



Escola Tècnica Superior d'Enginyeria
de Telecomunicació de Barcelona

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA



PROJECTE FINAL DE CARRERA

Desenvolupament de BALUNs multimodals
basats en tes coplanars.

Estudis: Enginyeria de Telecomunicació

Autor: Martí Queralt Jarne

Director: Lluís Pradell i Cara (UPC - TSC)

Co-Director: Miquel Ribó i Pal (Salle-URL)

Any: 2016

Índex general

Índex general	1
Agraïments	3
Resum del Projecte	4
Resumen del Proyecto	5
Abstract	6
1. Introducció	7
1.1 Context del projecte	8
1.2 Objectiu	8
1.3 Estructura de la memòria	8
2. Teoria	9
3. Metodologia emprada	14
3.1 Línia de transmissió	14
3.1.1 Simulacions del mode parell	18
3.1.2 Simulacions del mode imparell	20
3.1.3 Circuit equivalent per validar les simulacions de Momentum	22
3.2 BALUN	26
3.2.1 Script de MATLAB utilitzat	26
3.2.2 Representació polar de les àrees de cobertura	27
3.2.3 Comprovació dels resultats obtinguts	29
3.2.4 Disseny i simulació del dispositiu BALUN utilitzant Momentum	31
3.2.5 Comparativa simulació circuital / electromagnètica	32
3.3 BALUN Back-to-Back	35
3.4 BALUN adaptat a una càrrega	35
3.5 Fabricació i mesura	37
4. Dissenys	38
4.1 Línies de transmissió	38
4.1.1 Mode parell	38
4.1.2 Mode imparell	40
4.2 BALUN simple	42

4.2.1	Valors numèrics	43
4.2.2	Esquema.....	44
4.2.3	Model circuital i comparació amb les simulacions de Momentum	45
4.3	BALUN Back-to-Back.....	52
4.3.1	Model circuital i comparació amb les simulacions de Momentum	53
4.4	BALUN simple adaptat a una càrrega resistiva	56
4.4.1	Valors numèrics	56
4.4.2	Esquema.....	58
4.4.3	Model circuital i comparació amb les simulacions de Momentum	58
5.	Resultats experimentals.....	61
5.1	Línia de transmissió	61
5.2	BALUN.....	64
5.3	BALUN Back-to-Back.....	67
5.4	BALUN adaptat a càrrega	71
6.	Conclusions.....	73
6.1	Conclusions generals.....	73
6.2	Línies de transmissió	74
6.3	BALUN 4rt quadrant (4Q)	74
6.4	BALUNs corresponents als altres quadrants	74
6.5	BALUN Back-to-Back.....	75
6.6	BALUN adaptat a càrrega	75
6.7	Línies futures	75
7.	Annexes.....	76
7.1	Annex A: Fotografies	76
7.2	Annex B: Rutina de MATLAB utilitzada.....	80
7.3	Annex C: Els paràmetres ABCD	83
7.4	Annex D: Datasheet Alumina	85
7.5	Annex E: Taula dels dissenys BALUN	86
7.5.1	Resultats de simulació BALUN 1Q	87
7.5.2	Resultats de simulació BALUN 2Q	90
7.5.3	Resultats de simulació BALUN 3Q	95
7.6	Annex F: Llegenda de la màscara fabricada.....	98
8.	Referències	99

Agraïments

Agrair bàsicament al Lluís Pradell, director d'aquest projecte i al Miquel Ribó, co-director, la paciència, ajuda desinteressada i dedicació ofertes en les innombrables videoconferències i cadenes de correus al llarg de tots aquests mesos. Sense ells dos res de tot això hagués estat possible.

Resum del Projecte

Aquest projecte recull l'estudi, disseny, fabricació i simulació de dispositius BALUN multimodals i compactes basats en línies de transmissió coplanars. Aquests dispositius BALUN actuen com a xarxes adaptadores d'impedàncies.

El treball parteix de les equacions de disseny que caracteritzen una estructura basada en l'anomenada te coplanar. Utilitzant aquestes equacions s'ha realitzat un estudi paramètric per obtenir valors adequats de llargada dels stubs que conformen el dispositiu.

Utilitzant eines específiques de simulació circuital i electromagnètica de circuits de microones (software ADS), s'han construït i simulat varis dissenys BALUN en configuració simple, Back-to-Back i adaptat a una càrrega resistiva. Tots aquests dispositius s'han fabricat i mesurat físicament al laboratori, obtenint així resultats empírics que es compararen amb les seves respectives simulacions.

Finalment, tots aquests resultats s'han avaluat de forma sistemàtica per poder així extreure conclusions tant sobre el procés de disseny com dels propis dispositius construïts i fabricats. Val a dir que els resultats experimentals coincideixen perfectament amb les simulacions, validant així els models multimodals i els dissenys dels BALUNs proposats.

Resumen del Proyecto

Este proyecto recoge el estudio, diseño, fabricación y simulación de dispositivos BALUN multimodales y compactos basados en líneas de transmisión coplanares. Estos dispositivos BALUN actúan como adaptadores de impedancias.

El trabajo parte de las ecuaciones de diseño que caracterizan una estructura basada en la conocida como te coplanar. Utilizando estas ecuaciones, se ha realizado un estudio paramétrico para obtener valores adecuados de tamaño de los stubs que conforman el dispositivo.

Utilizando herramientas específicas de simulación circuital y electromagnética de circuitos de microondas (software ADS), se han construido y simulado varios diseños BALUN en configuración simple, Back-to-Back y adaptado a una carga resistiva. Todos estos dispositivos se han fabricado i medurado físicamente en el laboratorio, obteniendo así resultados empíricos que se comparan con sus respectivas simulaciones.

Por último, todos estos resultados se han evaluado de manera sistemática para así poder extraer conclusiones tanto sobre el proceso de diseño como de los propios dispositivos construidos y fabricados. Cabe resaltar que los resultados experimentales coinciden perfectamente con las simulaciones, validando así los modelos multimodales y los diseños BALUN propuestos.

Abstract

This thesis gathers the study, design, fabrication and simulation of multimode and compact BALUN devices based on coplanar waveguides (CPW). These BALUN devices work as an impedance adaptor.

First, a parametric study based on BALUN's design equations has been carried out in order to obtain suitable stub length values.

Using circuital and electromagnetic specific simulation tools (ADS software), some BALUN devices have been designed and built using the following configurations: as-is, Back-to-Back and a BALUN charged with a resistive load.

Finally, results have been systematically evaluated to come up with genuine conclusions for both the design process and the devices themselves. It is worth saying all empiric results perfectly match to their simulations, validating both multimode models and the BALUN design itself.

1. Introducció

BALUN (de l'anglès **balanced-unbalanced**) és tot aquell dispositiu recíproc que transforma línies de transmissió no equilibrades (*unbalanced*) en equilibrades (*balanced*) [1]. S'entén com a línia de transmissió equilibrada aquella en la que la diferència de potencial de cada conductor respecte al pla de massa és igual però de signe contrari en tota la línia.

En particular, en el present treball s'estudien aquests dispositius formats per línies de transmissió a escala de microones; això és, conjunts que treballen aproximadament entre 1 GHz i 300 GHz, tenint doncs longituds d'ona que oscil·len entre 30 centímetres i 1 mil·límetre. Aplicacions per aquest tipus d'ones van des de la radiodifusió fins a radars i confecció de circuits integrats [2]. Són per tant dispositius molt petits que requereixen un disseny precís i acurat, per tal de garantir alta qualitat i altes prestacions.

El tipus de línia de transmissió escollida en aquest estudi és la coplanar (en anglès i en la literatura altrament coneguda com CPW - *CoPlanar Waveguide*). Aquest tipus de línies admeten dos modes fonamentals diferents: els coneguts com a mode parell (*even* en anglès) i mode imparell (*odd* en anglès). El fet de tenir dos modes fonamentals permet anomenar aquest tipus de línia de transmissió també com a línia multimodal.

El disseny multimodal permet utilitzar els dos modes de propagació fonamentals simultàniament a diferència de l'aproximació tradicional monomodal, on el que es busca sempre és bloquejar el mode imparell considerat espuri. Aquest tipus de disseny permet una potencial millora en la compacitat dels circuits ja que possibilita augmentar el nombre de funcions circuitals per unitat d'àrea fent ús dels modes parell i imparell. Tanmateix, el disseny multimodal permet modelar el dispositiu en qüestió de manera independent, podent crear així models físics i circuitals simplificats [3].

1.1 Context del projecte

El present projecte s'emmarca en l'estudi dels dispositius formats per línies de transmissió coplanars multimodals. Precedents d'aquest treball en particular serien per exemple l'estudi de detectors de fase, antenes, circuits/transicions 3-line microstrip i filtres reconfigurables passa-banda i banda-eliminada.

1.2 Objectiu

L'objectiu principal d'aquest projecte final de carrera és dissenyar, simular, construir i avaluar experimentalment un dispositiu BALUN compacte basat en una "te" CPW slotline i que, simultàniament, actuï com a xarxa adaptadora d'impedàncies arbitràriament distribuïdes a la Carta de Smith.

1.3 Estructura de la memòria

L'estructura d'aquest projecte final de carrera bàsicament vol reflectir la manera en que s'ha treballat al llarg de tots aquests mesos. Seguint aquest ordre lògic, la primera part de la memòria consisteix en la introducció al desenvolupament i disseny de BALUNs multimodals (capítol 1) i la seva base teòrica (capítol 2). Un cop aquesta s'ha presentat, es procedeix a explicar la metodologia emprada (capítol 3) per obtenir, ja en el capítol 4, els dissenys i les seves corresponents simulacions circuitals i electromagnètiques. Aquests es fabriquen i es mesuren, obtenint resultats experimentals que corroboren la teoria i les simulacions prèvies fetes amb els programes de simulació (capítol 6). Tres annexos i la bibliografia utilitzada completen la memòria.

2. Teoria

En aquesta secció s'intenta explicar de manera breu i concisa la base teòrica sobre la que aquest treball es fonamenta. Tanmateix, aquest capítol no persegueix mostrar grans desenvolupaments matemàtics ni idees complexes; tot el contrari, pretén ser un reflex didàctic del que ha estat la base d'aquest projecte final de carrera.

Guia d'ones Coplanar (CPW)

La guia d'ones coplanar consisteix en una guia d'ones planar formada per tres metal·litzacions de conductor sobre un substrat dielèctric formant així dues ranures (o "slots") entre elles. Aquestes tres zones de metal·lització es diferencien entre si per ser un conductor central i dos plans de massa disposats a banda i banda d'aquest (veure Fig. 2.1). Aquest conductor central típicament és molt més estret que els dos plans de massa citats.

Per caracteritzar aquest tipus de guies d'ona normalment es parla de paràmetres físics fonamentals. En aquest cas, i si els plans de massa són suficientment grans en la direcció transversal a la direcció de propagació, són l'amplada (W) i separació (S) dels slots, el gruix del substrat dielèctric (H), la tangent de pèrdues ($\tan(\delta)$), la constant dielèctrica (ϵ_r) del dielèctric i per últim la resistència superficial (R_s) de la metal·lització. [4]

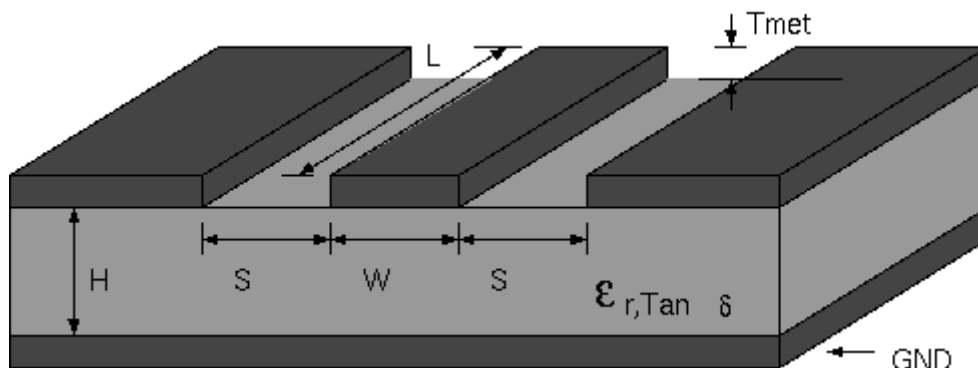


Figura 2.1: Esquema d'una línia de transmissió coplanar.

Per definició, diem també que la guia d'ones coplanar és una guia d'ones multimodal. Això és, que propaga dos modes fonamentals: el mode parell i el mode imparell. Sobre aquests modes podem destacar que:

El mode parell (o mode even) és un mode poc dispersiu. La seva velocitat de propagació i impedència característica tenen molt poca dependència amb la freqüència. També se sap que aquest mode té unes pèrdues per radiació baixes. [3]

En canvi, el mode senar (o mode odd) és un mode dispersiu. Tot i ser-ho, la seva velocitat de propagació i impedència característica tenen tanta poca dependència amb la freqüència que en molts casos es poden aproximar per constants. Val a dir que a causa de la seva naturalesa dispersiva i radiant, tradicionalment aquest mode es considera espuri i s'utilitzen ponts d'equipotencialitat (o en anglès air-bridges) per evitar la seva propagació. [3]

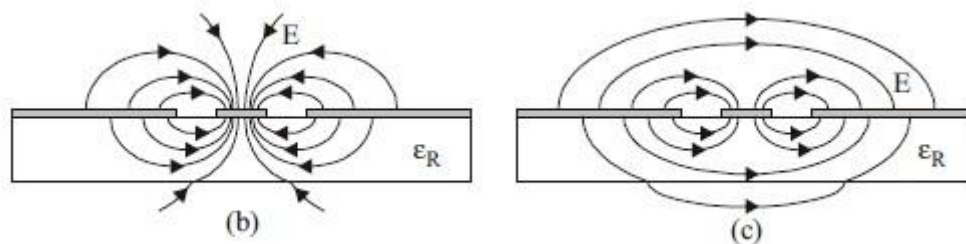


Figura 2.2: Línies de camp elèctric transversal per als modes parell (b) i senar (c) d'una guia d'ones coplanar [3].

Tots dos modes es poden caracteritzar completament si es disposa de les seves corresponents impedències característiques i velocitats de propagació. En aquest treball s'utilitza la següent nomenclatura per referir-se a elles: Z_{0e} i γ_{0e} pel mode parell o even. Z_{0o} i γ_{0o} pel mode senar o mode odd.

Equacions teòriques a partir de les quals obtenim els paràmetres de disseny [3]

L'estructura multimodal en que es basa el BALUN està formada per una te coplanar (veure Fig. 2.3) amb els seus respectius ports acabats convenientment, tal com s'exposa a continuació i com es pot observar en la Fig. 2.4. El concepte de te coplanar neix bàsicament d'un cas particular de la creu coplanar on els ports 3 i 4 estan acabats en curtcircuit i circuit obert respectivament.

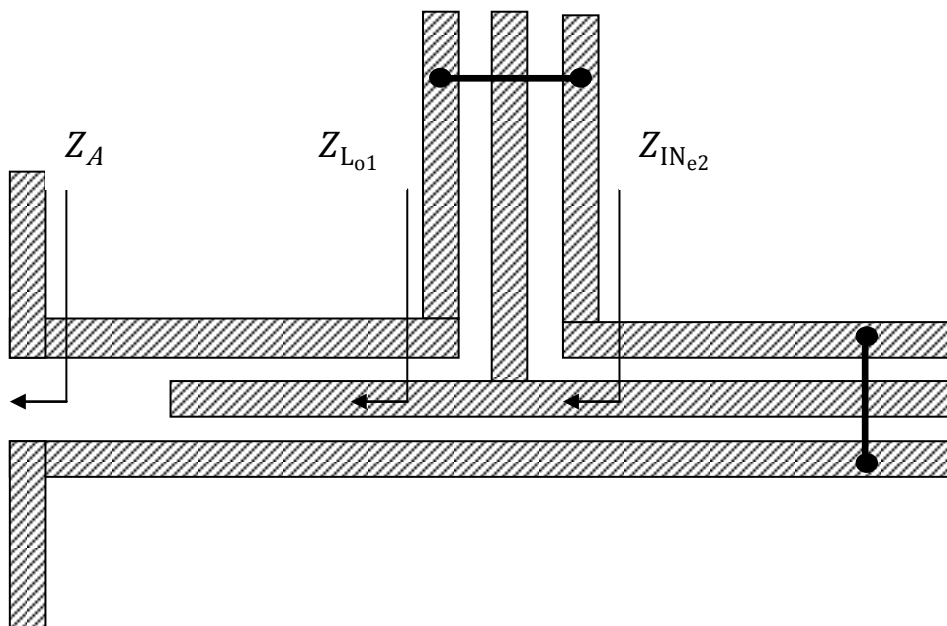


Figura 2.3: Te coplanar carregada amb una antena. Les connexions dels dos plans de massa representen els ponts d'equipotencialitat. [5]

Per a la porta número **1** (ports 1 i 2) es disposa d'una línia de transmissió acabada en circuit obert per al mode parell i una línia de transmissió acabada en la càrrega que es vol adaptar per al mode imparell. Respecte a la porta número **2** (ports 5 i 6), aquesta consta d'una línia de transmissió per al mode parell que constitueix la porta d'entrada del BALUN, i una altra línia acabada en curtcircuit per al mode imparell. Finalment, la porta número **4** (ports 7 i 8) consta de dos stubs verticals formats per línies de transmissió i acabats en circuit obert per al mode parell i en curtcircuit per al mode imparell.

Totes les citades línies tenen les seves particulars llargades i impedàncies característiques.

Si es parteix de la citada estructura multimodal del BALUN, es pot aleshores suposar que es carrega el port o1 amb una càrrega $Z_{L_{o1}}$. Aquesta pot ser per exemple la impedància d'entrada d'una antena (dipol) imprès o una càrrega arbitrària amb un tram de línia coplanar imparell o slotline prou llarg com per poder-hi encabir l'stub que genera $Z_{L_{e1}}$. Així doncs, podem dir que la impedància d'entrada d'aquesta càrrega serà

$$Z_{L_{o1}} = R_{L_{o1}} + jX_{L_{o1}}$$

Tanmateix, si es vol que hi hagi adaptació d'impedàncies a la línia d'entrada s'ha de forçar

$$Z_{IN_{e2}} = Z_{0_{e2}}$$

És a dir, la impedància d'entrada del mode parell al port número 2 ha de ser igual a la seva impedància característica.

