuital multimodal que cerquem de la transició.

El model multimodal de la transició es mostra a la figura 3.30. En ell, es pot observar que a la transició es produeixen conversions entre els modes microstrip i els modes comú i diferencials que hi intervenen.

En el circuit equivalent, les contribucions de cada mode present a la transició es separen en ports diferents:



**Figura 3.30:** Model circuital de la transició Te microstrip - microstrip acoblada.

- Port 1 i 2 per a els modes comú i diferencial dels terminals de la línia microstrip acoblada, els quals es propaguen amb impedància característica  $Z_{oC}$  i  $Z_{oD}$ , respectivament.
- Port 3 i 4 per al modes microstrip per cada terminals de les línies microstrip  $us_a$  i  $us_b$  de la transició, els quals es propaguen amb impedància característica  $Z_{0usa}$  i  $Z_{0usb}$  respectivament.

Per tant, la transició es modela mitjançant un circuit equivalent de quatre ports, on cada port conté només un mode dels presents a la transició, permetent tractar cada mode per separat.

D'aquest model circuital es pot obtenir la següent matriu de paràmetres S per a les ones normalitzades incidents i reflectides dels modes microstrip, comú i diferencial presents a la transició anomenades  $a_{usa}$ ,  $a_{usb}$ ,  $a_C$ ,  $a_D$ , i  $b_{usa}$ ,  $b_{usb}$ ,  $b_C$ ,  $b_D$ , respectivament.

$$\begin{pmatrix} b_C \\ b_D \\ b_{usa} \\ b_{usb} \end{pmatrix} = \mathbf{S} \begin{pmatrix} a_C \\ a_D \\ a_{usa} \\ a_{usb} \end{pmatrix}$$

$$\mathbf{S} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} -1 & 0 & 2 & 2 \\ 0 & 1 & -2 & 2 \\ 2 & -2 & 0 & 1 \\ 2 & 2 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (3.20)$$

on

$$a_\alpha = (V_\alpha + Z_o I_\alpha) / \sqrt{4Z_o}$$

$$b_\alpha = (V_\alpha - Z_o I_\alpha) / \sqrt{4Z_o}$$

$$\alpha = C, D, usa, usb$$

On  $Z_o$  és una impedància real arbitrària a la qual han estat normalitzades les ones i a la qual la matriu de paràmetres S es refereix.

Aquest sistema d'equacions demostra que no existeix conversió modal entre el mode comú (del port 1) i el mode diferencial (del port 2) i viceversa ( $S_{21} = S_{12} = 0$ ). S'ha de tenir present però, que sí que hi ha conversió modal des dels ports comú i diferencial, cap als ports microstrip ( $S_{31} = S_{41} = S_{32} = \frac{2}{3}$ ). Això implicarà que si els ports microstrip no estan perfectament adaptats, existirà un mode microstrip reflectit que, en arribar a la transició, serà convertit de tornada als modes comú i diferencial ( $S_{13} = S_{14} = S_{23} = \frac{2}{3}$ ), provocant un intercanvi d'energia entre els modes microstrip acoblats de forma indirecta (a través del mode microstrip reflectit).

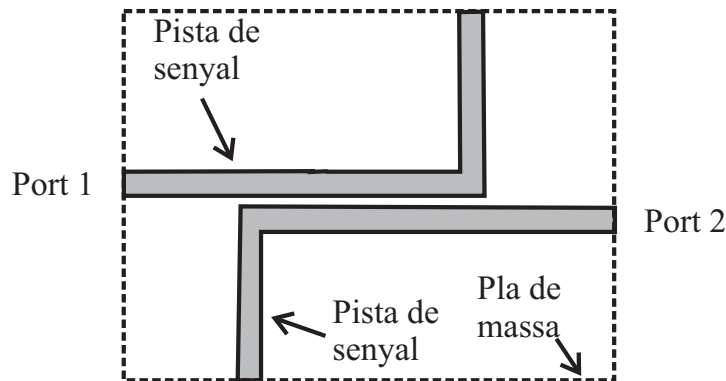
És interessant remarcar que aquesta matriu ens permet realitzar una valoració previa del *near-end cross-talk*, de l'acoblament que es produeix entre les pistes microstrip, que vindrà caracteritzat pels esmentats paràmetres  $S_{34} = S_{43} = \frac{1}{3}$ .

Com s'ha vist, aquest model permet una anàlisi quantitativa dels modes generats, podent ésser usat per predir la quantitat de mode microstrip que és convertit en mode comú i diferencial, i a l'inrevés.

Aquest model, pel fet de ser un model circuital, permet realitzar simulacions molt més ràpides que els seus equivalents electromagnètics.

#### 3.4.4 Validació del model proposat.

Per a validar el model circuital proposat, s'han mesurat i simulat dos circuits de test. Les característiques de les línies de transmissió per als modes microstrip, comú i diferencial han estat obtingudes usant el software *Linecalc* d'*Agilent*. El primer circuit proposat és el mostrat a la figura 3.31. El substrate utilitzat és FR4 ( $h=1.55\text{mm}$ ).

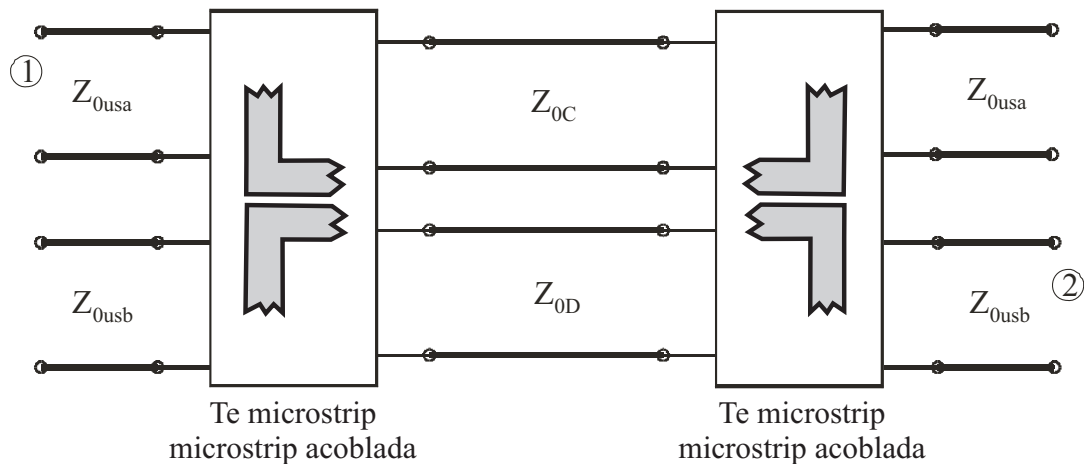


**Figura 3.31:** Circuit mesurat amb dues pistes que tenen part de recorregut paral·lel, formant dues transicions *Te* microstrip-microstrip acoblada.

Com es pot observar el circuit de la figura 3.31, està format per dues pistes microstrip que degut al traçat de pistes realitzat tenen un recorregut paral·lel, formant la línia de transmissió microstrip acoblada. Posteriorment, aquestes pistes paral·leles tornen a separar-se, donant lloc novament a dues pistes microstrip. Per tant, el circuit de test està format per dues transicions *Te* microstrip - microstrip acoblada. Aquest circuit, a part de validar la transició proposada, permetrà estudiar l'acoblament entre pistes: com s'ha mencionat, a la matriu de paràmetres  $S$  de la transició (equació 3.20) es pot observar com un senyal que viatgi per qualsevol de les dues línies microstrip, en arribar a la transició, en part es converteix als modes microstrip acoblats ( $S_{13}$ ,  $S_{23}$ ,  $S_{14}$  i  $S_{24}$ ), i en part s'acobla a l'altra línia microstrip ( $S_{34}$ ,  $S_{43}$ ), donant lloc al fenomen conegut com *near-end cross-talk*. El modes microstrip acoblats que es generen com a resultat de la transició poden veure afectada la seva propagació per la inserció de altres transicions, i aquestes poden tractar de forma diferent el mode comú i el diferencial. Aquesta possibilitat s'estudia al circuit de la figura 3.34, on es realitza un filtrat dels senyals que es propaguen per una de les pistes, amb la intenció de que no s'acoblin a l'altra pista, per a evitar l'anomenat *far end cross-talk*.

L'esquema en blocs del circuit de la figura 3.31 és el que es mostra a la figura 3.32.

La figura 3.33 compara les mesures i simulacions dels paràmetres  $S$  realitzades sobre el

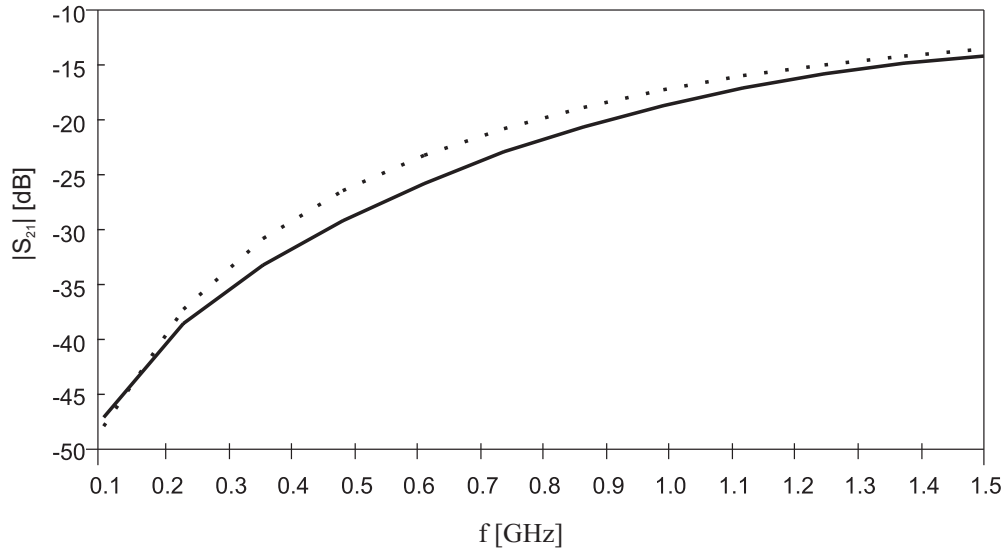


**Figura 3.32:** Diagrama de blocs del circuit de la figura 3.31

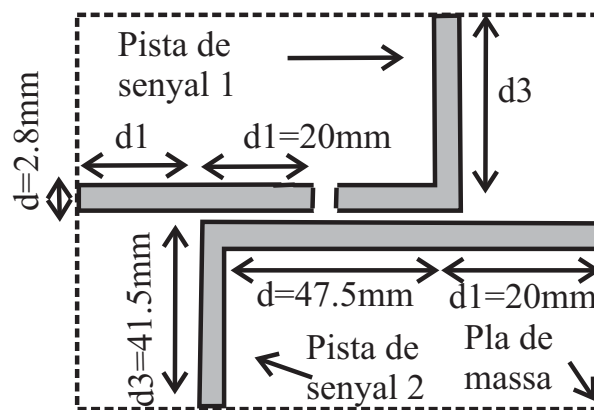
circuit de la figura 3.31, on s'observa com el model prediu el comportament del circuit. Les mesures s'han realitzat carregant tots els ports amb la impedància de referència ( $Z_0$ ). Les mesures i simulacions mostren l'acoblament de senyal ( $S_{21}$ ) que es produeix en el terminal llunyà de la pista associada a la pista de senyal (*far end cross-talk*).

El segon circuit de test utilitzat és el mostrat a la figura 3.34 i, com s'ha mencionat, és el mateix que l'anterior però mostra la pràctica habitual de inserir una impedància en sèrie en una de les pistes, amb la intenció de filtrar un dels senyals presents i evitar el seu acoblament a l'altra pista de senyal. Concretament, s'ha fet que la impedància sèrie filtri completament els senyals que es propaguen per a una de les pistes. El filtre s'ha implementat amb un tall a la pista que es comporta com un xoc ideal, un circuit obert  $Z = Z_{GAP} = \infty$ . Aquesta impedància en sèrie, forma una transició que ja ha estat estudiada anteriorment des del punt de vista multimodal: *Transició d'impedàncies asimètriques en sèrie*. En aquest circuit les impedàncies de la *transició d'impedàncies asimètriques en sèrie* són  $Z_A = Z = Z_{GAP} = \infty$  i  $Z_B = 0$ , un curtcircuit.

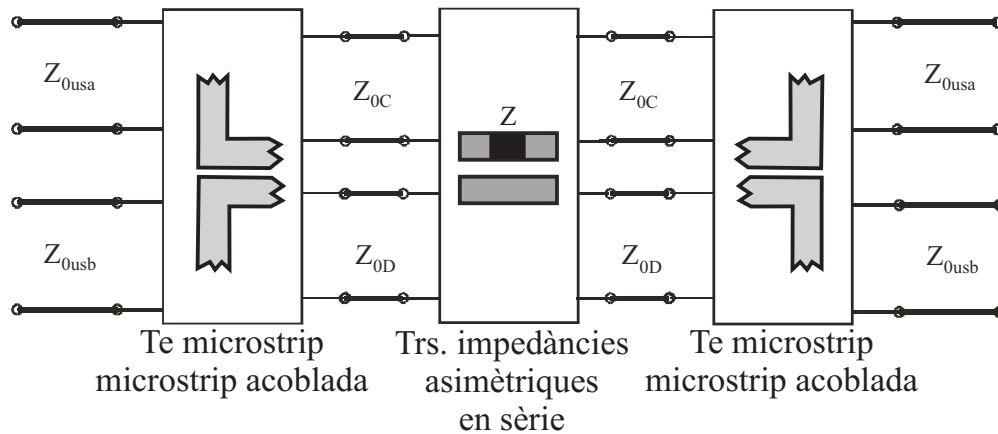
El diagrama de blocs del circuit 3.34 és el que es mostra a la figura 3.35. Aquí es poden observar els dos blocs situats a cada extrem que representen la *Te microstrip-microstrip acoblada*, i un altre bloc al mig que representa la transició creada per la inserció de la impedància en sèrie (la transició estudiada d'*impedàncies asimètriques en sèrie*). Aquesta transició, com s'ha analitzat anteriorment, queda caracteritzada per la matriu



**Figura 3.33:** Paràmetre  $S_{21}$  mesurat (*far end cross-talk*). Mesura amb línia contínua i simulació amb línia trencada. Ports carregats amb impedància de referència.



**Figura 3.34:** Circuit mesurat.  $Z = Z_{GAP} = \infty$ .



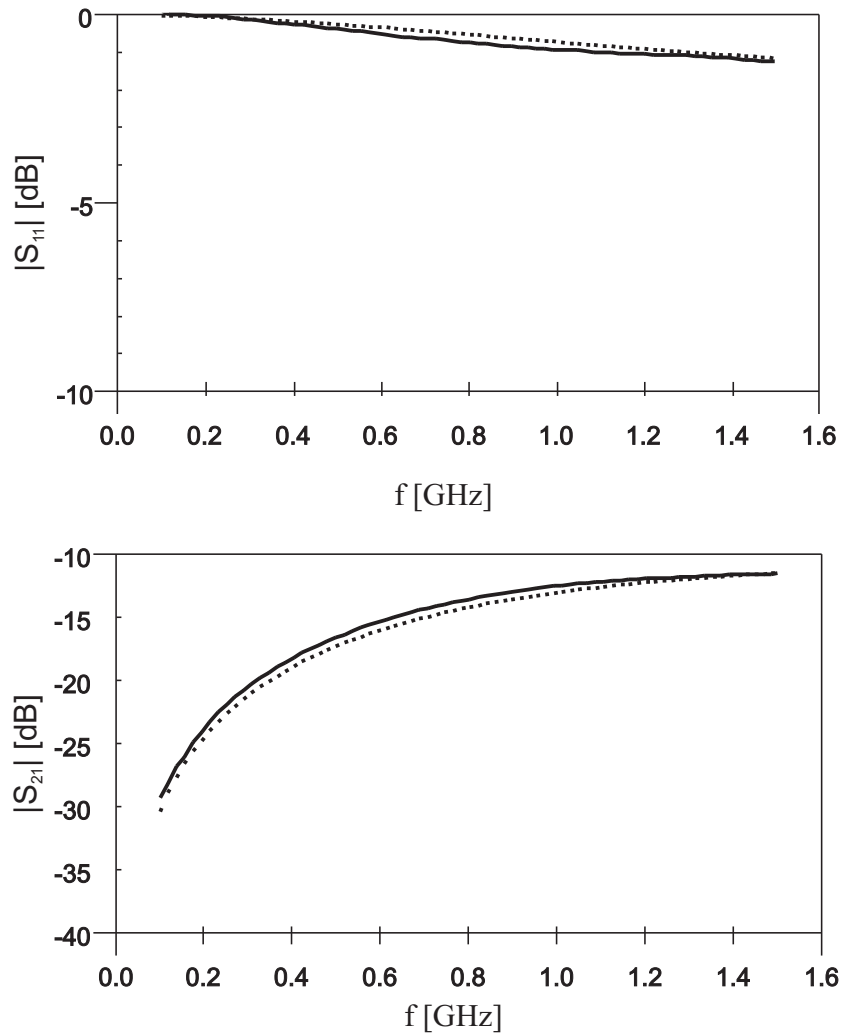
**Figura 3.35:** Diagrama de blocs del circuit de la figura 3.34.  $Z = \infty$ .

de paràmetres S (equació 3.12).

Aquesta impedància en sèrie bàsicament rebutja el mode microstrip acoblat diferencial ( $a_{D1}$ ), ja que la transició reflecteix el 64% de la seva potència incident ( $S_{22} = 4/5$ ). Però a més a més, de l'anàlisi de la transició sèrie, el 16% + 16% de la potència incident del mode diferencial es converteix en mode microstrip acoblat comú, transmès i reflectit ( $S_{12} = 2/5$ ,  $S_{32} = -2/5$ ). Aquest fet provocarà un intercanvi d'energia entre els diferents modes que arriben a la transició, que comportarà la degradació dels dos senyals transmessos.

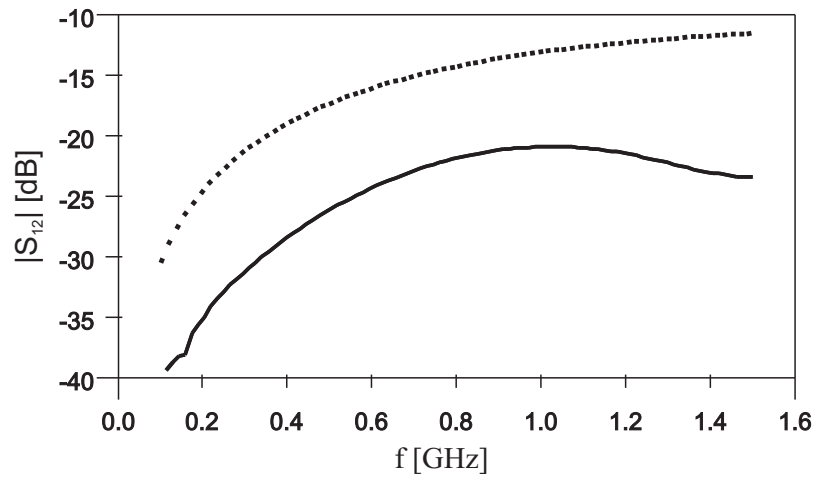
La figura 3.36 compara les mesures i simulacions dels paràmetres S realitzades sobre el circuit de la figura 3.34, utilitzant el nou model de la *Te microstrip-microstrip acoblada* i el model de la transició d'*impedàncies asimètriques en sèrie*. Les mesures s'han realitzat carregant tots els ports amb la impedància de referència ( $Z_o$ ). Les mesures i simulacions mostren, com a la figura 3.33, el paràmetre de reflexió ( $S_{11}$ ) i l'acoblament de senyal ( $S_{21}$ ) que es produeix en el terminal llunyà de la pista associada a l'altre senyal (*far end crosstalk*). Si es comparen els *far-end crosstalk* de tots dos circuits (figura 3.37), queda palès que el fet d'inserir el xoc per tal de filtrar, ha provocat paradoxalment més acoblament de senyal. Concretament el segon presenta uns 10-15dB's més de senyal acoblat. Aquest fet pot provocar problemes en la integritat dels senyals que viatgin per les pistes.

Com a exemple de degradació que poden patir els senyals, a les gràfiques de les figures 3.38 i 3.39, es pot observar l'acoblament d'un senyal de rellotge (*far end cross talk*) que



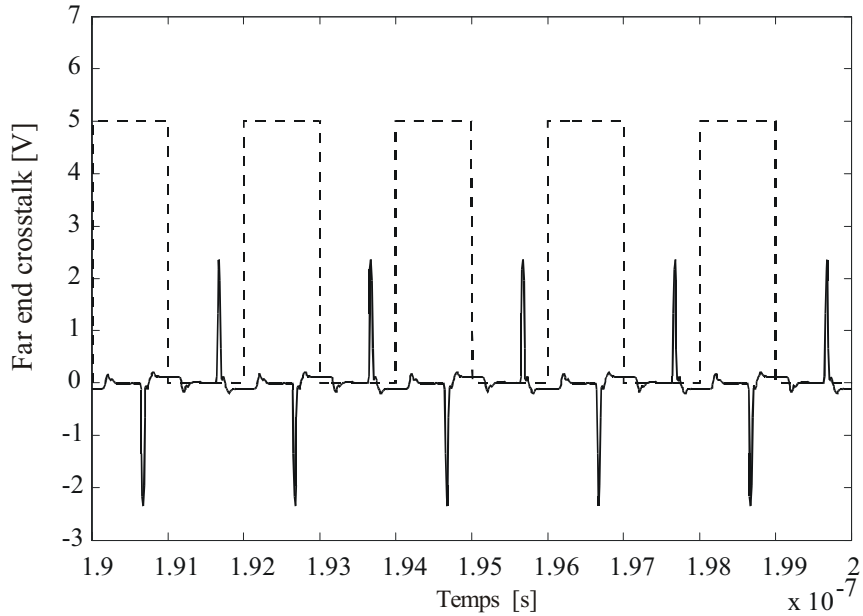
**Figura 3.36:** Paràmetres S mesurats. Mesures amb línia contínua i simulacions amb línia discontinua. Circuit amb filtre serie,  $Z = Z_{GAP} = \infty$ .



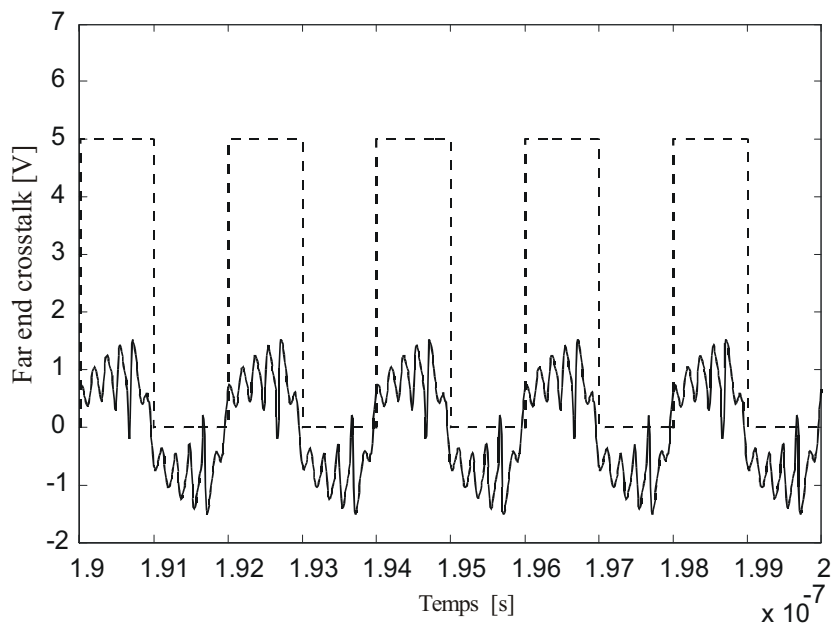


**Figura 3.37:** Comparativa de l'acoblament llunyà de senyal (*far end cross talk*) del circuit filtrat  $Z = Z_{GAP} = \infty$ , (línia discontinua) i sense filtrar,  $Z = 0$  (línia contínua).

es produeix en tots dos circuits: en el circuit sense filtrar (figura 3.38) i en el circuit filtrat (figura 3.39). Com es pot veure, mostren el que ja indicaven els seus paràmetres S mesurats: l'acoblament de senyal s'ha incrementat pel fet d'inserir la impedància en sèrie (el xoc), efecte contrari al desitjat.



**Figura 3.38:** *Far end crosstalk* del circuit sense filtrar (3.31),  $Z = 0$ . Es representa el senyal de rellotge en el port d'entrada (línia discontinua) i el senyal de rellotge al port llunyà acoblat (línia contínua).



**Figura 3.39:** *Far end crosstalk* del circuit filtrat (3.34),  $Z = \infty$ . Es representa el senyal de rellotge en el port d'entrada (línia discontinua) i el senyal de rellotge al port llunyà acoblat (línia contínua).

### 3.5 Creu microstrip - microstrip acoblada.

L'estructura que es seguirà en aquest apartat per a l'estudi i l'obtenció del model de la transició serà similar a la seguida a les seccions anteriors:

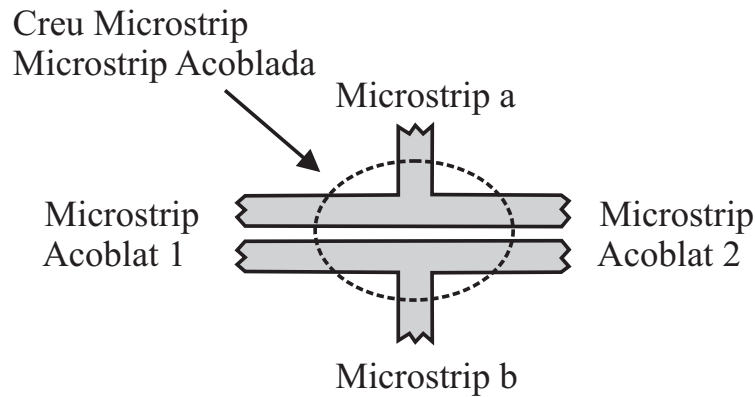
- Descripció de la transició creada pel fet de que una línia microstrip acoblada tingui derivacions formades per línies microstrip.
- Anàlisi dels diferents senyals presents a la transició, de la seva descomposició en modes, i extracció de les equacions que governen la transició i que ens permetran obtenir: el model circuital equivalent de la transició i la seva matriu de paràmetres  $S$ , que expliquen com interactuen els diferents modes entre ells.
- Presentació del model multimodal circuital de la transició i la seva matriu de paràmetres  $S$ .
- Validació del model proposat mitjançant la comparació de simulacions i mesures de plaques de circuit imprès on és present la transició.