Del model multimodal per a la creu CPW o BALUN de la Fig. 2.3 se'n desprenen les següents equacions de disseny [5]:

$$X_{L_{o4}} = \frac{2X_{L_{e1}} \left(Z_{0_{e2}}X_{L_{o1}} - X_{L_{o2}} \left(\frac{R_{L_{o1}}}{4} - Z_{0_{e1}} \right) \right) \pm \sqrt{D}}{2 \left(\frac{R_{L_{o1}}}{4} - Z_{0_{e2}} \right) \left(X_{L_{e1}} + \frac{1}{4}X_{L_{o2}} \right)} \quad (1)$$

$$X_{L_{e4}} = \frac{\left(-\frac{1}{2}Z_{0_{e2}}X_{L_{o1}}X_{L_{o2}} \pm \sqrt{D} \right) \left(X_{L_{e1}} + \frac{1}{4}X_{L_{o2}} \right)}{2 \left(\frac{X_{L_{o2}}^2 Z_{L_{e2}}}{4} - R_{L_{o1}}X_{L_{e1}}^2 \right) + \frac{1}{2}Z_{0_{e2}}X_{L_{o1}}X_{L_{o2}} \mp \sqrt{D}} \quad (2)$$

on

$$D = -R_{L_{o1}}^2 Z_{0_{e2}}^2 \left(\frac{X_{L_{o2}}^2}{4} + 4X_{L_{e1}}^2 \right) + Z_{0_{e1}}R_{L_{o1}} \left(Z_{0_{e2}}^2 X_{L_{o2}}^2 + R_{L_{o1}}^2 X_{L_{e1}}^2 + X_{L_{e1}}^2 X_{L_{o1}}^2 \right)$$

$$D \geq 0 \quad (3)$$

Es pot afirmar que donats $Z_{L_{o1}}$, $Z_{0_{e2}}$, $X_{L_{e1}}$ i $X_{L_{o2}}$, utilitzant (1) i (2) podem trobar $X_{L_{e4}}$ i $X_{L_{o4}}$ tals que hi hagi adaptació d'impedàncies sempre i

quant el paràmetre D sigui més gran o igual que zero ($D \geq 0$). A partir de (4) i (5) doncs, es poden calcular les longituds necessàries dels stubs parell i imparell:

$$l_{e4} = \frac{1}{\beta_{e4}} \operatorname{acotan} \left(\frac{Z_{Le4}}{-jZ_{0e4}} \right) \quad (4)$$

$$l_{o4} = \frac{1}{\beta_{o4}} \operatorname{atan} \left(\frac{Z_{Lo4}}{jZ_{0o4}} \right) \quad (5)$$

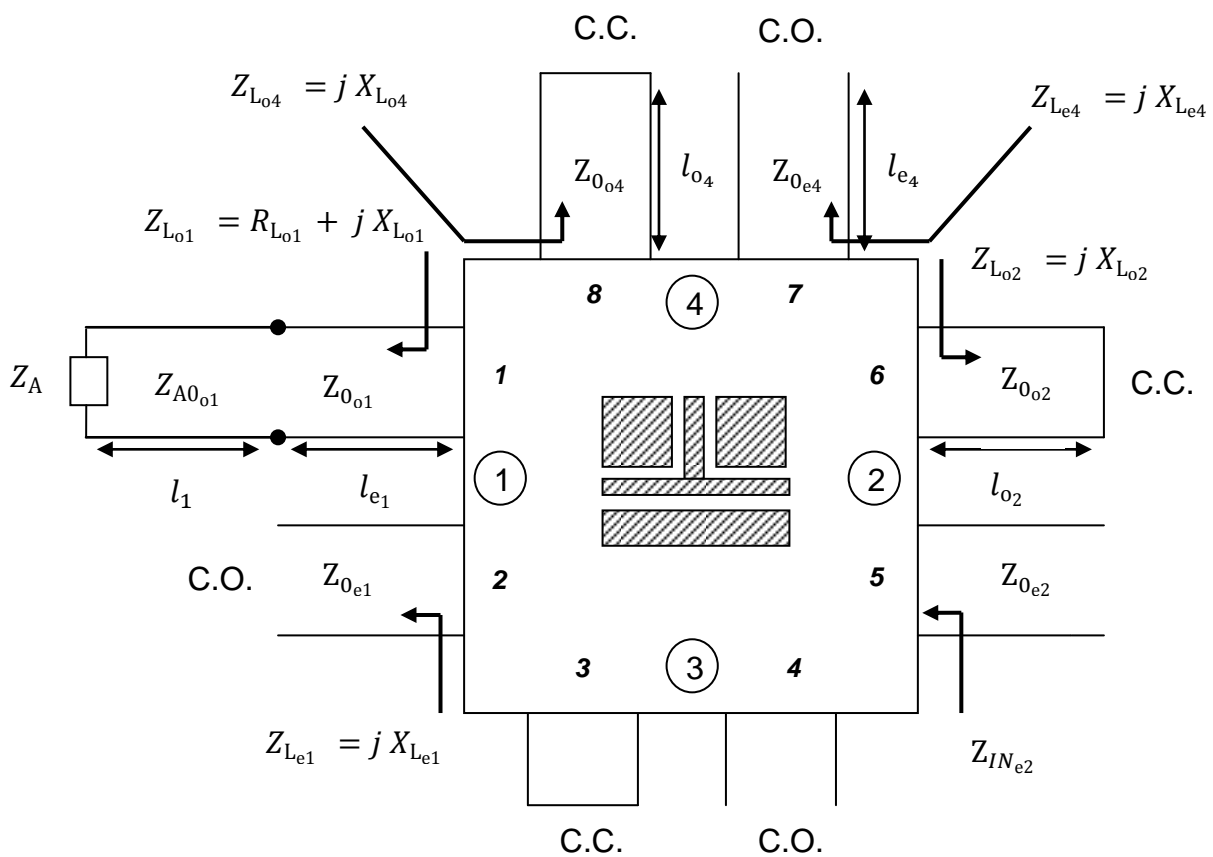


Figura 2.4: Model multimodal per a la Creu CPW. Dispositiu de 4 portes, 2 ports a cada porta: un pel mode parell i un pel mode imparell [5].

3. Metodologia emprada

Aquest capítol pretén tractar el que ha estat el procés seguit per a la construcció i anàlisi dels dissenys BALUN multimodals basats en tes coplanars.

Com es veurà al llarg d'aquesta secció i per extensió en tot el treball, aquest procés ha estat bàsicament dut a terme mitjançant programes informàtics de disseny i simulació de circuits. Aquests han estat principalment dos: MATLAB i ADS.

El primer és bàsicament una eina de software matemàtic que ofereix un entorn de desenvolupament integrat suportat per un llenguatge propi de programació anomenat "M". D'altra banda, ADS (Advanced Design Systems) és propietat de Keysight Technologies i ofereix també un entorn de desenvolupament gràfic integrat per a tota la gamma d'electrònica de RF. Dins d'aquest programa diferenciem entre Schematic (eina de simulació circuital) i Momentum (eina de simulació planar electromagnètica 2.5D).

3.1 Línia de transmissió

El primer pas de tots ha estat el de dissenyar, simular i obtenir resultats del que serà la base del dispositiu BALUN: les línies de transmissió. En particular, i tal com s'ha pogut veure en el capítol 2, les línies coplanars ó en anglès CPW (Coplanar Waveguide).

En base a estudis previs es varen acordar que les dimensions òptimes de la línia (amb una impedància característica aproximada pel mode even de 50Ω) haurien de ser les següents:

- Conductor central de $W = 50 \mu\text{m}$
- Amplada dels plans de massa de $400 \mu\text{m}$
- Gaps (o separació) entre el Conductor central i els plans de massa de valor $s = 25 \mu\text{m}$.

Aquests valors però no són suficients per caracteritzar completament una línia de transmissió. És necessari acabar de definir les característiques tant del conductor com del dielèctric. En el present treball s'ha decidit utilitzar l'Or com a conductor i l'Alúmina com a dielèctric (veure Annex D per més detall). Els següents valors són, per tant, els que s'introduiran en la casella de "Substrat" en la simulació.

És important comentar que en aquest apartat està la clau per obtenir simulacions reals (amb pèrdues) o ideals (sense pèrdues).



Figura 3.1: Configuració del Substrat utilitzat per a la CPW.

Simulacions "ideals" - Conductor i Dielèctric ideals

- Gruix del dielèctric Alúmina $H = 635 \mu\text{m}$
- Tangent de pèrdues del dielèctric Alúmina $\text{Tan } \delta = 0.0002$
- Part real de la permitivitat elèctrica del dielèctric Alúmina = 9.9
- Gruix del conductor $t = 4 \mu\text{m}$

Simulacions "reals" - Conductor i Dielèctric reals

- Gruix del dielèctric Alúmina $H = 635 \mu\text{m}$
- Tangent de pèrdues del dielèctric Alúmina $\text{Tan } \delta = 0.0002$
- Part real de la permitivitat elèctrica del dielèctric Alúmina = 9.9
- Material conductor: Or.
- Gruix del conductor $t = 4 \mu\text{m}$
- Part real de la conductivitat associada a l'Or = $4.1 \cdot 10^7$ Siemens/m

Tenint clars tots els paràmetres característics de la línia de transmissió només falta parlar dels paràmetres de simulació utilitzats en el Momentum. Aquests són realment importants ja que d'ells depenen la duració, la complexitat, el detall i la validesa de la simulació. A continuació s'explica de manera breu els paràmetres més importants a tenir en compte en una simulació de Momentum i els valors que s'han utilitzat per a les simulacions.

Mesh - Típicament s'utilitza 30 com a valor de "Mesh frequency" i 40 com a valor de "Cells/Wavelength". Aquesta combinació assegura una simulació molt completa i de durada raonable, depenen del processador de que es disposi.

Frequency - Un exemple típic i senzill de com ha de ser la configuració del pla freqüencial es pot veure en la Fig. 3.2. En el present treball s'ha utilitzat molt el fet d'afegir explícitament la freqüència de disseny com a punt "Single", procediment recomanat per augmentar la precisió de la simulació en la freqüència desitjada ja que el programa destina recursos a simular específicament aquesta freqüència.

	Type	Fstart	Fstop	Npts	Step	
1	Adaptive	0 GHz	10 GHz	40	-	<input checked="" type="checkbox"/>
2	Single	4 GHz	-	0	-	<input checked="" type="checkbox"/>

Figura 3.2: Configuració freqüencial utilitzada en les simulacions.

Per poder recollir els valors de la simulació és vital que es fixin els ports (o PINs) en el Layout. Per això s'han de tenir en compte bàsicament tres factors: posició, impedància i polaritat.

Per posició simplement s'entén el fet que aquests PINs han d'estar tocant el conductor i en el punt precís que es desitgi analitzar. Un PIN mal posat o sense fer contacte amb el conductor causarà un error en la simulació o simplement aquesta no s'executarà.

En quant a la impedància del propi port es pot definir també en el menú de "Port". En el cas de les simulacions de les línies de transmissió que ens

ocupa s'ha utilitzat una impedància de port estàndard de 50Ω , o altres valors en el cas de caracterització dels paràmetres de la línia de transmissió.

Per últim, per definir la polaritat dels ports es pot triar entre positiva (+) o negativa (-). Això serà vital més endavant per poder obtenir simulacions del mode parell i imparell segons convingui. La polaritat es pot configurar també des del menú "Port" de Momentum.

Arribats a aquest punt només queda saber com s'han de col·locar els ports per obtenir una simulació del mode parell o del mode senar. Val a dir que tot el que s'ha explicat fins ara és comú per als dos modes i és només en la configuració dels ports on diferenciem entre mode parell o mode imparell.

Simulacions pel mode parell o mode Even: s'utilitzen 3 PINS per a cada porta. Aquests es configuren com a (- , + , -) en totes dues portes essent el PIN positiu el connectat a la pista central. Els dos negatius aniran doncs connectats a cada pla de massa respectivament.

Simulacions pel mode parell o mode Odd: en aquests cas només s'utilitzen 2 ports ó PINS per a cada porta: un per a cada pla de massa i cap en el conductor central. La configuració utilitzada és (+ , -) en totes dues portes tot i que també seria correcte utilitzar (- , +) entenent que el primer valor fa referència al pla de massa superior i que el segon fa referència al pla de massa inferior.

Amb tot això només queda simular. En concret s'han simulat 4 línies de llargades diferents: 3, 4, 6 i 8 mm. També es varen simular línies amb diferents valors de gap ($25 \mu\text{m}$, $50 \mu\text{m}$ i $100 \mu\text{m}$). Només es mostren a la secció 4.1 els resultats obtinguts més significatius per a una línia de llargada 3 mm i valor de gap $25 \mu\text{m}$.

3.1.1 Simulacions del mode parell

El primer pas ha estat doncs "dibuixar" utilitzant la eina Momentum la línia de transmissió que s'ha comentat anteriorment i afegir-hi els ports de mesura per al mode parell.

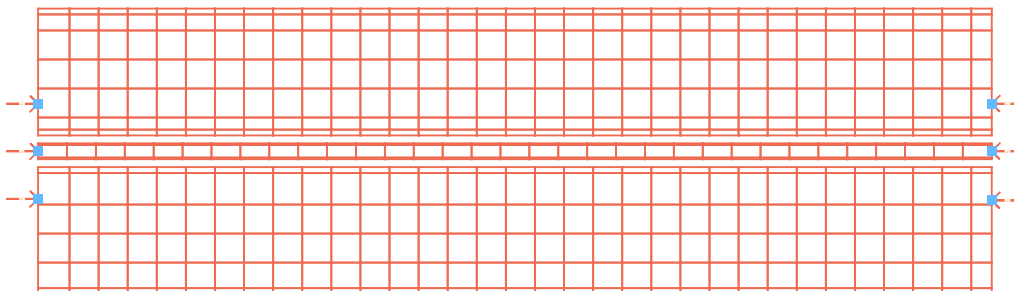


Figura 3.3: CPW - Configuració mode parell.

Un cop simulat es procedeix a fer el càlcul de la impedància característica del mode parell i la seva constant beta associada. Per defecte, Momentum dóna com a resultat de la simulació els paràmetres S associats a la línia. En aquest cas, es convertiran aquests paràmetres S a paràmetres ABCD, o matriu A (veure Annex C). Per això, s'utilitza una funció nativa del programa ("stoabcd")

$$A = \text{stoabcd} (S , 100)$$

on el valor 100 és la impedància de referència utilitzada en els ports de mesura ó PINS. Amb aquest paràmetre "A" conegut, només queda fer el càlcul de la impedància característica utilitzant

$$Z_{0e} = \sqrt{\frac{A_{12}}{A_{21}}} \quad (6)$$

Si es representa la nova variable Z_{0e} , s'obtenen els resultats de la Fig. 3.4.

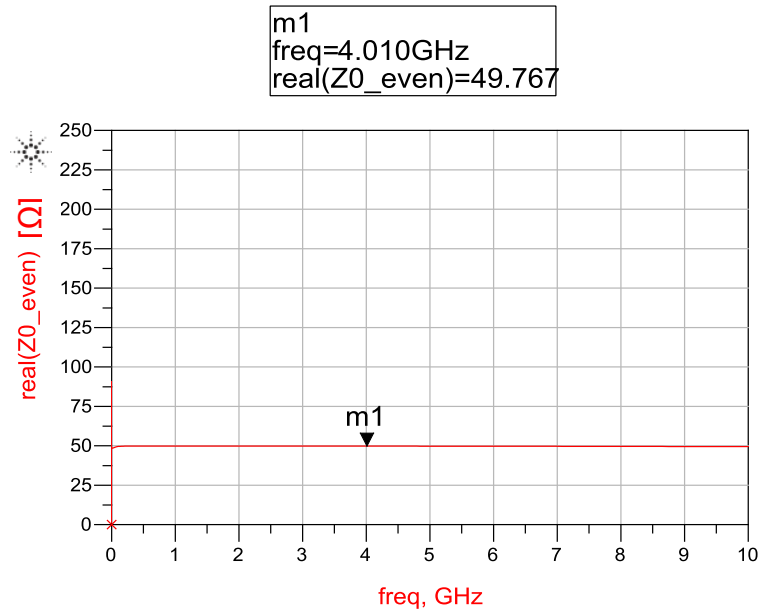


Figura 3.4: CPW - Valors de 0 fins a 10 GHz de la impedància característica del mode parell per a una línia CPW de 3 mm.

Com que els dissenys seran dissenyats a la freqüència de 4 GHz es pot dir aleshores que, segons els resultats obtinguts, la impedància característica del mode parell pren un valor de

$$Z_{0e}(f = 4\text{GHz}) = 49.767 \Omega$$

Anàlogament, la constant beta del mode parell es calcula utilitzant les següents equacions explicades també en l'Annex C:

$$\gamma = \frac{\text{acosh}(A_{11}) \text{rad}}{L} \frac{1}{m} \quad (7)$$

On L és la llargada de la línia simulada, és a dir, 3 mm en aquest cas. La constant beta serà doncs la part imaginària del paràmetre γ trobat. Així,

$$\beta = \text{imag}(\gamma) \quad (8)$$

Es mostren en la Fig. 3.5 els resultats de representar el paràmetre β calculat.

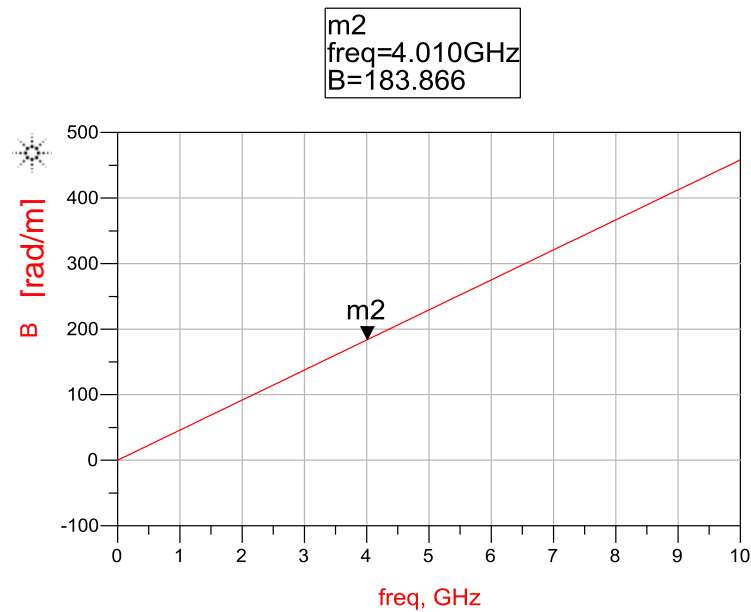


Figura 3.5: CPW - Valors de 0 fins a 10 GHz de la constant beta del mode parell per a una línia CPW de 3mm.

D'aquesta se'n desprèn que el valor de la constant beta del mode parell a la freqüència de disseny és

$$\beta_e (f = 4\text{GHz}) = 183.866 \text{ rad/m}$$

3.1.2 Simulacions del mode imparell

El procediment per obtenir la impedància característica i la constant beta pel mode imparell és exactament el mateix al que s'utilitza en el mode parell. En aquest cas, però la configuració dels ports de mesura o PINs varia tal com s'ha explicat anteriorment obtenint un Layout com el de la Fig. 3.6.

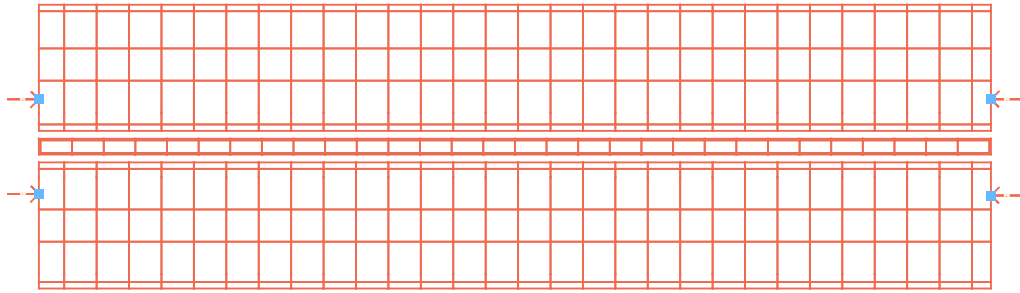


Figura 3.6: CPW - Configuració mode imparell.

Si se segueixen els passos comentats anteriorment, pel que fa a la impedància característica s'obté un valor a la freqüència de disseny de

$$Z_{0_o}(f = 4\text{GHz}) = 65.142 \Omega$$

tal i com s'observa en els resultats de la Fig. 3.8. Pel que fa a la constant beta s'ha obtingut un valor de

$$\beta_o(f = 4\text{GHz}) = 195.317 \text{ rad/m}$$

extret directament per observació de la Fig. 3.9.