#### 3.5.1 Descripció de la transició *Creu microstrip - microstrip acoblada.*

Com s'ha mencionat al punt anterior, és una transició formada pel fet de tenir derivacions microstrip en una línia microstrip acoblada; o des de l'altra perspectiva, és la transició formada quan pistes microstrip conflueixen cap a una línia microstrip acoblada, com es pot veure la figura 3.40. Aquesta figura mostra el cas més general: quan dues pistes microstrip conflueixen a la vegada en una línia microstrip acoblada. Normalment no es dona aquesta situació. El cas més habitual és que només es realitzi una derivació microstrip. Aquest cas és fàcilment abordable pel model que es presentarà perquè n'és un cas particular: la derivació que no es realitza quedarà representada com un circuit obert en el model.

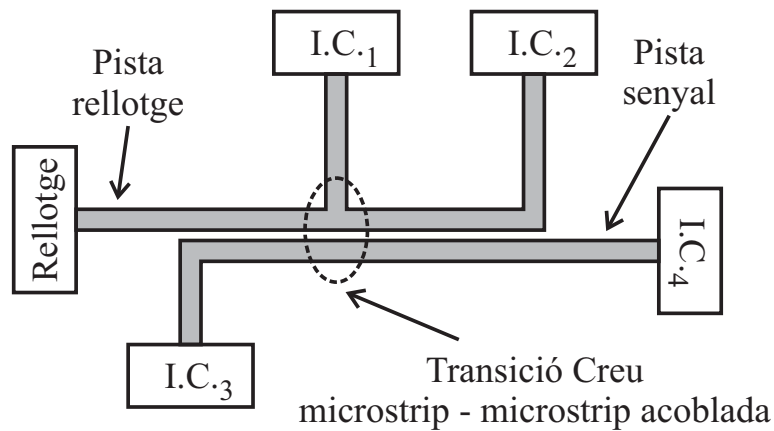
Aquesta transició es pot trobar en plaques de circuit imprès on, degut a la densitat de pistes, dues pistes que distribueixen senyals diferents estan col·locades paral·leles. Des de qualsevol d'aquestes pistes en pot sortir una pista de derivació per fer arribar el senyal a un component o un circuit integrat. Aquesta derivació en la línia microstrip acoblada és la que dona lloc a la transició. Un exemple seria el fet de realitzar la distribució d'un senyal de rellotge en presència d'una altra pista de senyal (Vegeu figura 3.41). Cada derivació del

---



**Figura 3.40:** Creu microstrip - microstrip acoblada. Vista des de dalt. Pla de massa a sota.

senyal de rellotge serà un cas particular d'aquesta transició (Creu microstrip- microstrip acoblada).



**Figura 3.41:** Cas particular de la transició Creu microstrip - microstrip acoblada: Exemple de la distribució d'un senyal de clock en presència d'una altra pista.

El fet de realitzar aquestes derivacions microstrip sobre una línia microstrip acoblada produirà unes interaccions entre els modes microstrip de cada línia microstrip de les derivacions, i els modes comú i diferencial de la línia microstrip acoblada presents a la transició. El model multimodal que es faci de la transició haurà de tenir en compte les interaccions entre els diferents modes presents a la transició. L'efecte de la distribució de

senyal de rellotge ha estat abordat en [47] i en [48] entre altres, però no es considera la distribució amb la presència d'una altra pista senyal ni des d'un punt de vista multimodal.

En aquest treball es proposa un nou model per a estudiar aquesta transició, la “*Creu microstrip - microstrip acoblada*” des d'un punt de vista multimodal, que contempli per separat els modes microstrip de cada línia i els modes comú i diferencial de la línia microstrip acoblada, podent estudiar els efectes que tenen les derivacions sobre la propagació dels modes microstrip acoblats (comú i diferencial) i viceversa.

### 3.5.2 Anàlisi circuital de la transició.

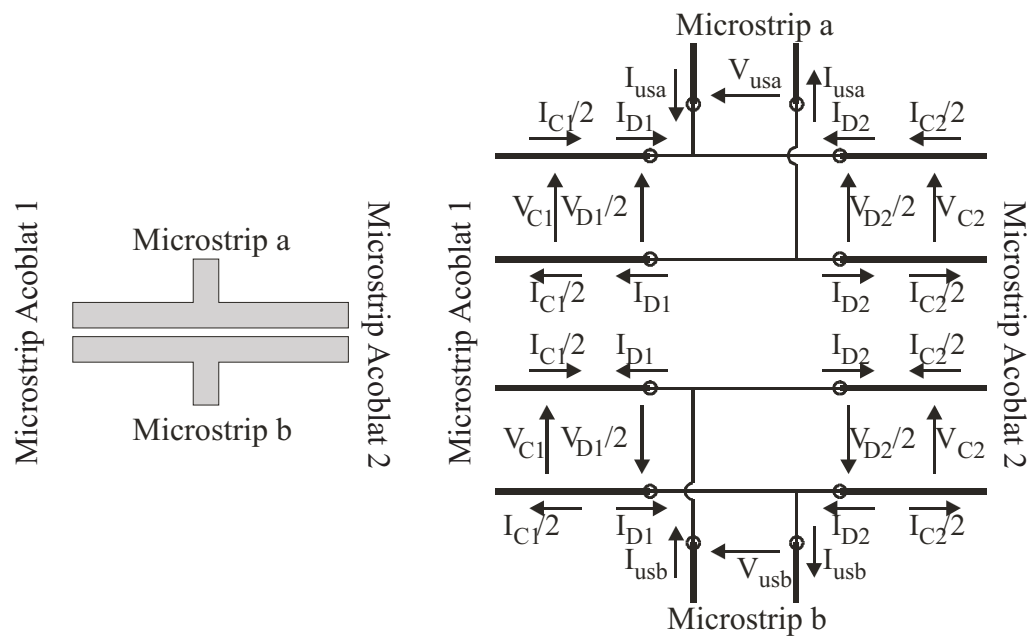
Com anteriorment s'ha vist en altres transicions estudiades, es parteix del fet que en el pla de la transició s'esdevé un balanç modal entre els modes microstrip de cada línia i els modes comú i el mode diferencial entrants i sortints de la transició. Per a analitzar aquest balanç modal, s'assignen tensions i corrents a cada pista dels terminals microstrip i microstrip acoblat de la transició, com es pot veure a la figura 3.42. Per als terminals de les dues pistes microstrip, les tensions i corrents del mode microstrip són anomenats  $V_{usa}$ ,  $I_{usa}$ ,  $V_{usb}$  i  $I_{usb}$  respectivament. Les tensions i corrents dels modes comú i diferencial d'entrada i sortida dels terminals *Microstrip Acoblat 1* són  $V_{C1}$ ,  $I_{C1}$ ,  $V_{D1}$ , i  $I_{D1}$  i  $V_{C2}$ ,  $I_{C2}$ ,  $V_{D2}$  i  $I_{D2}$  per al terminal *Microstrip Acoblat 2*.

Aplicant les lleis de *Kirchoff* a les tensions i corrents presents a la transició, s'obtenen les equacions constitutives de la transició:

$$\begin{aligned}
 2 \cdot V_{C1} &= 2 \cdot V_{C2} = V_{usb} + V_{usa} \\
 V_{D1} &= V_{D2} = V_{usb} - V_{usa} \\
 I_{usa} + I_{usb} + I_{C1} + I_{C2} &= 0 \\
 2 \cdot (I_{D1} + I_{D2}) &= -(I_{usb} - I_{usa})
 \end{aligned} \tag{3.21}$$

### 3.5.3 Model multimodal circuital de la transició i la seva matriu de paràmetres S.

Igual que a les transicions anteriors, aquestes equacions poden també ser obtingudes mitjançant modificacions circuitals en un pont d'impedàncies. El pont d'impedàncies modificat divideix les contribucions de cada mode present a la transició en un port diferent, i per tant és el model circuital multimodal de la transició que cerquem.



**Figura 3.42:** Anàlisi de les tensions i corrents de la transició Creu microstrip - microstrip acoblada.

El model multimodal de la transició es mostra a la figura 3.43. En ell, es pot observar que a la transició es produeixen conversions entre els modes microstrip i els modes comú i diferencials que hi intervenen.

En el circuit equivalent, les contribucions de cada mode present a la transició es separen en ports diferents:

- Port 1 per al mode a l'entrada (per la dreta), mode comú, el qual es propaga amb impedància característica  $Z_{oC}$ .
- Port 2 per al mode a l'entrada (per la dreta), mode diferencial, el qual es propaga amb impedància característica  $Z_{oD}$ .
- Port 3 per al mode present a la sortida (de l'esquerra), mode comú, el qual es propaga amb impedància característica  $Z_{oC}$ .
- Port 4 per al mode present a la sortida (de l'esquerra), mode diferencial, el qual es propaga amb impedància característica  $Z_{oD}$ .
- Port 5 i 6 per al modes microstrip de les línies microstrip  $usa$  i  $usb$  de la transició, els quals es propaguen amb impedància característica  $Z_{ou\text{usa}}$  i  $Z_{ou\text{sb}}$  respectivament.

Per tant, la transició es modela mitjançant un circuit equivalent de sis ports, on cada port conté només un mode dels presents a la transició, permetent tractar cada mode per separat.

D'aquest model circuital, es pot obtenir la següent matriu de paràmetres S per a les ones normalitzades incidents i reflectides dels modes microstrip, microstrip acoblat comú i mode microstrip diferencial presents a la transició anomenades  $a_{\text{usa}}$ ,  $a_{\text{usb}}$ ,  $a_{C1}$ ,  $a_{D1}$ ,  $a_{C2}$ ,  $a_{D2}$ , i  $b_{\text{usa}}$ ,  $b_{\text{usb}}$ ,  $b_{C1}$ ,  $b_{D1}$ ,  $b_{C2}$ ,  $b_{D2}$  respectivament:

$$\begin{pmatrix} b_{C1} \\ b_{D1} \\ b_{C2} \\ b_{D2} \\ b_{\text{usa}} \\ b_{\text{usb}} \end{pmatrix} = \mathbf{S} \begin{pmatrix} a_{C1} \\ a_{D1} \\ a_{C2} \\ a_{D2} \\ a_{\text{usa}} \\ a_{\text{usb}} \end{pmatrix} \quad (3.22)$$

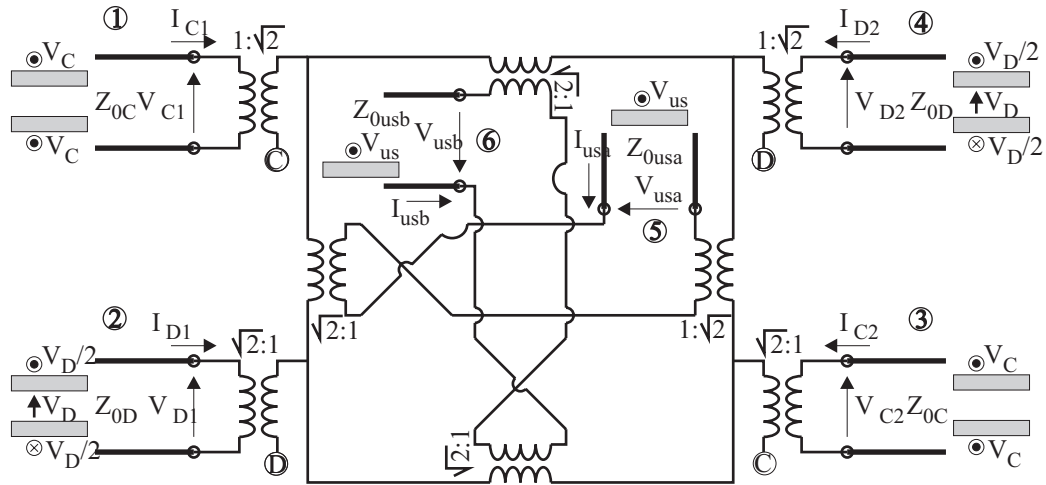


Figura 3.43: Model circuital de la transició Creu microstrip - microstrip acoblada.

$$\mathbf{S} = \frac{1}{10} \begin{pmatrix} -5 & 0 & 5 & 0 & 5 & 5 \\ 0 & -2 & 0 & 8 & 4 & -4 \\ 5 & 0 & -5 & 0 & 5 & 5 \\ 0 & 8 & 0 & -2 & 4 & -4 \\ 5 & 4 & 5 & 4 & -3 & 3 \\ 5 & -4 & 5 & -4 & 3 & -3 \end{pmatrix} \quad (3.23)$$

on

$$\begin{aligned} a_{\alpha} &= (V_{\alpha} + Z_o I_{\alpha}) / \sqrt{4Z_o} \\ b_{\alpha} &= (V_{\alpha} - Z_o I_{\alpha}) / \sqrt{4Z_o} \end{aligned} \quad (3.24)$$

$$\alpha = C1, D1, C2, D2, usa, usb$$

On  $Z_o$  és una impedància real arbitrària a la qual han estat normalitzades les ones i a la qual la matriu de paràmetres  $\mathbf{S}$  es referida.

Aquest sistema d'equacions demostra que no existeix conversió modal directe entre els modes comuns (dels ports 1 i 3) i els modes diferencials (dels ports 2 i 4) i viceversa ( $S_{21} = S_{41} = S_{23} = S_{43} = S_{12} = S_{32} = S_{14} = S_{34} = 0$ ). Igualment que a la transició anterior (*Te microstrip - microstrip acoblada*) s'ha de tenir present però, que sí que hi ha



conversió modal des dels ports comú i diferencial cap als ports microstrip ( $S_{51} = S_{61} = S_{53} = S_{63} = \frac{5}{10}$ , pels modes comuns i  $S_{52} = S_{62} = S_{54} = S_{64} = \frac{4}{10}$  pels modes diferencials). Això implicarà que si els ports microstrip no estan correctament adaptats, existirà un mode microstrip reflectit que en arribar a la transició, serà convertit de tornada als modes comú i diferencial ( $S_{\alpha 5}$  i  $S_{\beta 6}$ , on  $\alpha, \beta = 1, 2, 3, 4$ ) provocant un intercanvi d'energia entre els modes microstrip acoblats de forma indirecta (a través del mode microstrip reflectit).

Com s'ha vist, aquest model permet una anàlisi quantitativa dels modes generats, podent ésser usat per a predir la quantitat de mode microstrip que es converteix en els modes comú i diferencial, i a l'inrevés.

Aquest model, pel fet de ser un model circuital, permet realitzar simulacions molt més ràpides que els seus equivalents electromagnètics.

#### 3.5.4 Validació del model proposat.

Per a realitzar la validació del model circuital proposat, s'han mesurat i simulat dos circuits de test. Les característiques de les línies de transmissió per als modes microstrip, microstrip acoblat comú i diferencial han estat obtingudes usant el software *Linecalc* d'*Agilent*.

El primer circuit proposat és el que es mostra a la figura 3.44. El substrate utilitzat és FR4 ( $h=1.55\text{mm}$ ). Com es pot observar, aquest circuit és el mateix que l'utilitzat per tal de validar la transició *d'impedàncies en paral·lel*. La raó per utilitzar aquest circuit és que és un cas particular de la transició ara estudiada: cada impedància en paral·lel pot representar la impedància de la pista microstrip amb la seva càrrega. La impedància  $Z_A = \infty$  representa l'absència de pista de derivació microstrip, i la impedància  $Z_B = 0$  es pot observar com una cas particular de derivació, on la impedància que es veu des de la línia microstrip acoblada derivada, és un curtcircuit.

Com es pot observar, el model de la transició formada per impedàncies en paral·lel queda englobat per aquest nou model, més general.

La figura 3.45 mostra el diagrama de blocs del circuit presentat a 3.44 i la figura 3.46 compara les mesures i simulacions dels paràmetres S realitzades sobre aquest circuit, mostrant com el model prediu perfectament el seu comportament. Les mesures i simulacions mostren el paràmetre de reflexió ( $S_{11}$ ) i de transmissió ( $S_{21}$ ). Com es pot observar, el nou model prediu perfectament el comportament com a ressonador que té la transició.

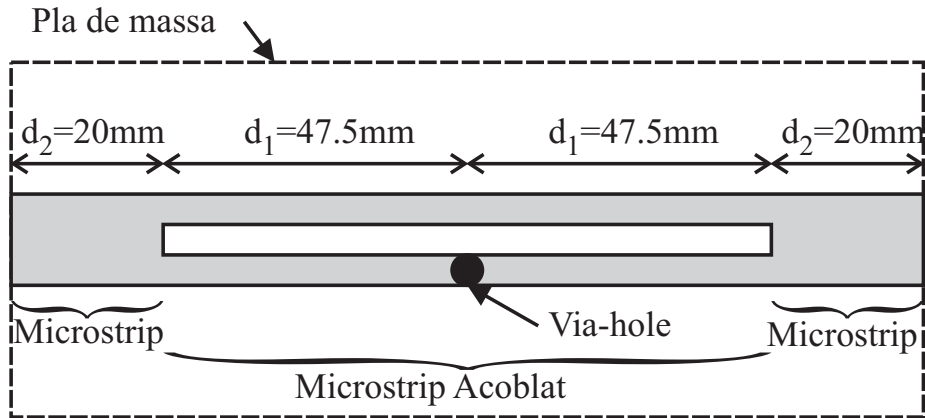


Figura 3.44: Circuit mesurat.  $Z_A = \infty$ ,  $Z_B = Z_{VIA} = 0$ .

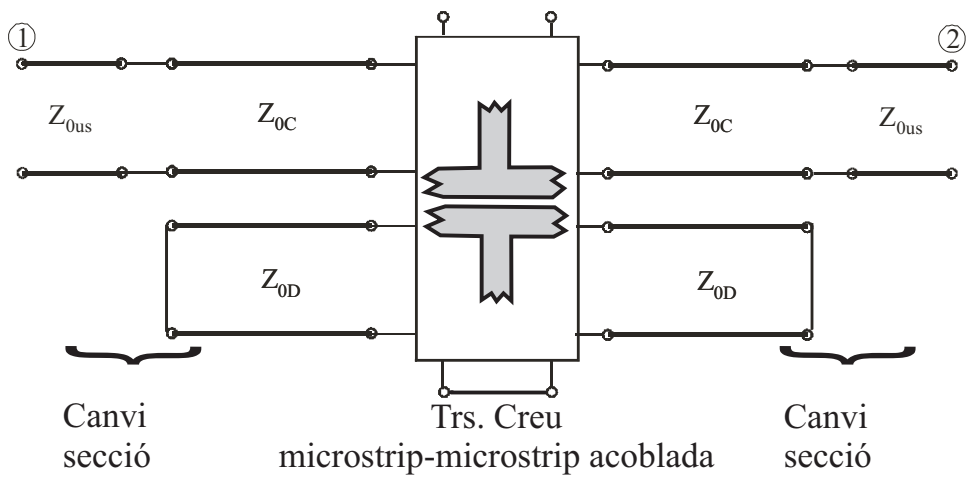
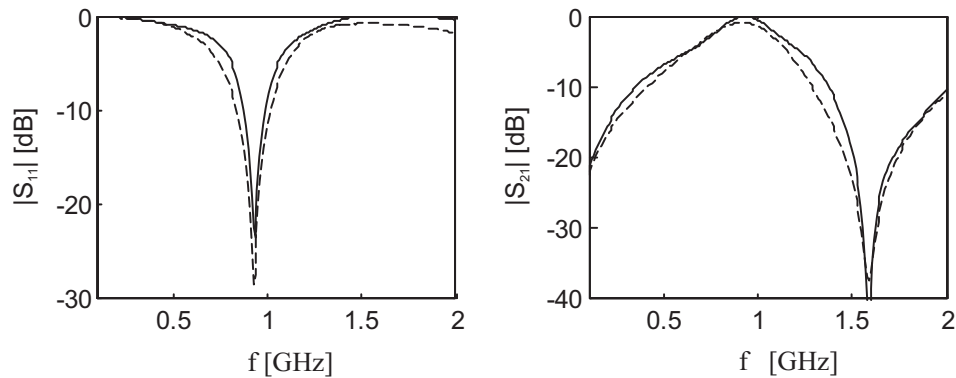


Figura 3.45: Diagrama de blocs de la simulació del circuit de la figura 3.44.

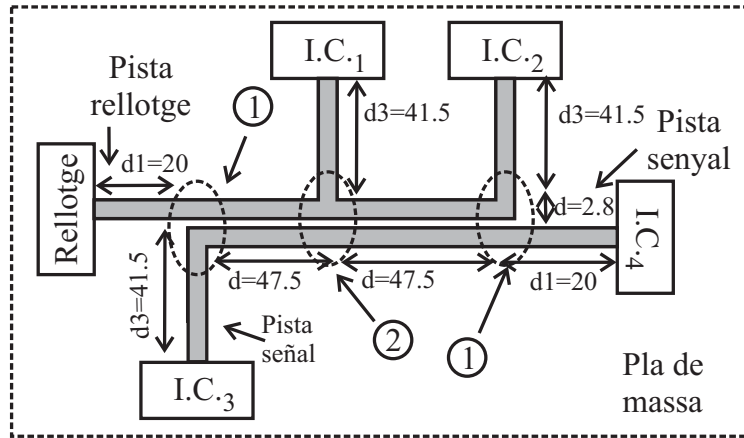


**Figura 3.46:** Paràmetres S mesurats (Mesures amb línia contínua i simulacions amb línia discontinua).

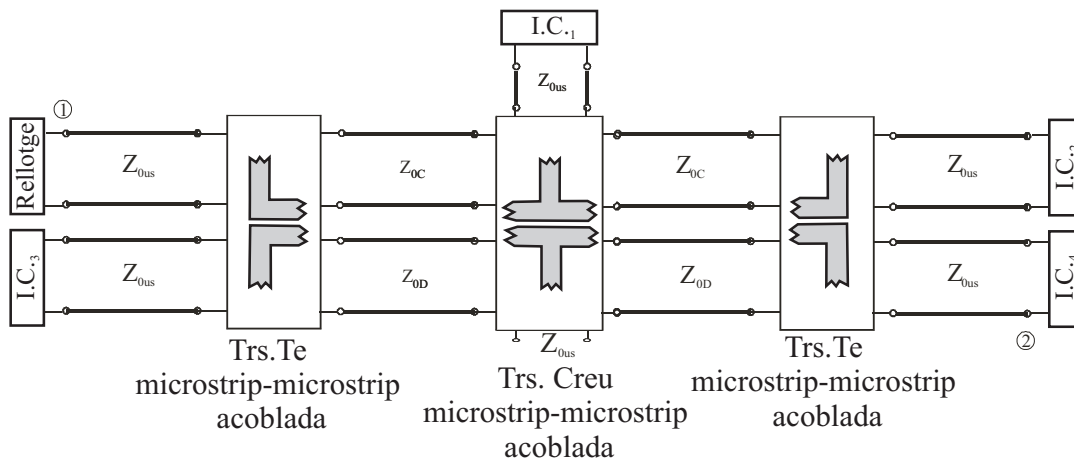
El segon circuit utilitzat és el mostrat a la figura 3.47. Com es pot observar, és un exemple d'aplicació real. Aquí es té la distribució de un senyal de rellotge en presència d'altres pistes de senyal. Aquí es poden veure dues transicions, la transició numerada com a "1", que és la transició *Te microstrip-microstrip acoblada* anteriorment estudiada; i la transició "2", que és una cas particular de la transició estudiada ara. En la transició "2", es pot observar la transició *Creu microstrip - microstrip acoblada*, amb una derivació en circuit obert (és a dir, no hi ha cap derivació) i l'altra esta representada per una pista microstrip carregada per la impedància d'entrada del circuit integrat *I.C.1*.

La figura 3.48 presenta el diagrama de blocs del circuit mesurat de la figura 3.47, on les mesures realitzades entre els ports 1 i 2 indicarien el *far-end crosstalk*. La figura 3.49 mostra les mesures i simulacions de la reflexió al port del *rellotge* ( $S_{11}$ ) i la transmissió entre el port del *rellotge* i el port d'entrada del component *I.C.2* ( $S_{21}$ ). Com es pot observar, la simulació prediu la forta atenuació del senyal de *rellotge* a les freqüències de 0.6, 1 i 1.1 GHz.

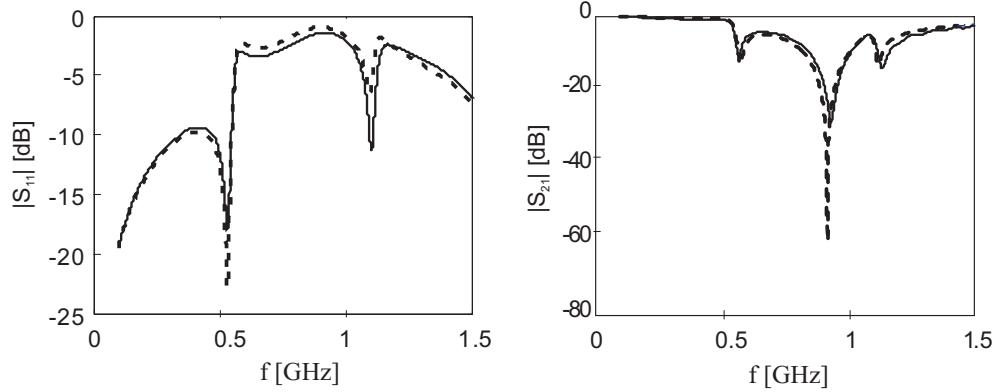
La figura 3.50 mostra en canvi, les mesures i simulacions de la reflexió al port *I.C.3* ( $S_{11}$ ) i la transmissió entre el port *I.C.3* i el port *I.C.4* ( $S_{21}$ ). Com es pot observar a la figura, els models prediuen acuradament l'atenuació que patirà el senyal al voltant de 0.5 i 0.8 GHz, degut a les transicions *Creu microstrip-microstrip acoblada* i *Te microstrip - microstrip acoblada*.



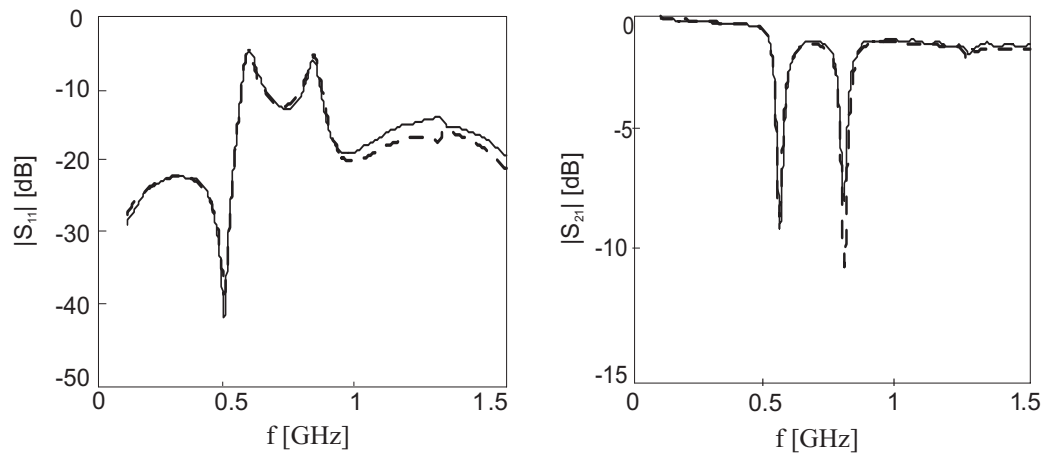
**Figura 3.47:** Circuit mesurat. Distàncies en mil·límetres. Transició '1' és una Te microstrip-microstrip acoblada i la transició '2' és un exemple de Creu microstrip-microstrip acoblada.