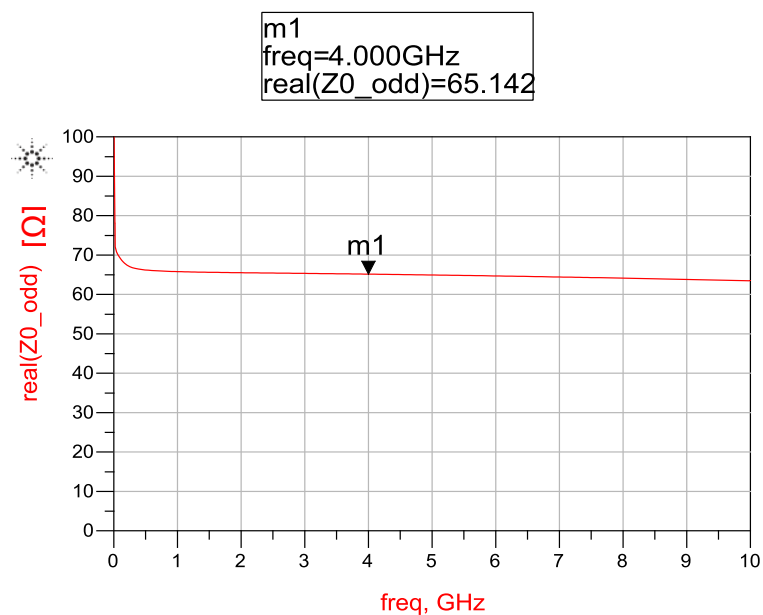


Figura 3.8: CPW - Valors de 0 fins a 10 GHz de la impedància característica del mode imparell per a una línia CPW de 3 mm.

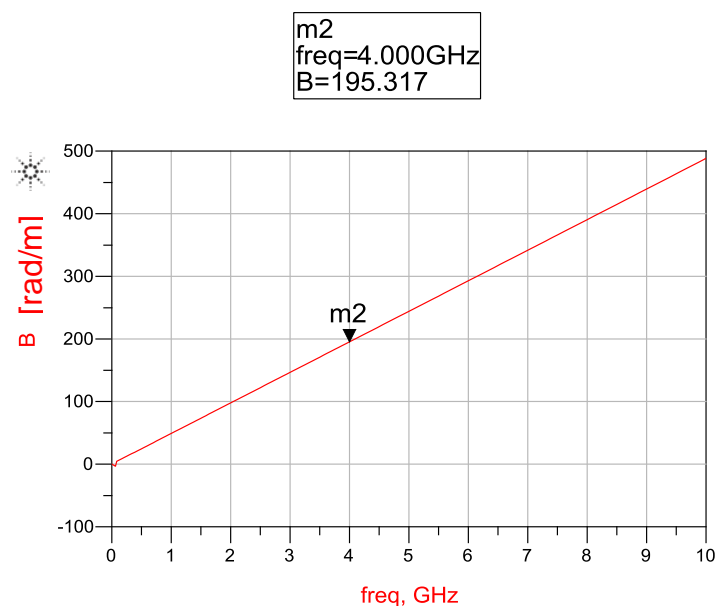


Figura 3.9: CPW - Valors de 0 fins a 10 GHz de la constant beta del mode imparell per a una línia CPW de 3 mm.

3.1.3 Circuit equivalent per validar les simulacions de Momentum

Amb els resultats de les línies obtinguts amb el software Momentum (veure capítol 4.1) arriba el moment de confeccionar el seu circuit equivalent utilitzant l'eina Schematic d'ADS per comparar ambdues simulacions: circuital i electromagnètica. En el context d'aquest treball, un circuit equivalent no és res més que un conjunt de components disponibles a ADS interconnectats entre ells que modelen el comportament electromagnètic d'un altre dispositiu físic.

Tenint aquest propòsit en ment s'ha dispost d'un dispositiu de paràmetres S de dues portes com el que es mostra en la Fig. 3.10. En ell, se li han connectat dos ports d'impedància característica la mateixa utilitzada en la simulació (en aquest cas concretament 100 Ω). Per últim, cal especificar quins paràmetres S caracteritzen al dispositiu:

$$Z_{01} = Z_{02} = Z_0 \quad (9)$$

$$S_{11} = S_{22} = 0 \quad (10)$$

$$S_{12} = S_{21} = e^{-(\alpha+j\beta)l} \quad (11)$$

on les variables α' , β' fan referència a les constants d'atenuació i de fase obtingudes del polinomi en funció de la freqüència (f), utilitzat:

$$Z_0 = Z_{00} + Z_{10}f + Z_{20}f^2 + Z_{12}\sqrt{10}f \quad (12)$$

$$\alpha = \alpha_{10}f + \alpha_{12}\sqrt{f} \quad (13)$$

$$\beta = \beta_{10}f + \beta_{20}f^2 \quad (14)$$

En aquest cas totes les variables amb subíndexs són constants obtingudes ajustant experimentalment amb l'ADS.

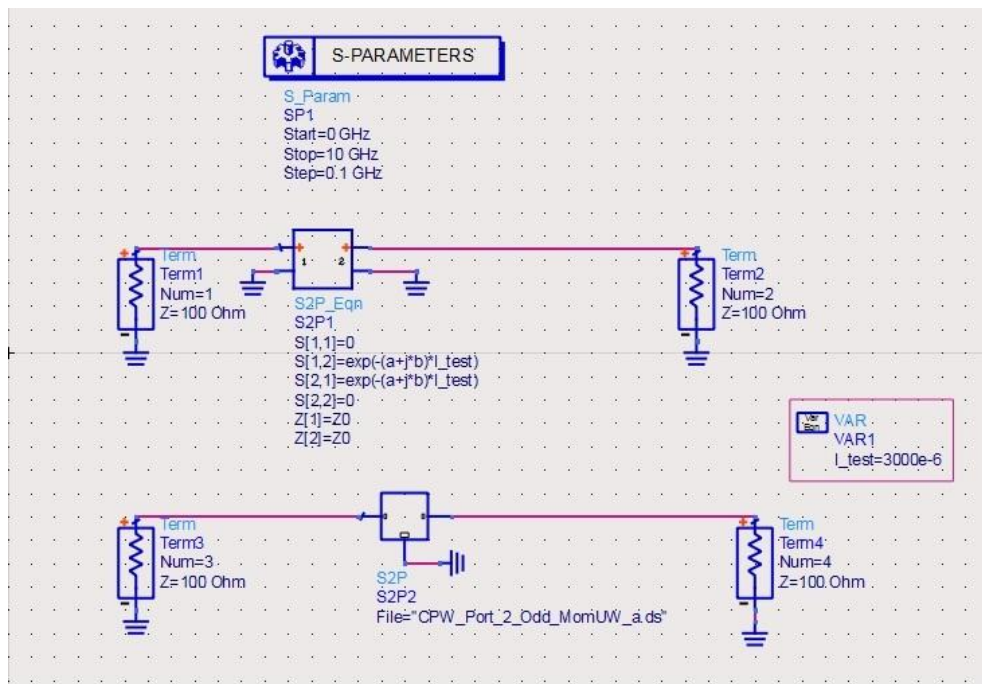


Figura 3.10: Captura d'Schematic on s'observa el circuit equivalent utilitzat per comparar les simulacions del model circuital de la línia CPW del mode imparell amb les seves respectives simulacions de Momentum.

Per ajustar (o *tunning* en anglès) s'entén al procés d'anar variant linealment les variables desitjades per aproximar el més possible dos resultats obtinguts.

En aquest cas per exemple s'ha disposat de la representació gràfica de la simulació electromagnètica de Momentum i, superposada, la representació gràfica del seu model circuital. Ajustant els paràmetres anteriors s'ha obtingut una superposició quasi perfecte de les dues gràfiques tal com s'observa en les Figs. 3.11 i 3.12. Aquestes mostren respectivament els paràmetres S_{11} i S_{12} d'una línia CPW de 3 mm.

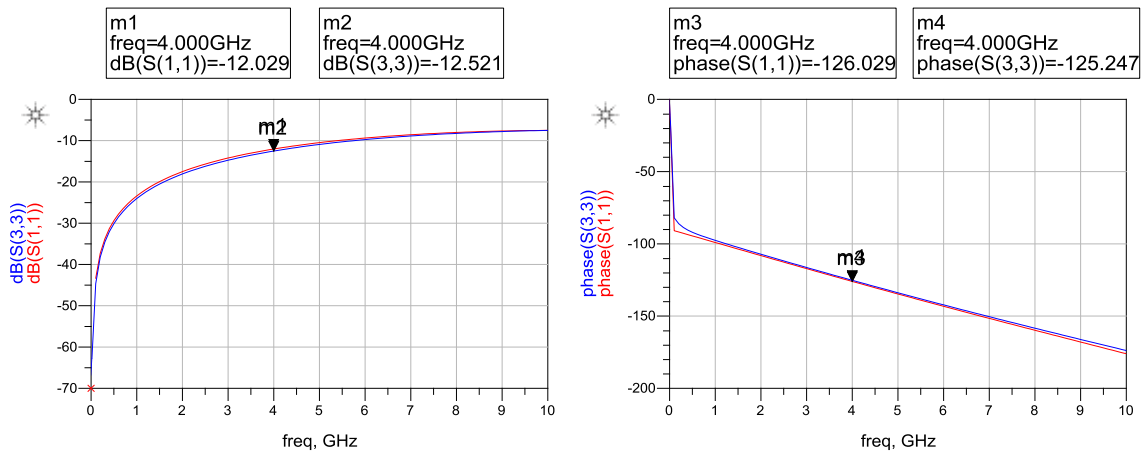


Figura 3.11: Ajust del paràmetre S_{11} d'una línia CPW de 3 mm del mode imparell.

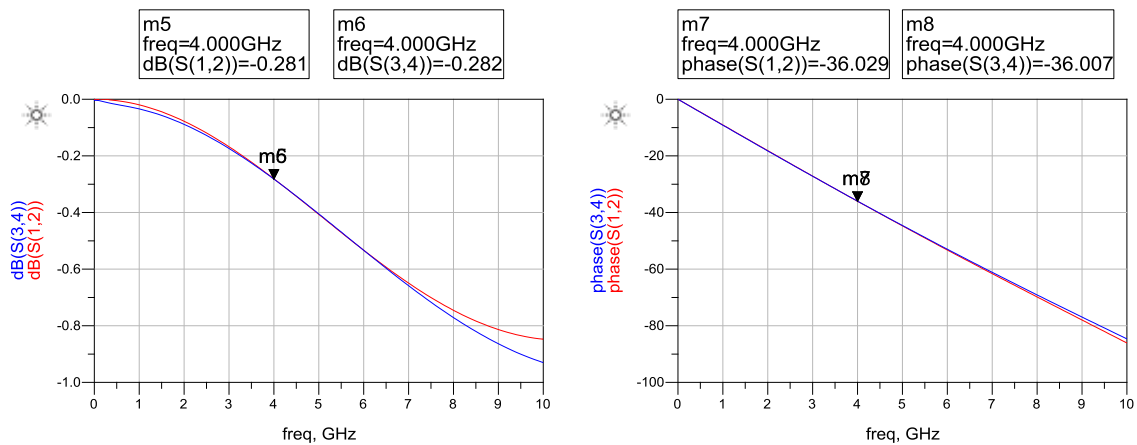


Figura 3.12: Ajust del paràmetre S_{12} d'una línia CPW de 3 mm del mode imparell.

També s'ha trobat oportú calcular experimentalment la constant de permitivitat elèctrica efectiva utilitzant la següent fórmula:

$$\varepsilon_r = \left(\beta \frac{c_0}{2\pi f} \right)^2 \quad (15)$$

Tots els resultats numèrics i de simulació obtinguts es poden consultar a la secció 4.1 d'aquest document.

Cal destacar per últim que el fitxer de dades obtingut de la simulació i utilitzat per comparar-ho amb el seu model circuital ha de ser el d'extensió "_a.ds" i no "ds", tal com s'observa en la figura anterior. Momentum proveeix com a resultat de les simulacions ambdós fitxers però s'ha d'utilitzar el primer doncs proporciona els resultats de simulació ajustats pel programa.

3.2 BALUN

En termes de simulació, primerament és necessari afegir una capa addicional al substrat utilitzat en l'apartat anterior bàsicament per simular correctament el pont d'equipotencialitat ó "air-bridge" tal com es pot veure en la Fig. 3.13. Aquest pont és bàsicament un dispositiu que connecta ambdós plans de massa (Fig. 2.3) i serveix per a suprimir el mode imparell, tradicionalment considerat espuri pel seu comportament dispersiu i radiatiu [3].

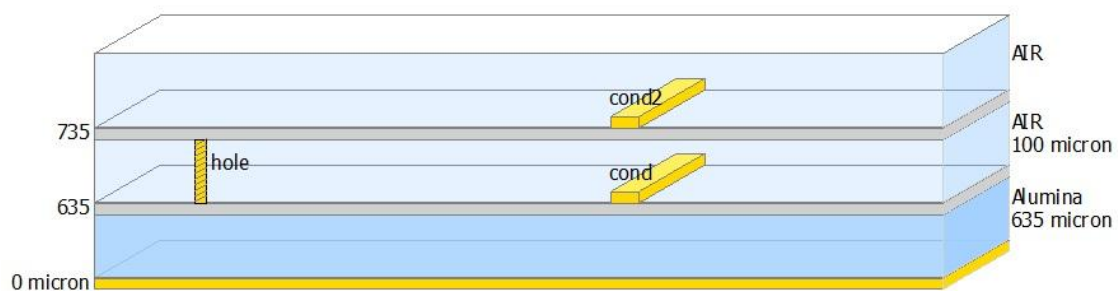


Figura 3.13: Configuració del Substrat utilitzat en les simulacions de BALUNs

3.2.1 Script de MATLAB utilitzat

S'ha dissenyat un script en MATLAB 7.10.0 (R2010a) per tal d'avaluar, mitjançant un estudi paramètric, les zones susceptibles d'adaptació a la Carta de Smith donades unes determinades dimensions del BALUN. Aquest consta bàsicament de les següents parts:

1- Declaració de constants. En aquesta primera secció es declaren les variables constants que més endavant s'utilitzaran per calcular la resta de paràmetres. Com a constants considerem les impedàncies característiques del mode parell i senar, la freqüència de disseny i els paràmetres beta parells i senars associats a cada una de les portes.

2- Declaració de variables. Aquí es troben les variables de disseny (longituds de les línies l_{e1} , l_{o1} , l_{e2} , l_{o2} , i parts real i imaginària de la impedància de càrrega) i les seves inicialitzacions, que són necessàries

pel càlcul del paràmetre D i dels paràmetres de disseny. Per tal de poder fer un estudi paramètric s'utilitzen vectors d'enters per caracteritzar-les.

3 - Càlcul del paràmetre D seguint les equacions de disseny.

4 - Càlcul de X_{L04} i X_{Le4} seguint també les equacions de disseny. Només calculem aquests si i només si D és més gran o igual que zero. Emmagatzematge en variables auxiliars de totes les possibles combinacions de resultats.

5 - Càlcul de les llargades de línies a partir dels valors trobats per a X_{L04} i X_{Le4} seguin les formules comentades en la secció de teoria del capítol 2.

6 - Filtrat de valors irrealitzables i/o no adequats pels dissenys.

7 - Codi encarregat de mostrar per pantalla els resultats obtinguts i altres valors interessants i rellevants de la simulació.

El codi de MATLAB complet es pot trobar en l'Annex B.

El següent pas és doncs comprovar que els valors obtinguts al MATLAB són els correctes i que efectivament si es dissenya un BALUN amb les llargades obtingudes s'aconsegueixen els resultats esperats.

3.2.2 Representació polar de les àrees de cobertura

Tal com s'ha comentat anteriorment, de l'script de MATLAB no només s'extreuen els resultats finals per a dissenyar el BALUN, sinó també altres resultats interessants si més no de cara a estudiar altres possibilitats de disseny. Principalment en aquesta ocasió ha interessat representar en el diagrama polar tots aquells valors de coeficient de reflexió de càrrega (en mòdul i argument) que permeten obtenir un disseny realitzable i compacte. Això és, una àrea de cobertura.

Primerament s'han tingut en compte tots aquells valors del coeficient de reflexió que compleixen la condició de disseny $D \geq 0$. Aquesta primera aproximació dóna com a resultat una àrea de cobertura global com es pot apreciar a la Fig. 3.14, que és, com era d'esperar, més restrictiva quan més petit és el valor de les llargades físiques de les línies que formen el BALUN.

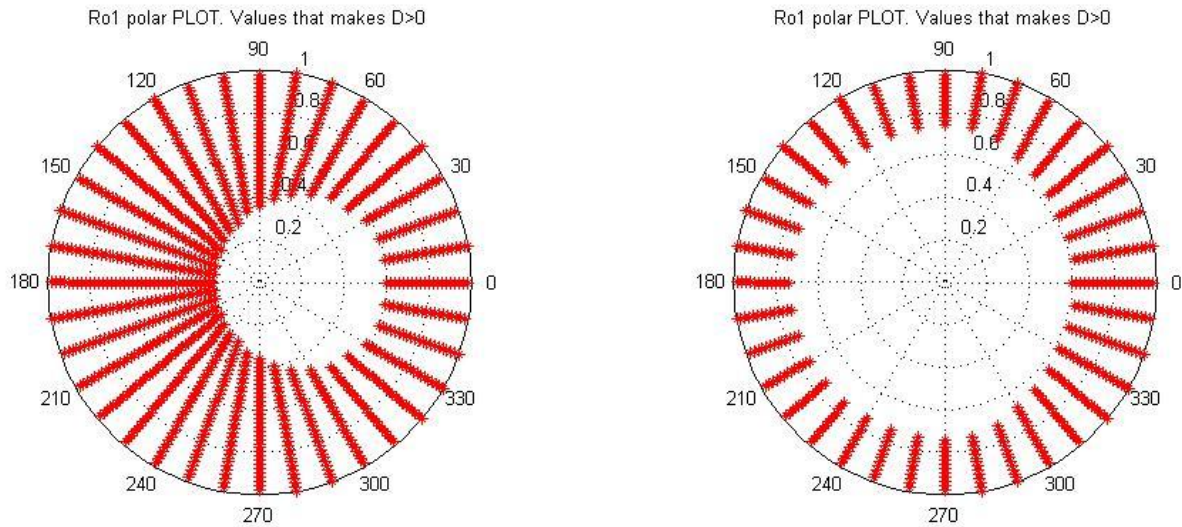


Figura 3.14: Representació polar de la zona de cobertura global per a valors de llargada l_{e_1} , l_{o_2} màxima de línia de $\lambda/8$ (esquerra) i $\lambda/16$ (dreta) tals que compleixen $D \geq 0$.

Ara bé, també és necessari assegurar que les reactàncies de les línies de transmissió de la porta 4, tan pel mode parell com pel mode imparell, tinguin un valor tal que s'obtingui una llargada de línia positiva i, per tant, realitzable. Això és perquè aquestes llargades, al ser solucions d'unes equacions de disseny que treballen amb impedàncies i reactàncies, no assegurin ser positives i per tant tenir un sentit físic.

Tal i com s'ha explicat en el capítol de teoria, s'utilitzen les següents expressions per calcular les llargades de les línies parell i imparell de la porta 4 donada una impedància d'entrada concreta

$$l_{e_4} = \frac{1}{\beta_{e_4}} \operatorname{acotan} \left(\frac{Z_{Le_4}}{-jZ_{0e_4}} \right) \quad (16)$$

$$l_{o_4} = \frac{1}{\beta_{o_4}} \operatorname{atan} \left(\frac{Z_{Lo_4}}{jZ_{0o_4}} \right) \quad (17)$$

D'elles se'n desprèn que per a tenir uns valors positius de llargada s'ha de complir que

$$X_{Le4} < 0$$

$$X_{Lo4} > 0$$

Aquestes noves àrees de cobertura es mostren tot seguit a la Fig. 3.15.