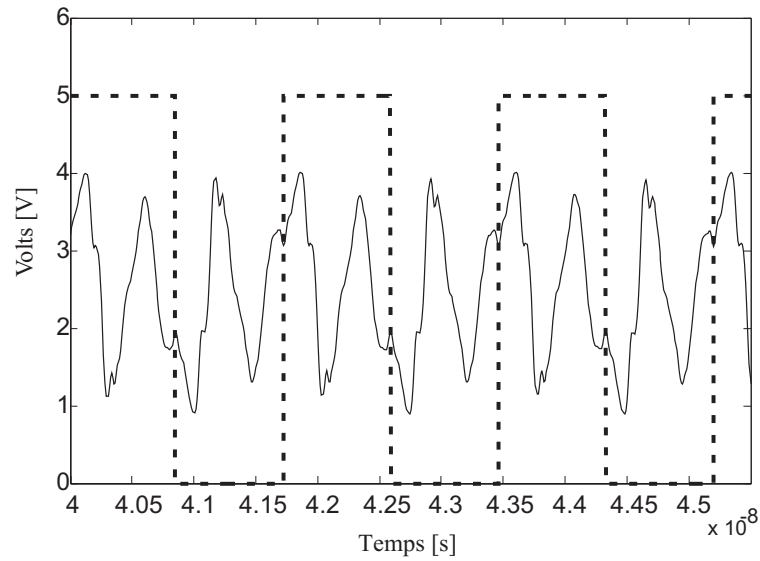
**Figura 3.48:** Diagrama de blocs de la simulació del circuit de la figura 3.47.



**Figura 3.49:** Paràmetres S del circuit de la figura 3.47. Mesura amb línia trencada i simulació amb línia contínua. Transmissió de senyal des del port del *rellotge* al port de *I.C.*<sub>2</sub>.



**Figura 3.50:** Paràmetres S del circuit de la figura 3.47. Mesura amb línia trencada i simulació amb línia contínua. Pista de senyal. Transmissió de senyal entre *IC*<sub>3</sub> i *IC*<sub>4</sub>



**Figura 3.51:** Senyal de relloige d'entrada (en línia discontinua) i senyal de sortida al port ( línia contínua), per al circuit del la figura 3.47.

Encara que les simulacions s'han realitzat fins a 1.5GHz, els models són independents de la freqüència i per tant poden ser usats en un gran marge de freqüències. A aquestes freqüències però, els efectes paràsits associats a les transicions han de ser recalculats i afegits per a incrementar la precisió de les simulacions.

Com que el model prediu el comportament en freqüència del circuit, aquest pot ésser utilitzar per a predir la degradació temporal d'un senyal de relloige a diferents freqüències. A la figura 3.51 es mostra un senyal de relloige al seu port d'entrada i la seva sortida al port  $I.C._2$ . La freqüència escollida pel senyal de relloige ha estat 572.26MHz, perquè com es pot observar a la figura 3.49, a aquesta freqüència el circuit presenta una ressonància que degrada el senyal. Per tant, amb aquest model es possible predir degradacions dels senyal, com es pot veure en el senyal de relloige que arriba al port  $I.C._2$  (línia contínua de la figura 3.51).

# Conclusions i línies de futur.

---

## 4.1 Conclusions.

Els objectius inicials marcats per a aquest treball eren analitzar els mecanismes de la degradació del senyal i estudiar la propagació d'interferències en plaques de circuit imprès. Més concretament, s'havien d'estudiar i analitzar diferents transicions que es poden trobar en el traçat de pistes d'un circuit imprès. El treball s'ha centrat en l'estudi d'unes transicions bàsiques, però molt habituals, en el traçat de circuits impressos. En aquestes transicions s'analitza els diferents senyals presents i s'estudia el seu comportament, proposant un **model circuital** per a aquestes transicions que permeti caracteritzar els mecanismes d'intercanvi d'energia entre els diferents senyals i interferències que hi són presents.

Les transicions que han estat analitzades en aquest treball són:

- Transició microstrip - microstrip acoblada. És una transició que consisteix en una secció microstrip connectada a una de les pistes d'una secció microstrip acoblada, i on l'altra pista de la secció microstrip acoblada està connectada a massa mitjançant una via (representada per la seva impedància). Aquesta configuració pot representar la transició que es genera per salvar discontinuïtats en el pla de massa mitjançant un pas a configuració diferencial, on s'afegeix una pista en la cara superior del circuit imprès, que interconnecta les dues illes de pla de massa mitjançant vies; o per exemple també pot representar la transició que es genera pel fet de col·locar una pista de guarda al costat d'una de senyal.
- Inserció d'elements en sèrie en una línia de transmissió microstrip acoblada. Repre-

senta el fet d'inserir elements en sèrie amb les pistes, com per exemple, per realitzar el filtratge d'un senyal que es propagui per aquestes pistes.

- Inserció d'elements en paral·lel en una línia de transmissió microstrip acoblada. Representa el fet d'inserir elements en paral·lel, és a dir, connectats entre una pista i el pla de massa. Aquesta transició també es pot trobar quan es realitza el filtratge de senyals.
- Transició Te microstrip-microstrip acoblada. Aquesta transició es genera quan dues pistes microstrip de senyal conflueixen i tenen un recorregut paral·lel, formant una línia microstrip acoblada. Aquesta transició és habitual quan existeix una densitat de pistes elevades i es veuen obligades a tenir part del seu recorregut paral·lel, generant la línia de transmissió microstrip acoblada.
- Transició Creu microstrip-microstrip acoblada. Consisteix en connectar una pista microstrip en paral·lel a cada pista de la línia de transmissió microstrip acoblada. Representa el fet de derivar els senyals presents a cada una de les pistes de una línia de transmissió microstrip acoblada. Com ja s'ha mencionat, el cas habitual no serà el que les dues derivacions es facin alhora, però sí el més general. El cas més habitual consisteix en que només una de les dues pistes acoblades es deriva. Aquesta transició es pot trobar en plaques de circuit imprès on, degut a la densitat de pistes, dues pistes que distribueixen senyals diferents estan col·locades paral·leles. Des de qualsevol d'aquestes pistes en pot sortir una pista de derivació per fer arribar el senyal a un component o un circuit integrat. Aquesta derivació present en la línia microstrip acoblada és la que dona lloc a la transició.

Les transicions bàsiques esmentades, per la seva generalitat, permetran la seva extensió a nous models i a noves configuracions que podran ser analitzades des d'un nou punt de vista multimodal.

La metodologia seguida per l'estudi d'aquestes transicions és comuna a totes elles: primer s'han analitzat les tensions i corrents que hi ha a cada transició per, després de plantejar les equacions de Kirhoff que la governen i aprofitant l'analogia que existeix entre aquestes equacions i les equacions que governen un pont d'impedàncies, extreure'n el model circuital equivalent basat en l'estructura de l'esmentat pont d'impedàncies.

---



Aquests models, com s'ha mencionat en els capítols anteriors, a més a més de ser més ràpids que els seus equivalents electromagnètics, permeten una anàlisi multimodal de la transició, mostrant com afecten les transicions a la propagació dels modes involucrats i en concret, del mode comú i del mode diferencial, habituals en el món de la *EMC*.

Aquest punt de vista multimodal és interessant perquè a l'*EMC* les interferències es classifiquen en funció del seu origen: comú o diferencial. En funció d'aquesta classificació, la seva mitigació es realitza de forma diferent. Per tant, és important conèixer com afectaran a la propagació dels modes els diferents traçats de pistes i com influiran les impedàncies que s'insereixen per filtrar els senyals no desitjats.

Els estudis realitzats de cada transició ajuden a entendre com influeixen aquestes a la propagació de cada mode i permeten una millor comprensió dels efectes observats (per exemple, la degradació del senyal de rellotge observada a la figura 3.51). Amb aquest coneixement, per tant, es pot optimitzar el disseny de filtres per a cada mode i, per altra banda, es pot realitzar un millor traçat de pistes que eviti acoblaments no desitjats.

Finalment, tal com s'ha presentat en aquest treball, s'han realitzat les validacions de tots els models proposats per a aquestes transicions comparant els resultats de les simulacions dels models amb mesures reals. Si s'examinen els resultats de les simulacions fetes utilitzant els models circuitals amb les mesures realitzades de les plaques de circuit imprès de test, s'observa que aquestes mostren un gran acord, quedant per tant validats els models proposats.

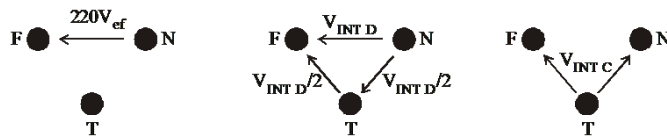
Aquests bons resultats han estat presentats en diferents congressos internacionals, com ara els que ha portat a terme la societat de Compatibilitat electromagnètica (*EMC*) de l'IEEE, com són el *2003 IEEE International symposium on EMC*, a Boston, el *2004 IEEE International symposium on EMC*, Sta. Clara, California, el *2005 IEEE International symposium on EMC*, Chicago, Illinois o el *2006 IEEE International symposium on EMC*, Portland, Oregon; i també els congressos internacionals organitzats fonamentalment per la comunitat europea d'*EMC*, *EMC Europe 2004*, celebrat a Eindhoven, Països Baixos o el *EMC Europe 2006*, celebrat a Barcelona. Els articles presentats poden ser consultats a l'annex d'aquest treball.

---

## 4.2 Línies de futur.

Com a línies de futur es planteja fonamentalment treballar en dos camps. Per una banda, en la *caracterització modal dels filtres d'alimentació monofàsics*, i per l'altra banda, es treballa en *obtenir directament les matrius de paràmetres S modals a partir dels paràmetres S no modals* de les transicions aquí realitzades i d'altres.

En la primera línia, *caracterització modal dels filtres d'alimentació monofàsics*, s'utilitzen els models circuitalmentals i les matrius de paràmetres S modals que s'han obtingut en aquest treball de tesi ja que la línia d'alimentació monofàsica, que consta de 3 conductors (conductor de fase, neutre i terra), també és una línia multimodal on els senyals que s'hi propaguen es poden descomposar en els mateixos modes comú i diferencial de la línia de transmissió microstrip acoblada (Figura 4.1). Per tant, els models obtinguts per les transicions en una línia microstrip acoblada poden ser generalitzats a l'entorn de la línia d'alimentació monofàsica.



**Figura 4.1:** Descomposició modal dels senyals interferents presents en una línia d'alimentació monofàsica.

Això és d'interès perquè, com s'ha mencionat a la introducció, en el món de l'*EMC*, és útil conèixer la naturalesa de les interferències (comú i/o diferencial) per a mitigar-les adequadament. Per tant, és molt interessant el treball de tesi desenvolupat perquè permet conèixer com afectaran els elements de filtratge a la propagació dels modes esmentats. Les transicions aquí presentades caracteritzen el comportament d'elements de filtratge sèrie i paral·lel (com poden ser condensadors i bobines).

Per aquesta raó s'ha començat a ampliar i particularitzar els models a les impedàncies que es poden trobar com a elements constitutius dels filtres de xarxa. Aquests models s'han d'integrar dins d'un sistema on a partir de les mesures de les interferències i de la impedància d'entrada d'un equip interferent, els models permetin seleccionar el filtre adient per a realitzar el filtratge adequat a la naturalesa de les interferències presents. La

validesa d'aquest sistema a començat a estar verificada ([49]) i ha rebut el suport oficial (financiada pel *Ministerio de Educación y Ciencia*, TEC2005-04238). Actualment el seu desenvolupament continua en curs dins del grup d'investigació (*GRECO*).

En l'altra línia de futur, *l'obtenció de les matrius de paràmetres S modals a partir dels paràmetres S no modals* mitjançant matrius de canvi de sistema de referència, es treballa en l'obtenció dels paràmetres S modals que caracteritzen les transicions a partir de l'estudi dels paràmetres S no modals. D'aquesta forma no es té la necessitat d'obtenir prèviament el model circuital (pont d'impedàncies) de les transicions. Aquest mètode té l'avantatge que permet l'estudi de les transicions mitjançant les tècniques habituals d'anàlisi de paràmetres S i que és fàcilment generalitzable a qualsevol transició. Això és degut al fet que només es tracta d'un canvi de sistema de referència: es passa de paràmetres S no modals a S modals. L'inconvenient és conèixer la impedància de referència dels paràmetres S modals trobats, fet que inicialment no estava contemplat a la bibliografia consultada [50], [51]. Aquest últim punt però, ha estat resolt ([52] i en [53]). Actualment es treballa dins del grup de recerca (*GRECO*) en el seu ús i extensió en altres entorns de més conductors. Concretament es treballa en l'anàlisi multimodal de transicions en entorns amb 3 pistes sobre un pla de massa. Aquest entorn dóna lloc a una configuració de modes ([6], [54], [55]) diferent dels de la línia microstrip acoblada però que es poden tractar igualment a partir dels paràmetres S no modals de la transició. Aquest estudi permetrà ampliar les consideracions trobades de disseny de filtres en entorns monofàsics a entorns amb 3 conductors actius i un de massa, com és el cas quan es treballa amb alimentació trifàsica en triangle. Per altra banda també permetrà analitzar configuracions més complexes de traçat de pistes en plaques de circuit imprès que les considerades aquí ([56]).



# Bibliografia

---

- [1] M. Ribó i Pal. *Modelatge multimodal de transicions i asimetries en guies d'ones coplanars*. PhD thesis, Universitat Ramon Llull, 2001.
- [2] Clayton R. Paul. *Analysis of Multiconductor Transmission Lines*. John Wiley and Sons, Inc, 1994. Reprint.
- [3] A.F. dos Santos and J.P. Figanier. The method of series expansion in the frequency domain applied to multiconductor transmission lines. *IEEE Trans. on Microwave Theory an Techniques*, 23:753–756, 1975.
- [4] I.V. Lindell. On the quasi-tem modes in inhomogeneous multiconductor transmission lines. *IEEE Trans. on Microwave Theory an Techniques*, 29(8):812–817, August 1981.
- [5] Y. Leviatan and A.T. Adams. The response o a two-wire transmission line to incident field and voltage excitation, including the effects of higher order modes. *IEEE Trans. on Antennas and Propagation*, 30:998–1003, 1982.
- [6] J. A. Brandao Faria. *Multiconductor Transmission-Line Structures*. John Wiley and Sons, Inc, 1993. Reprint.
- [7] K. D. Marx. Propagation modes, equivalent circuits, and characteristic terminations for multiconductor transmission lines with inhomogeneous dielectrics. *IEEE Trans. on Microwave Theory an Techniques*, 21(7):450–457, July 1973.
- [8] Dylan F. Williams, Leonard A. Hayden, and Roger B. Marks. A complete multimode equivalent-circuit theory for electrical design. *Journal of Reserarch of the National Institute of Standards an Technology*, 102(4):405–423, July-August 1997.

- [9] Clayton R. Paul. *Introduction to Electromagnetic Compatibility*. John Wiley and Sons, Inc, 2006. Second Edition. Wiley-Interscience.
  - [10] Henry W. Ott. *Noise Reduction Techniques, in Electronic Systems*. John Wiley and Sons, Inc, 1988. Second Edition. Wiley-Interscience.
  - [11] Bruce R. Archambeault. *PCB Design for Real-World EMI Control*. kluwer Academic Publishers, 2002.
  - [12] Tim Williams. *EMC for Product Designers*. Butterworth-Heinemann, 1996. Second edition.
  - [13] A. E. Ruehli and A. C. Cangellaris. Progress in the methodologies for the electrical modeling of interconnects and electronic packages. In *Proc. of the IEEE*, volume 89, pages 740–771, 2001.
  - [14] Manfred Kirschning and Rolf H. Jansen. Accurate wide-range design equations for the frequency-dependent characteristic of parallel coupled microstrip lines. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 32(1):83–90, January 1984.
  - [15] E. Hammerstad and O. Jensen. Accurate models for microstrip computer-aided design. In *IEEE Microwave International Symposium Digest*, pages 407–409, 1980.
  - [16] I. V. Lindell and Q. Gu. Theory of time-domain quasi-tem modes in inhomogeneous multiconductor transmission lines. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 35(10):893–897, October 1987.
  - [17] N. Faché, F. Olyslager, and D. De Zutter. *Electromagnetic and Circuit Modelling of Multiconductor Lines*. Clarendon, Mar. Oxford., 1993.
  - [18] F. Olyslager, E. Laermans, and D. De Zutter. Rigorous quasi-tem analysis of multiconductor transmission lines in bi-isotropic media. part i. theoretical analysis for general inhomogeneous media and generalization to bianisotropic media. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 43(7):1409–1415, July 1995.
  - [19] F. Olyslager, E. Laermans, and D. De Zutter. Rigorous quasi-tem analysis of multiconductor transmission lines in bi-isotropic media. part ii. theoretical analysis for
-

- general inhomogeneous media and generalization to bianisotropic media. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 43(7):1416–1423, July 1995.
- [20] R.F. Harrington and C. Wei. Losses on multiconductor transmission lines in multilayered dielectric media. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 32(7):705–710, July 1984.
- [21] John O. Scanlan. Theory of microwave coupled-line networks. In *Proceedings of the IEEE*, volume 68, pages 209–231, 1980.
- [22] M. AbuShaaban and Sean O. Scanlan. Modal circuit decomposition of lossy multiconductor transmission lines. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 44(7):1046–1056, July 1996.
- [23] Vijai K. Tripathi and Richard J. Bucolo. A simple network analog approach for the quasi-static characteristics of general lossy, anisotropic, layered structures. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 33(12):1458–1464, December 1985.
- [24] Rodolfo Araneo. Extraction of broad-band passive lumped equivalent circuits of microwave discontinuities. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 54(1):393–401, January 2006.
- [25] Tobias Mangold and P. Russer. Full-wave modelling and automatic equivalent-circuit generation of millimeter-wave planar and multilayer structures. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 47(6):851–858, June 1999.
- [26] E. A. Guillemin. *Synthesis of Passive Networks*. Wiley, 1957. New York.
- [27] L. Weinberg. *Network Analysis and Synthesis*. McGraw-Hill, 1962. New York.
- [28] I. Timmings and K. L. Wu. An efficient systematic approach to model extraction for passive microwave circuits. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 48(9):1565–1573, September 2000.
- [29] W. Cauer. *Synthesis of Linear Communication Networks*. McGraw-Hill, 1958. New York.
-

- 
- [30] R. Araneo, C. Wang, X. Gu, S. Celozzi, and J. Drewniak. Differential signaling in pcbs: Modeling and validation of dielectric losses and effects of discontinuities. In *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, volume 2, pages 933–938, 2001.
- [31] S. Baek, D.G. Kam, B. Park, J. Kim, J.-G. Byun, and C.S. Choi. Increased radiated emission and impedance change by edge placement of high-speed differential lines on printed circuit board. In *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, volume 1, pages 200–204, 2001.
- [32] S.A. Bokhari. Radiation from differential printed traces. In *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, volume 1, pages 552–554, 2001.
- [33] M.M. Mechaik. An evaluation of single-ended and differential impedance in pcbs. In *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, volume 1, pages 301–306, 2001.
- [34] P.E. Fornberg, M. Kanda, C. Lasek, M. Picket-May, and S.H. Hall. The impact of a nonideal return path on differential signal integrity. *IEEE Trans. Electromagn. Compatibility*, 44(1):11–15, February 2002.
- [35] D. Scott Britt, David M. Hockanson, Fei Sha, James L. Drewniak, Todd H. Hubing, and Thomas P. van Doren. Effects of gapped groundplanes and guard. traces. on radiated emi. In *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pages 159–164, 1997.
- [36] Robert W. Dockey and Robert F. German. New techniques for reducing printed circuit board common mode radiation. In *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pages 334–339, 1993.
- [37] Kayano et al. Common-mode current due to a trace near a pcb edge and its suppression by a guard band. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, 46(1):46–53, February 2004.
- [38] Li Zhi, Wang Qiang, and Shi Changsheng. Application of guard traces with vias in the rf pcb layout. In *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pages 771–774, 2002.
-



- 
- [39] I Novak, B Eged, and L Hatvani. Measurement by vector network analyzer and simulation of crosstalk reduction on printed circuit boards with additional center traces. In *Instrumentation and Measurement Technology Conference, IMTC/93*, pages 269–274, 1993.
- [40] F. J. Pajares, M. Ribó, M. Bonvehí, L. Pradell, and J.R. Regué. Circuit model for common-to-differential mode pcb transitions. In *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, volume 2, pages 699–702, 2003.
- [41] F. J. Pajares, M. Ribó, J.R. Regué, L. Pradell, and J.P. Rodríguez-Cepeda. A multimodal analysis of the effects of guard traces over near wideband signal paths. In *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, volume 1, pages 39–44, 2005.
- [42] Mark I. Montrose and Edward M. Nakauchi. *Testing for EMC Compliance. Approaches and Techniques*. John Wiley and Sons, Inc - IEEE Press., 2004.
- [43] John R. Barnes. *Electronic Systems Design*. Prentice-Hall, Inc, 1987.
- [44] M. Ribó, J. de la Cruz, and L. Pradell. Circuit model for mode conversion in coplanar waveguide asymmetric series-impedances. *Electronics Letters*, 35(21):1851–1855, 1999.
- [45] Cam Nguyen and Kay Chang. Analysis and design of spurline bandstop filters. *IEEE MTT-S Digest*, pages 445–448, 1985.
- [46] R.N. Bates. Design of microstrip spurline bandstop filters. *IEE Journal on Microwaves, Optics and Acoustics*, 1(6):209–214, November 1977.
- [47] M.Salim Maza and M. Linares Aranda. Analysis of clock distribution networks in the presence of crosstalk and groundbounce. In *IEEE ICECS*, pages 773–776, Malta, 2001.
- [48] Shih-Yuan Yu and Fang-Lin Chao. Signal distortion and em radiation of clock distribution net on multichip module. In *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, pages 416–417, 1991.
-

- [49] A. Perez, J.R. Regué, M. Ribó, A.M. Sánchez, F.J. Pajares, and D. Badia. Circuitual characterization of an electronic equipment for narrow-band conducted emissions. In *International Symposium on Electromagnetic Compatibility EMC Europe 2006*, pages 1035–1040, 2006.
  - [50] David E. Bockelman and William R. Eisenstadt. Combined differential and common-mode scattering parameters: Theory and simulation. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 43(7):1530–1539, July 1995.
  - [51] W. Fan, Albert Lu, L. L. Wai, and B. K. Lok. Mixed-mode s-parameter characterization of differential structures. In *2003 Electronics Packaging Technology Conference*, 2003.
  - [52] J.-R. Regue, M. Ribó, D. Duran, D. Badia, and A. Perez. Common and differential mode characterization of emi power-line filters from s-parameters measurements. In *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, volume 2, pages 610–615, 2004.
  - [53] Andrea Ferrero and Marco Pirola. Generalized mixed-mode s-parameters. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 54(1):458–463, January 2006.
  - [54] V. K. Tripathi. On the analysis of symmetrical three-line microstrip circuits. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 25(9):726–729, September 1977.
  - [55] S. Yamamoto, T. Azakami, and K. Itakura. Coupled strip transmission line with three center conductors. *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, 14(10):446–461, October 1966.
  - [56] P. Rodríguez, M. Ribó, F.J. Pajares, J.R. Regué, A. M. Sánchez, and A. Perez. Multi-modal analysis of guard traces. In *IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility*, page accepted, 2007.
-

---

Apèndix A

# Apèndix.

---



**A.1 “Circuit Model for Common to Differential mode PCB Transitions”, 2003 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pages 699-702. Boston.**



## Circuit Model for Common-to-Differential Mode PCB Transitions

Francisco-Javier Pajares<sup>1</sup>, Miquel Ribó<sup>1</sup>, Mireia Bonvehí<sup>1</sup>, Lluís Pradell<sup>2</sup>, Joan-Ramon Regué<sup>1</sup>

<sup>1</sup> Communications and Signal Theory Dept.  
Enginyeria La Salle – Ramon Llull University  
Barcelona, Catalonia, Spain

<sup>2</sup> Signal Theory and Communications Dept.  
Polytechnic University of Catalonia  
Barcelona, Catalonia, Spain

fpajares@salleURL.edu, mrp@salleURL.edu, st05264@salleURL.edu, pradell@tsc.upc.es, jramon@salleURL.edu

### Abstract

*Common-to-Differential Mode PCB Transitions are present in most PCB implementations. Although they behave in an ideal way at low frequencies, they can show significant effects at higher frequencies, due to their multimode behavior. These effects can cause a degradation of the signal integrity. In this paper, a rigorous circuit model for Common-to-Differential Mode PCB transitions is presented and tested. The model splits the contribution of common and differential signals (modes) into different ports, and allows analysis of circuits that present different responses to either mode. The model is tested in several PCB configurations. The good agreement between circuit simulation and measurements validates the model and demonstrates its utility as a design tool.*

### Keywords

Signal integrity, Coupled microstrip, Common mode, Differential mode, Multimode transitions.

### INTRODUCTION

Due to the rapid increase in the operation frequencies of digital devices in the last few years, nowadays PCB designs have to deal with digital signals with spectral content well above the gigahertz. At high frequencies special care in the design of the PCB has to be taken, since propagation and all its associated effects (characteristic impedance mismatches, resonances, complex behavior of transitions) can not be neglected. These effects result in frequency dependent mismatches and radiation which originate losses and distortion in the transmitted signal, affecting its integrity.

Common-to-Differential Mode PCB Transitions (CDMTs) are present in most PCB designs because of their increasing complexity. These transitions are performed in order to cross gaps in the ground planes, or to take advantage of the better performance of differential configurations at high frequencies as far as radiation and common mode noise immunity are concerned. The performance of differential configurations has been recently studied. In [1] the behavior of a differential configuration in presence of a slot in the ground plane is analyzed. In [2, 3], the radiation of differential configurations is addressed using numerical electromagnetic techniques. The performance of differential pairs propagating both common and differential signals is

discussed in [4]. CDMTs have been studied, using numerical electromagnetic methods, in [5].

In this paper, a circuit model for CDMTs as those shown in Figure 1 is presented. The model proposed splits the contribution of each mode present at the transition (a common mode input signal, and a differential and a common mode output signals) into different ports, and therefore can successfully deal with PCB configurations which present different responses to each mode, such as gaps or discontinuities in the ground plane. The model also allows a quantitative analysis of the mode generation, and can be used to predict the amount of common mode which survives after the transition. The model is tested by comparing circuit simulations (much less time consuming than their equivalent electromagnetic ones) and measurements of several PCB configurations featuring this transition.

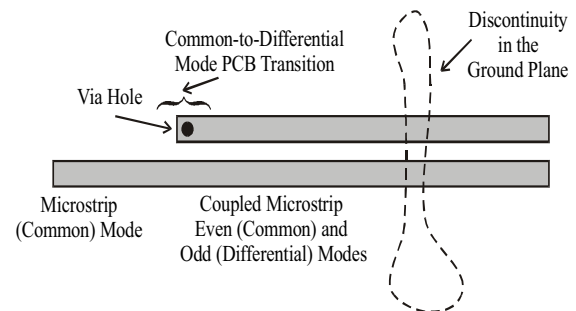


Figure 1. Common-to-Differential Mode PCB Transition.

### CIRCUIT MODEL FOR A COMMON-TO-DIFFERENTIAL MODE PCB TRANSITION

Let us suppose the circuit of Figure 1, in which it is shown a typical CDMT: the transition consists of a microstrip input line (which propagates a microstrip mode (a common mode)), connected to one of the strips of a coupled microstrip. The other strip is connected to the ground plane through a Via Hole, and therefore behaves as the differential ground of the system. The coupled microstrip is a multimode transmission line; it propagates two different modes: the coupled microstrip even mode (voltage from Ground Plane to the strips, a coupled common mode) and the coupled microstrip odd mode (voltage from one of the strips to the other, a differential coupled mode). These

modes behave in a different way when they interact with a number of other transitions, such as slots or circuits in the ground plane, or suppressions of the ground plane. Therefore, an accurate model of the behavior of the transition requires that the two coupled modes are taken into account.

The transition of Figure 1 can be modeled using the equivalent circuit of Figure 2, which is an extension to the microstrip case of a transition presented in [6] for a slot-line-coplanar environment.  $Z_{VIA}$  is the impedance of the Via Hole. In the equivalent circuit, the contributions of each mode present at the transition are split into different ports:

- port 1 for the input microstrip (common) mode, which propagates with characteristic impedance  $Z_{0us}$ ,
- port 2 for the output coupled microstrip even (common) mode, which propagates with characteristic impedance  $Z_{0e}$ ,
- and port 3 for the output coupled microstrip odd (differential) mode, which propagates with characteristic impedance  $Z_{0o}$ .

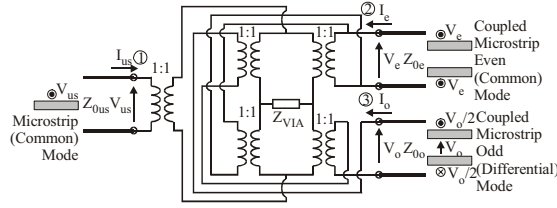


Figure 2. Circuit model for CDMT.

Therefore a two-port transition (an input microstrip (common) port and an output coupled microstrip multimode port) is modeled by a three-port equivalent circuit, which confined each mode in an easy to treat monomode port.

Circuits that present a different response to either coupled mode are easily taken into account loading ports 2 and 3 with appropriate loads. From the circuit of Figure 2, it follows that from a microstrip (common) mode excitation, both coupled microstrip modes are generated, and that the generation ratio depends on the impedance of the via hole  $Z_{VIA}$ . This fact can degrade the differential (coupled microstrip) section behavior.

From the circuit of Figure 2 the following S-parameters matrix is obtained for the normalized microstrip, coupled microstrip even (common) and coupled microstrip odd (differential) incident and reflected waves at the transition plane,  $a_{us}$ ,  $a_e$ ,  $a_o$ , and  $b_{us}$ ,  $b_e$ ,  $b_o$ , respectively:

$$\begin{bmatrix} b_{us} \\ b_e \\ b_o \end{bmatrix} = S \cdot \begin{bmatrix} a_{us} \\ a_e \\ a_o \end{bmatrix}$$

$$S = K \begin{bmatrix} Z_{VIA} - Z_0 & 4(Z_0 + 2Z_{VIA}) & 4(2Z_0 + Z_{VIA}) \\ 4(Z_0 + 2Z_{VIA}) & Z_{VIA} - 7Z_0 & 4(Z_0 - Z_{VIA}) \\ 4(2Z_0 + Z_{VIA}) & 4(Z_0 - Z_{VIA}) & 7Z_{VIA} - Z_0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$K = \frac{1}{9(Z_{VIA} + Z_0)}$$

where  $a_\alpha = (V_\alpha + Z_0 I_\alpha) \cdot (4Z_0)^{-1/2}$ ,  $b_\alpha = (V_\alpha - Z_0 I_\alpha) \cdot (4Z_0)^{-1/2}$  ( $\alpha = us, e, o$ ), and  $Z_0$  is a real arbitrary impedance to which the normalized waves and the 3x3 S-parameter matrix are referred.

This S parameter matrix shows that, with different efficiencies, any mode exciting the transition excites the other two modes. This fact can be relevant in interference propagation, since it shows that a common mode interference is converted at the transition into a differential mode one, and vice versa.

If the impedance of the Via Hole can be neglected ( $Z_{VIA}=0$ ), the circuit model of Figure 2 can be simplified into that of Figure 3.

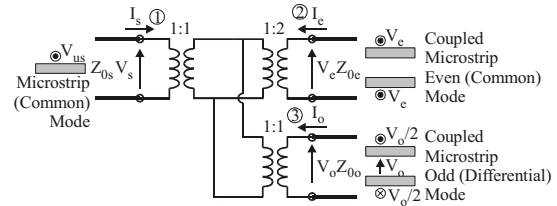


Figure 3. Simplified circuit model for a CDMT.

This simplified model shows that the coupled microstrip modes are generated basically in a parallel configuration. From the circuit of Figure 3 the following S-parameter matrix is obtained:

$$\begin{bmatrix} b_{us} \\ b_e \\ b_o \end{bmatrix} = \frac{1}{9} \begin{bmatrix} -1 & 4 & 8 \\ 4 & -7 & 4 \\ 8 & 4 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{us} \\ a_e \\ a_o \end{bmatrix} \quad (2)$$

This equation system shows that the mode conversion from the microstrip mode of port 1 to the coupled microstrip odd (differential) mode is quite efficient. Since  $S_{31}=8/9$ , the 79% of the incident microstrip mode energy is transferred to the output coupled microstrip odd (differential) mode. On the other hand, only the 19.75% of the incident microstrip mode is transferred to the output coupled microstrip even (common) mode ( $S_{21}=4/9$ ). Therefore, the transition



of Figure 1 is well suited to perform the conversion from common to differential mode. However, if the surviving coupled microstrip even (common) mode is not properly suppressed, its effects can spoil the conversion efficiency of the transition.

**EXPERIMENTAL VALIDATION**

In order to test the model proposed in Figure 2, two test circuits have been measured and their circuit simulated.

The first proposed test circuit is shown in Figure 4. The substrate used is FR4 ( $h=1.55\text{mm}$ ). It consists of a coupled microstrip section with a split ground plane connected through a center resistance of  $R=47\Omega$ . This discontinuity affects the coupled microstrip common mode, leaving the coupled microstrip differential mode basically unaffected. The coupled microstrip section is excited by two microstrip sections through two CDMTs. Figure 5 shows the equivalent circuit model for the whole test circuit. For simplicity, the equivalent circuit models for the CDMTs are represented as generic three-port circuits. As can be seen, since the circuit model for a CDMT isolates either coupled mode in a different port, the behavior of the resistance in the ground plane gap is easily considered by loading the coupled microstrip odd (differential) mode transmission line section with an appropriate series impedance, and leaving the other coupled mode equivalent transmission line unaffected. The impedance  $Z$  takes into account both the resistance  $R$  and the parasitic slotline resonator which appears at the gap.

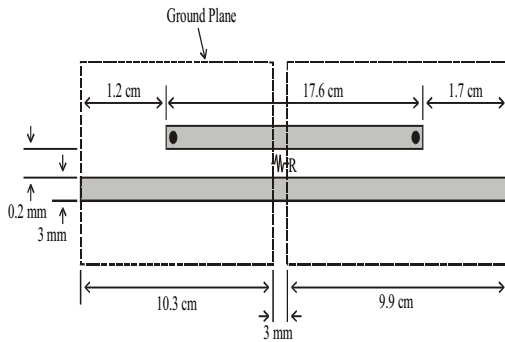


Figure 4. First test circuit: resistor in split ground plane.

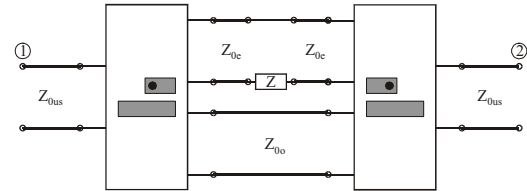


Figure 5. Circuit model for the circuit of Figure 4.

Figure 6 shows both the simulated and measured S parameters for the circuit of Figure 4, showing a good agreement. The model accurately predicts the resonance in the circuit, and the degradation in its behavior, partially due to the presence, in the differential section, of the coupled microstrip even (common) mode.

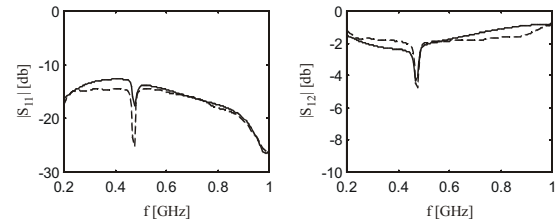


Figure 6. Measured (dashed line) and simulated (solid line) S parameters for the circuit of Figure 4.

The second proposed test circuit is shown in Figure 7. It consists of a coupled microstrip section excited by two microstrip sections through two CDMTs. In this case, the ground plane has not been split, and therefore both microstrip coupled modes propagate undisturbed.

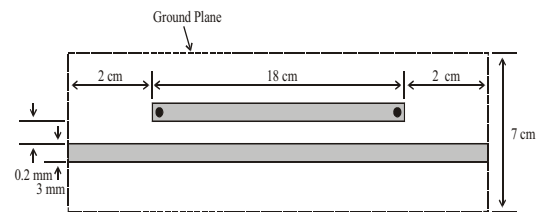


Figure 7. Second test circuit: continuous ground plane.

Figure 8 shows the equivalent circuit model for the circuit of Figure 7. In this case, the two circuit models for the CDMTs are connected with a transmission line propagating the coupled microstrip even (common) mode and a transmission line propagating the coupled microstrip odd (differential) mode. Therefore, in this case, the coupled common mode generated at one transition reaches the other one.

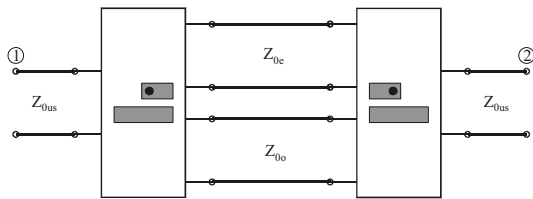


Figure 8. Circuit model for the circuit of Figure 7.

Figure 9 compares the simulated and measured S parameters for the circuit of Figure 7, showing again a good agreement. The model predicts the resonances of the circuit due to the CDMT transitions.

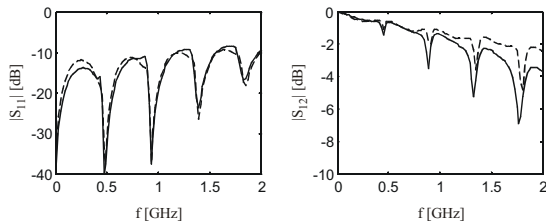


Figure 9. Measured (dashed line) and simulated (solid line) S parameters for the circuit of Figure 7.

In both circuit simulations several non-idealities have been considered:

- The impedance of the Via Hole is not zero. An inductance of less than 1 nH has been considered.
- The connectors present a small parasitic reactance.
- The transmission line losses for all modes have been taken into account.

## CONCLUSION

A new circuit model for Common-to-Differential Mode PCB Transitions has been presented and tested. It takes into account all the main modes present at the transitions (namely an input microstrip (common) mode, and two output coupled microstrip modes (even-common and odd-differential)), and splits their contributions into different ports. Therefore it allows a multimode and more precise

analysis of complex circuits which can load the coupled microstrip section of the transition, and that would be impossible to analyze considering only the coupled microstrip differential mode. It has also been shown that at these transitions, common mode interferences are converted into differential ones, and vice versa.

## ACKNOWLEDGMENTS

This work has been funded by the projects DPI2001-1529-C02-01 and DPI2001-1529-C02-02 from the Spanish Ministerio de Ciencia y Tecnología (partially with FEDER funds), and by the grant 2001PIRA 00099 from the Departament d'Universitats, Recerca i Societat de la Informació from the Generalitat de Catalunya.

## REFERENCES

- [1] R. Araneo, C. Wang, X. Gu, S. Celozzi and J. Drewniak, "Differential signaling in PCBs: modeling and validation of dielectric losses and effects of discontinuities," IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, vol. 2, pp. 933-938, 2001.
- [2] S. Baek, D.G. Kam, B. Park, J. Kim, J.-G. Byun and C.S. Choi, "Increased Radiated Emission and Impedance Change by Edge Placement of High-speed Differential Lines on Printed Circuit Board," IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, vol. 1, pp. 200-204, 2001.
- [3] S.A. Bokhari, "Radiation from Differential Printed Traces," IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, vol. 1, pp. 552-554, 2001.
- [4] M.M. Mechaik, "An Evaluation of Single-Ended and Differential Impedance in PCBs," IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, vol. 1, pp. 301-306, 2001.
- [5] P.E. Fornberg, M. Kanda, C. Lasek, M. Piket-May, S.H. Hall, "The Impact of a Nonideal Return Path on Differential Signal Integrity," IEEE Trans. Electromagn. Compat., Vol. 44, No. 1, pp. 11-15, Feb. 2002.
- [6] M.Ribó, J. de la Cruz and L. Pradell, "Circuit model for slotline-to-coplanar waveguide asymmetrical transitions," Electronics Letters, Vol. 35, No. 14, pp. 1153-1155, Jul. 1999.

**A.2 “Circuit Model for Mode Conversion in Grounded Differential Signal Paths”, 2004 EMC IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, vol. 2, pages 392-395, Sta. Clara.**



## Circuit Model for Mode Conversion in Grounded Differential Signal Paths

Francisco-Javier Pajares, Miquel Ribó, Joan-Ramon Regué, Pablo Rodriguez-Cepeda  
Communications and Signal Theory Dept.  
Enginyeria La Salle – Ramon Llull University  
Barcelona, Catalonia, Spain  
fpajares@salleURL.edu, mrp@salleURL.edu,  
jramon@salleURL.edu, jprodriguez@salleURL.edu

Lluís Pradell  
Signal Theory and Communications Dept.  
Polytechnic University of Catalonia  
Barcelona, Catalonia, Spain  
pradell@tsc.upc.es

**Abstract**— Signal paths are often routed with their ground ones. These ground paths are usually connected through a via-hole to the ground plane. This grounded strip creates a transition: a Via-Hole Common-to-Differential Mode Transition. Although these transitions behave in an ideal way at low frequencies, they can show significant effects at higher frequencies, due to their multimode behavior. These effects can cause a degradation of the signal integrity. In this paper, a rigorous circuit model for Via-Hole Common-to-Differential Mode transitions is presented and tested. The model splits the contribution of common and differential signals (modes) into different ports, and allows the analysis of circuits that present different responses to either mode. The model is tested in several PCB configurations. The good agreement between circuit simulation and measurements validates the model and demonstrates its utility as a design tool.

**Key words:** *Signal integrity, Coupled microstrip, Common mode, Differential mode, Multimode transitions, PCB.*

### I. INTRODUCTION

In PCB circuits, signal paths are often routed with their ground ones, forming, along with the ground plane, a coupled microstrip waveguide. These ground strips are usually connected through via-holes to the ground plane as shown in Fig. 1 (forming Via-Hole Common-to-Differential Transitions) to achieve the zero potential of the ground strip, and to avoid the propagation of common mode interferences. However, these transitions can cause signal degradation and mismatches at high frequencies, and conversion from common to differential interferences, due to multimode behavior of this Via-Hole Common-to-Differential Transition, formed by the signal and ground strips and the via-hole.

The via-hole has already been studied [1,2] as a common-to-differential transition. In [1] it has been studied using numerical electromagnetic methods. In [2] a different transition (formed by the connection of a microstrip to a strip of a coupled microstrip, short circuiting the other strip with a via-hole) has been studied using similar techniques as the ones presented in this paper. The performance of differential configurations is studied in [3], where the presence of a slot in

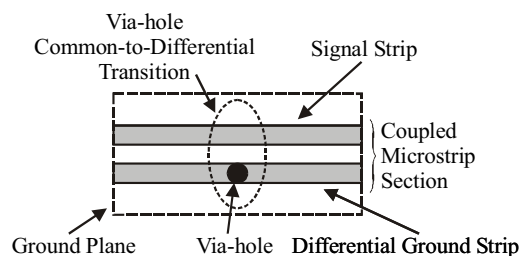


Figure 1. A typical Via-Hole Common-to-Differential Transition.

the ground plane has been considered; and in [4,5], where the radiation of differential configurations using numerical electromagnetic techniques is addressed.

In this paper, a new circuit model for this multimode Via-Hole Common-to-Differential Transition is presented and tested. The model proposed splits the contribution of each mode present at the transition (a common mode and a differential mode input signal, and a differential and a common mode output signal) into different ports, and therefore can successfully deal with PCB configurations which present different responses to each mode, such as gaps or discontinuities in the ground plane. The model also allows a quantitative analysis of the mode generation, and can be used to predict the amount of common mode which survives after the transition and what amount is converted into the differential ones.

This model allows a rigorous circuit analysis of the behavior of the common and differential modes at the transition, easier to perform and less time-consuming than an equivalent electromagnetic study.

The model is tested by comparing circuit simulations and measurements of several PCB configurations featuring this transition.

## II. CIRCUIT MODEL FOR A VIA-HOLE COMMON-TO-DIFFERENTIAL TRANSITION

The circuit of Fig. 1 shows a typical Via-Hole Common-to-Differential Transition. The transition consists of a coupled microstrip transmission line with one of the strips connected to the ground plane of the system through a via-hole. The coupled microstrip is a multimode transmission line; it propagates two different modes: the coupled common mode (voltage from the ground plane to the strips) and the coupled differential mode (voltage from one strip to the other). These modes behave in a different way. Therefore, an accurate model of the transition requires that both coupled modes are taken into account.

The transition of Fig. 1 can be seen as a particular case of the circuit of Fig. 2. The circuit of Fig. 2 consists of a coupled microstrip transmission line with two asymmetric shunt impedances ( $Z_A$  and  $Z_B$ ).

In the transition of Fig. 1,  $Z_B$  represents the impedance of the via hole and  $Z_A$  can be assumed to be an open circuit ( $Z_A = \infty$ ).

The circuit of Fig. 2 can be modeled using the circuit model of Fig. 3. In this circuit model of Fig. 3,  $Z_A$  and  $Z_B$  are the shunt impedances seen in the circuit of Fig. 2:  $Z_A$  connects one strip to the ground plane, and  $Z_B$  connects the other strip to the ground plane.

The circuit of Fig. 3 is an extension to a coupled microstrip case of a transition presented in [6] for a coplanar environment. In the circuit, the contributions of each mode are split into a different port:

- ports 1 and 3 for the input and output coupled common modes, with characteristic impedance  $Z_{0C}$ ,
- ports 2 and 4 for the input and output coupled differential modes, with characteristic impedance  $Z_{0D}$ .

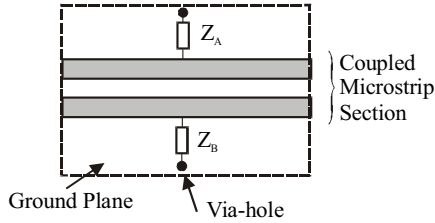


Figure 2. Coupled microstrip section with asymmetrical shunt impedances ( $Z_A$ ,  $Z_B$ ).

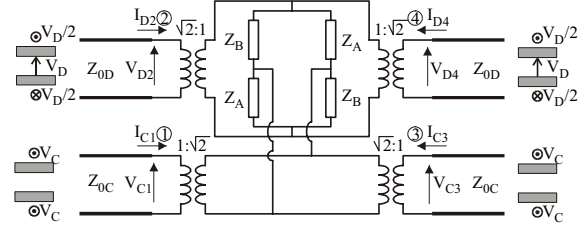


Figure 3. Circuit model for shunt impedances ( $Z_A$ ,  $Z_B$ ).

From the circuit of Fig. 3 the following S-parameters matrix is obtained for the normalized coupled microstrip even (common) and coupled microstrip odd (differential) incident and reflected waves at the transition plane,  $a_{C1}$ ,  $a_{D2}$ ,  $a_{C3}$ ,  $a_{D4}$ , and  $b_{C1}$ ,  $b_{D2}$ ,  $b_{C3}$ ,  $b_{D4}$  respectively:

$$\begin{bmatrix} b_{C1} \\ b_{D2} \\ b_{C3} \\ b_{D4} \end{bmatrix} = S \cdot \begin{bmatrix} a_{C1} \\ a_{D2} \\ a_{C3} \\ a_{D4} \end{bmatrix} \quad S = \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} \alpha & \beta & \chi & \beta \\ \beta & \delta & \beta & \varepsilon \\ \chi & \beta & \alpha & \beta \\ \beta & \varepsilon & \beta & \delta \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{cases} \alpha = -4(\bar{Z}_B + \bar{Z}_A) - 3 \\ \beta = 2(\bar{Z}_B - \bar{Z}_A) \\ \chi = 8\bar{Z}_A\bar{Z}_B + (\bar{Z}_B + \bar{Z}_A) \\ \delta = -(\bar{Z}_B + \bar{Z}_A) - 2 \\ \varepsilon = 8\bar{Z}_A\bar{Z}_B + 4(\bar{Z}_A + \bar{Z}_B) \\ \Delta = 8\bar{Z}_A\bar{Z}_B + 5(\bar{Z}_A + \bar{Z}_B) + 2 \end{cases} \quad \begin{cases} \bar{Z}_A = \frac{Z_A}{Z_0} \\ \bar{Z}_B = \frac{Z_B}{Z_0} \end{cases}$$

where  $a_\alpha = (V_\alpha + Z_0 I_\alpha) \cdot (4Z_0)^{-1/2}$ ,  $b_\alpha = (V_\alpha - Z_0 I_\alpha) \cdot (4Z_0)^{-1/2}$  ( $\alpha = C1, C3, D2, D4$ ), and  $Z_0$  is a real arbitrary impedance to which the normalized waves and the 4x4 S-parameter matrix are referred.

This S parameter matrix shows that, with different efficiencies, any mode exciting the transition excites all the other modes. This fact can be relevant in interference propagation, since it shows that a common mode interference is converted at the transition into a differential mode one, and vice versa.

Assuming that in the circuit of Fig. 1, the impedance of the via hole can be neglected ( $Z_B=0$ ) and considering that  $Z_A$  is very large (an open circuit), then the circuit model of Fig. 3 can be simplified into that of Fig. 4.

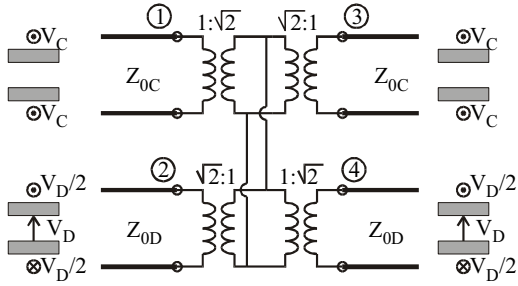


Figure 4. Simplified circuit model for the via-hole transition.

From the circuit of Fig. 4 the following S-parameter matrix is obtained:

$$S = \begin{bmatrix} -4/5 & -2/5 & 1/5 & -2/5 \\ -2/5 & 1/5 & -2/5 & -4/5 \\ 1/5 & -2/5 & -4/5 & -2/5 \\ -2/5 & -4/5 & -2/5 & 1/5 \end{bmatrix} \quad (2)$$

This equation system shows that in the transition of Fig. 1, the energy transfer from a differential input mode (port 2) to a differential output mode is quite efficient ( $S_{42}=-4/5$ ): The  $(4/5)^2$  of the energy is transferred. But also, from the circuit of Fig. 4, and from the equation system (2) it follows that from a coupled common mode excitation (an interference, for example), both coupled microstrip modes are generated at the transition ( $S_{31}$ ,  $S_{41}$ ). This fact degrades the differential section behavior, because part of the energy of a common mode interference is transformed into a differential mode interference. More precisely, a 16% of the common mode interference is transformed into each differential mode ( $S_{41}=S_{21}=-2/5$ ).

It is worthwhile to mention too, that part of the energy of a differential input signal is transformed into the common mode ( $S_{12}=S_{32}=-2/5$ ) and then, alterations in the common mode propagation originate resonances into the differential mode transmission path.

### III. EXPERIMENTAL VALIDATION

In order to test the model proposed in Fig. 3, two test circuits have been measured and simulated using the basic circuit model of Fig. 4:

#### A. Circuit with one Via-Hole Common-to-differential transition.

The first proposed test circuit is shown in Fig. 5. It consist of the transition of Fig. 1, where a microstrip section has been added to either end of the coupled microstrip section in order to excite the circuit with a common mode. The resulting transition transforms a microstrip mode into a coupled microstrip

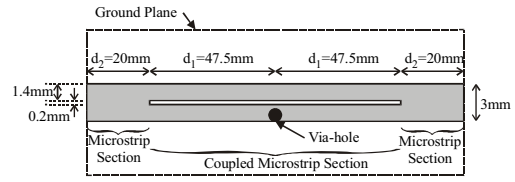


Figure 5. Measured circuit.

common mode, short-circuiting the coupled differential one. The subtract used is FR4 ( $h=1.55\text{mm}$ ,  $\epsilon_R=4.5$ ).

Fig. 6 shows the equivalent model for the total circuit, using the simplified model of Fig. 4 ( $Z_B=0$ ). It shows the energy balance between common and differential modes at the via-hole, and states the conditions for common mode cut-off (generated by appropriated differential loads and the via hole).

Fig. 7 compares the measurement and circuit simulation of the circuit of Fig. 5. The circuit simulation has been performed according to this circuit, using the circuit model of Fig. 6. The good agreement between measurement and simulation validates the proposed model.

It is worthwhile to mention that Fig. 7 shows how the common mode propagation is altered by the via-hole transition and by the resonances created by short-circuiting the differential mode propagation, which interfere in the common mode propagation due to the mode interchange produced at the via-hole transition (as shown in the circuit model of Fig. 6).