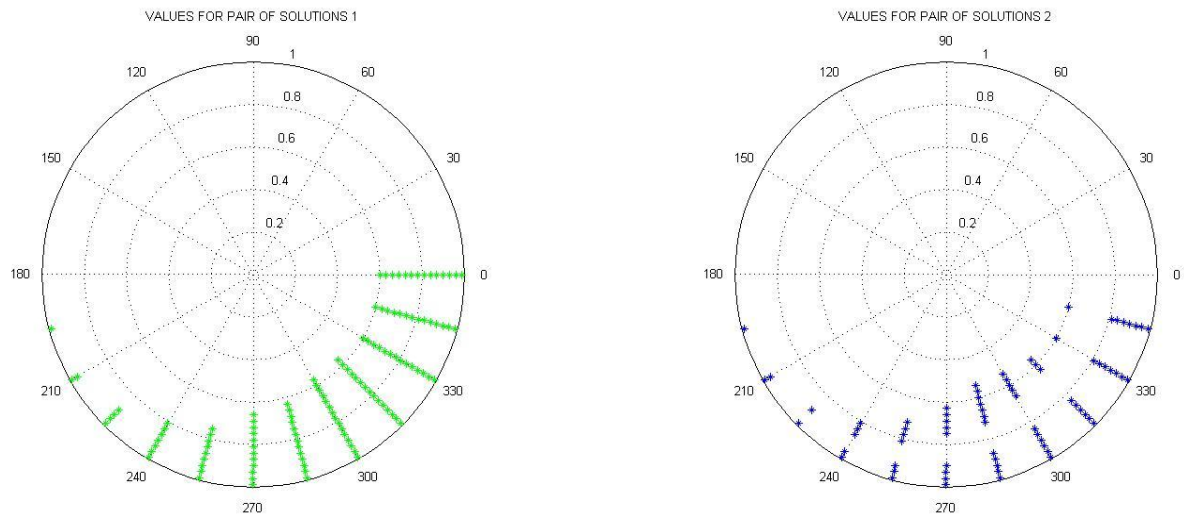


Figura 3.15: Representació polar de la zona de cobertura per a l_{e4} , l_{o4} del primer parell de solucions (verd) i el segon parell de solucions (blau).

3.2.3 Comprovació dels resultats obtinguts

Un cop la rutina de MATLAB ha estat programada i revisada, és moment de comprovar que els valors obtinguts són els correctes i efectivament permeten confeccionar el BALUN. Utilitzant l'eina de simulació ADS com a primera fase d'aquestes comprovacions s'ha fet ús del component de 8 portes anomenat "model.s8p", que conté la matriu de paràmetres S multimodals d'una creu coplanar (18). Aquesta caracteritza el seu model circuital relacionant les ones normalitzades incidents i reflectides de tensió per als modes coplanars parells i senars. [3]

$$\begin{bmatrix} b_{e1} \\ b_{o1} \\ b_{e2} \\ b_{o2} \\ b_{e3} \\ b_{o3} \\ b_{e4} \\ b_{o4} \end{bmatrix} = \frac{1}{10} \begin{bmatrix} -3 & 0 & 3 & 0 & 5 & -4 & 5 & -4 \\ 0 & 3 & 0 & 3 & 4 & -5 & -4 & 5 \\ 3 & 0 & -3 & 0 & 5 & 4 & 5 & 4 \\ 0 & 3 & 0 & 3 & 4 & 5 & -4 & -5 \\ 5 & 4 & 5 & 4 & -3 & 0 & 3 & 0 \\ -4 & -5 & 4 & 5 & 0 & 3 & 0 & 3 \\ 5 & -4 & 5 & -4 & 3 & 0 & -3 & 0 \\ -4 & 5 & 4 & -5 & 0 & 3 & 0 & 3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_{e1} \\ a_{o1} \\ a_{e2} \\ a_{o2} \\ a_{e3} \\ a_{o3} \\ a_{e4} \\ a_{o4} \end{bmatrix} \quad (18)$$

En aquest component de 8 portes s'ha connectat el valor d'impedància equivalent d'entrada resultat del MATLAB.

És a dir, tenint quatre variables de disseny - l_{e1} , l_{o1} , l_{e2} , l_{o2} - hem obtingut dues llargades l_{e4} , l_{o4} corresponents als Stubs verticals. Utilitzant les formules citades a l'apartat de teoria és senzill traduir aquestes llargades en impedàncies d'entrada. Són aquests valors els que s'han utilitzat per fer la comprovació: Z_{Le1} , Z_{Lo1} , Z_{Le2} , Z_{Lo2} i els resultats Z_{Le4} i Z_{Lo4} .

L'esquema utilitzat i els resultats de la simulació es poden observar respectivament en les Figs. 3.16 i 3.17. En els resultats de la simulació es pot apreciar clarament que són correctes ja que s'aconsegueix adaptació a la freqüència de disseny en el que s'ha basat cada BALUN.

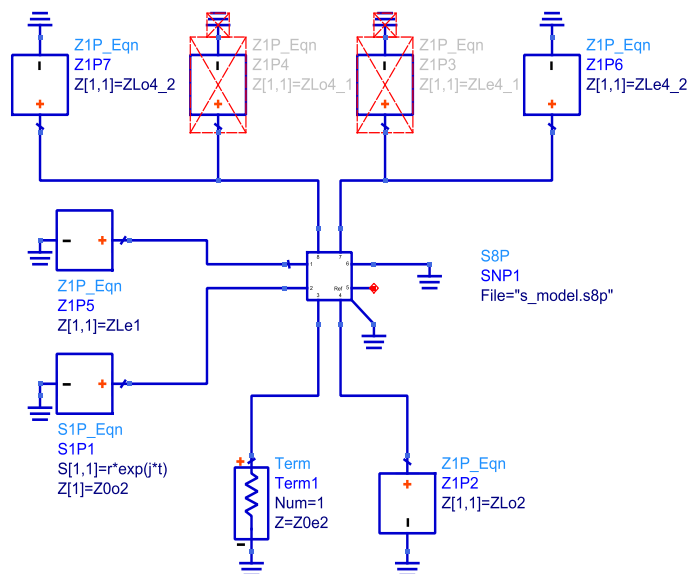


Figura 3.16: Esquema de comprovació impedàncies de les línies.

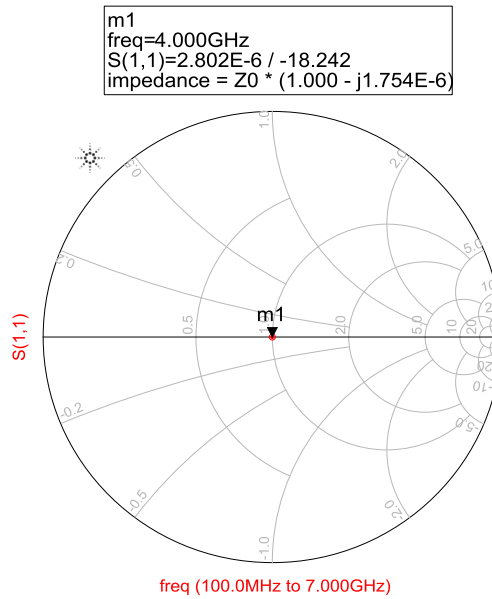


Figura 3.17: Resultat de simulació en Carta d’Smith utilitzant la eina Schematic del conjunt mostrat a la Fig. 3.16.

3.2.4 Disseny i simulació del dispositiu BALUN utilitzant Momentum

El criteri de disseny emprat per construir els dissenys BALUN CPW compactes ha estat el d’intentar cobrir tant com es pugui els quatre quadrants de la Carta d’Smith. Per això, es varen proposar 4 diferents dissenys (un per cada quadrant) tal com es mostra i s’explica amb més detall al capítol 4 i a l’Annex E. Tanmateix, en el present treball només es mostra en detall un d’ells, específicament el del quadrant número 4.

Arribats a aquest punt doncs el següent pas ha estat la simulació electromagnètica del disseny esmentat utilitzant l’eina Momentum d’ADS. Bàsicament aquest programa permet executar simulacions electromagnètiques segons la configuració desitjada.

Si hom no està familiaritzat amb la interfície Momentum el procediment que s’utilitza per confeccionar els dispositius es ben senzill: es tracta de “dibuixar” sobre el projecte les pistes de conductor que es desitgin. A més, també es disposa de capes (o *layers* en anglès) que permeten poder confeccionar dissenys en 3D. En el nostre cas s’ha utilitzat la capa 0 pel pla metàl·lic posterior, la capa 1 per les metal·litzacions de les línies, i la capa 2 per als ponts d’equipotencialitat o air-bridges.

Per aquesta primera fase de comprovacions s'ha fet servir una configuració que no requeria molta càrrega computacional; això és, no s'han considerat pèrdues en el conductor ni en el dielèctric. Els paràmetres de configuració utilitzats per aquest conjunt de simulacions han estat els mateixos que els apuntats en l'apartat anterior referent a les simulacions de les línies de transmissió.

3.2.5 Comparativa simulació circuital / electromagnètica

Aquesta comparativa té com a objectiu validar les simulacions electromagnètiques de Momentum a més de veure quanta diferència s'observa entre aquest tipus de simulació i la del seu model circuital.

1) BALUN element per element (stubs)

En aquest cas s'ha volgut fer una primera comprovació més al detall, element per element (en particular els stubs), del disseny BALUN. Per això s'han distingit tres regions ben delimitades del disseny (Fig. 3.18): l'stub even de la porta 1 acabat en C.O., l'stub odd de la porta 2 acabat en C.C. i els stubs verticals (even/odd) de la porta 4 acabats en C.O i C.C. respectivament. Val a dir que aquesta simulació no és ben bé completa perquè evidentment faltaria afegir-hi l'efecte (molt petit) de la interconnexió entre les 3 parts o te coplanar.

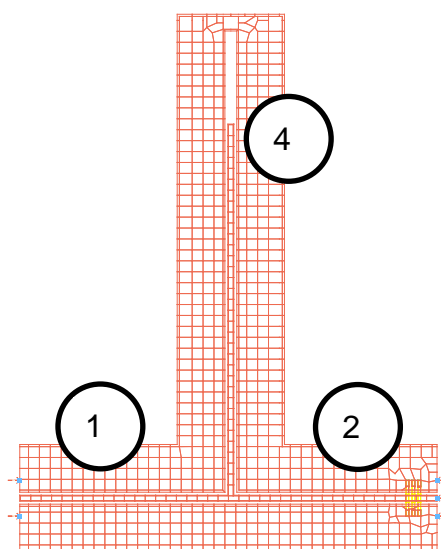


Figura 3.18: Resultats comparativa simulacions

Com bé es pot observar en les Figs. 3.19, 3.20, 3.21 i 3.22 es pot dir que les simulacions són correctes. La simulació electromagnètica (traç de color blau) no surt distorsionada ni amb valors absurds en tot el rang de freqüència de simulació i coincideixen bé amb les simulacions circuitals (traç de color vermell), tant en mòdul com en fase.

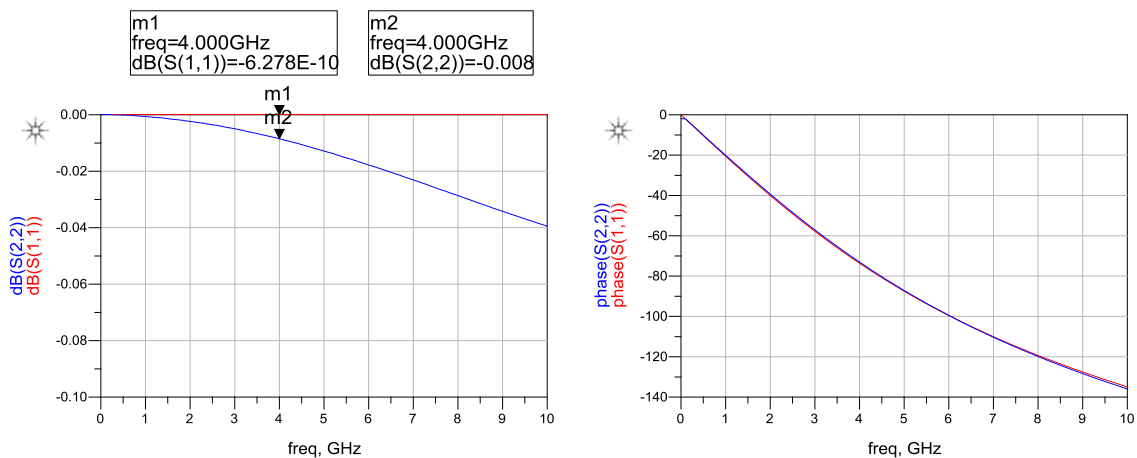


Figura 3.19: Resultats comparativa simulacions Stub even PORTA 1.

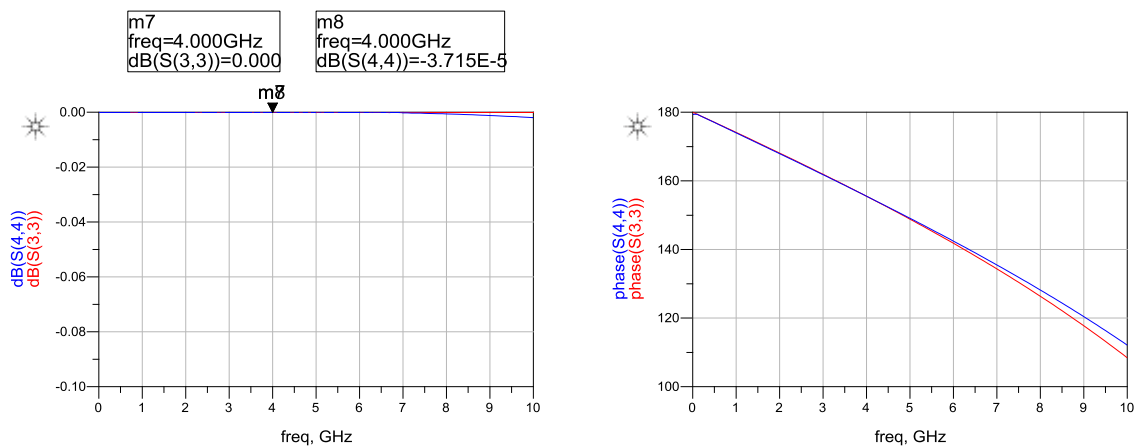


Figura 3.20: Resultats comparativa simulacions Stub odd PORTA 2.

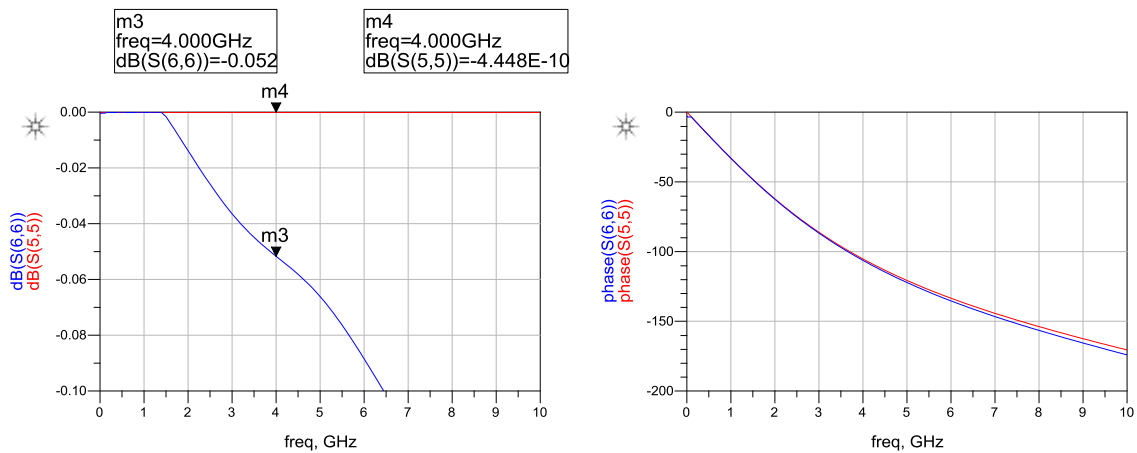


Figura 3.21: Resultats comparativa simulacions Stub even PORTA 4.

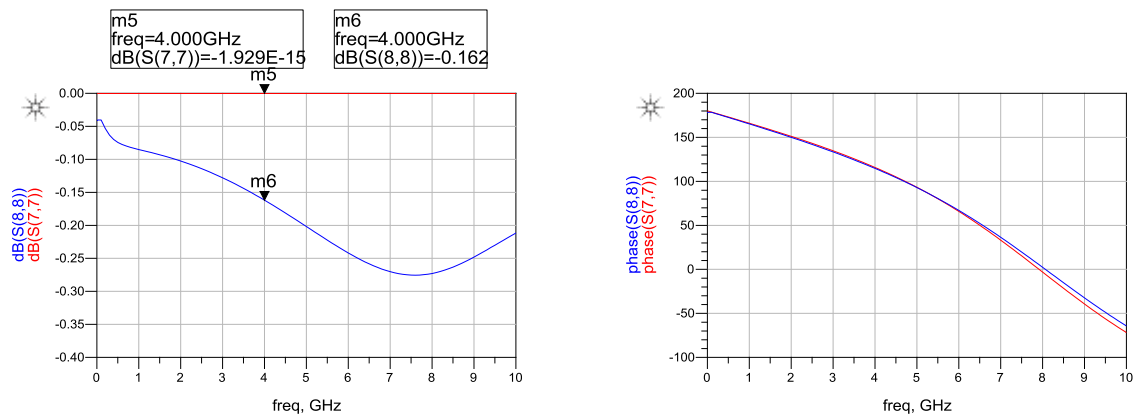


Figura 3.22: Resultats comparativa simulacions Stub odd PORTA 4.

2) BALUN complet – ús del 'model.s8p'

Per validar el disseny com a conjunt, s'ha fet ús del fitxer model de 8 portes anomenat 'model.s8p'. En aquest cas s'ha partit de l'esquema de la Fig. 3.16 però enlloc d'utilitzar les impedàncies equivalents de les línies s'ha utilitzat el model circuital que caracteritza cada una d'aquestes. Aquest test verifica per una banda que cada línia de transmissió efectivament sintetitza la impedància trobada a la freqüència de disseny i per altra que el conjunt es comporta com s'havia previst. El resultats obtinguts per a tots els casos són satisfactoris tal com s'observa en totes les comparacions dels dissenys BALUN amb els seus respectius resultats de Momentum (veure secció 4.2.3).

3.3 BALUN Back-to-Back

Com a configuració Back-to-Back s'entén en aquest treball la connexió en cascada inversa de dos dissenys Baluns simples connectats per les seves respectives portes número 2 amb un tram de línia addicional entre elles. Aquesta configuració s'ha escollit perquè, entre altres característiques, permet la mesura de dos ports amb les sondes disponibles al laboratori. Aquest tipus de mesura permet verificar molt còmodament la configuració i el comportament del disseny BALUN amb més detall i, el més important, independentment de la càrrega.

Estudis fets en aquest mateix treball varen apuntar que la configuració Back-to-Back inversa és la més adequada ja que reduïa significativament possibles interferències electromagnètiques produïdes generalment pels dos stubs verticals (porta 4).

Així doncs, la metodologia emprada en aquest cas és bàsicament la utilitzada en el BALUN simple. Només cal connectar totes dues parts simètriques amb una línia slotline addicional per les respectives portes número 1. Els PINs de mesura connectats a les dues portes número 2 prendran una configuració del mode parell.

3.4 BALUN adaptat a una càrrega

En aquest cas es pot separar el desenvolupament del disseny en dos passos:

1) Determinar la impedància d'entrada de la càrrega a adaptar per així obtenir el mòdul i la fase del coeficient de reflexió desitjat.

2) Fer ús de la rutina de MATLAB per obtenir tots els valors necessaris per confeccionar el nou BALUN.

Aquest últim punt serà idèntic a la metodologia emprada pel disseny de BALUN simple de l'anterior apartat 3.2. Així doncs només falta determinar la impedància d'entrada de la càrrega disponible al laboratori i introduir les seves dades associades a la rutina de MATLAB.

Per aconseguir-ho s'ha trobat el model circuital equivalent a la càrrega en qüestió tal com es mostra a la Fig. 3.23.