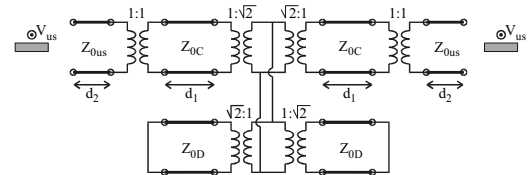


Figure 6. Circuit model for the measured circuit.

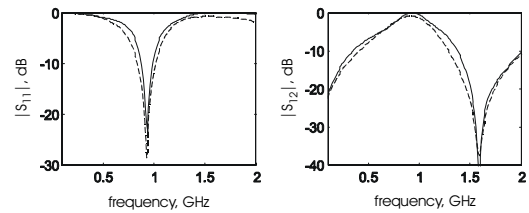


Figure 7. Measured (dashed line) and simulated (solid line) S parameters for the circuit of Fig. 5.

### B. Circuit with three Via-Hole Common-to-differential transitions.

The second proposed test circuit is shown in Fig. 8. In this case, it consists of three Via-Hole Common-to-Differential transitions in the coupled microstrip section, with the microstrip sections added to either end of the coupled microstrip section in order to excite the transitions with a common mode. The substrate used is FR4 ( $h=1.55\text{mm}$ ,  $\epsilon_R=4.5$ ).

Fig. 9 shows the equivalent model for the total circuit. It consists of three models of Fig. 4 with two microstrip sections added at each side.

The good agreement between measurements of the circuit of Fig. 8 and the performed simulation shown in Fig. 10 validates the proposed model. The circuit simulation has been performed according to the circuit of Fig. 8 (using the circuit model of Fig. 9). It follows that the model accurately predicts the resonances of the circuit.

In both circuit simulations several non-idealities have been considered:

- The impedance of the Via Hole is not zero. An inductance of less than 1 nH has been considered.
- The connectors present a small parasitic reactance.
- The transmission line losses for all modes have been taken into account.

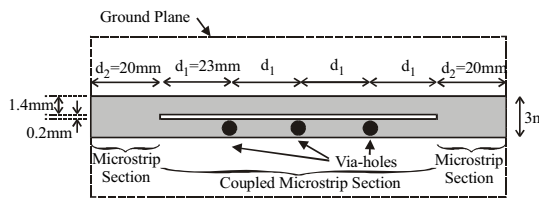


Figure 8. Measured circuit.

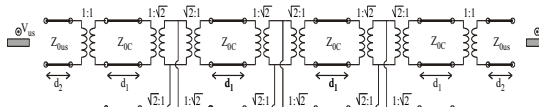


Figure 9. Circuit model for the measured circuit of Fig. 8.

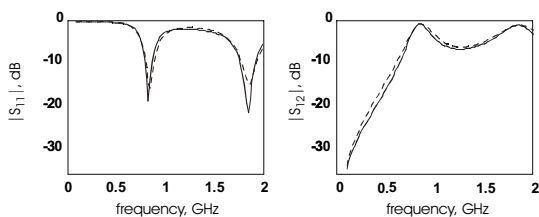


Figure 10. Measured (dashed line) and simulated (solid line) S parameters for the circuit of Fig. 8.

### IV. CONCLUSIONS

A new circuit model for Asymmetric Shunt Impedances in a coupled microstrip transmission line section has been presented and tested. This model has been particularized for a Via-Hole Common-to-Differential transition which is often used in PCB circuits in order to ground differential signal paths. The circuit model takes into account all the main modes present at the transition (coupled microstrip common and differential modes), and splits them into different ports. It allows a mathematically rigorous multimode analysis of the transition. The new model shows that grounded differential signal paths can behave poorly as a common mode interference suppressor because although most of the energy of the common mode is reflected ( $S_{31}=-1/5$ ,  $S_{11}=-4/5$ ), part of it is transformed into the differential mode ( $S_{41}=-2/5$ ), interfering it. Moreover, the differential mode propagation can be altered by resonances created by the common mode propagation due to the energy interchange between modes produced at the Via-Hole Common-to-Differential transition

### ACKNOWLEDGMENT

This work has been funded by the projects DPI2001-1529-C02-01 and DPI2001-1529-C02-02 from the Spanish Ministerio de Ciencia y Tecnología (partially with FEDER funds), and by the grant 2001PIRA 00099 from the Departament d'Universitats, Recerca i Societat de la Informació from the Generalitat de Catalunya.

### REFERENCES

- [1] P.E. Fornberg, M. Kanda, C. Lasek, M. Picket-May, S.H. Hall, "The Impact of a Nonideal Return Path on Differential Signal Integrity," IEEE Trans. Electromagn. Compat., Vol. 44, No. 1, pp. 11-15, Feb. 2002.
- [2] F. J. Pajares, M. Ribó, M. Bonvehí, L. Pradell, J.R. Regué, "Circuit Model for Common-to-Differential Mode PCB Transitions", 2003 IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, Symposium Record, pp. 699-702, August 2003.
- [3] R. Araneo, C. Wang, X. Gu, S. Celozzi and J. Drewniak, "Differential signaling in PCBs: modeling and validation of dielectric losses and effects of discontinuities," IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, vol. 2, pp. 933-938, 2001.
- [4] S. Baek, D.G. Kam, B. Park, J. Kim, J.-G. Byun and C.S. Choi, "Increased Radiated Emission and Impedance Change by Edge Placement of High-speed Differential Lines on Printed Circuit Board," IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, vol. 1, pp. 200-204, 2001.
- [5] S.A. Bokhari, "Radiation from Differential Printed Traces," IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, vol. 1, pp. 552-554, 2001.
- [6] M.Ribó, J. de la Cruz and L. Pradell, "Circuit model for mode conversion in coplanar waveguide asymmetric shunt impedances," Electronics Letters, No. 9, pp. 713-715, April 1999.



**A.3 “Circuit Model for Series Asymmetric Impedances in Differential Signal Paths”, 2004 EMC Europe International Symposium, September 2004, Symposium Record, vol. 1, pages 485-488, Eindhoven.**



## CIRCUIT MODEL FOR SERIES ASYMMETRIC IMPEDANCES IN DIFFERENTIAL SIGNAL PATHS

**Francisco-Javier Pajares<sup>1</sup>, Miquel Ribó<sup>1</sup>, Joan-Ramon Regué<sup>1</sup>, Pablo Rodríguez-Cepeda<sup>1</sup>, Lluís Pradell<sup>2</sup>**

<sup>1</sup> Communications and Signal Theory Dept.  
Enginyeria La Salle – Ramon Llull University  
Barcelona, Catalonia, Spain

<sup>2</sup> Signal Theory and Communications Dept.  
Polytechnic University of Catalonia  
Barcelona, Catalonia, Spain

[fpajares@salleURL.edu](mailto:fpajares@salleURL.edu), [mrp@salleURL.edu](mailto:mrp@salleURL.edu), [jramon@salleURL.edu](mailto:jramon@salleURL.edu), [jprodriguez@salleURL.edu](mailto:jprodriguez@salleURL.edu),  
[pradell@tsc.upc.es](mailto:pradell@tsc.upc.es)

**Abstract:** High speed differential signal paths (a signal strip routed with its ground strip) are often placed over ground planes. If the high speed differential signals have high harmonic components, they can easily interfere other signal strips. In order to reduce this high harmonic content, a series impedance is sometimes placed in the signal path. In this paper, a new circuit model for the characterization of the transition created by this series impedance is presented and tested. This model allows a rigorous circuitual analysis of the behaviour of the common and differential modes present at the transition, showing how this impedance affects the propagation of these modes.

### I. INTRODUCTION

In PCB circuits, high speed differential signal paths (a signal strip routed with its ground strip) are often placed over ground planes forming coupled microstrip sections. If these high speed differential signals have high harmonic components (for instance, clock signals), they can be easily coupled to other signal strips, creating interferences, or be radiated. In order to reduce this interfering high harmonic content, a series impedance is sometimes placed in the signal path (Fig. 1). This impedance can be frequency dependent or a resistance.

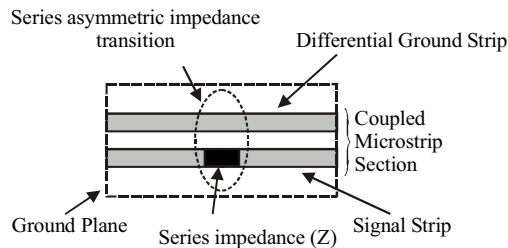


Fig. 1. Circuit showing a series asymmetric impedance transition.

In this paper, a new circuit model for the characterization of the transition created by this series impedance is presented and analysed. Any asymmetry in a coupled microstrip section produces an

interaction between the common and differential modes present in the coupled microstrip section. This circuit model allows a rigorous circuitual analysis of the behaviour of the common and differential modes at the transition, showing how this impedance affects the propagation of these modes. Besides, it allows the analysis of complex circuits using a circuit simulator, which is easier to use and less time-consuming than an equivalent electromagnetic simulator. In order to validate the model proposed, circuit simulations and measurements of test circuits are presented.

### II. CIRCUIT MODEL FOR A SERIES ASYMMETRIC IMPEDANCE TRANSITION (SAIT)

The circuit of Fig. 1 shows a typical Series Asymmetric Impedance Transition (SAIT). The transition can be seen as a coupled microstrip with a series impedance connected to one of the strips. The coupled microstrip is a multimode transmission line; it propagates two different modes: the common mode (voltage from the ground plane to both strips) and the differential mode (voltage from one strip to the other). These modes behave in a different way. Therefore, an accurate model of the transition requires that both modes are taken into account.

The transition of Fig. 1 can be modelled using the circuit of Fig. 2, which is an extension to a coupled microstrip case of a transition presented in [1] for a coplanar environment. In the circuit, the contributions of each mode are split into a different port:

- ports 1 and 3 for the input and output common modes, with characteristic impedance  $Z_{0C}$ ,
- ports 2 and 4 for the input and output differential modes, with characteristic impedance  $Z_{0D}$ .

Equation (1) shows the S-parameter matrix of the SAIT, where  $a_{ai} = (V_{ai} + ZoI_{ai}) \cdot (4Zo)^{-1/2}$ ,  $b_{ai} = (V_{ai} - ZoI_{ai}) \cdot (4Zo)^{-1/2}$   $\alpha = C, D$ ,  $i=1,2$  and  $Zo$  is a real arbitrary impedance to which the

normalized waves and the S-parameter matrix are referred. From it (and from the circuit of Fig. 2), it follows that from a differential mode excitation (for instance, an harmonic of the main differential signal), both coupled microstrip modes are generated at the transition. This fact degrades the differential section behaviour, because part of the energy of the differential mode signal is transformed into common mode interferences (through  $S_{12}$  and  $S_{32}$  of equation (1)). Besides, significant amounts of an interfering common signal are transformed into differential modes (through  $S_{21}$  and  $S_{41}$  of (1)), affecting the integrity of a differential signal.

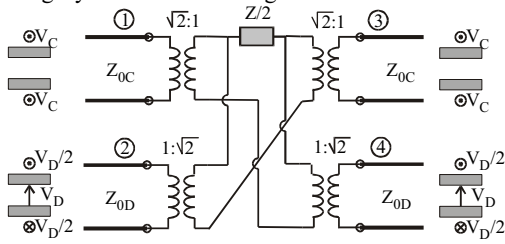


Fig. 2. Circuit model for the series asymmetric impedance transition.

$$\begin{bmatrix} b_{C1} \\ b_{D1} \\ b_{C2} \\ b_{D2} \end{bmatrix} = \frac{1}{5\bar{Z} + 8} \begin{bmatrix} \bar{Z} & 2\bar{Z} & 8 + 4\bar{Z} & -2\bar{Z} \\ 2\bar{Z} & 4\bar{Z} & -2\bar{Z} & 8 + \bar{Z} \\ 8 + 4\bar{Z} & -2\bar{Z} & \bar{Z} & 2\bar{Z} \\ -2\bar{Z} & 8 + \bar{Z} & 2\bar{Z} & 4\bar{Z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{C1} \\ a_{D1} \\ a_{C2} \\ a_{D2} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\bar{Z} = \frac{Z}{Z_0}$$

### III. EXPERIMENTAL VALIDATION

In order to test the model proposed in Fig. 2, two test circuits have been measured and simulated using the circuit model of Fig. 2:

#### III.1 Circuit with a gap (high series impedance)

In order to test the model proposed in Fig. 2, with a high series impedance, the circuit of Fig. 3 has been measured and simulated. In this circuit, the series impedance is a gap in the signal strip ( $Z=\infty$ ) which models the blocking of the unwanted differential signal harmonics. In order to simplify the measurement set-up, the transition has been excited by a common mode, since the common-to-differential and differential-to-common conversions are reciprocal (as shown in equation (1)). In order to excite the circuit with a common mode, a microstrip section has been added to either end of the coupled section. The resulting transition transforms a microstrip mode into a coupled common mode, short-circuiting the coupled differential one. The subtract used is FR4 ( $h=1.55\text{mm}$ ,  $\epsilon_R=4.5$ ).

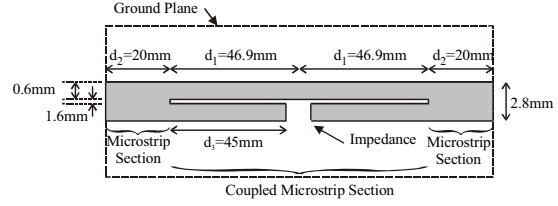


Fig. 3. Measured circuit.

It is worth to mention that the circuit of Fig. 3 can be seen as two spurline bandstop filters, placed in cascade. The spurline bandstop filters, and the spurline structure itself, have been studied and analysed in different papers [2,3], but from a different point of view, since they do not analyse the multimode behavior of the SAIT).

The stop frequency of the filter is given by the odd (differential) propagation mode (see [2]), and in the circuit of Fig. 3 it can be calculated using the equation (2).

$$\frac{\lambda_{odd}}{4} = d_1 = 45\text{mm}$$

$$\Rightarrow f_{stop} = 893\text{MHz} \quad (2)$$

The S-parameter matrix of the SAIT with  $Z=\infty$  is shown in equation (3). For instance, if the transition is excited with a differential mode ( $a_{D1}$ ) the transition rejects the 64% of the power of the incident differential mode ( $S_{22}=4/5$ ), but the 16%+16% of the incident power is converted into common reflected and transmitted modes ( $S_{12}=2/5$ ,  $S_{32}=-2/5$ ).

$$\begin{bmatrix} b_{C1} \\ b_{D1} \\ b_{C2} \\ b_{D2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/5 & 2/5 & 4/5 & -2/5 \\ 2/5 & 4/5 & -2/5 & 1/5 \\ 4/5 & -2/5 & 1/5 & 2/5 \\ -2/5 & 1/5 & 2/5 & 4/5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{C1} \\ a_{D1} \\ a_{C2} \\ a_{D2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Fig. 4 shows the total equivalent model for the circuit of Fig. 3. It shows the energy balance between common and differential modes at the Series Asymmetric Impedance Transition (SAIT): the common mode transmission is controlled by the presence of two series short-circuited differential mode stubs.

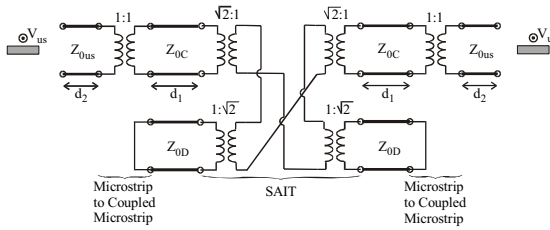


Fig. 4. Circuit model for the circuit of Fig. 3.

Fig. 5 compares the measurement and circuitual simulation of the circuit of Fig. 3. The circuitual simulation has been performed using the circuit model of Fig. 4. The measurement and simulation show how the resonance created by the differential mode stubs controls the common mode propagation, creating a bandstop circuit with the stop frequency predicted by (2). The good agreement between measurement and simulation validates the model proposed.

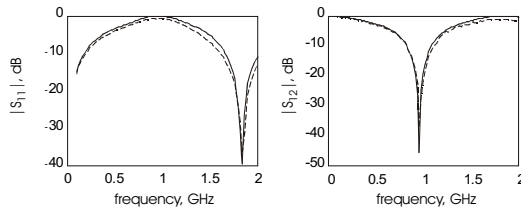


Fig. 5. Measured (dashed line) and simulated (solid line) S parameters for the circuit of Fig. 3.

### III.2 Circuit with a series 75 ohm resistor

Here, the model proposed in Fig. 2 has been tested with a low series impedance. The test circuit that has been measured and simulated is shown in Fig. 6. In this circuit, the series impedance is a 75ohm resistor which can model a low blocking of the wanted differential signal.

As in the circuit of Fig. 3, in order to simplify the measurement setup, the transition has been excited by a common mode, since the common-to-differential and differential-to-common conversions are reciprocal (as shown in equation (4), that represents the S-parameter matrix of the SAIT). In order to excite the circuit with a common mode, the same technique as in the circuit of Fig. 3 has been used: a microstrip section has been added to either end of the coupled section. The resulting transition transforms the microstrip mode into a coupled common mode, short-circuiting the coupled differential one. The subtract used is FR4 ( $h=1.55\text{mm}$ ,  $\epsilon_R=4.5$ ).

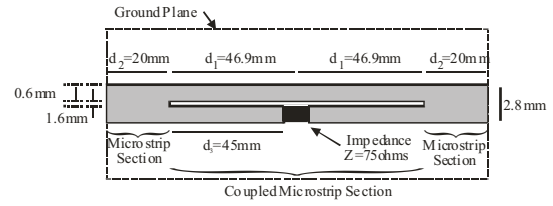


Fig. 6. Measured circuit.

As mentioned before, the S-parameter matrix of the SAIT with  $Z=75\text{ohms}$  is shown in equation (4). Here, for instance, if the transition is excited with a differential mode ( $a_{D1}$ ) the transition rejects the 15% of the power of the incident differential mode ( $S_{22}=12/31$ ), and only the 3,7%+3,7% of the incident power is converted into common reflected and transmitted modes ( $S_{12}=6/31$ ,  $S_{32}=-6/31$ ). Moreover, the 37,5% of the incident differential mode survives the transition ( $S_{42}=19/31$ ) and 14,9% ( $S_{22}=12/31$ ) of this incident differential mode energy is reflected, showing that with this low series impedance ( $Z=75\text{ohms}$ ) the 40,2% ( $100-37,5-14,9-2*3,7\%$ ) of the energy of the differential mode is absorbed by the resistor. However, it is worth to mention than the amount of differential mode energy that survives the transition is bigger in this equation (4) ( $S_{42}=19/31$ ) than in equation (3) ( $S_{42}=1/5$ ), as it was expected. If the transition is excited with a common mode, the 81% of its energy survives the transition ( $S_{31}=28/31$ ).

$$\begin{bmatrix} b_{C1} \\ b_{D1} \\ b_{C2} \\ b_{D2} \end{bmatrix} = \frac{1}{31} \begin{bmatrix} 3 & 6 & 28 & -6 \\ 6 & 12 & -6 & 19 \\ 28 & -6 & 3 & 6 \\ -6 & 19 & 6 & 12 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{C1} \\ a_{D1} \\ a_{C2} \\ a_{D2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

Comparing equations (4) and (3), it can be seen that in (4) the amount of common mode that survives the transition is bigger than in equation (3) ( $S_{31}$  in both equations), but the amount of common mode energy that is converted into the differential mode is bigger in (3) than in equation (4) ( $S_{21}$  and  $S_{41}$  in both equations).

Fig. 7 shows the total equivalent model for the circuit of Fig. 6. Here  $Z=75\text{ohms}$ . In this case, the common mode transmission is controlled by the presence of two series short-circuited differential mode stubs and mainly by the presence of the impedance  $Z=75\text{ohms}$ .

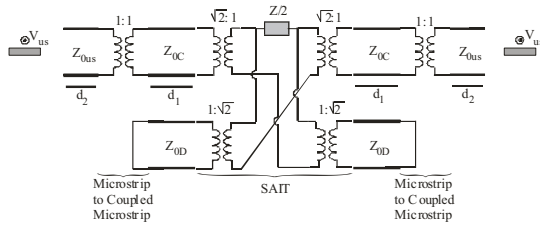


Fig. 7. Circuit model for the circuit of Fig. 6.

Fig. 8 compares the measurement and circuit simulation of the circuit of Fig. 6. The circuit simulation has been performed using the circuit model of Fig. 7. The simulated and measured S parameters of the tested circuit of Fig. 6 show again a good agreement between measurement and simulation, validating the model proposed.

The measurement and simulation agree with the basic behaviour expected from equations (equation (4)): 81% of the incident common mode survives the transition ( $S_{31}=28/31$ ).

However it is worth to mention that Fig. 8 is not only showing the behaviour of the SAIT but of the whole circuit of Fig. 6.

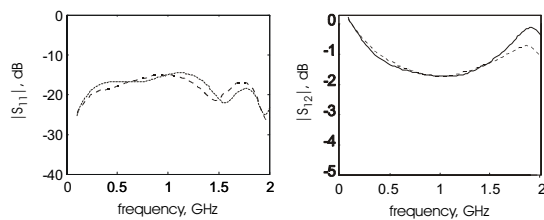


Fig. 8. Measured (dashed line) and simulated (solid line) S parameters for the circuit of Fig. 6.

In both circuit simulations several non-idealities have been considered:

- The transmission line losses for all modes have been taken into account.
- The connectors present a small parasitic reactance.

#### IV. CONCLUSION

A new circuit model for series impedance transitions has been presented and tested. Since it takes into account all the main modes present at the transition (coupled microstrip common and differential modes), and splits them into different ports, it allows a mathematically rigorous multimode analysis of the transition. The new proposed model shows that a series impedance placed in differential signal paths, routed over ground planes, although it can reject significant amounts of the power of the interfering harmonics of a differential signal, also converts significant amounts of these interferences into common mode ones. Conversely the transition can transform common mode interferences into differential ones.

#### V. ACKNOWLEDGMENTS

This work has been funded by the projects DPI2001-1529-C02-01 and DPI2001-1529-C02-02 from the Spanish Ministerio de Ciencia y Tecnología (partially with FEDER funds), and by the grant 2001PIRA 00099 from the Departament d'Universitats, Recerca i Societat de la Informació from the Generalitat de Catalunya.

#### REFERENCES

- [1] M.Ribó, J. de la Cruz and L. Pradell, "Circuit model for mode conversion in coplanar waveguide asymmetric series-impedances", *Electronics Letters*, Vol. 35, No. 21, pp. 1851-1855, Oct. 1999.
- [2] Cam Nguyen and Kay Chang, "Analysis and design of spurline bandstop filters", *IEEE MTT-S Digest*, 1985, pp. 445-448.
- [3] R.N. Bates, "Design of Microstrip Spurline Bandstop Filters", *IEE Journal on Microwaves, Optics and Acoustics*, Vol. 1, No. 6, pp. 209-214, November 1977.

A.4 “A multimodal analysis of the effects of guard traces over near wideband signal paths”, 2005 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pages 933-936. Chicago.





# A multimodal analysis of the effects of guard traces over near wideband signal paths

**Francisco-Javier Pajares, Miquel Ribó, Joan-Ramon Regué, Pablo Rodríguez-Cepeda**

Communications and Signal Theory Dept.  
 Enginyeria La Salle – Ramon Llull University  
 Barcelona, Catalonia, Spain  
 fpajares@salleURL.edu, mrp@salleURL.edu,  
 jramon@salleURL.edu, jprodriguez@salleURL.edu

**Lluís Pradell**

Signal Theory and Communications Dept.  
 Polytechnic University of Catalonia  
 Barcelona, Catalonia, Spain  
 pradell@tsc.upc.es

**Abstract**— Guard traces are used in PCB implementations to avoid interferences between signal strips. These guard traces can affect the integrity of high harmonic content signals such as clock or wideband RF signals. In this paper, the effect of guard traces is analyzed from a multimodal point of view. A multimodal analysis allows a simple interpretation of the phenomena involved in the loss of integrity of signals propagating through strips close to the guard traces. Two guard trace configurations are analyzed, circuitually simulated and measured in order to test the adequacy of the multimodal approach to describe the behavior of signal strips close to guard traces, showing good agreement between theory and experiment.

**Key words:** *Signal integrity, Coupled microstrip, Common mode, Differential mode, Multimode transitions, Guard traces, Crosstalk, PCB.*

## I. INTRODUCTION

The use of signals with high harmonic content such as clock or wideband RF signals and their routing in the vicinity of other traces provokes the appearance of crosstalk. Often a guard trace is used to avoid this coupling (Fig. 1) [1]-[3]. In [4], the appearance of resonances due to the via-holes of the guard trace is discussed. In [5], the effects of a guard trace over the strip are discussed and measured, showing that the guard trace produces unwanted ringings, causing a signal

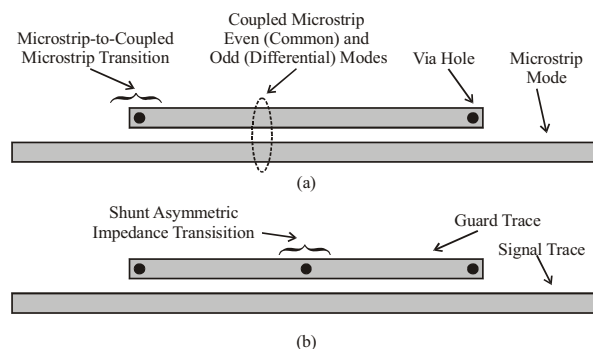


Fig. 1. Guard trace with (a) two via holes and (b) three via holes. Top view of the PCB configuration.

degradation.

In this paper, a multimodal analysis of a signal strip close to a guard trace is carried out. The analysis is based on multimodal models for shunt impedances in coupled microstrip configurations. These circuit models allow a detailed study of the interactions between common and differential modes caused by the via holes at the guard trace: they split the contribution of each mode present at the circuit (microstrip modes, common modes (coupled microstrip even modes) and differential modes (coupled microstrip odd modes)) into different ports, and therefore can successfully deal with PCB configurations which present different responses to each mode, such as gaps or discontinuities in the ground plane.

The model is tested by comparing circuit simulations (much less time consuming than their equivalent electromagnetic ones) and measurements of two PCB configurations featuring a high harmonic content signal trace coupled with different guard traces.

## II. CIRCUIT MODELS FOR GUARD TRACES CLOSE TO SIGNAL PATHS

The multimode transitions involved in the guard trace circuits of Fig. 1 are the Microstrip-to-Coupled Microstrip of Fig. 1(a) and the Shunt Asymmetric Impedance Transition of Fig. 1(b).

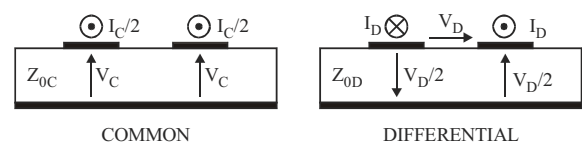


Fig. 2. Common (even) and differential (odd) voltages and currents present at the coupled microstrip section.