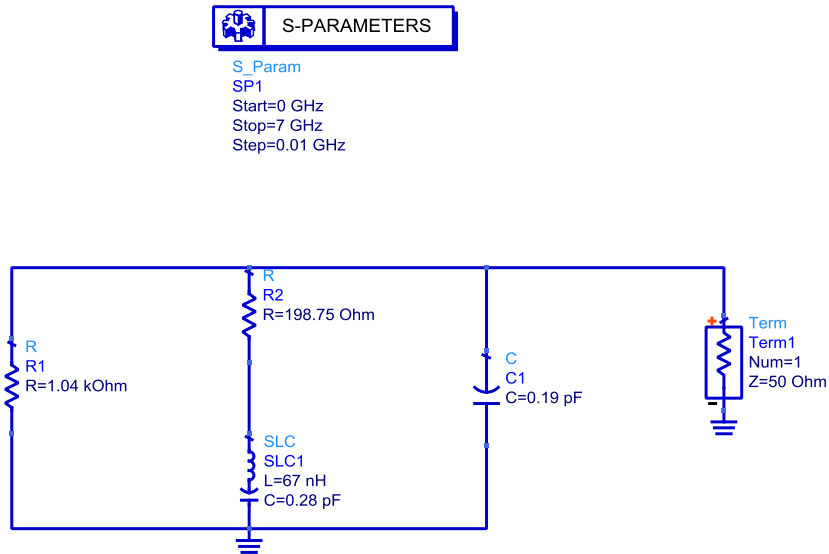


Figura 3.23: Model circuital equivalent per a la càrrega.

Un cop simulat el model equivalent i tal com es mostra a continuació a la Fig. 3.24, s'extreu el mòdul i la fase del coeficient de reflexió de la càrrega a la freqüència de disseny, que després es faran servir com a dades d'entrada en la rutina de càlcul de les dimensions del BALUN explicada a la secció de teoria.

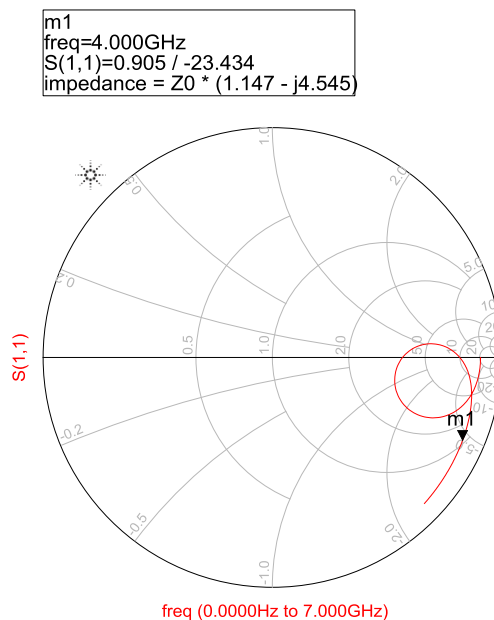


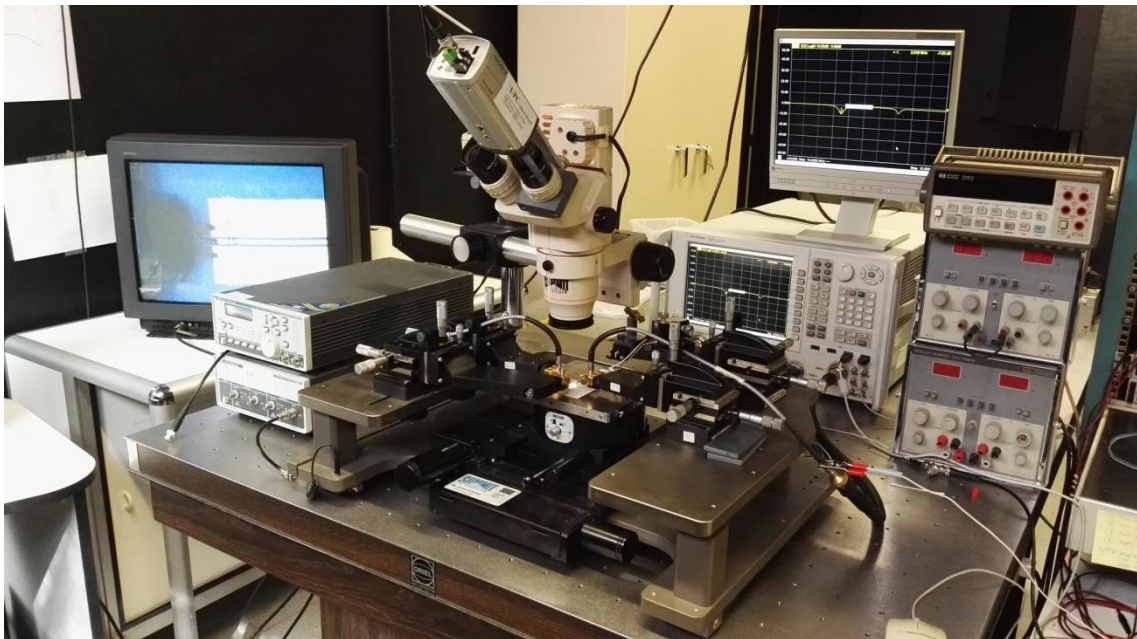
Figura 3.24: Resultat de la simulació de 0 a 7 GHz de la figura 3.14.

3.5 Fabricació i mesura

L'últim pas en aquest procés ha estat el d'enviar a construir els dissenys i analitzar-los al laboratori.

Tal com es pot observar en l'Annex A d'aquest document, s'ha disposat d'una placa rectangular $50.8 \times 50.8 \text{ mm}^2$ on s'hi ha pogut encabir fins a 37 elements d'interès: diferents dissenys de línies de transmissió i BALUNS en configuració simple i Back-to-Back (veure Annex F per més detall).

Les mesures de tots els dissenys s'han dut a terme en el Laboratori de Microones del departament de Teoria del Senyal i Comunicació de la Universitat Politècnica de Catalunya (UPC). L'equipament de mesura dotat entre altres d'un analitzador de xarxes amb estació de sondes coplanars, microscopis òptics per facilitar el posicionament de les sondes i bomba de buit per a la subjecció del circuit (veure fotografia 3.25), permet recollir les dades en format compatible amb el programa ADS facilitant així l'estudi d'aquestes.



Fotografia 3.25 - Set-up de mesura utilitzat. En la imatge es poden distingir el microscopi òptic, la taula amb l'estació de sondes coplanars de mesura, l'analitzador de xarxes i un monitor analògic connectat al microscopi.

4. Disseny

Aquest apartat vol recollir les especificacions i mesures dels dissenys escollits i construïts, així com els resultats de la comparativa entre les simulacions circuitals i electromagnètiques.

4.1 Línies de transmissió

En aquesta secció es mostren els resultats referents a les simulacions circuitals i electromagnètiques per al mode parell i imparell d'una línia de transmissió coplanar de llargada 3 mm.

4.1.1 Mode parell

La Fig. 4.1 il·lustra els resultats de la simulació per al paràmetre S_{11} en mòdul i fase. La variable S_{11} (en vermell) és el model circuital mentre que la variable S_{33} és el resultat de la simulació electromagnètica de Momentum.

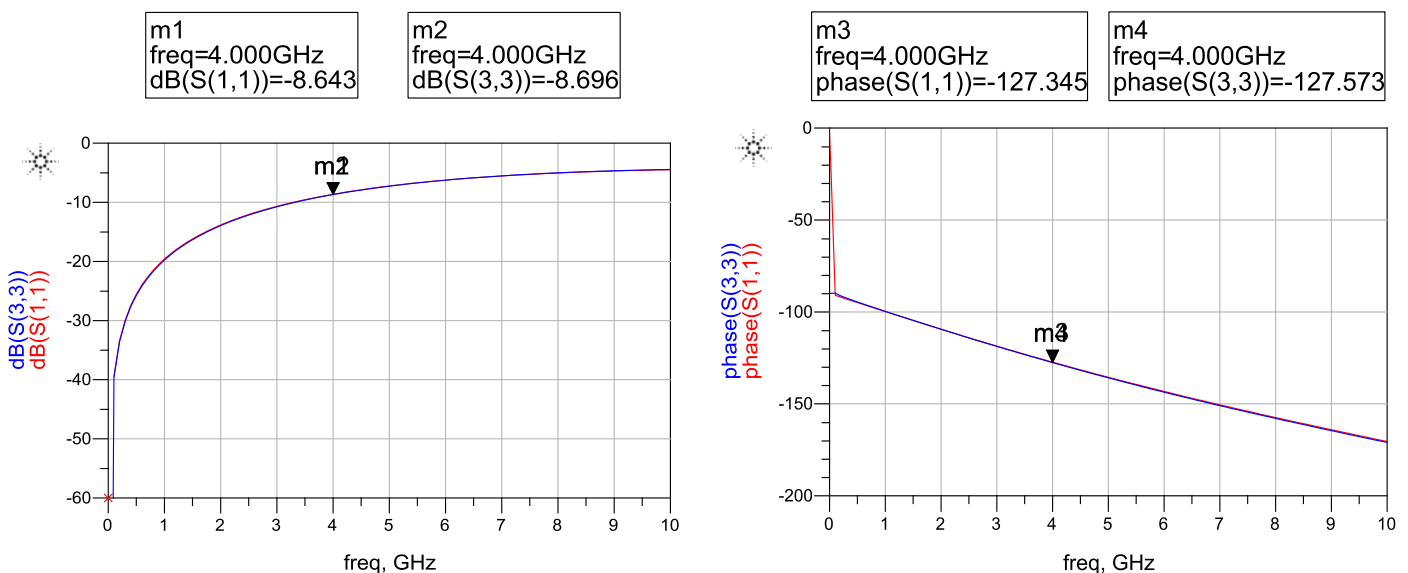


Figura 4.1: Resultats de la comparativa de S_{11} entre model circuital i simulació de Momentum per a una línia CPW de llargada 3 mm del mode parell.

Val a dir que els resultats de la simulació per el paràmetre S_{22} són idèntics als obtinguts pel paràmetre S_{11} i s'ometen per no caure en la redundància.

Pel que fa al paràmetre de transmissió S_{12} es poden observar els resultats de mòdul i fase pel mode parell en la Fig. 4.2. La nomenclatura en les figures segueix essent la mateixa que en l'anterior Fig. 4.1.

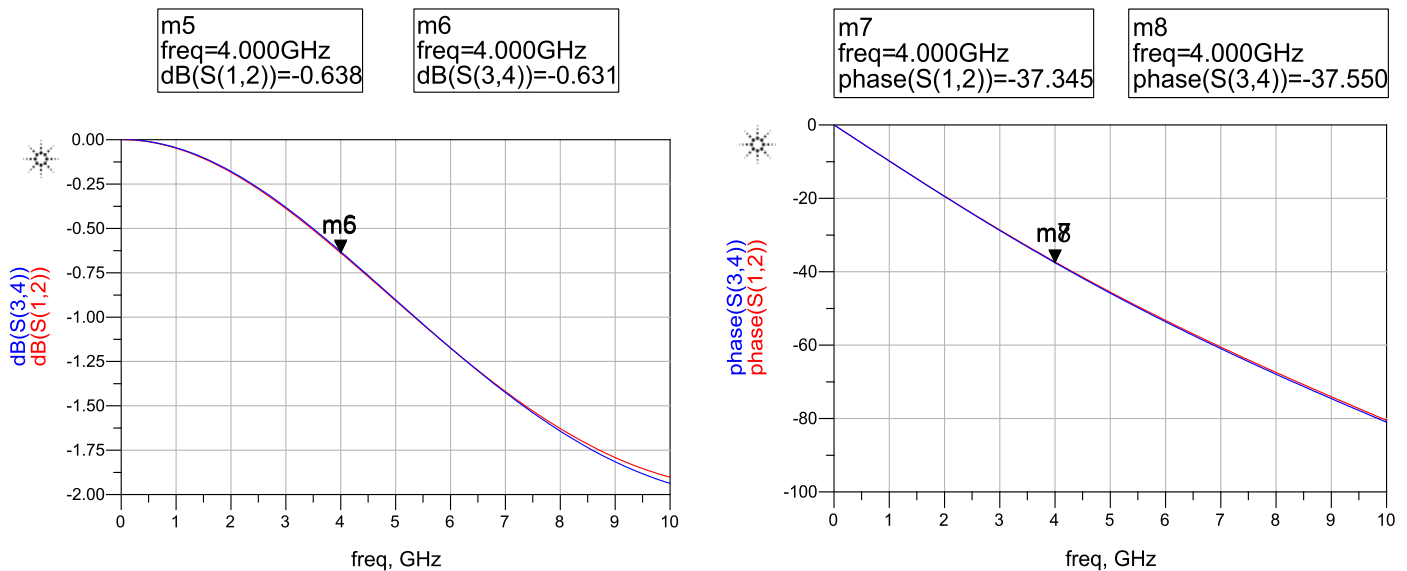


Figura 4.2: Resultats de la comparativa de S_{12} entre model circuital i simulació de Momentum per a una línia CPW de llargada 3 mm del mode parell.

Com en el cas anterior, els resultats de la simulació per el paràmetre S_{21} són idèntics als obtinguts pel paràmetre S_{12} i també s'ometen en aquesta secció per no caure en la redundància.

Els valors resultats d'ajustar les variables de (12)-(14) pel que fa al mode parell són:

$$Z_{00} = 48.5 \Omega$$

$$Z_{10} = Z_{20} = 0$$

$$Z_{12} = 0.12$$

$$a_{10} = a_{12} = 0$$

$$b_{10} = 45.2576$$

$$b_{20} = 0.02$$

Conclusions:

Com s'ha pogut observar, tant el mòdul com la fase dels paràmetres S_{11} i S_{12} simulats amb Momentum coincideixen exactament amb els seu model circuital.

4.1.2 Mode imparell

Anàlogament al mode parell, es poden observar els resultats obtinguts per al mode imparell en les Figs. 4.3 i 4.4. Altre cop, i perquè no hi hagi cap dubte, la nomenclatura és la mateixa que la utilitzada anteriorment en les Figs. 4.1 i 4.2.

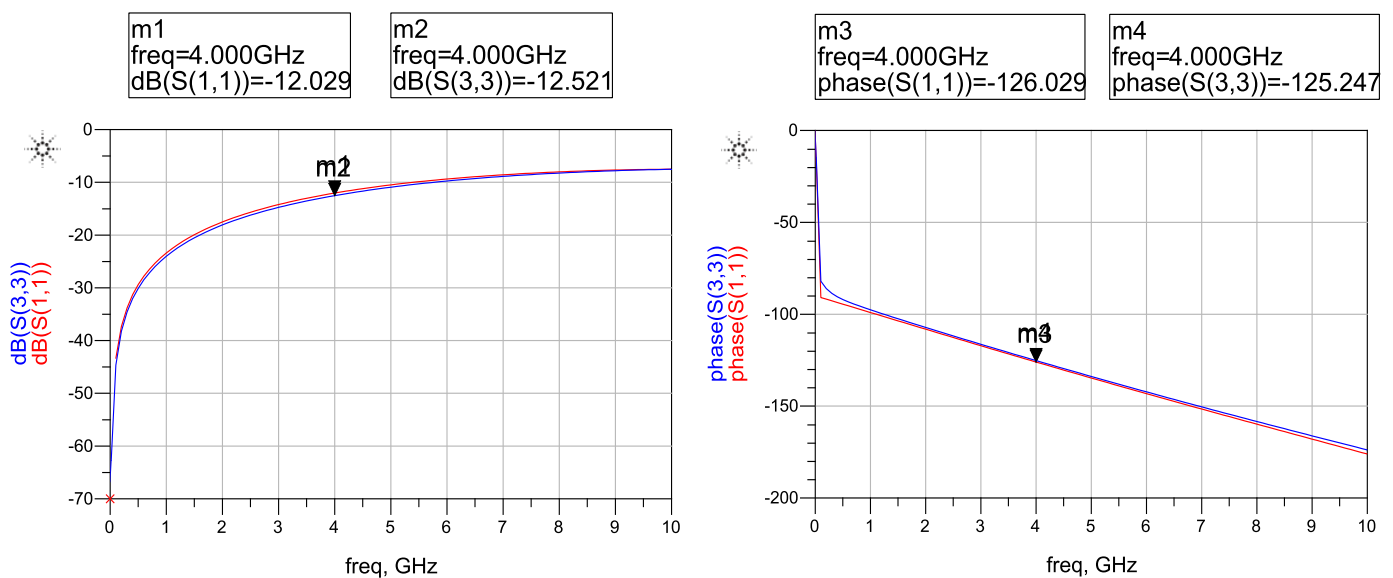


Figura 4.3: Resultats de la comparativa de S_{11} entre model circuital i simulació de Momentum per a una línia CPW de llargada 3 mm del mode imparell.

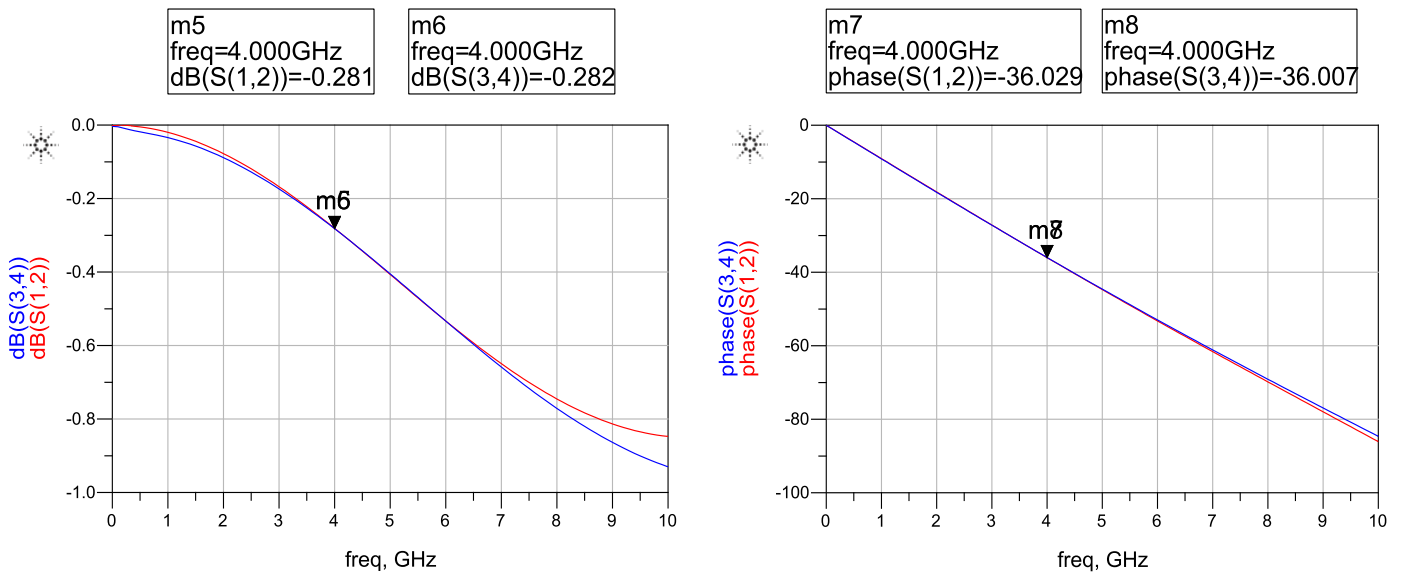


Figura 4.4: Resultats de la comparativa de S_{12} entre model circuital i simulació de Momentum per a una línia CPW de llargada 3 mm del mode imparell.

Els valors resultats d'ajustar les variables de (12)-(14) pel que fa al mode imparell són:

$$Z_{00} = 63 \Omega$$

$$Z_{10} = Z_{20} = 0$$

$$Z_{12} = 0.075$$

$$a_{10} = a_{12} = 0$$

$$b_{10} = 47.6064$$

$$b_{20} = 0.225$$

Conclusions:

En aquest cas també es pot concloure simplement que les simulacions electromagnètiques de Momentum s'ajusten de manera perfecta a les circuital. A més, els valors a la freqüència de disseny són, tant en mòdul com en fase, quasi idèntics.