The Microstrip-to-Coupled Microstrip Transition [6] of Fig. 1(a) consists of a Microstrip section connected to one of the strips of a Coupled Microstrip section, loading the other strip

with an arbitrary impedance (in our case a via hole with impedance  $Z_{VIA}$ ). The coupled microstrip section is a multimode transmission line which propagates simultaneously two modes, the coupled microstrip common (even) mode and the coupled microstrip differential (odd) mode, whose definitions for voltages and currents are shown in Fig. 2. Voltages and currents for the coupled microstrip common mode are  $V_C$  and  $I_C$ , and  $V_D$  and  $I_D$  for the coupled microstrip differential mode.

At the transition plane, a modal balance between the microstrip mode, the coupled microstrip common (even) mode and the coupled microstrip differential (odd) mode takes place. In order to analyze it, voltages and currents are assigned to the microstrip terminal and to each of the strips of the coupled microstrip terminal of the transition (Fig. 3). Voltages and currents for the microstrip terminal are  $V_{us}$  and  $I_{us}$ .  $Z_{VIA}$  is the impedance of the via-hole.

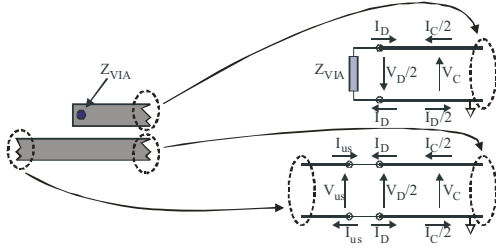


Fig. 3. Circuit analysis for the Microstrip-to-Coupled Microstrip Transition of Fig. 1(a).

Applying Kirchoff laws, the following constitutive equations are derived for the transition:

$$\begin{aligned} \frac{V_D}{2} - Z_{VIA} I_D &= V_C - Z_{VIA} \frac{I_C}{2} \\ V_{us} &= \frac{V_D}{2} + V_C \quad I_{us} = -I_D - \frac{I_C}{2} \end{aligned} \quad (1)$$

These equations can be also obtained through circuit modifications of an impedance bridge. The modified impedance bridge splits the contribution of each mode present at the transition in a different port, and therefore it is a multimode circuit model for the transition. The multimode circuit model for this transition is shown in Fig. 4. In it, we can observe how the microstrip mode (with characteristic impedance  $Z_{0us}$ ) is converted to the common (even) and differential (odd) coupled microstrip (with characteristic impedances  $Z_{oC}$  and  $Z_{oD}$  respectively) modes, and vice versa.

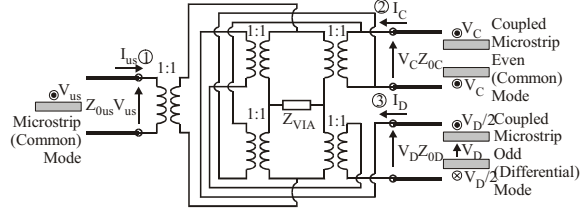


Fig. 4. Circuit model of microstrip to coupled microstrip transition.

The Shunt Asymmetric Impedance Transition [7] of Fig. 1(b) consists of arbitrary shunt impedances loading the strips of a Coupled Microstrip section, (in our case one strip is loaded with a via hole whose impedance is  $Z_{VIA}$ , and the other strip is loaded with  $Z_A = \infty$ ). At the transition plane, a modal balance between the coupled microstrip input modes (common and differential) and the coupled microstrip output modes (common and differential) takes place.

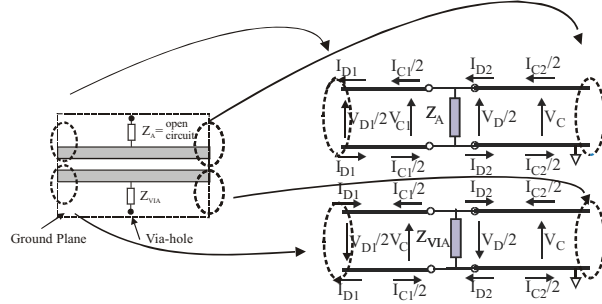


Fig. 5. Circuit analysis for the Shunt Asymmetric Impedance Transition of Fig. 1(b).

Here, as in the previous transition, a circuit model can be obtained analyzing the voltages and currents present at the transition (Fig. 5). Then, applying the Kirchoff laws, the following constitutive equations can be derived for the transition:

$$\begin{aligned} \frac{V_{D1}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{D2}}{\sqrt{2}} &= \frac{Z_{VIA} + Z_A}{2} (\sqrt{2} I_{D1} + \sqrt{2} I_{D2}) + \frac{Z_{VIA} - Z_A}{2} \left( \frac{V_{C1}}{\sqrt{2}} + \frac{V_{C2}}{\sqrt{2}} \right) \\ \sqrt{2} I_{C1} = \sqrt{2} I_{C2} &= \frac{Z_{VIA} - Z_A}{2} (\sqrt{2} I_{D1} + \sqrt{2} I_{D2}) + \frac{Z_{VIA} + Z_A}{2} \left( \frac{V_{C1}}{\sqrt{2}} + \frac{V_{C2}}{\sqrt{2}} \right) \end{aligned} \quad (2)$$

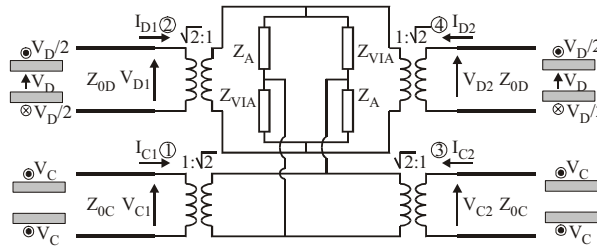


Fig. 6. Circuit model for the transition of Fig. 1(b) with shunt impedances  $Z_A$  and  $Z_{VIA}$ . In the circuit,  $Z_A = \infty$ .

These equations are again reminiscent of those of an impedance bridge, and therefore a multimode circuit model for the transition can be derived through circuit transformations. The multimode circuit model thus obtained for this transition is shown in Fig. 6. In it, we can observe how the coupled microstrip input modes are converted to output coupled microstrip ones, and vice versa. The characteristic impedances of the coupled microstrip common mode and the coupled microstrip differential mode are  $Z_{0C}$  and  $Z_{0D}$  respectively.

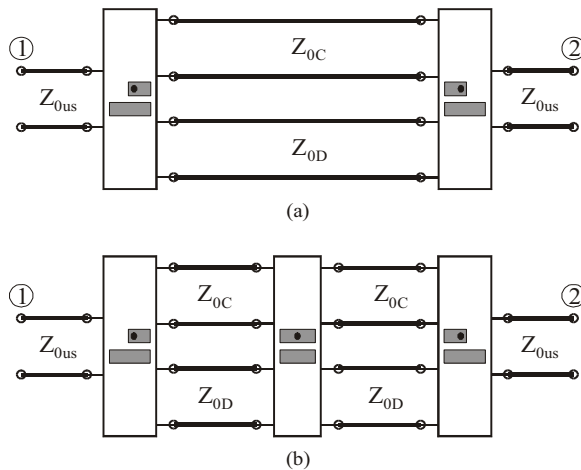


Fig. 7. (a) Circuit model for the circuit of Fig. 1(a). (b) Circuit model for the circuit of Fig. 1(b).

As shown in Fig. 4 and Fig. 6, we can observe how the via-hole ( $Z_{VIA}$ ) provokes an energy exchange between the different modes involved.

Using the circuit models of Fig. 4 and Fig. 6, the circuits of Fig. 1 can be modeled as shown in Fig. 7. Therefore, these models allow a quantitative analysis of the mode generation and global behavior of the circuits of Fig. 1, and can be used to predict their S-parameters.

The circuit models of the transitions only take into account the energy interchange produced at the transition. The characteristics of the different transmission lines involved

(characteristic impedances, propagation constants...) must be considered apart and later during the simulation, as shown in Fig. 7, where different transmission lines with different characteristic impedances (and propagation constants) connect the circuit models of the transitions to build the global circuit model for the whole circuit.

### III. EXPERIMENTAL VALIDATION

In order to test the adequacy of the models for guard trace circuits such as those of Fig. 1, two test circuits have been measured and simulated using the circuit models of Fig. 7. The transmission line characteristics for the microstrip modes, and the coupled microstrip common and differential modes have been obtained using the software Linecalc from Agilent. The substrate losses have also been taken into account.

#### A. Test circuit for the circuit of Fig. 1(a).

It consists of a guard trace (with two via holes placed at both ends) of length 180 mm placed 0.2 mm. away from the signal path. Both guard trace and signal path are 2.8 mm width. The substrate used is FR4 ( $h=1.55\text{mm}$ ,  $\epsilon_R=4.5$ ).

Fig. 8 compares the measurement and the circuit simulation performed using the circuit model of Fig. 4. The good agreement between measurement and simulation (it predicts accurately the resonances due to the guard trace) validates the proposed circuit. In the  $S_{12}$  parameter and out of the resonances, the difference between simulation and measurement is approximately 1dB at high frequencies.

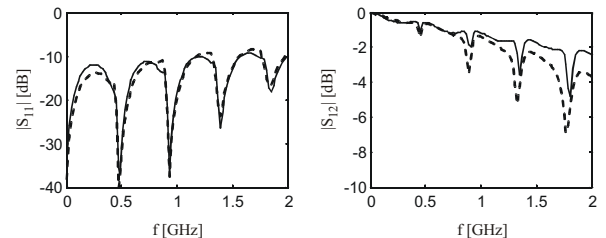


Fig. 8. Measured (solid line) and simulated (dashed line) S parameters for the test circuit of Fig. 1(a).

#### B. Test circuit for the circuit of Fig. 1(b).

It consists of a guard trace (with a central via hole and two other via holes placed at both ends) of length 180 mm placed 0.2 mm. away from the signal path. Both guard trace and signal path are 2.8 mm width. The substrate used is FR4 ( $h=1.55\text{mm}$ ,  $\epsilon_R=4.5$ ).

Fig. 9 compares the measurement and the circuit simulation performed using the circuit model of Fig. 4 and Fig. 6, showing again a very good agreement (in the  $S_{12}$  parameter and out of the resonances, the difference between them is less than 1dB). Comparing these results with the

previous ones, we can observe that the first and third resonant frequencies have disappeared because of the added via-hole that has split the guard trace, shortening the length between via-holes and therefore changing the resonant frequencies of the circuit.

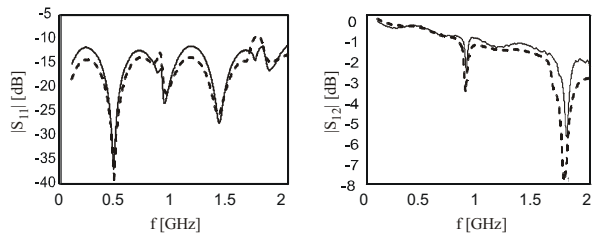


Fig. 9. Measured (solid line) and simulated (dashed line) S parameters for the test circuit of Fig. 1(b).

Since the models accurately predict the frequency behavior of the circuit, they can be used to predict the temporal degradation of an input signal clock at different frequencies. For instance, Fig. 10 and Fig. 11 show the input and output clock signals for a 589 and 1769 MHz clock distribution. Frequencies have been chosen to exhibit high signal degradation.

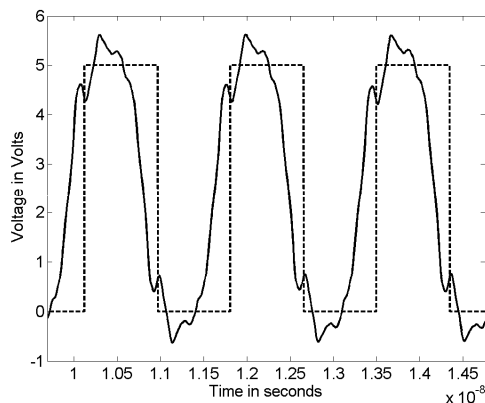


Fig. 10. Input clock signal (dashed line) at 589 MHz. and output clock signal (solid line).

#### IV. CONCLUSIONS

A new approach to the analysis of the effect of guard traces has been presented. It is based on the multimode modeling of the circuits formed by a signal path and its associated guard trace. This modeling allows a rigorous (quantitative) and simple (circuitual) analysis of this kind of circuits. The new models have been experimentally tested showing good agreement between their predictions and the measurements (For instance, in the  $S_{12}$  parameter and out of the resonances, the difference between them is less than 1dB).

The performed simulations of clock signals show that the integrity of the signal is affected by the guard trace. Therefore, it can worsen the integrity of signals with high harmonic content such as clock signals or wideband RF signals.

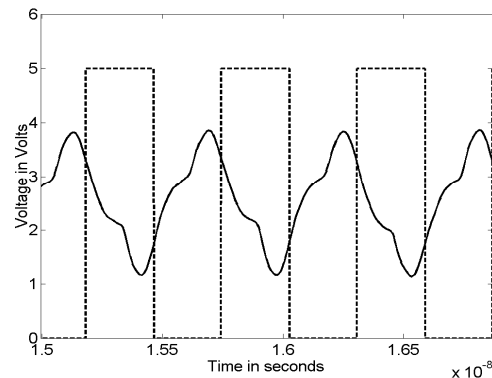


Fig. 11. Input clock signal (dashed line) at 1769 MHz. and output clock signal (solid line).

Besides, the new multimodal approach can be expanded to the analysis of guard traces in configurations more general than the ones presented in this paper.

#### ACKNOWLEDGMENT

This work has been funded by the projects DPI2001-1529-C02-01 (partially with FEDER funds) and TEC2004-02196 from the Spanish Ministerio de Educación y Ciencia (formerly Ministerio de Ciencia y Tecnología).

#### REFERENCES

- [1] D. Scott Britt, David M. Hockanson, Fei Sha, James L. Drewniak, Todd H. Hubing and Thomas P. van Doren, "Effects of Gapped Groundplanes and Guard Traces on Radiated EMI", IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 1997, pp. 159-164.
- [2] Robert W. Dockey, Robert F. German, "New techniques for reducing printed circuit board common-mode radiation", IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 1993, pp. 334-339.
- [3] Kayano et al. "Common-mode current due to a trace near a PCB edge and its suppression by a guard band", IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 46, no. 1, Feb. 2004, pp. 46-53.
- [4] Li Zhi, Wang Qiang, Shi Changsheng, "Application of guard traces with vias in the RF PCB layout", IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, 2002, pp. 771-774.
- [5] I Novak, B Eged, L Hatvani, "Measurement by vector-network analyzer and simulation of crosstalk reduction on printed circuit boards with additional center traces" Instrumentation and Measurement Technology Conference, 1993. IMTC/93, pp. 269-274.
- [6] F. J. Pajares, M. Ribó, M. Bonvehí, L. Pradell, J.R. Regué, "Circuit Model for Common-to-Differential Mode PCB Transitions", 2003 IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, Symposium Record, pp. 699-702, August 2003.
- [7] F. J. Pajares, M. Ribó, J.R. Regué, P. Rodríguez-Cepeda, L. Pradell, "Circuit Model for mode conversion in grounded differential signal paths", 2004 IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, Symposium Record, pp. 392-395, vol. 2, August 2004.

**A.5 “Circuit Models for Mode Conversion in Clock Signal Distribution”, 2005 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pages 39-44. Chicago.**



# Circuit Models for Mode Conversion in Clock Signal Distribution

Francisco-Javier Pajares, Miquel Ribó, Joan-Ramon Regué, Pablo Rodríguez-Cepeda  
Communications and Signal Theory Dept.  
Enginyeria La Salle – Ramon Llull University  
Barcelona, Catalonia, Spain  
fpajares@salleURL.edu, mrp@salleURL.edu,  
jramon@salleURL.edu, jprodriguez@salleURL.edu

Lluís Pradell  
Signal Theory and Communications Dept.  
Polytechnic University of Catalonia  
Barcelona, Catalonia, Spain  
pradell@tsc.upc.es

**Abstract**— Clock signal paths are often routed near other signal strips over a ground plane. These situations generate configurations of strips involving coupled microstrip sections interacting with non coupled microstrip sections, and generating transitions between coupled and uncoupled microstrip sections that heavily modify the propagations of both clock and information signals. These transitions usually cause a degradation of the signal integrity. The transitions generated by typical configurations of strips are: a Microstrip-Coupled Microstrip Tee and a Coupled Microstrip-Microstrip Cross. In this paper, rigorous circuit models for these transitions are presented and applied to the prediction of the behavior of a clock distribution near a signal path. The models presented are multimodal: they split the contributions of even (common) and odd (differential) signals (modes) into different ports, and allow the analysis of circuits that present different responses to either mode. The good agreement between circuit simulation and measurements validates the models.

**Key words:** Signal integrity, Coupled microstrip, Common mode, Differential mode, Multimode transitions, PCB clock distribution.

## I. INTRODUCTION

When fast clock signals are distributed, the need of a high integration density provokes that clock signal strips are routed in the proximity of other signal strips in many PCB circuits. It is well known that this situation allows the coupling of the high harmonic content of the clock strip to the other signal strips, which can have different load conditions. This fact gives to the clock signal and its high harmonic content a path to interfere other signals and integrated circuits, or to be radiated. On the other hand, the presence of these other signal strips can degrade the clock signal due to the appearance of resonances.

The effect of different clock distribution schemes on signal distortion is discussed in [1] and [2], but the presence of another signal strip is not considered. Different techniques to minimize cross-talk and different modeling techniques are explained in [3] but not from a multimodal (considering both even (common) and odd (differential) modes) point of view.

A multimodal analysis can effectively deal with situations such as those depicted in Fig. 1, in which a clock signal is distributed in the presence of another signal strip, over a

ground plane. Two different transitions are observed in Fig. 1. Transition 1, the Microstrip-Coupled Microstrip Tee, is formed when a coupled microstrip section (formed by the parallel clock and signal strips) splits into two different (non coupled) microstrip sections (the non parallel clock and signal strips). Transition 2, the Coupled Microstrip-Microstrip Cross, is formed when one (or two) microstrip sections (in this case a single clock strip) are shunt-connected to a coupled microstrip section (formed again by the parallel clock and signal paths). The coupled microstrip sections are multimode transmission lines: they propagate simultaneously two modes, an even (common) mode and an odd (differential) mode, whose definition for voltages and currents are shown in Fig. 2.  $V_o$  and  $I_o$  represent the voltage and current of the odd (differential) mode and  $V_e$  and  $I_e$  represent the voltage and current of the even (common) mode. The characteristic impedance of the even mode is  $Z_{oe}$  and the characteristic impedance of the odd mode is  $Z_{oo}$ .

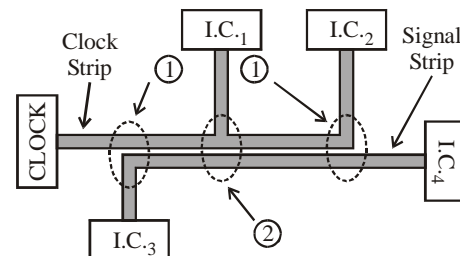


Fig. 1. Circuit showing a simple clock distribution and its different sections. Top view of the circuit.

In this paper, two new circuit models are presented for the Microstrip-Coupled Microstrip Tee and the Coupled Microstrip-Microstrip Cross (transitions 1 and 2, respectively), and applied to the prediction of the behavior of circuits such as those of Fig. 1. The models proposed are multimodal: they split the contributions of each mode present at the transitions (even (common) and odd (differential) modes) at the coupled microstrip sections, and the microstrip mode (a common mode)

at the microstrip sections) into different ports, and therefore can successfully deal with PCB configurations which present different responses to each mode, such as gaps or discontinuities in the ground plane.

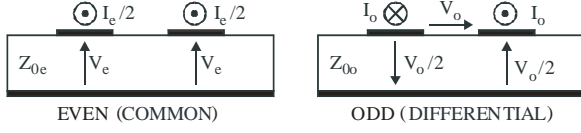


Fig. 2. Common (even) and differential (odd) voltages and currents present at the coupled microstrip section.

The models are used to study the behavior of the circuit of the Fig. 1, which represents a simple clock distribution.

## II. CIRCUIT MODELS

In this section, the circuital models of the transitions mentioned above are presented.

### A. Circuit Model for a Microstrip - Coupled Microstrip Tee.

Let us consider the transition depicted in Fig. 1, in which a coupled microstrip splits into two (uncoupled) microstrip lines. The microstrip lines propagate the microstrip mode (an even (common) mode). The coupled microstrip line is a multimode transmission line: it propagates two different modes; the coupled even (common) mode (voltage from the ground plane to the strips) and the coupled odd (differential) mode (voltage from one strip to the other).

These modes behave in a different way. Therefore, an accurate model of the transition requires that both coupled modes are taken into account. This transition is a generalization of the transition presented in [4]. The model studied in [4] only considers one microstrip line connected to one of the strips of the coupled microstrip section. The other strip is loaded with an arbitrary impedance called  $Z_{VIA}$ . In this paper, the model used in [4] has been generalized in order to substitute  $Z_{VIA}$  by an additional port.

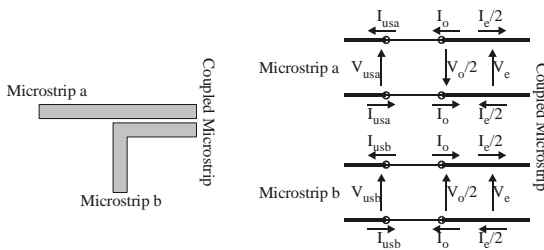


Fig. 3. Microstrip-Coupled Microstrip Tee transition with voltages and currents for the different modes.

In order to obtain the generalized model, voltages and currents have been considered at the transition (Fig. 3). Voltages and currents for the coupled even (common) mode, the coupled odd (differential) mode and the microstrip a and b modes are  $V_e$ ,  $I_e$ ,  $V_o$ ,  $I_o$ ,  $V_{usa}$ ,  $I_{usa}$ ,  $V_{usb}$  and  $I_{usb}$ , respectively. Applying the Kirchoff laws, the following constitutive equations (1) have been obtained for the transition:

$$\begin{aligned} V_{usa} &= V_e - \frac{V_o}{2} & ; & I_{usa} = I_o - \frac{I_e}{2} \\ V_{usb} &= V_e + \frac{V_o}{2} & ; & I_{usb} = -I_o - \frac{I_e}{2} \end{aligned} \quad (1)$$

From these equations and the model of [4], the extended circuit model of Fig. 4 has been obtained, which agrees with the constitutive equations shown above.

This circuit model is an extension to the microstrip case of a transition presented in [6] for a coplanar and slotline case.

In this equivalent circuit, the contributions of each mode present at the transition are split into different ports:

- port 1 for the coupled microstrip even (common) mode, which propagates with characteristic impedance  $Z_{0e}$ ,
- port 2 for the coupled microstrip odd (differential) mode, which propagates with characteristic impedance  $Z_{0o}$ ,
- port 3 for the microstrip (common) mode of Microstrip A, which propagates with characteristic impedance  $Z_{0usa}$ ,
- port 4 for the microstrip (common) mode of Microstrip B, which propagates with characteristic impedance  $Z_{0usb}$ .

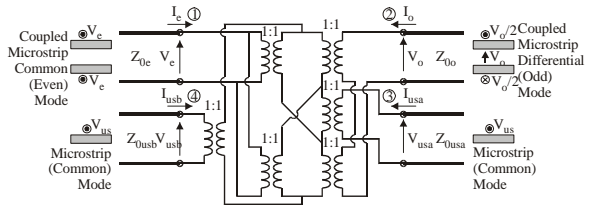


Fig. 4. Equivalent circuit model for the Microstrip-Coupled Microstrip Tee transition.

From the circuit of Fig. 4, the S-parameter matrix of equation (2) is obtained:



$$\begin{bmatrix} b_e \\ b_o \\ b_{usA} \\ b_{usB} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 2 & 2 \\ 0 & 1 & -2 & 2 \\ 2 & -2 & 0 & 1 \\ 2 & 2 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_e \\ a_o \\ a_{usA} \\ a_{usB} \end{bmatrix} \quad (2)$$

Where  $a_\alpha = (V_\alpha + Z_0 I_\alpha) \cdot (4Z_0)^{-1/2}$ ,  $b_\alpha = (V_\alpha - Z_0 I_\alpha) \cdot (4Z_0)^{-1/2}$  ( $\alpha = usA, usB, e, o$ ), and  $Z_0$  is an arbitrary real impedance.

This equation system shows that there is no mode conversion from the coupled microstrip even mode of port 1 to the coupled microstrip odd mode of port 2. However, if the microstrip ports are not matched, there will be a reflected microstrip mode whose energy will be converted to the coupled microstrip modes, since the 44,4% of an incident microstrip mode is transferred to the output coupled microstrip even (common) and coupled microstrip odd (differential) mode ( $S_{13}=S_{23}=S_{14}=S_{24}=2/3$ ). Similarly ( $S_{31}=S_{32}=S_{41}=S_{42}=2/3$ ) the 44,4% of the incident coupled microstrip mode energies (even and odd) are equally transferred to the output microstrip modes.

Therefore, according to the proposed circuit model, the information of the clock signal of Fig. 1 is converted at the transition in a coupled even (common) and a odd (differential) mode, intermingling with the even and odd modes generated at the transition from the information from the signal strip. Therefore, an interference process starts at this transition.

The transition only takes into account the generic energy conversion between modes. The circuit dependent characteristics of an actual transition are provided by the transmission lines connected at the transition ports through their characteristic impedances and propagation constants: different dimensions in the implemented circuit will lead to different transmission line parameters for the modes present at the transition, and to different S parameter measurements.

### B. Circuit Model for a Coupled Microstrip-Microstrip Cross.

Let us consider the transition depicted in Fig. 5, formed by the shunt connection of two microstrip lines to a coupled microstrip section. The microstrip lines propagate the microstrip mode (a common mode). The coupled microstrip line is a multimode transmission line: it propagates two different modes; the coupled even mode (voltage from the ground plane to the strips) and the coupled odd mode (voltage from one strip to the other).

These modes behave in a different way. Therefore, as in the previous transition (Fig. 3), an accurate model of the transition requires that both coupled modes are taken into account. This transition is a generalization of the transition presented in [5].

The model studied in [5] only considers a shunt impedance connected to each strip of the coupled microstrip line. In this paper, the model used in [5] has been generalized in order to substitute these impedances by additional microstrip ports.

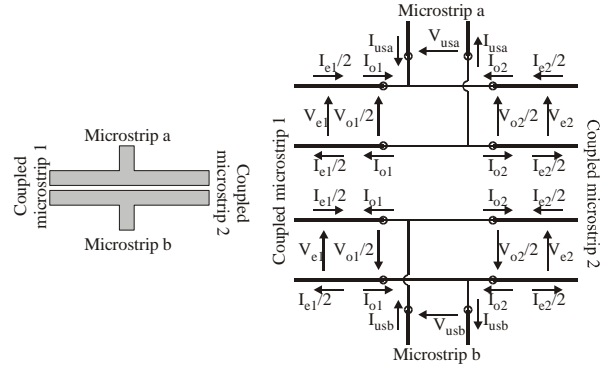


Fig. 5. Coupled Microstrip - Microstrip Cross transition with voltages and currents for the different modes.

In order to obtain the generalized model, voltages and currents have been considered at the transition (Fig. 5). Voltages and currents for the input coupled even (common) mode, output coupled even mode, the input coupled odd (differential) mode, the output coupled odd mode and the microstrip a and b modes are  $V_{e1}, I_{e1}, V_{e2}, I_{e2}, V_{o1}, I_{o1}, V_{o2}, I_{o2}, V_{usa}, I_{usa}, V_{usb}$  and  $I_{usb}$ , respectively. Applying the Kirchoff laws, the following constitutive equations (3) have been obtained for the transition:

$$\begin{aligned} 2V_{e1} &= 2V_{e2} = V_{usb} + V_{usa} \\ V_{o1} &= V_{o2} = V_{usb} - V_{usa} \\ I_{usb} + I_{usa} + I_{e1} + I_{e2} &= 0 \\ 2(I_{o1} + I_{o2}) &= -(I_{usb} - I_{usa}) \end{aligned} \quad (3)$$

From these equations and the model of [5], the extended circuit model of Fig. 6 has been obtained, which agrees with the constitutive equations shown above.

In this equivalent circuit, the contributions of each mode present at the transition are split into different ports:

- port 1 for the input coupled microstrip even (common) mode, which propagates with characteristic impedance  $Z_{0e}$ ,
- port 2 for the input coupled microstrip odd (differential) mode, which propagates with characteristic impedance  $Z_{0o}$ .
- port 3 for the output coupled microstrip even (common) mode, which propagates with characteristic impedance  $Z_{0e}$ ,

- port 4 for the output coupled microstrip odd (differential) mode, which propagates with characteristic impedance  $Z_{0o}$ .
- port 5 for the microstrip (even) mode of Microstrip b, which propagates with characteristic impedance  $Z_{0usb}$ ,
- port 6 for the microstrip (even) mode of Microstrip a, which propagates with characteristic impedance  $Z_{0usa}$ .

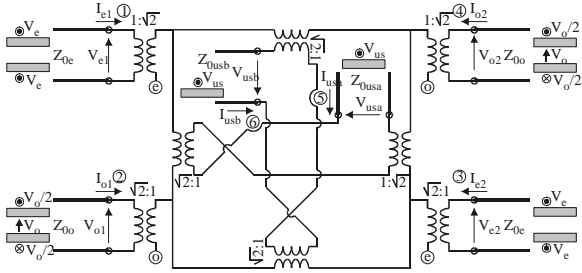


Fig. 6. Equivalent circuit model of the Coupled Microstrip - Microstrip Cross transition

From the circuit of Fig. 6, the S-parameter matrix of equation (4) is obtained.

$$\begin{bmatrix} b_{e1} \\ b_{o1} \\ b_{e2} \\ b_{o2} \\ b_{usb} \\ b_{usa} \end{bmatrix} = \frac{1}{10} \begin{bmatrix} -5 & 0 & 5 & 0 & 5 & 5 \\ 0 & -2 & 0 & 8 & 4 & -4 \\ 5 & 0 & -5 & 0 & 5 & 5 \\ 0 & 8 & 0 & -2 & 4 & -4 \\ 5 & 4 & 5 & 4 & -3 & 3 \\ 5 & -4 & 5 & -4 & 3 & -3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{e1} \\ a_{o1} \\ a_{e2} \\ a_{o2} \\ a_{usb} \\ a_{usa} \end{bmatrix} \quad (4)$$

Where  $a_\alpha = (V_\alpha + Z_0 I_\alpha) \cdot (4Z_0)^{-1/2}$ ,  $b_\alpha = (V_\alpha - Z_0 I_\alpha) \cdot (4Z_0)^{-1/2}$  ( $\alpha = usA, usB, e1, o1, e2, o2$ ), and  $Z_0$  is an arbitrary real impedance.

This equation system shows that there is no mode conversion from the coupled microstrip even (common) mode of ports 1 and 3 to the coupled microstrip odd (differential) mode of ports 2 and 4 because  $S_{21} = S_{41} = S_{23} = S_{43} = 0$  and vice versa  $S_{12} = S_{14} = S_{32} = S_{34} = 0$ . However, if any microstrip port is not matched, there will be a reflected microstrip mode whose energy will be converted to both coupled microstrip modes,  $S_{15} = S_{35} = 5/10$  (25% of the energy transferred to the even modes) and  $S_{25} = S_{45} = 4/10$  (16% transferred to the odd modes). The coupled microstrip mode energies (even and odd) are transferred to the output microstrip modes:  $S_{51} = S_{61} = 5/10$  (25% of the energy of an even (common) mode is transferred to the microstrip ports) and  $S_{52} = S_{62} = 4/10$  (16% of the energy of the odd mode is transferred to the microstrip ports). The equation system also shows that the odd (differential) mode remains quite unaltered: the 64 % of the energy of the input coupled

odd microstrip mode is transferred to the output coupled odd microstrip mode ( $S_{42} = S_{24} = 8/10$ ).

If this model is applied to the transition shown in Fig. 1, it can be shown that further interference between clock and signal takes place, due to the mixing of modes caused by the absence of Microstrip b (its equivalent port (number 6) is loaded with an open circuit).

The transition only takes into account the generic energy conversion between modes. The circuit dependent characteristics of an actual transition are provided by the transmission lines connected at the transition ports through their characteristic impedances and propagation constants: different dimensions in the implemented circuit will lead to different transmission line parameters for the modes present at the transition, and to different S parameter measurements.

### III. EXPERIMENTAL VALIDATION

In order to test the models proposed for each transition, the circuit of Fig. 7 has been measured and simulated using the basic circuit models of Fig. 4 and Fig. 6. It is an implementation of the example of a simple clock distribution of Fig. 1. The substrate used is FR4 ( $h=1.55\text{mm}$ ,  $\epsilon_R=4.5$ ).

In order to simulate the circuit, the transitions are modeled using the circuits of Fig. 4 and Fig. 6, and the parameters of the transmission lines which connect the transitions and the ports are computed using the software Linecalc from Agilent. The losses are taken into account using an empirical real term in the complex propagation constants of the different modes. The effects of the edges of the strips have not been considered in the simulations.

Fig. 8 shows the measurement and the simulation (using the models of Fig. 4 and Fig. 6) of the reflection at the CLOCK port and the transmission between the CLOCK port and the I.C.<sub>2</sub> port. As can be seen, the simulation predicts the heavy clock attenuation at frequencies of about 0.6, 1 and 1.1 GHz.

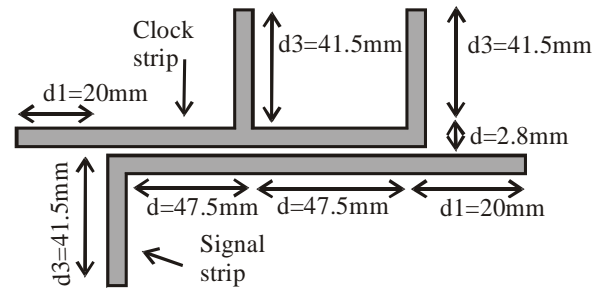


Fig. 7. Measured circuit.

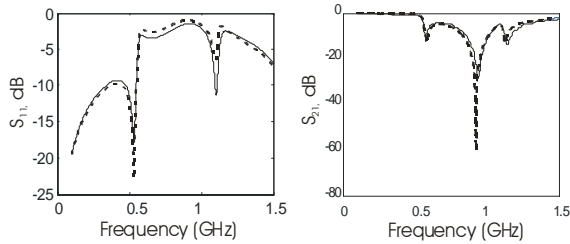


Fig. 8. Measured (solid line) and simulated (dashed line). S parameters for the test circuit.

Fig. 9 shows the measurement and the simulation (using the models of Fig. 4 and Fig. 6) of the reflection at the I.C.<sub>3</sub> port and the transmission between the I.C.<sub>3</sub> port and the I.C.<sub>4</sub> port. The good agreement between measurement and simulation validates the proposed models and shows their usefulness as a design tool: as can be seen, the simulation predicts the heavy signal attenuation at frequencies of about 0.5 and 0.8 GHz, due to the presence of the clock distribution strips.

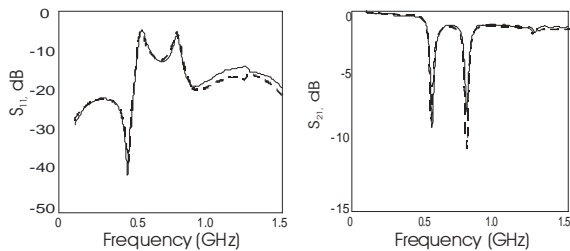


Fig. 9. Measured (solid line) and simulated (dashed line). S parameters for the test circuit.

Although the simulation has been performed up to 1.5GHz, the circuit models are frequency independent and can be used over wide frequency ranges. However, at very high frequencies, parasitic effects which account for reactive energy storage at the edges of the transitions must be added in order to increase the accuracy of the simulations (the models do not consider them since they are first order models obtained using circuit theory instead of electromagnetic analysis). For frequencies relevant to EMC problems, the circuit models presented in this paper are usually accurate enough without considering these parasitic effects.

Since the models accurately predict the frequency behavior of the circuit, they can be used to predict the temporal degradation of an input signal clock at different frequencies. For instance, Fig. 10 shows the input (CLOCK port) and output (I.C.<sub>2</sub> port) clock signals for a 572.26 MHz clock distribution. Frequency has been chosen to exhibit high signal degradation.

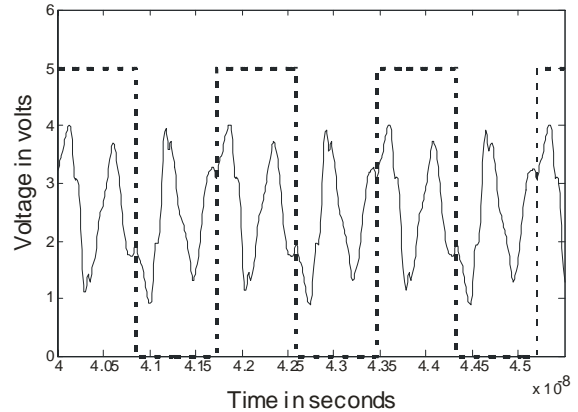


Fig. 10. Input clock signal (dashed line) at 572.26 MHz and output clock signal (solid line).

#### IV. CONCLUSIONS

Two new circuit models have been presented and tested: a Microstrip-Coupled Microstrip Tee transition and a Coupled Microstrip-Microstrip Cross transition. These new circuit models take into account all the main modes present at the transitions (microstrip and coupled microstrip even (common) and odd (differential) modes), and split them into different ports. They allow a mathematically rigorous multimode analysis of the transition. These models have been successfully applied to the analysis of a circuit in which a clock signal distribution is routed parallel to another signal strip, a situation often seen in PCB circuits. The new models show how the clock signal is affected by the presence of another signal strip and, on the other hand, how the signal strip information is affected by the presence and distribution of the clock signal. The models also show how the signal propagation can be altered by the resonances created by different load conditions of the strips: they should be properly loaded to avoid mismatches that can provoke interferences due to the energy exchange between modes at the transitions.

#### ACKNOWLEDGMENT

This work has been funded by the projects DPI2001-1529-C02-01 (partially with FEDER funds) and TEC2004-02196 from the Spanish Ministerio de Educación y Ciencia (formerly Ministerio de Ciencia y Tecnología).

#### REFERENCES

- [1] M.Salim Maza, M. Linares Aranda, "Analysis of clock distribution networks in the presence of crosstalk and groundbounce", IEEE ICECS, Malta, , 773-776, Sep. 2001.
- [2] Shih-Yuan Yu, Fang-Lin Chao, "Signal Distortion and EM Radiation of clock distribution net on multichip module", ", 1991 IEEE Symposium on EMC, Symposium Record, pp. 416-417, August 1991.

- 
- [3] S. Karunakaran, "Techniques to minimise cross-talk and ringing in printed circuit boards", Proceedings of INCEMIC-2003, p. 439.
- [4] F. J. Pajares, M. Ribó, M. Bonvehí, L. Pradell, J.R. Regué, "Circuit Model for Common-to-Differential Mode PCB Transitions", 2003 IEEE Symposium on EMC, Symposium Record, pp. 699-702, August 2003.
- [5] F. J. Pajares, M. Ribó, J.R. Regué, P. Rodriguez-Cepeda, L. Pradell, , "Circuit Model for mode conversion in grounded differential signal paths", 2004 IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, Symposium Record, pp. 392-395, vol. 2, August 2004.
- [6] M.Ribó, J. de la Cruz and L. Pradell, "Circuit model for slotline-to-coplanar waveguide asymmetrical transitions," Electronics Letters, Vol. 35, No. 14, pp. 1153-1155, Jul. 1999.
-

**A.6 “Analysis of the effects of series filtering in coupled-strip sections ”, 2006 IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pages 699-702. Portland.**



# Analysis of the effects of series filtering in coupled-strip sections

Francisco-Javier Pajares<sup>1</sup>, Pablo Rodriguez-Cepeda<sup>1</sup>, Miquel Ribó<sup>1</sup>, Joan-Ramon Regué<sup>1</sup>, Lluís Pradell<sup>2</sup>,

<sup>1</sup> Communications and Signal Theory Dept.  
Enginyeria La Salle – Ramon Llull University  
Barcelona, Catalonia, Spain

<sup>2</sup> Signal Theory and Communications Dept.  
Polytechnic University of Catalonia  
Barcelona, Catalonia, Spain

[fpajares@salle.URL.edu](mailto:fpajares@salle.URL.edu), [jprodriguez@salle.URL.edu](mailto:jprodriguez@salle.URL.edu), [mrp@salle.URL.edu](mailto:mrp@salle.URL.edu), [jramon@salle.URL.edu](mailto:jramon@salle.URL.edu), [pradell@tsc.upc.es](mailto:pradell@tsc.upc.es).

**Abstract:** Due to the high strip density in present PCB circuits, high speed signal paths are often placed next to other signal strips. These strips, commonly routed over a ground plane, generate coupled microstrip sections. If these high speed signals have high harmonic components, they can easily interfere other signal strips. In order to reduce this high harmonic content, a series impedance is sometimes placed into the signal path to filter it. In this paper, the effect of this series filtering is analyzed from a multimodal point of view. A multimodal analysis, very common in EMC, allows a simple interpretation of the phenomena involved in the integrity of the signals propagated through the strips. This multimodal analysis shows that the series filtering over coupled strips can be useless, worsening, even, the interference coupling. In order to test the adequacy of this multimodal approach, two PCB circuits are analyzed, circuitally simulated and measured. The good agreement between circuit simulation and measurements validates this multimodal approach.

## I. INTRODUCTION

In PCB circuits, high speed signal paths are often placed near other signal strips and over ground planes forming coupled microstrip sections. If these high speed signals have high harmonic components (for instance, clock signals), they can be easily coupled to other signal strips, creating interferences, or be radiated. In order to reduce this interfering high harmonic content, a series impedance is sometimes placed in one of the signals paths (Fig. 1). This impedance can be frequency dependent or a resistance.

The coupled microstrip sections are multimode transmission lines: they propagate simultaneously two modes, a common (even) mode and a differential (odd) mode, whose definition for voltages and currents are shown in Fig. 2.  $V_D$  and  $I_D$  represent the voltage and current of the differential (odd) mode and  $V_C$  and  $I_C$  represent the voltage and current of the common (even) mode. The characteristic impedance of the common mode is  $Z_{0C}$  and the characteristic

impedance of the differential mode is  $Z_{0D}$ . Any asymmetry in a coupled microstrip section produces an interaction between the common and differential modes present in the coupled microstrip section.

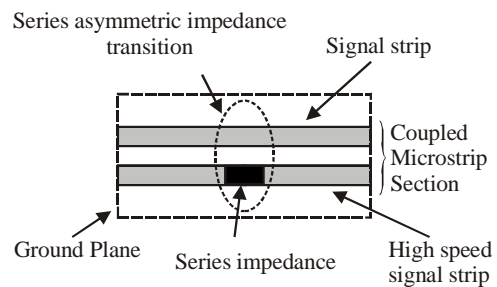


Fig. 1. Circuit showing a series impedance placed in a signal strip, forming a series asymmetric impedance transition (SAIT).

In this paper, a multimodal analysis for the characterization of the effects created by this series impedance is carried out. The analysis is based on multimodal models for the transitions present at the circuit. It shows that an energy interchange between modes is produced in these transitions and, moreover, that this energy interchange can make the series filtering useless.

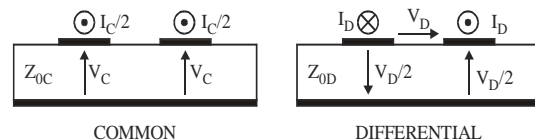


Fig. 2. Common (even) and differential (odd) voltages and currents present at the coupled microstrip section.

In order to validate the proposed multimodal analysis, circuit simulations and measurements of test circuits are presented.

## II. CIRCUIT MODELS INVOLVED

A typical configuration of a PCB signal strip traced close to a (filtered) high speed signal strip is shown in Fig. 3.

There are two multimode transitions involved in this circuit: The Series Asymmetric Impedance Transition (SAIT) [1] created by the series impedance (shown in Fig. 1) and the Microstrip-Coupled Microstrip Tee (MCMT) [2], which is formed when a coupled microstrip section (formed by the parallel high speed signal and signal strips) splits into two different (not coupled) microstrip sections (the non parallel high speed signal and the other signal strip, Fig. 4).

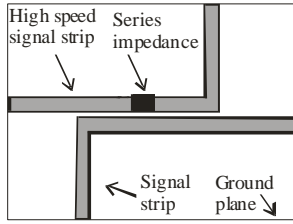


Fig. 3. Circuit showing a series impedance placed in a high speed signal strip.

The MCMT (Fig. 4) is a generalization of the transition presented in [4], as has been shown in [2]. The microstrip lines propagate the microstrip mode (a common (even) mode). As it is shown in Fig. 2, the coupled microstrip line is a multimode transmission line: it propagates two different modes; the coupled common (even) mode (voltage from the ground plane to the strips) and the coupled differential (odd) mode (voltage from one strip to the other).

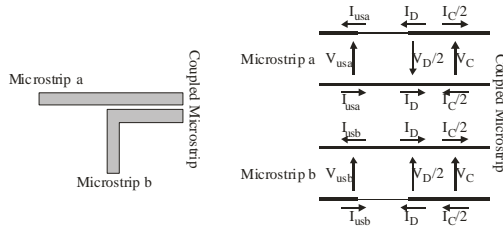


Fig. 4. Microstrip-Coupled Microstrip Tee transition with voltages and currents for the different modes.

At the transition plane, a modal balance between the two microstrip modes and the coupled microstrip common (even) mode and the coupled microstrip

differential (odd) mode takes place. In order to analyze it, voltages and currents have been assigned to each of the strips of the transition (Fig. 4). Voltages and currents for the coupled even (common) mode, the coupled odd (differential) mode and the microstrip a and b modes are  $V_C$ ,  $I_C$ ,  $V_D$ ,  $I_D$ ,  $V_{usa}$ ,  $I_{usa}$ ,  $V_{usb}$  and  $I_{usb}$ , respectively. Applying the Kirchoff laws, the following constitutive equations (1) have been obtained for the transition:

$$\begin{aligned} V_{usa} &= V_C - \frac{V_D}{2} & ; I_{usa} &= I_D - \frac{I_C}{2} \\ V_{usb} &= V_C + \frac{V_D}{2} & ; I_{usb} &= -I_D - \frac{I_C}{2} \end{aligned} \quad (1)$$

From these equations, the circuit model of Fig. 5 has been obtained, which agrees with the constitutive equations shown above.

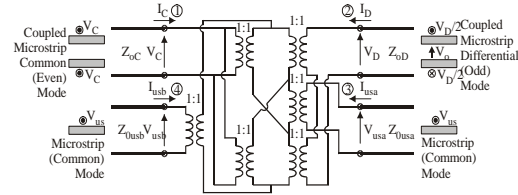


Fig. 5. Equivalent circuit model for the Microstrip-Coupled Microstrip Tee transition.

In this equivalent circuit, the contributions of each mode present at the transition are split into different ports:

- port 1 for the coupled microstrip common (even) mode, which propagates with characteristic impedance  $Z_{0C}$ ,
- port 2 for the coupled microstrip differential (odd) mode, which propagates with characteristic impedance  $Z_{0D}$ ,
- port 3 for the microstrip (common) mode of Microstrip A, which propagates with characteristic impedance  $Z_{0usa}$ ,
- port 4 for the microstrip (common) mode of Microstrip B, which propagates with characteristic impedance  $Z_{0usb}$ .

From the circuit of Fig. 5, the S-parameter matrix of equation (2) is obtained:

$$\begin{bmatrix} b_e \\ b_o \\ b_{usa} \\ b_{usb} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 2 & 2 \\ 0 & 1 & -2 & 2 \\ 2 & -2 & 0 & 1 \\ 2 & 2 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_e \\ a_o \\ a_{usa} \\ a_{usb} \end{bmatrix} \quad (2)$$



where  $a_{\alpha} = (V_{\alpha} + Z_0 I_{\alpha}) \cdot (4Z_0)^{-1/2}$ ,  $b_{\alpha} = (V_{\alpha} - Z_0 I_{\alpha}) \cdot (4Z_0)^{-1/2}$  ( $\alpha = \text{usA, usB, e, o}$ ), and  $Z_0$  is an arbitrary real impedance.

This equation system shows that there is no mode conversion from the coupled microstrip common mode of port 1 to the coupled microstrip differential mode of port 2. But also shows that an input microstrip mode is converted to both coupled microstrip modes ( $S_{13}=S_{23}=S_{14}=S_{24}=2/3$ ). Any series filtering should consider this fact, because any change in the propagation conditions of any coupled microstrip mode can unbalance this situation and improve the coupling of the interfering signal into the other strip.

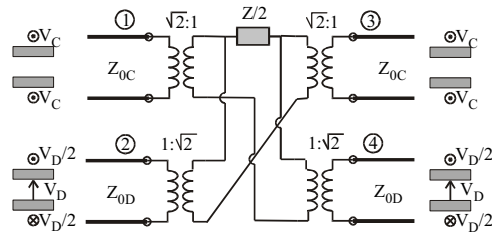


Fig. 6. Circuit model for the series asymmetric impedance transition (SAIT).

The other transition involved in the circuit of Fig. 3 is depicted in Fig. 1. It shows a typical Series Asymmetric Impedance Transition (SAIT). The transition can be seen as a coupled microstrip with a series impedance connected to one of the strips.

$$\begin{bmatrix} b_{C1} \\ b_{D1} \\ b_{C2} \\ b_{D2} \end{bmatrix} = \frac{1}{5\bar{Z} + 8} \begin{bmatrix} \bar{Z} & 2\bar{Z} & 8 + 4\bar{Z} & -2\bar{Z} \\ 2\bar{Z} & 4\bar{Z} & -2\bar{Z} & 8 + \bar{Z} \\ 8 + 4\bar{Z} & -2\bar{Z} & \bar{Z} & 2\bar{Z} \\ -2\bar{Z} & 8 + \bar{Z} & 2\bar{Z} & 4\bar{Z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{C1} \\ a_{D1} \\ a_{C2} \\ a_{D2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\bar{Z} = \frac{Z}{Z_0}$$

The Series Asymmetric Impedance transition of Fig. 1 can be modelled using the circuit of Fig. 6, which is an extension to a coupled microstrip case as has been shown in [1] of a transition presented in [3] for a coplanar environment. In the circuit, the contributions of each mode are split into a different port:

- ports 1 and 3 for the input and output common modes, with characteristic impedance  $Z_{0C}$ ,
- ports 2 and 4 for the input and output differential modes, with characteristic impedance  $Z_{0D}$ .

Equation (3) shows the S-parameter matrix of the SAIT, where  $a_{\alpha i} = (V_{\alpha i} + Z_0 I_{\alpha i}) \cdot (4Z_0)^{-1/2}$ ,  $b_{\alpha i} = (V_{\alpha i} - Z_0 I_{\alpha i}) \cdot (4Z_0)^{-1/2}$  ( $\alpha = C, D, i=1,2$ ) and  $Z_0$  is a real arbitrary impedance to which the normalized waves and the S-parameter matrix are referred.

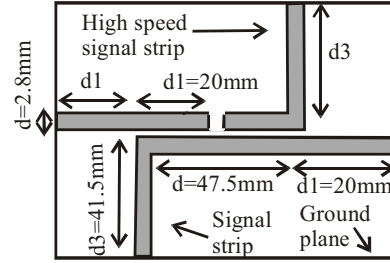


Fig. 7. Measured circuit.  $Z=\infty$ .

Assuming that the unwanted signal is "blocked" ( $Z=\infty$ ) because of the series filtering, the S-parameter matrix of the SAIT is shown in equation (4). It shows that the transition provokes an equal energy interchange between the differential and common modes: For instance, if the transition is excited with a differential mode ( $a_{D1}$ ) the 16%+16% of the incident power is converted into common reflected and transmitted modes ( $S_{12}=2/5, S_{32}=-2/5$ ) and vice versa, the 16%+16% of the power of an incident common mode ( $a_{C1}$ ) is converted into differential reflected and transmitted modes ( $S_{21}=2/5, S_{41}=-2/5$ ).

$$\begin{bmatrix} b_{C1} \\ b_{D1} \\ b_{C2} \\ b_{D2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/5 & 2/5 & 4/5 & -2/5 \\ 2/5 & 4/5 & -2/5 & 1/5 \\ 4/5 & -2/5 & 1/5 & 2/5 \\ -2/5 & 1/5 & 2/5 & 4/5 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} a_{C1} \\ a_{D1} \\ a_{C2} \\ a_{D2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

Therefore, according to the proposed circuit models, the high speed signal of Fig. 3 is first converted at the Microstrip-Coupled Microstrip Tee (MCMT) transition in a coupled common (even) and a differential (odd) mode, intermingling with the common and differential modes generated at this transition by the information from the other signal strip. Therefore, an interference process can start at this transition if the microstrip sections are not properly loaded. In addition, another inference process starts at the Series Asymmetric Impedance transition as it has been shown, because part of the energy of the coupled microstrip common mode is converted to the coupled microstrip differential mode and vice versa. This fact provokes the interference and degradation of both signals.

The circuit models of the transitions only take into account the generic energy conversion between modes. The circuit dependent characteristics of an actual transition are provided by the transmission lines connected at the transition ports through their characteristic impedances and propagation constants: different dimensions in the implemented circuit will lead to different transmission line parameters for the modes present at the transition, and to different S parameter measurements.