4.2 BALUN simple

A continuació es mostra detalladament el que ha estat el disseny BALUN escollit com a exemple. Tal com s'ha explicat en el capítol anterior, la rutina de MATLAB genera moltes combinacions vàlides per als valors de llargada de les línies. Malgrat això, en el present treball només es mostra una d'elles per tal de ser breus i concisos amb els resultats obtinguts i així extrapolar-los a qualsevol disseny sortit de la rutina programada.

Val a dir també que es van voler donar quatre exemples de BALUN, un per cada quadrant polar i que, tal com es podrà observar, el que es presenta seguidament és el corresponent al quart quadrant - això és, que el coeficient de reflexió associat a la càrrega que s'està adaptant es troba en mòdul normalitzat entre els valors de 0 i 1 i en fase entre 270° i 360°.

A més a més, tots els dissenys que s'han implementat i dissenyat són compactes: cap de les seves respectives llargades de línia supera el valor a la freqüència de disseny de

$$l \leq \frac{\lambda}{8}$$

És més, en molts dissenys confeccionats i particularment el que es mostra a continuació, aquesta restricció s'ha fet encara més restrictiva per assegurar que aquestes llargades no superen el valor de

$$l \leq \frac{\lambda}{16}$$

D'altra banda, els ponts d'equipotencialitat (o també en anglès anomenats air-bridges) es fan servir en tots els dissenys BALUN. Aquests es poden distingir en els esquemes de cada disseny com a 3 línies de color groc perpendiculars al conductor central i als plans de massa. El canvi de color denota simplement que estan a una altra capa respecte la resta del disseny. En quant a les simulacions electromagnètiques de Momentum, els ponts d'equipotencialitat tenen unes dimensions rectangulars de 25 x 300 μm . Això es diu perquè, un cop fabricats els dispositius BALUN, els ponts d'equipotencialitat es fan utilitzant tècniques de 'bonding' i poden no tenir exactament aquestes mesures.

4.2.1 Valors numèrics

Mòdul i fase del coeficient de reflexió al pla de la "te"

$$|\rho_{0_1}| = 0.84$$

$$\text{ang}(\rho_{0_1}) = 310^\circ$$

Aquests valors donen una impedància associada no-normalitzada de

$$Z_L(\rho_{0_1}) = Z_{0_1}(0.64279 - j 0.76604) \Omega$$

Tenim per tant unes llargades i respectives impedàncies associades de

$$l_{e_1} = 1721 \mu\text{m}$$

$$Z_{e_1} = -j 137.1527 \Omega$$

$$l_{o_2} = 1544 \mu\text{m}$$

$$Z_{o_2} = j 20.2655 \Omega$$

$$l_{e_4} = 3084 \mu\text{m}$$

$$Z_{e_4} = -j 70.1134 \Omega$$

$$l_{o_4} = 3864 \mu\text{m}$$

$$Z_{o_4} = j 61.2655 \Omega$$

4.2.2 Esquema

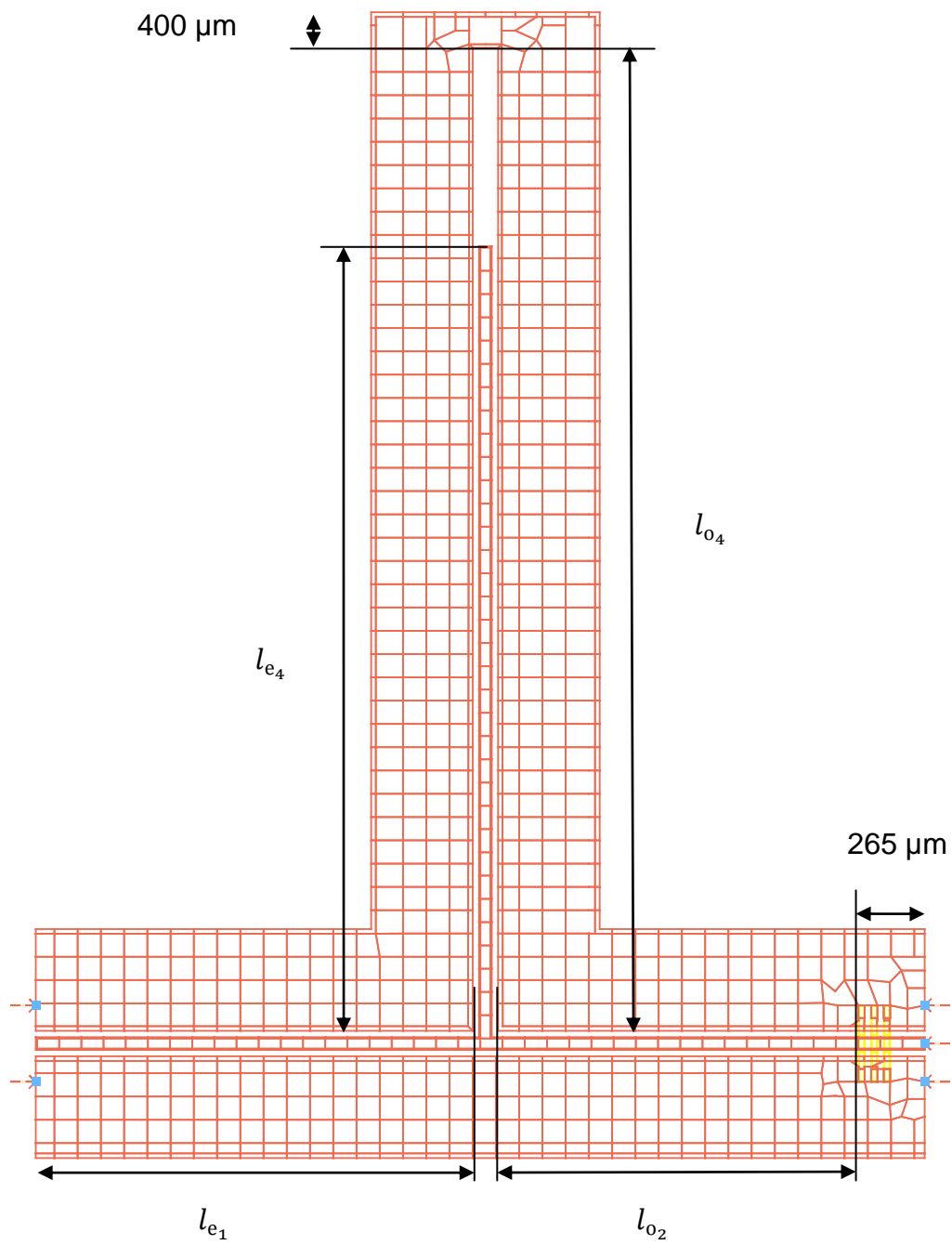


Figura 4.5: Esquema del disseny del BALUN simple amb mesures més rellevants.

4.2.3 Model circuital i comparació amb les simulacions de Momentum

En el present treball s'ha trobat oportú fer una comparativa dels resultats de les simulacions electromagnètiques amb el seu model circuital per tal de validar els resultats obtinguts amb el programa ADS. Per tal d'aconseguir això, simplement s'ha comparat el model circuital fent ús del dispositiu de 8 portes anomenat 's_model.s8p' per modelar el comportament de la "te" coplanar amb la simulació electromagnètica de Momentum.

Tal com es mostra a la Fig. 4.6, s'ha utilitzat també dispositius de paràmetres S de 2 portes per modelar el comportament de les línies de transmissió del BALUN. Val la pena comentar que per ajustar les llargades finals s'ha fet ús de l'eina "tunning" d'ADS - la variable $\{t\}$ denota el tuning (o ajust) utilitzat.

Just després de la Fig. 4.6 s'exposen els resultats de les simulacions sense pèrdues (Figs. 4.7, 4.8, 4.9 i 4.10) i amb pèrdues (Figs. 4.11, 4.12, 4.13 i 4.14). Una breu conclusió dels resultats obtinguts tanca aquesta secció.

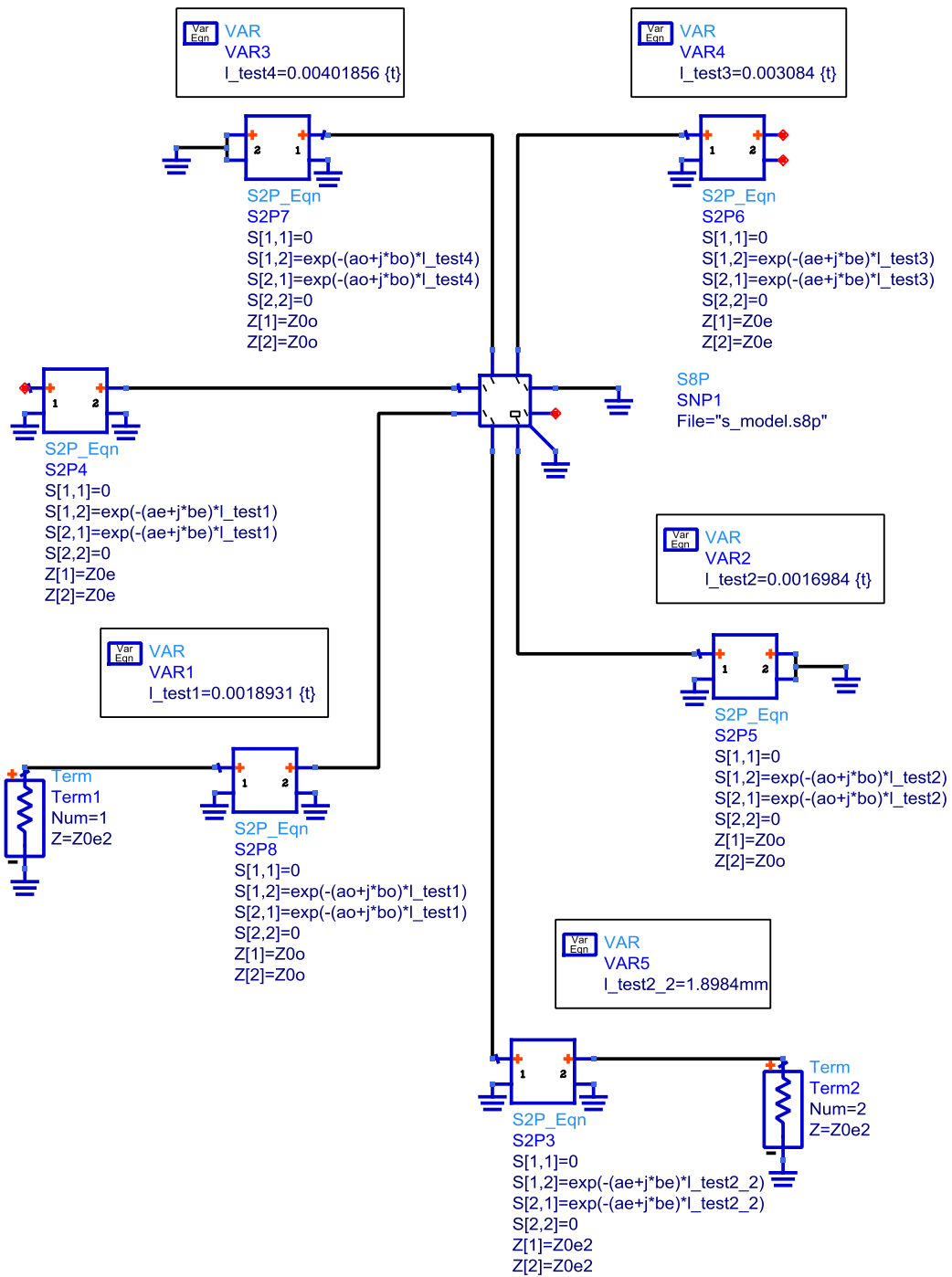


Figura 4.6: Model circuital equivalent al disseny BALUN simple.

A continuació es mostren els resultats de les simulacions sense pèrdues, és a dir, considerant materials ideals. La nomenclatura utilitzada és: en vermell es mostra la simulació del model circuital i en blau el resultat de Momentum (simulació electromagnètica).

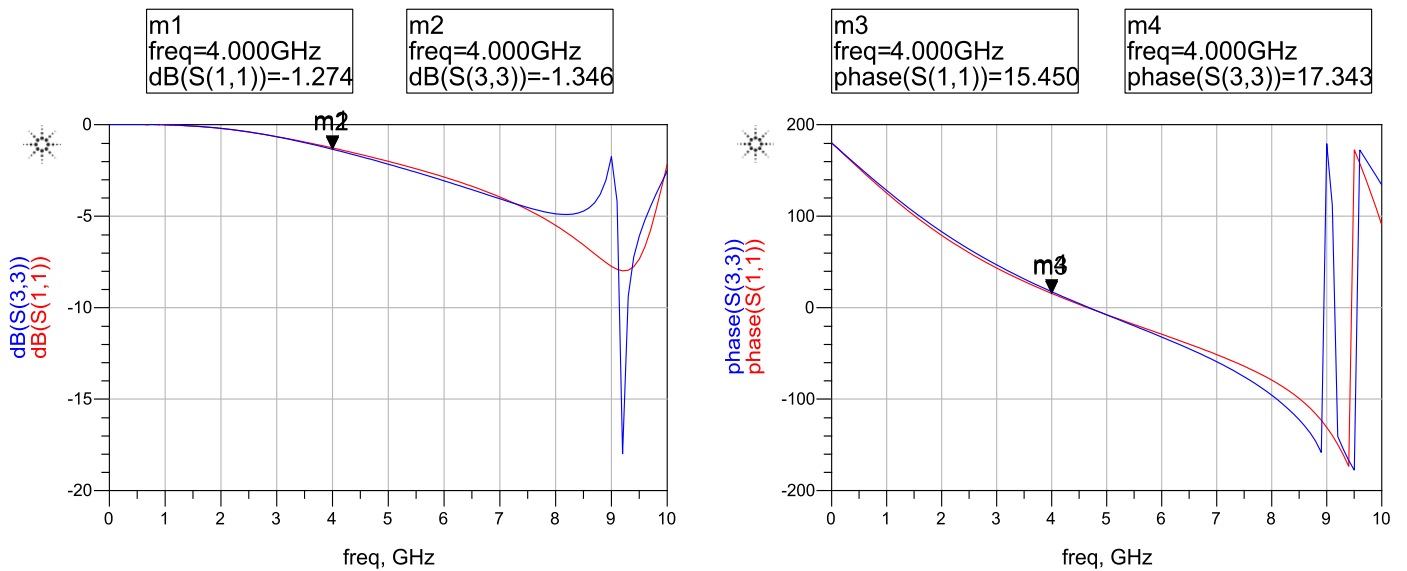


Figura 4.7: Disseny BALUN simple - Resultats de Momentum i model circuital. Paràmetre S_{11} . Simulació sense pèrdues.

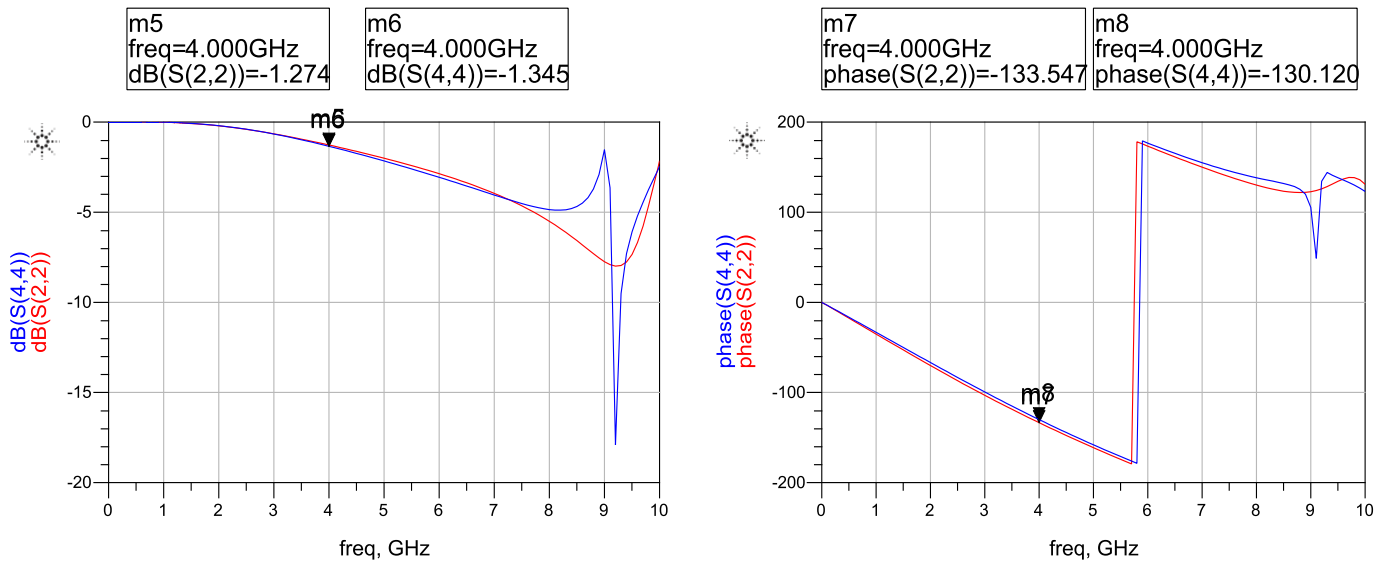


Figura 4.8: Disseny BALUN simple - Resultats de Momentum i model circuital. Paràmetre S_{22} . Simulació sense pèrdues.

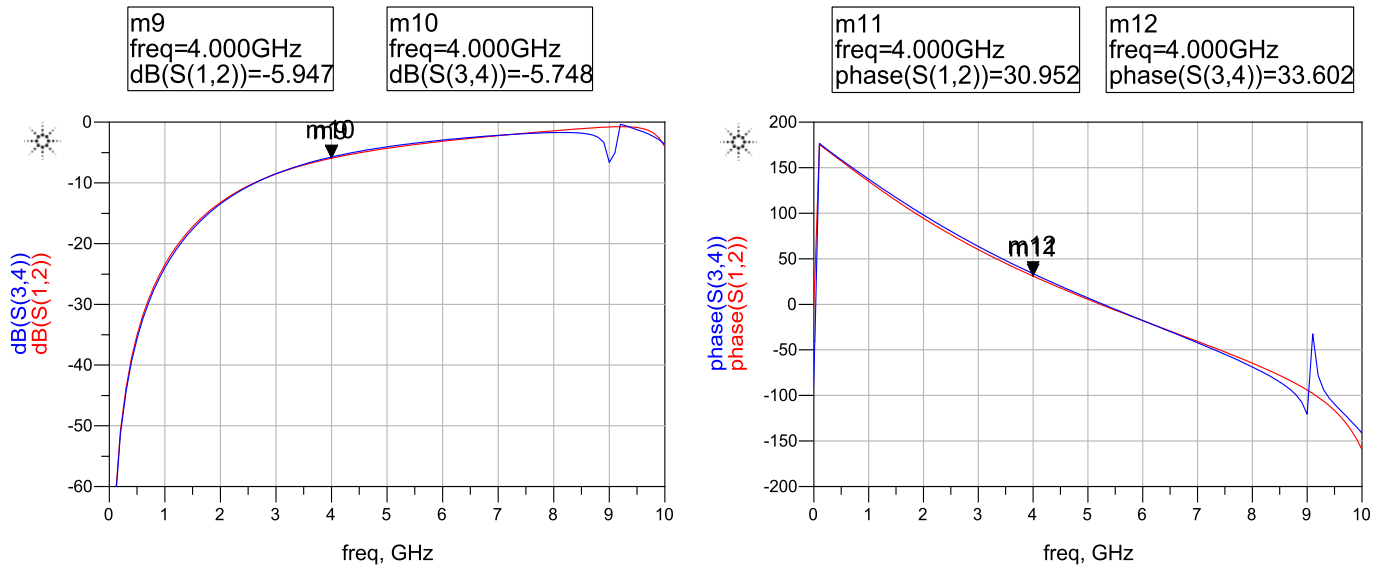


Figura 4.9: Disseny BALUN simple - Resultats de Momentum i model circuital. Paràmetre $S_{12} = S_{21}$. Simulació sense pèrdues.