### III. EXPERIMENTAL VALIDATION

In order to test the adequacy of this series impedance to filter unwanted signals, using the proposed models, the test circuit of Fig. 7 has been measured and simulated using the circuit models of Fig. 5 and Fig. 6.

To test the blocking of the unwanted signal harmonics, a gap in the high speed signal strip ( $Z=\infty$ ) has been chosen as a series impedance. In order to simplify the measurement set-up, the strip named as “high speed signal strip” (in Fig. 7) has been excited with one port of a network analyzer while the other end of this strip has been properly loaded to avoid mismatches. The other port of the network analyzer (port number 2) has been connected to the far end of the strip named “signal strip” in order to measure the far end crosstalk. The other end of this strip has been properly loaded too.

The substrate used is FR4 ( $h=1.55\text{mm}$ ,  $\epsilon_R=4.5$ ).

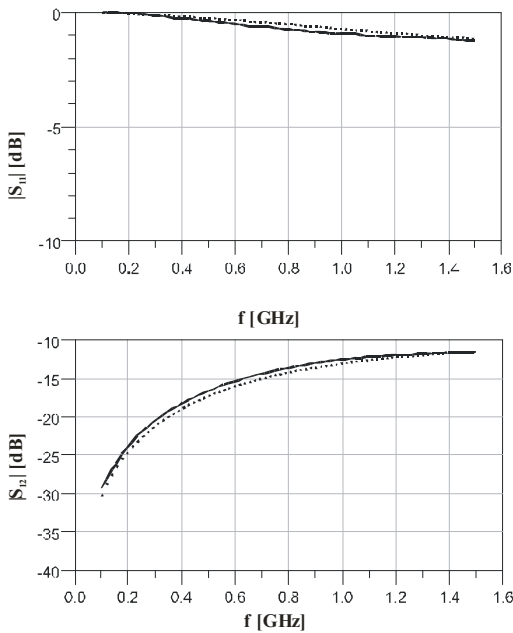


Fig. 8. Measured (solid line) and simulated (dotted line)  $S_{11}$  parameters for the circuit of Fig. 7.

Fig. 8 compares the measurement and circuital simulation of the circuit of Fig. 7. The circuital simulation has been performed using the circuit models of Fig. 5 and Fig. 6. The good agreement between measurement and simulation validates the proposed multimodal approach.

In order to study the goodness of the filter, the same measurements and analysis have been performed over the circuit of Fig. 7, but without a gap ( $Z=0$ ). The  $S_{12}$

parameters depicted in Fig. 9 show that there is a better coupling between the strips in spite of the series high impedance (open circuit) placed in order to avoid it. This is because the high speed signal is already coupled to the signal strip at the first transition, the Microstrip-Coupled Microstrip Tee (MCMT) and because of the energy interchange between modes provoked at the second transition, the Series Asymmetric Impedance Transition (SAIT).

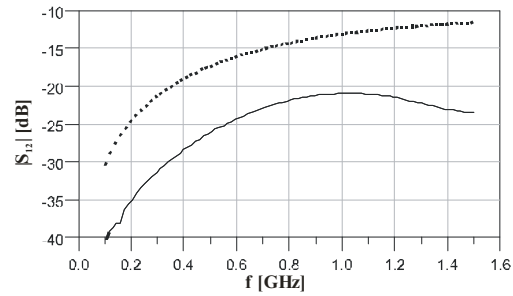


Fig. 9.  $S_{12}$  parameter (far-end crosstalk) of the circuit of Fig. 7 with the gap,  $Z=\infty$ , (dotted line) and without  $Z=0$  (solid line).

In the circuit simulation several non-idealities have been considered:

- The transmission line losses for all modes have been taken into account.
- The connectors present a small parasitic reactance.

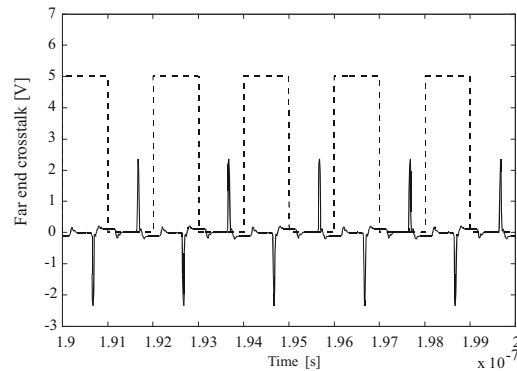


Fig. 10. Far-end crosstalk of the circuit of Fig. 7 without the gap,  $Z=0$ . Input clock signal (dashed line) and output clock signal (solid line).

Since the models accurately predict the frequency behavior of the circuit, they can be used to predict the far-end crosstalk of an input signal clock at different frequencies. For instance, Fig. 10 shows the input clock signal at port 1 and its far-end crosstalk at port 2 using the circuit of Fig. 7 without filtering (without

the gap) and Fig. 11 shows the same signals, but using the circuit of Fig. 7 with the gap (filtering). Both figures show, as it has previously seen in Fig. 9, that there is a better coupling between the strips in spite of the series high impedance (open circuit) placed in order to avoid it.

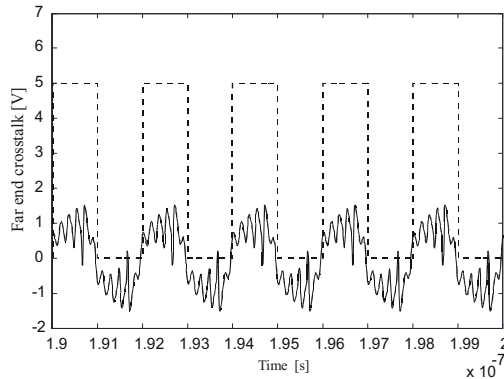


Fig. 11. Far-end crosstalk of the circuit of Fig. 7 with the gap,  $Z=\infty$ . Input clock signal (dashed line) and output clock signal (solid line).

#### IV. CONCLUSION

The use of series filtering in order to block an unwanted signal over coupled microstrip sections has been shown to be potentially useless. A multimodal approach to the analysis of the effects of this series filtering over coupled paths has been presented. It is based on the multimode modeling of the circuit formed by a high speed signal path placed close to

another signal trace. This modeling allows a rigorous (quantitative) and simple (circuital) analysis of this kind of circuits. The modeling has been experimentally tested showing good agreement between its predictions and the measurements. For instance, the increase in coupling of the unwanted signal has been accurately predicted.

#### V. ACKNOWLEDGMENTS

This work has been funded by the TEC2004-02196 and TEC2005-04238 grants from the Spanish Ministerio de Educación y Ciencia.

#### REFERENCES

- [1] F. J. Pajares, M. Ribó, J.R. Regué, P. Rodríguez-Cepeda, L. Pradell, *Circuit Model for series asymmetric impedances in differential signal paths*, 2004 EMC Europe International Symposium 2004, September 2004, Symposium Record, vol. 1, pp. 485-488.
- [2] F. J. Pajares, M. Ribó, J.R. Regué, P. Rodríguez-Cepeda, L. Pradell, *Circuit Models for Mode Conversion in Clock Signal Distribution*, 2005 IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, August 2005, Symposium Record, vol. 1, pp. 39-44.
- [3] M. Ribó, J. de la Cruz and L. Pradell, *Circuit model for mode conversion in coplanar waveguide asymmetric series-impedances*, Electronics Letters, Oct. 1999, Vol. 35, No. 21, pp. 1851-1855.
- [4] F. J. Pajares, M. Ribó, M. Bonvehí, L. Pradell, J.R. Regué, *Circuit Model for Common-to-Differential Mode PCB Transitions*, 2003 IEEE Symposium on EMC, August 2003, Symposium Record, pp. 699-702.



A.7 “A multimodal analysis of the effects of series filtering over high speed signal paths”, EMC Europe 2006. International Symposium on Electromagnetic Compatibility, pages . Barcelona.



## A MULTIMODAL ANALYSIS OF THE EFFECTS OF SERIES FILTERING OVER HIGH SPEED SIGNAL PATHS

**Francisco-Javier Pajares<sup>1</sup>, Miquel Ribó<sup>1</sup>, Joan-Ramon Regué<sup>1</sup>, Pablo Rodríguez-Cepeda<sup>1</sup>, David Badia<sup>1</sup>, Lluís Pradell<sup>2</sup>**

<sup>1</sup> Communications and Signal Theory Dept.  
Enginyeria La Salle – Ramon Llull University  
Barcelona, Catalonia, Spain

<sup>2</sup> Signal Theory and Communications Dept.  
Polytechnic University of Catalonia  
Barcelona, Catalonia, Spain

fpajares@salle.URL.edu, mrp@salle.URL.edu, jramon@salle.URL.edu, jprodriguez@salle.URL.edu,  
david@salle.URL.edu, pradell@tsc.upc.es,

**Abstract:** Due to the high strip density in nowadays PCB circuits, high speed signal paths are often placed next to other signal strips. These strips, commonly routed over a ground plane, generate coupled microstrip sections. If these high speed signals have high harmonic components, they can easily interfere other signal strips. In order to reduce this high harmonic content, a series impedance is sometimes placed into the signal path to filter this high harmonic content. In this paper, the effect of this series filtering is analyzed from a multimodal point of view. A multimodal analysis, very common in EMC, allows a simple interpretation of the phenomena involved in the integrity of the signals propagated through the strips. In order to test the adequacy of this multimodal approach, a PCB circuit is analyzed, circuitally simulated and measured. The good agreement between circuit simulation and measurements validates this multimodal approach.

placed in one of the signals paths (Fig. 1). This impedance can be frequency dependent or a resistance.

The coupled microstrip sections are multimode transmission lines: they propagate simultaneously two modes, a common (even) mode and a differential (odd) mode, whose definition for voltages and currents are shown in Fig. 2.  $V_D$  and  $I_D$  represent the voltage and current of the differential (odd) mode and  $V_C$  and  $I_C$  represent the voltage and current of the common (even) mode. The characteristic impedance of the common mode is  $Z_{0C}$  and the characteristic impedance of the differential mode is  $Z_{0D}$ . Any asymmetry in a coupled microstrip section produces an interaction between the common and differential modes present in the coupled microstrip section.

In this paper, a new multimodal analysis for the characterization of the effects created by this series impedance is carried out. The analysis is based on multimodal models for the transitions present at the circuit.

This multimodal approach allows a rigorous circuitual analysis of the behaviour of the common and differential modes at the circuit, showing how this filtering impedance affects the propagation of these modes. Besides, it allows the analysis of complex circuits using a circuit simulator, which is easier to use and less time-consuming than an equivalent electromagnetic simulator.

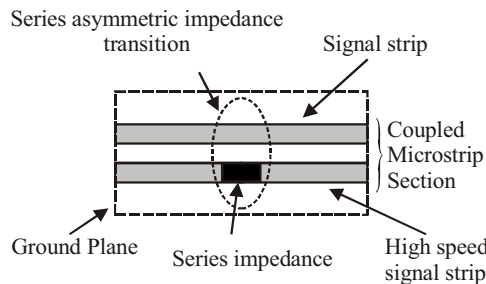


Fig. 1. Circuit showing a series impedance placed in a signal strip, forming a series asymmetric impedance transition (SAIT).

### I. INTRODUCTION

In PCB circuits, high speed signal paths are often placed near other signal strips and over ground planes forming coupled microstrip sections. If these high speed signals have high harmonic components (for instance, clock signals), they can be easily coupled to other signal strips, creating interferences, or be radiated. In order to reduce this interfering high harmonic content, a series impedance is sometimes

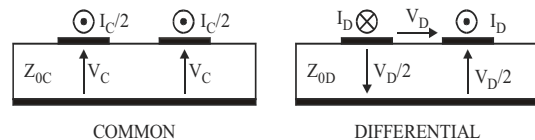


Fig. 2. Common (even) and differential (odd) voltages and currents present at the coupled microstrip section.

In order to validate the proposed multimodal analysis, circuit simulations and measurements of a test circuit are presented.

## II. CIRCUIT MODELS INVOLVED

A typical configuration of a PCB signal strip traced close to a (filtered) high speed signal strip is shown in Fig. 3.

There are two multimode transitions involved in this circuit: The Series Asymmetric Impedance Transition (SAIT) [1] created by the series impedance (shown in Fig. 1) and the Microstrip-Coupled Microstrip Tee (MCMT) [2], which is formed when a coupled microstrip section (formed by the parallel high speed signal and signal strips) splits into two different (not coupled) microstrip sections (the non parallel high speed signal and the other signal strip, Fig. 4).

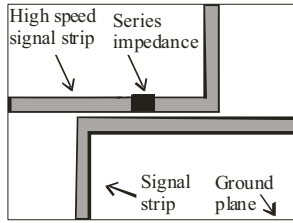


Fig. 3. Circuit showing a series impedance placed in a high speed signal strip.

The MCMT (Fig. 4) is a generalization of the transition presented in [4] as has been shown in [2]. The microstrip lines propagate the microstrip mode (a common (even) mode). As it has been shown in Fig. 2, the coupled microstrip line is a multimode transmission line: it propagates two different modes; the coupled common (even) mode (voltage from the ground plane to the strips) and the coupled differential (odd) mode (voltage from one strip to the other).

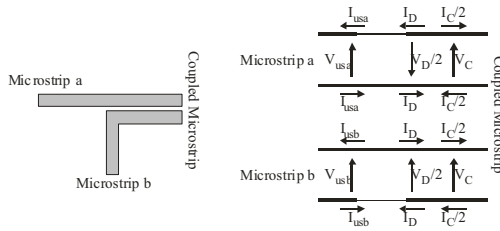


Fig. 4. Microstrip-Coupled Microstrip Tee transition with voltages and currents for the different modes.

At the transition plane, a modal balance between the two microstrip modes and the coupled microstrip common (even) mode and the coupled microstrip differential (odd) mode takes place. In order to analyze it, voltages and currents have been assigned to each of the strips of the transition (Fig. 4). Voltages and currents for the coupled even (common) mode, the coupled odd (differential) mode and the microstrip a

and b modes are  $V_C$ ,  $I_C$ ,  $V_D$ ,  $I_D$ ,  $V_{usa}$ ,  $I_{usa}$ ,  $V_{usb}$  and  $I_{usb}$ , respectively. Applying the Kirchoff laws, the following constitutive equations (1) have been obtained for the transition:

$$\begin{aligned} V_{usa} &= V_C - \frac{V_D}{2} & ; & \quad I_{usa} = I_D - \frac{I_C}{2} \\ V_{usb} &= V_C + \frac{V_D}{2} & ; & \quad I_{usb} = -I_D - \frac{I_C}{2} \end{aligned} \quad (1)$$

From these equations, the circuit model of Fig. 5 has been obtained, which agrees with the constitutive equations shown above.

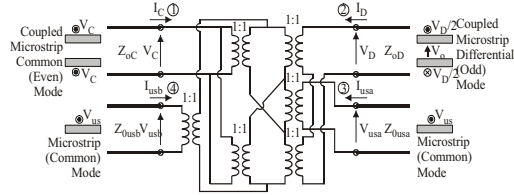


Fig. 5. Equivalent circuit model for the Microstrip-Coupled Microstrip Tee transition.

In this equivalent circuit, the contributions of each mode present at the transition are split into different ports:

- port 1 for the coupled microstrip common (even) mode, which propagates with characteristic impedance  $Z_{0C}$ ,
- port 2 for the coupled microstrip differential (odd) mode, which propagates with characteristic impedance  $Z_{0D}$ ,
- port 3 for the microstrip (common) mode of Microstrip A, which propagates with characteristic impedance  $Z_{0usA}$ ,
- port 4 for the microstrip (common) mode of Microstrip B, which propagates with characteristic impedance  $Z_{0usB}$ .

From the circuit of Fig. 5, the S-parameter matrix of equation (2) is obtained:

$$\begin{bmatrix} b_e \\ b_o \\ b_{usA} \\ b_{usB} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 2 & 2 \\ 0 & 1 & -2 & 2 \\ 2 & -2 & 0 & 1 \\ 2 & 2 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_e \\ a_o \\ a_{usA} \\ a_{usB} \end{bmatrix} \quad (2)$$

where  $a_\alpha = (V_\alpha + Z_0 I_\alpha) \cdot (4Z_0)^{-1/2}$ ,  $b_\alpha = (V_\alpha - Z_0 I_\alpha) \cdot (4Z_0)^{-1/2}$  ( $\alpha = usA, usB, e, o$ ), and  $Z_0$  is an arbitrary real impedance.



This equation system shows that there is no mode conversion from the coupled microstrip common mode of port 1 to the coupled microstrip differential mode of port 2. However, if the microstrip ports are not matched, there will be a reflected microstrip mode whose energy will be converted back to the coupled microstrip modes, since the 44,4% of an incident microstrip mode is transferred to the output coupled microstrip common (even) and coupled microstrip differential (odd) modes ( $S_{13}=S_{23}=S_{14}=S_{24}=2/3$ ). Similarly ( $S_{31}=S_{32}=S_{41}=S_{42}=2/3$ ) the 44,4% of the incident coupled microstrip mode energies (common and differential) are equally transferred to the output microstrip modes.

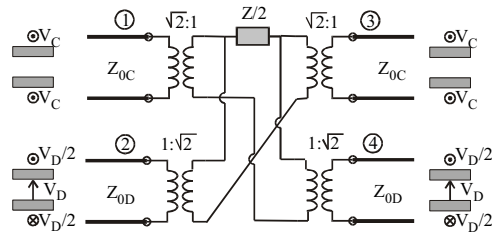


Fig. 6. Circuit model for the series asymmetric impedance transition.

The other transition involved in the circuit of Fig. 3 is depicted in Fig. 1. It shows a typical Series Asymmetric Impedance Transition (SAIT). The transition can be seen as a coupled microstrip with a series impedance connected to one of the strips.

The Series Asymmetric Impedance transition of Fig. 1 can be modelled using the circuit of Fig. 6, which is an extension to a coupled microstrip case as has been shown in [1] of a transition presented in [3] for a coplanar environment. In the circuit, the contributions of each mode are split into a different port:

- ports 1 and 3 for the input and output common modes, with characteristic impedance  $Z_{0C}$ ,
- ports 2 and 4 for the input and output differential modes, with characteristic impedance  $Z_{0D}$ .

$$\begin{bmatrix} b_{C1} \\ b_{D1} \\ b_{C2} \\ b_{D2} \end{bmatrix} = \frac{1}{5\bar{Z} + 8} \begin{bmatrix} \bar{Z} & 2\bar{Z} & 8 + 4\bar{Z} & -2\bar{Z} \\ 2\bar{Z} & 4\bar{Z} & -2\bar{Z} & 8 + \bar{Z} \\ 8 + 4\bar{Z} & -2\bar{Z} & \bar{Z} & 2\bar{Z} \\ -2\bar{Z} & 8 + \bar{Z} & 2\bar{Z} & 4\bar{Z} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{C1} \\ a_{D1} \\ a_{C2} \\ a_{D2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$\bar{Z} = \frac{Z}{Z_0}$$

Equation (3) shows the S-parameter matrix of the SAIT, where  $a_{\alpha i} = (V_{\alpha i} + Z_0 I_{\alpha i}) \cdot (4Z_0)^{-1/2}$ ,  $b_{\alpha i} = (V_{\alpha i} - Z_0 I_{\alpha i}) \cdot (4Z_0)^{-1/2}$  ( $\alpha = C, D$ ,  $i = 1, 2$  and  $Z_0$  is a real arbitrary impedance to which the normalized waves and the S-parameter matrix are referred. From it (and from the

circuit of Fig. 6), it shows that the transition provokes an equal energy interchange between the differential and common modes and for instance, it follows that from a differential mode excitation, both coupled microstrip modes are generated at the transition.

The S-parameter matrix of the SAIT with  $Z = \infty$  (assuming total blocking of the unwanted signal) is shown in equation (4). It shows, for instance, that if the transition is excited with a differential mode ( $a_{D1}$ ) the 16%+16% of the incident power is converted into common reflected and transmitted modes ( $S_{12}=2/5$ ,  $S_{32}=-2/5$ ) and vice versa, the 16%+16% of the power of an incident common mode ( $a_{C1}$ ) is converted into differential reflected and transmitted modes ( $S_{21}=2/5$ ,  $S_{41}=-2/5$ ).

Besides, both equations ((3) and (4)) show that significant amounts of a common signal can be transformed into differential modes (through  $S_{21}$  and  $S_{41}$  of equation (3)), affecting the integrity of a differential signal.

$$\begin{bmatrix} b_{C1} \\ b_{D1} \\ b_{C2} \\ b_{D2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/5 & 2/5 & 4/5 & -2/5 \\ 2/5 & 4/5 & -2/5 & 1/5 \\ 4/5 & -2/5 & 1/5 & 2/5 \\ -2/5 & 1/5 & 2/5 & 4/5 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{C1} \\ a_{D1} \\ a_{C2} \\ a_{D2} \end{bmatrix} \quad (4)$$

Therefore, according to the proposed circuit models, the high speed signal of Fig. 3 is first converted at the Microstrip-Coupled Microstrip Tee (MCMT) transition in a coupled common (even) and a differential (odd) mode, intermingling with the common and differential modes generated at this transition by the information from the other signal strip. Therefore, an interference process can start at this transition if the microstrip sections are not properly loaded. In addition, another inference process starts at the Series Asymmetric Impedance transition as it has been shown, because part of the energy of the coupled microstrip common mode is converted to the coupled microstrip differential mode and vice versa. This fact provokes the interference and degradation of both signals.

The circuit models of the transitions only take into account the generic energy conversion between modes. The circuit dependent characteristics of an actual transition are provided by the transmission lines connected at the transition ports through their characteristic impedances and propagation constants: different dimensions in the implemented circuit will lead to different transmission line parameters for the modes present at the transition, and to different S parameter measurements.

### III. EXPERIMENTAL VALIDATION

In order to test the adequacy of the models proposed for circuits such as those of Fig. 3, the test circuit of Fig. 7 has been measured and simulated using the circuit models of Fig. 5 and Fig. 6.

To test the model proposed in Fig. 6 with a series high impedance, a gap in the high speed signal strip ( $Z=\infty$ ) has been chosen as a series impedance. This gap models the blocking of the unwanted signal harmonics. In order to simplify the measurement set-up, the strip named as “high speed signal strip” (in Fig. 7) has been excited with one port of a network analyzer while the other end of this strip has been left in open circuit. The other port of the network analyzer (port number 2) has been connected to the far end of the strip named “signal strip” in order to measure the far end crosstalk. The other end of this strip has been left in open circuit too. The subtract used is FR4 ( $h=1.55\text{mm}$ ,  $\epsilon_R=4.5$ ).

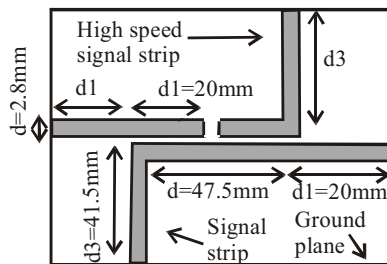


Fig. 7. Measured circuit.  $Z=\infty$ .

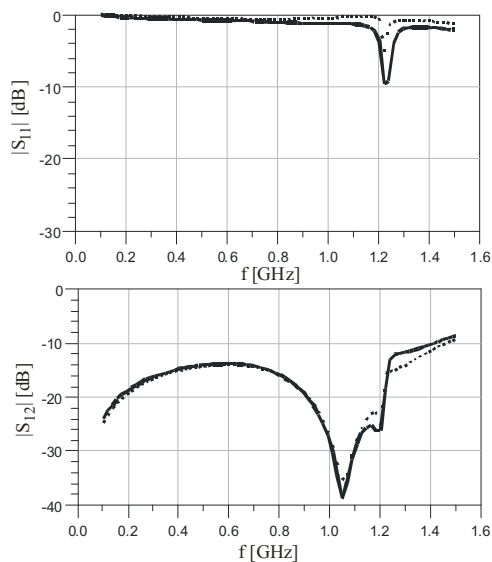


Fig. 8. Measured (solid line) and simulated (dotted line) S parameters for the circuit of Fig. 7.

Fig. 8 compares the measurement and circuitual simulation of the circuit of Fig. 7. The circuitual

simulation has been performed using the circuit models of Fig. 6 and Fig. 5. The good agreement between measurement and simulation (it accurately predicts the resonances due to the strips left in open circuit) validates the proposed multimodal approach. The  $S_{12}$  parameter shows that there is a good coupling between the strips in spite of the series high impedance (open circuit) placed in order to avoid it. This is because the high speed signal is already coupled to the signal strip at the first transition, the Microstrip-Coupled Microstrip Tee (MCMT).

In the circuit simulation several non-idealities have been considered:

- The transmission line losses for all modes have been taken into account.
- The connectors present a small parasitic reactance.

### IV. CONCLUSION

A new approach to the analysis of the effects of series filtering over high speed signal paths has been presented. It is based on the multimode modeling of the circuit formed by a high speed signal path placed close to another signal trace. This modeling allows a rigorous (quantitative) and simple (circuitual) analysis of this kind of circuits. The new modeling has been experimentally tested showing good agreement between its predictions and the measurements (For instance, in the  $S_{12}$  parameter, the resonances have been accurately predicted).

### V. ACKNOWLEDGMENTS

This work has been funded by the TEC2004-02196 and TEC2005-04238 grants from the Spanish Ministerio de Educación y Ciencia.

### REFERENCES

- [1] F. J. Pajares, M. Ribó, J.R. Regué, P. Rodríguez-Cepeda, L. Pradell, *Circuit Model for series asymmetric impedances in differential signal paths*, 2004 EMC Europe International Symposium 2004, September 2004, Symposium Record, vol. 1, pp. 485-488.
- [2] F. J. Pajares, M. Ribó, J.R. Regué, P. Rodríguez-Cepeda, L. Pradell, *Circuit Models for Mode Conversion in Clock Signal Distribution*, 2005 IEEE Symposium on Electromagnetic Compatibility, August 2005, Symposium Record, vol. 1, pp. 39-44.
- [3] M. Ribó, J. de la Cruz and L. Pradell, *Circuit model for mode conversion in coplanar waveguide asymmetric series-impedances*, Electronics Letters, Oct. 1999, Vol. 35, No. 21, pp. 1851-1855.
- [4] F. J. Pajares, M. Ribó, M. Bonvehí, L. Pradell, J.R. Regué, *Circuit Model for Common-to-Differential Mode PCB Transitions*, 2003 IEEE Symposium on EMC, August 2003, Symposium Record, pp. 699-702.







**Universitat Ramon Llull**

Aquesta Tesi Doctoral ha estat defensada el dia \_\_\_\_ d \_\_\_\_\_ de 2007

al Centre \_\_\_\_\_ Enginyeria i Arquitectura La Salle \_\_\_\_\_

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

**F. Javier Pajares Vega**

---