Es va trobar oportú també comprovar el test de passivitat sense pèrdues. Els resultats es mostren a continuació i s'analitzen més endavant dins de l'apartat de conclusions.

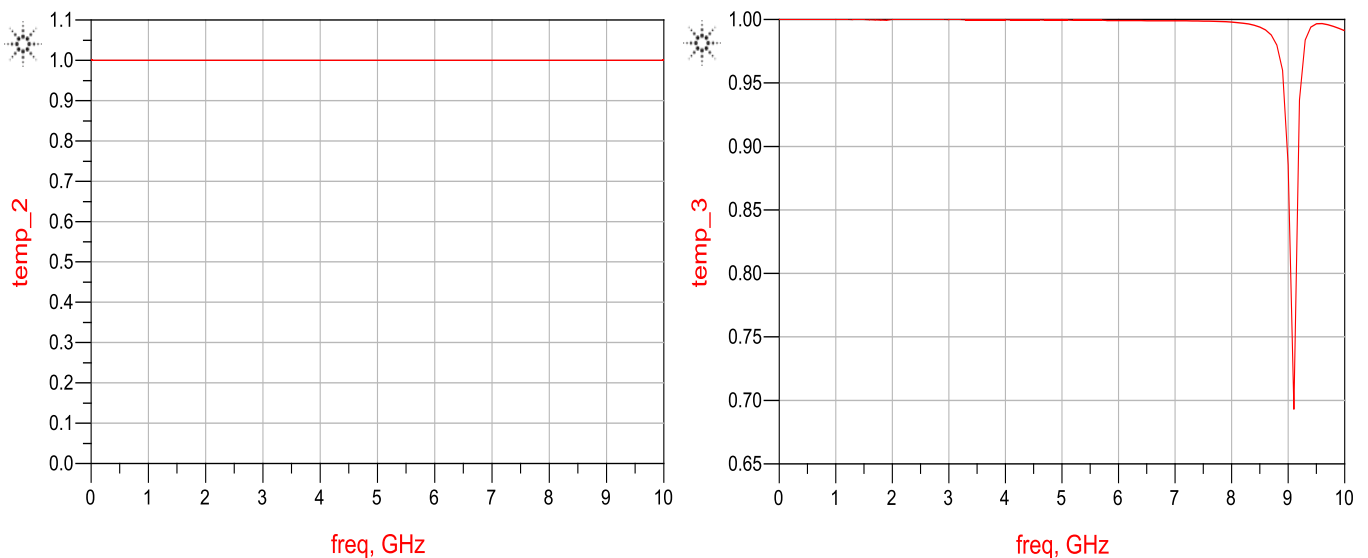


Figura 4.10: Test de passivitat sense pèrdues on cada variable respon a

$$\text{temp_2} = |S_{11}|^2 + |S_{12}|^2$$

$$\text{temp_3} = |S_{33}|^2 + |S_{34}|^2$$

En segon lloc s'exposen els resultats de les simulacions amb pèrdues.

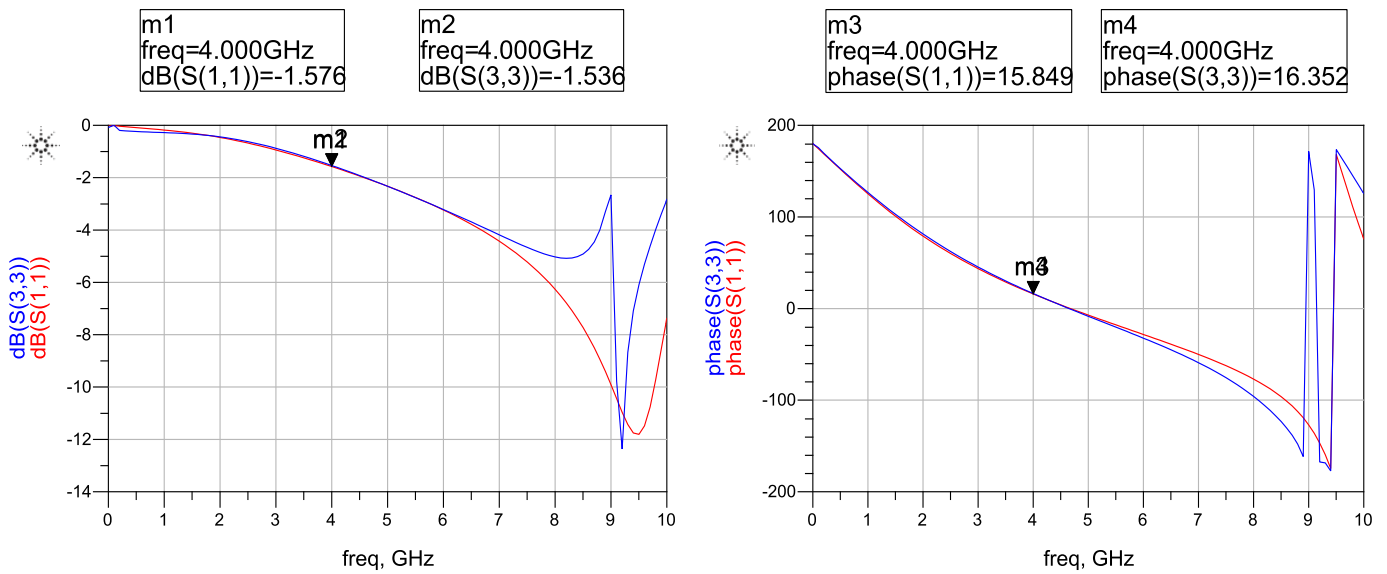


Figura 4.11: Disseny BALUN simple - Resultats de Momentum i model circuital. Paràmetre S_{11} . Simulació amb pèrdues.

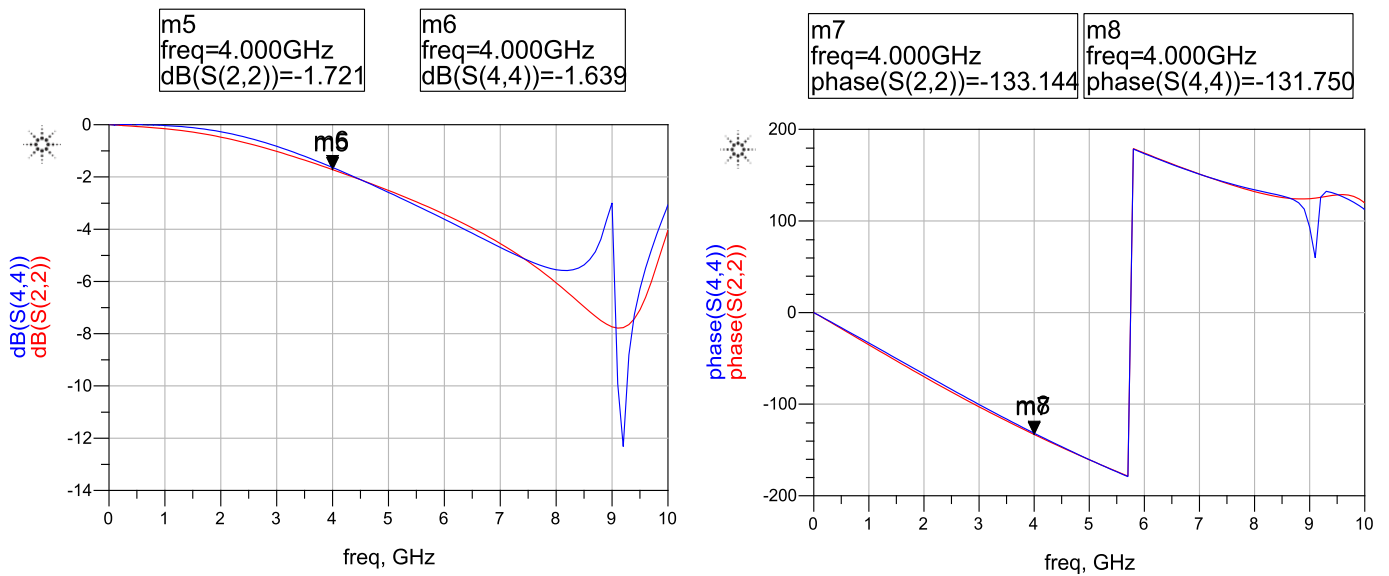


Figura 4.12: Disseny BALUN simple - Resultats de Momentum i model circuital. Paràmetre S_{22} . Simulació amb pèrdues.

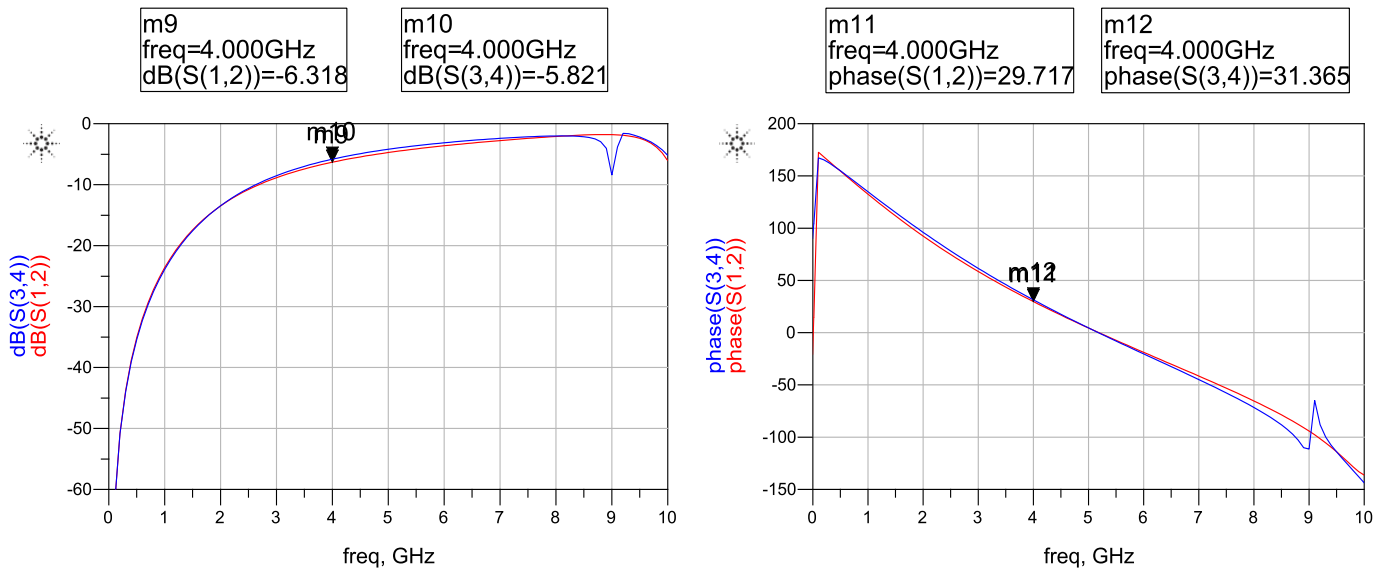


Figura 4.13: Disseny BALUN simple - Resultats de Momentum i model circuital. Paràmetre $S_{12} = S_{21}$. Simulació amb pèrdues.

Anàlogament al cas de les simulacions sense pèrdues, també es va passar el test de passivitat amb pèrdues per aquest conjunt de simulacions. Els resultats es mostren a continuació i també es comenten tot seguit en l'apartat de conclusions.

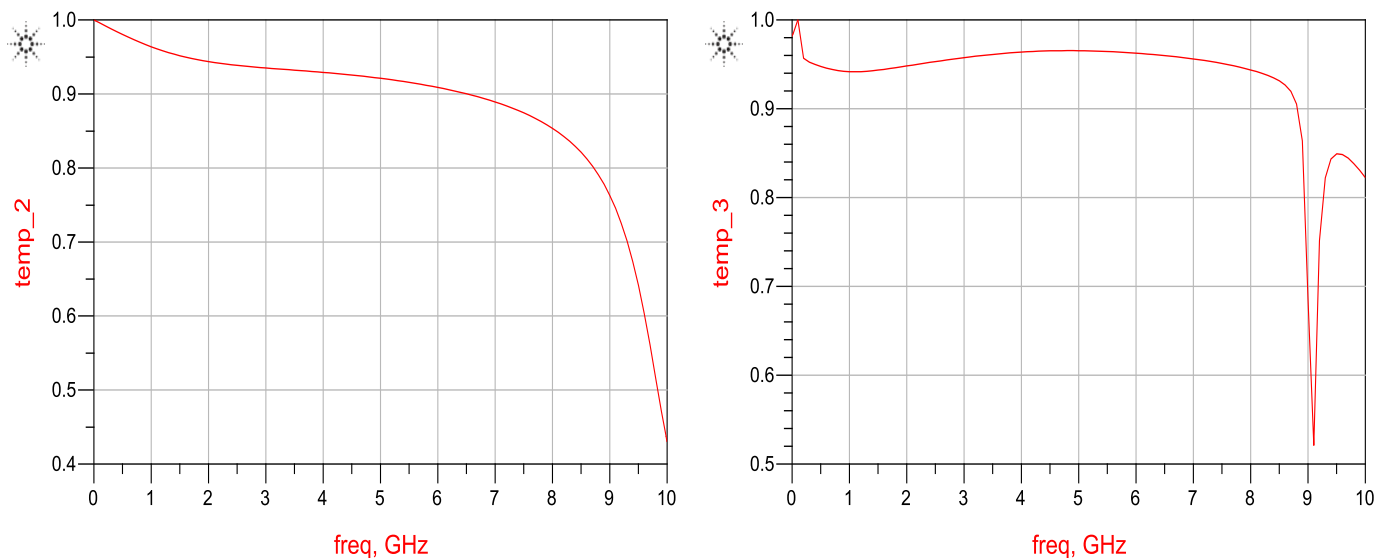


Figura 4.14: Test de passivitat sense pèrdues on cada variable respon a

$$\text{temp_2} = |S_{11}|^2 + |S_{12}|^2$$

$$\text{temp_3} = |S_{33}|^2 + |S_{34}|^2$$

Conclusions:

Tant les simulacions electromagnètiques amb pèrdues com les sense pèrdues s'ajusten perfectament a les seves respectives simulacions circuitals entre les freqüències de 1 MHz i 8 GHz (incloent-hi valors quasi exactes per a la freqüència de disseny de 4 GHz). En canvi, s'observen comportaments erronis en totes les simulacions de Momentum (en blau) per a freqüències altes: això és, freqüències entre 8,5 GHz i 10 GHz. Aquests desajustaments s'atribueixen al mode espuri de plaques paral·leles generat a quasi bé la freqüència doble de disseny. Val a dir que en les simulacions amb pèrdues també pot tenir una component afegida de radiació electromagnètica.

D'altra banda, comentar que ambdós tests de passivitat sense pèrdues són satisfactoris malgrat l'efecte de les distorsions a la freqüència aproximada de 9 GHz: mòdul exactament igual a 1 per a les simulacions sense pèrdues i una caiguda sostinguda en mòdul per a les simulacions amb pèrdues. Per a la freqüència de 9 GHz però, no es compleix el test de passivitat sense pèrdues degut a radiació, doncs són simulacions totes fetes sense pèrdues.

4.3.1 Model circuital i comparació amb les simulacions de Momentum

Com en el cas anterior, també s'ha fet una comparativa entre el model circuital i les simulacions electromagnètiques. Per tal d'aconseguir-ho, s'ha disposat del diagrama mostrat anterior en la Fig. 4.6 i la seva imatge especular.

Cal remarcar que s'ha fet ús d'un transformador de fases (TF en la Fig. 4.16) per tal de desfasar la fase d'un 180° respecte l'altre ja que al ser una imatge especular de l'altra aquesta última estarà desfasada 180° . Aquest dispositiu s'ha col·locat, com no podria ser d'una altra manera, al bell mig del conjunt format per totes dues imatges especulars. Per tant, la variable l_{half} és constant i de valor $100 \mu\text{m}$.

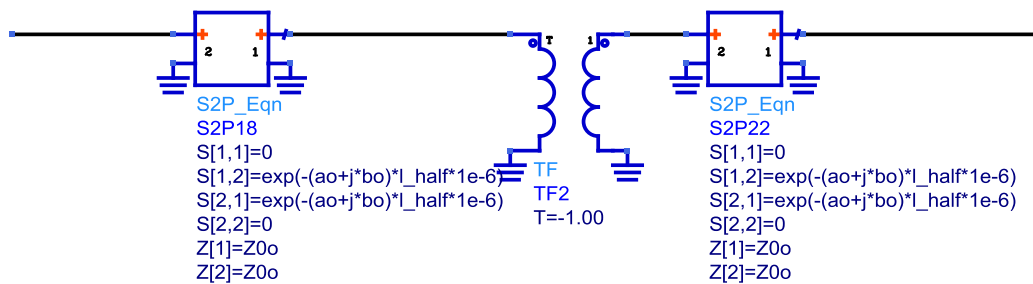


Figura 4.16: Detall del transformador de fases (TF) utilitzat en el model circuital del disseny BALUN Back-to-Back.

Tot seguit s'exposen les simulacions sense pèrdues (Figs. 4.17 i 4.18) i amb pèrdues (Figs. 4.19 i 4.20) del disseny BALUN en configuració Back-to-Back. Les simulacions del paràmetre S_{22} així com les del paràmetre S_{21} no es mostren ja que són idèntiques a les respectives simulacions de S_{11} i S_{12} .

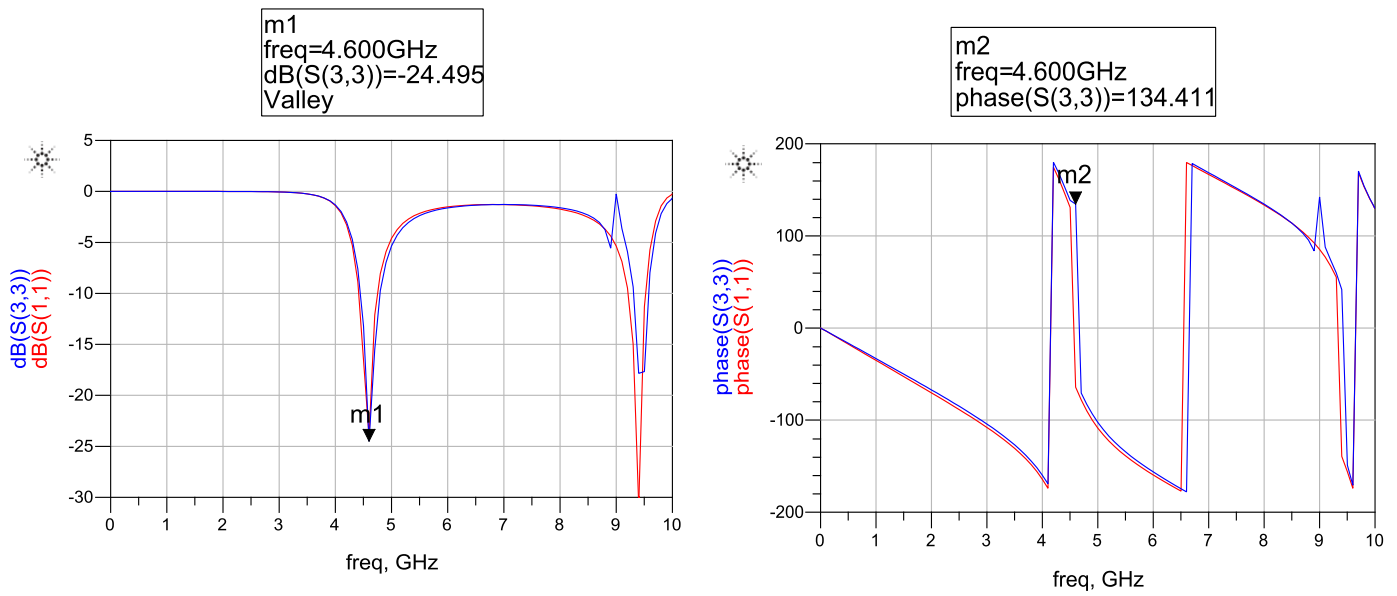


Figura 4.17: Disseny BALUN Back-to-Back - Resultats de Momentum i model circuital. Paràmetre S_{11} . Simulació sense pèrdues.

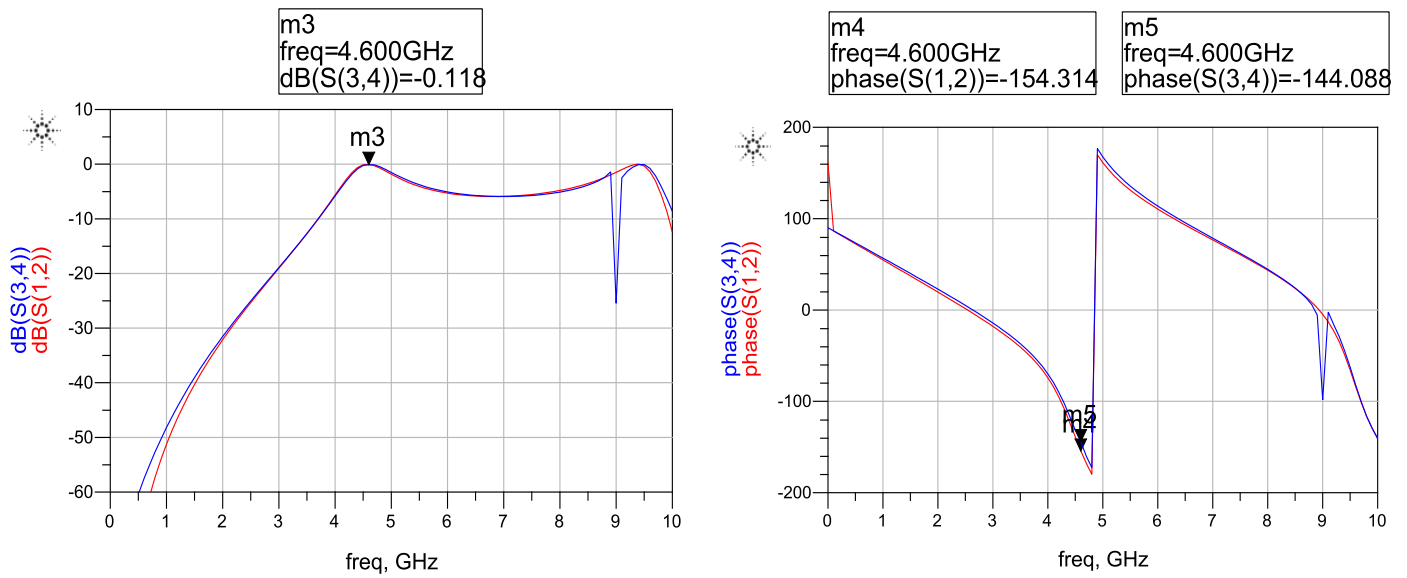


Figura 4.18: Disseny BALUN Back-to-Back - Resultats de Momentum i model circuital. Paràmetre $S_{12} = S_{21}$. Simulació sense pèrdues.

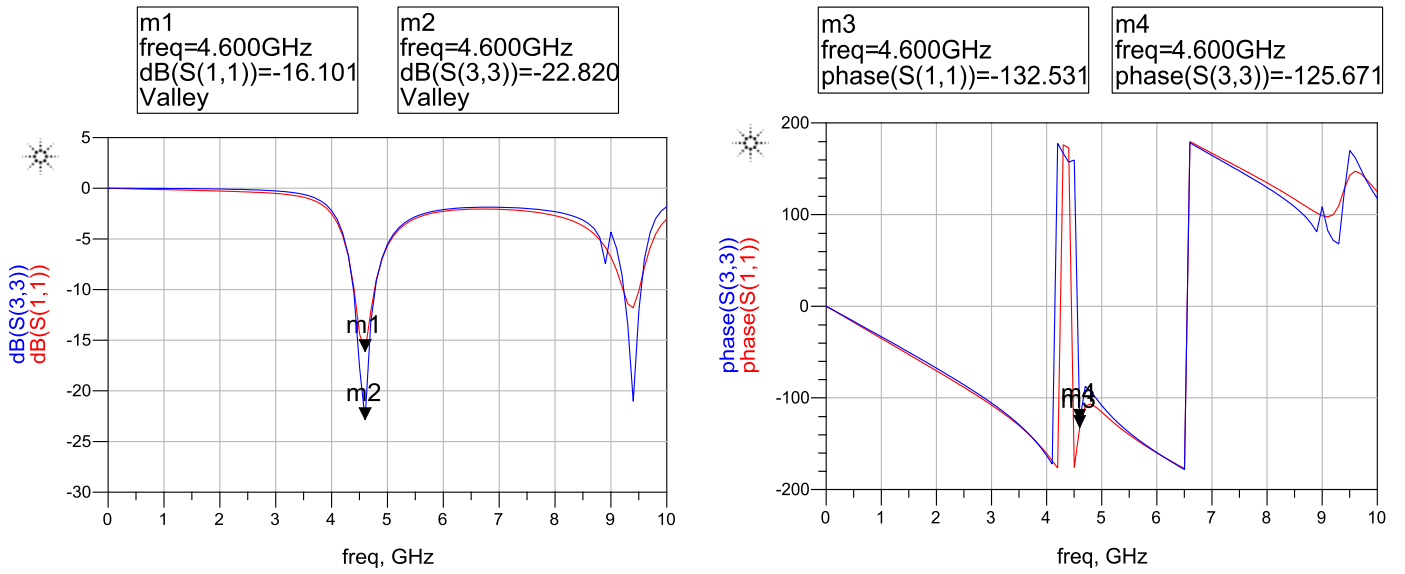


Figura 4.19: Disseny BALUN Back-to-Back - Resultats de Momentum i model circuital. Paràmetre S_{11} . Simulació amb pèrdues.

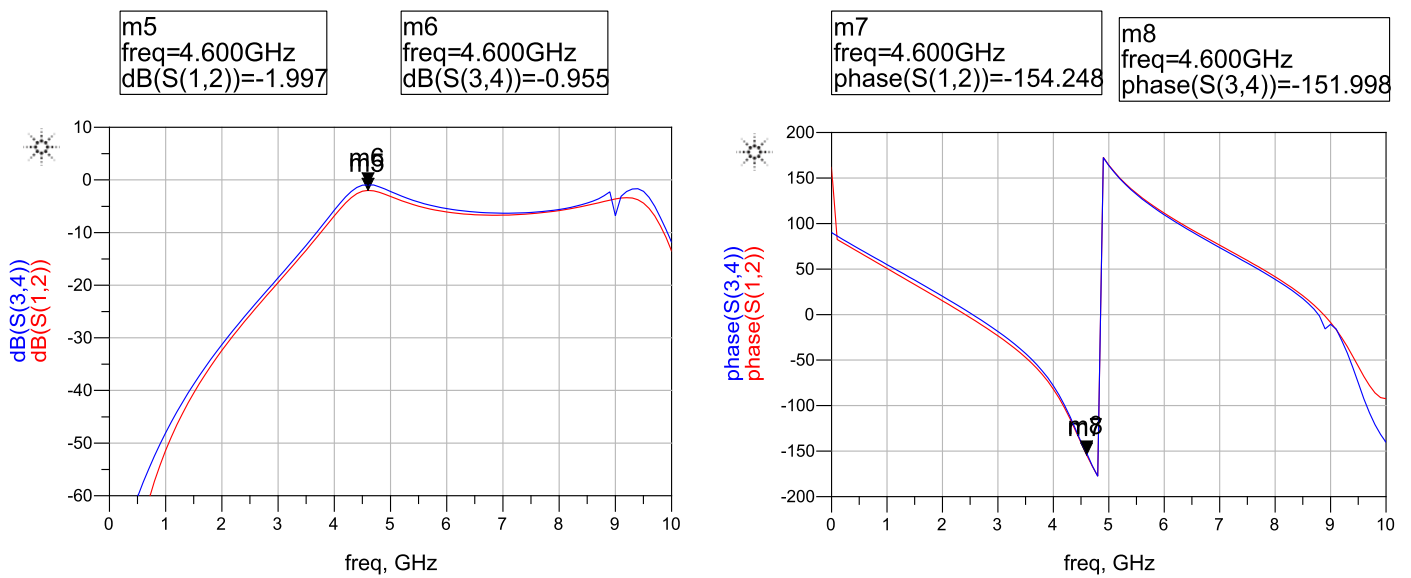


Figura 4.20: Disseny BALUN Back-to-Back - Resultats de Momentum i model circuital. Paràmetre $S_{12} = S_{21}$. Simulació amb pèrdues.

Conclusions:

La primera conclusió que s'extreu de les anteriors figures és que, tot i haver dissenyat aquests dissenys a la freqüència de 4 GHz, aquesta s'ha desplaçat a exactament 4,6 GHz. Això és degut al tram de línia slotline de 200 μm , valor triat al atzar precisament per no solapar els dos BALUNs connectats en cascada. Aquesta llargada arbitrària provoca un desplaçament del coeficient de reflexió a l'entrada del BALUN, que alhora provoca un desplaçament en freqüència del pic d'adaptació.

Malgrat això, les simulacions s'ajusten perfectament tant en mòdul com en fase per a tots els paràmetres de reflexió i transmissió a excepció d'una discrepància en mòdul del paràmetre S11 en les simulacions amb pèrdues d' aproximadament 6,7 dB i de 1 dB en el seu respectiu paràmetre de transmissió S12.

4.4 BALUN simple adaptat a una càrrega resistiva

El disseny en aquest cas és quasi bé idèntic a l'utilitzat pel BALUN simple. L'única diferència és el suport que s'ha dissenyat per poder encabir la resistència i la línia slotline addicional que connecta el dispositiu amb la càrrega.

El perquè d'aquests dos nous elements és ben senzill: cal assegurar que el punt de mesura és el que nosaltres desitgem i que està suficientment allunyat del BALUN en si per no causar interferències i/o modificacions del propi disseny en la fabricació.

4.4.1 Valors numèrics

El tipus de resistència utilitzada com a càrrega del BALUN ha estat SMD de valor 1 k Ω , la simulació de la qual s'ha presentat a l'apartat 3.4. Val a dir que, com en els casos anteriors, la freqüència d'aquest disseny és també 4 GHz.

A continuació es mostren les dimensions del disseny escollit.

$$|\rho_{0_1}| = 0.905$$

$$\text{ang}(\rho_{0_1}) = 336.566^\circ$$

A l'apartat 3.4 s'ha explicat amb més detall com s'ha obtingut aquesta combinació de valors de coeficient de reflexió. Aquests, en aquest cas donen una impedància associada no-normalitzada de

$$Z_L(\rho_{0_1}) = Z_{0_{O1}}(0.83035 - j 0.35991) \Omega$$

Tenim per tant unes llargades i respectives impedàncies associades per al nostre disseny de

$$l_{e_1} = 1200 \mu\text{m}$$

$$Z_{e_1} = -j 200.5063 \Omega$$

$$l_{o_2} = 2200 \mu\text{m}$$

$$Z_{o_2} = j 29.853 \Omega$$

$$l_{e_4} = 1940 \mu\text{m}$$

$$Z_{e_4} = -j 120.4278 \Omega$$

$$l_{o_4} = 3442 \mu\text{m}$$

$$Z_{o_4} = j 51.7831 \Omega$$

4.4.2 Esquema

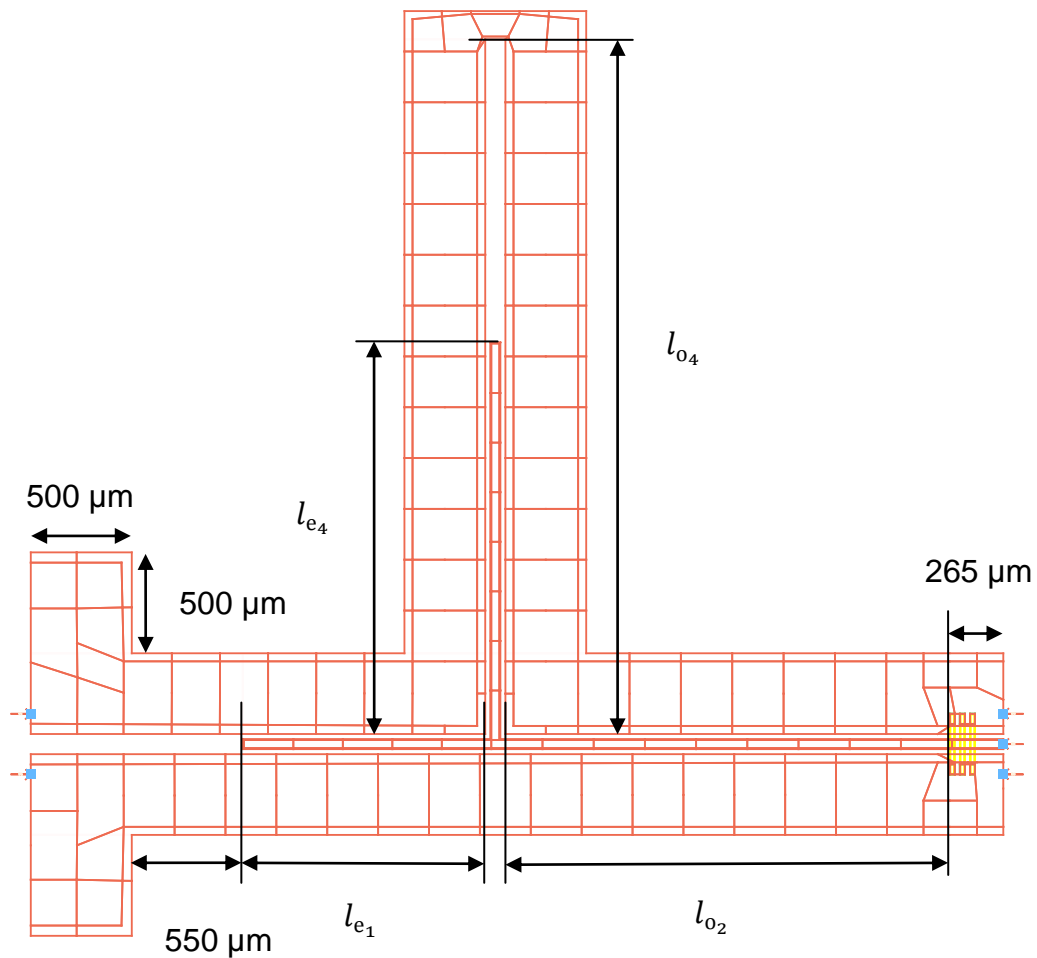


Figura 4.21: Esquema del disseny del BALUN simple adaptat a una càrrega amb mesures més rellevants.

4.4.3 Model circuital i comparació amb les simulacions de Momentum

El model circuital utilitzat en aquest cas és exactament el mateix utilitzat per al BALUN simple amb només dues diferències:

1. S'hi ha afegit un tram de línia extra per modelar el tram de línia slotline entre la base per soldar la càrrega i l_{e_1} .
2. En comptes d'un Term de mesura a la porta 1 s'hi ha connectat el model circuital equivalent de la càrrega disponible en el laboratori.

Les citades diferències es poden observar molt fàcilment en la següent Fig. 4.22, on es mostra el model circuital utilitzat pel disseny BALUN simple adaptat a una càrrega.

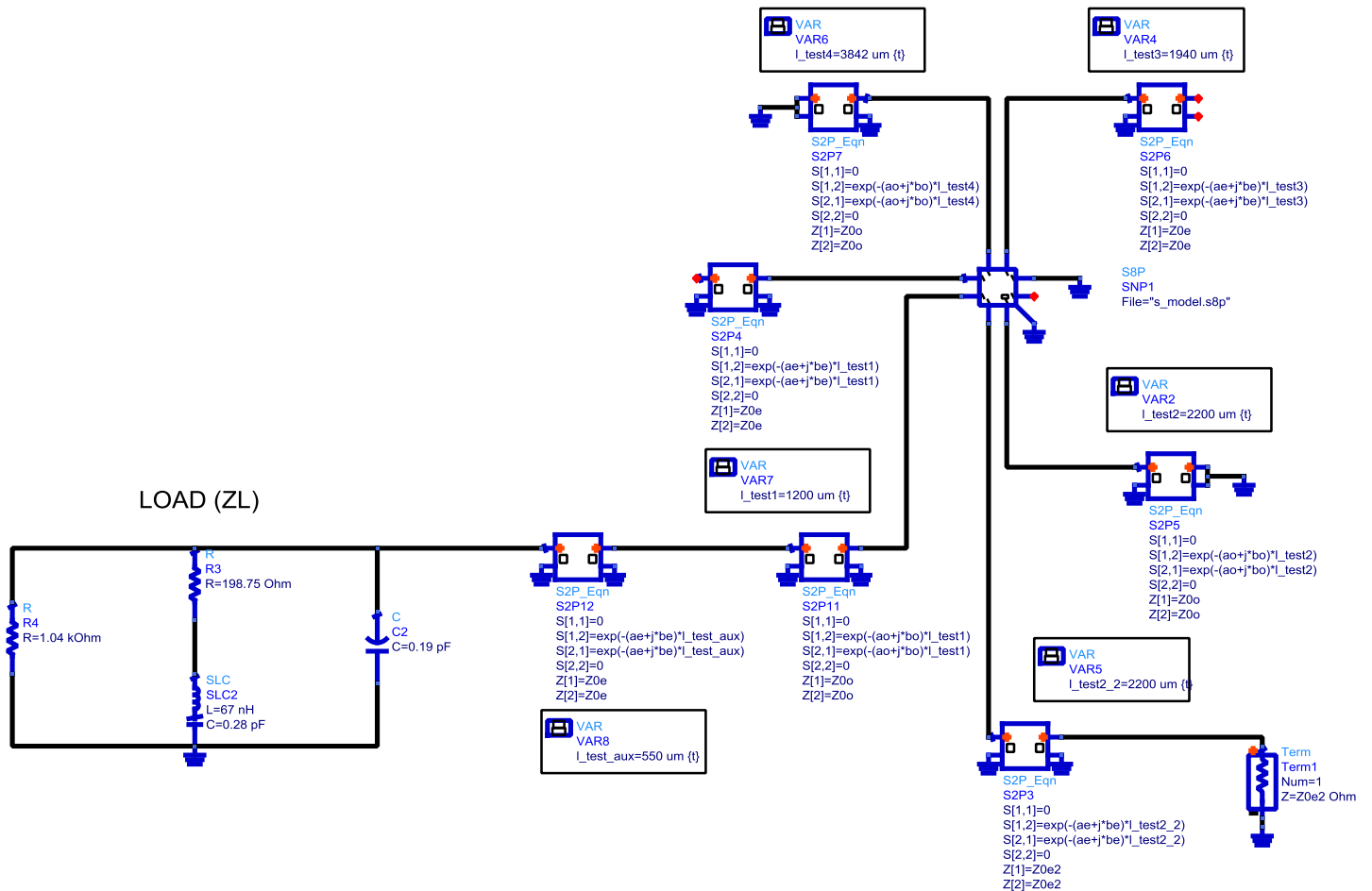


Figura 4.22: Model circuital equivalent al disseny BALUN simple adaptat a càrrega.

En la Fig. 4.23 es pot observar la comparativa del model circuital (traç de color vermell) en mòdul i fase del disseny BALUN adaptat a càrrega amb la seva simulació electromagnètica de Momentum (traç de color blau). Només es mostren les simulacions sense pèrdues ja que aquestes són idèntiques a les simulacions amb pèrdues.

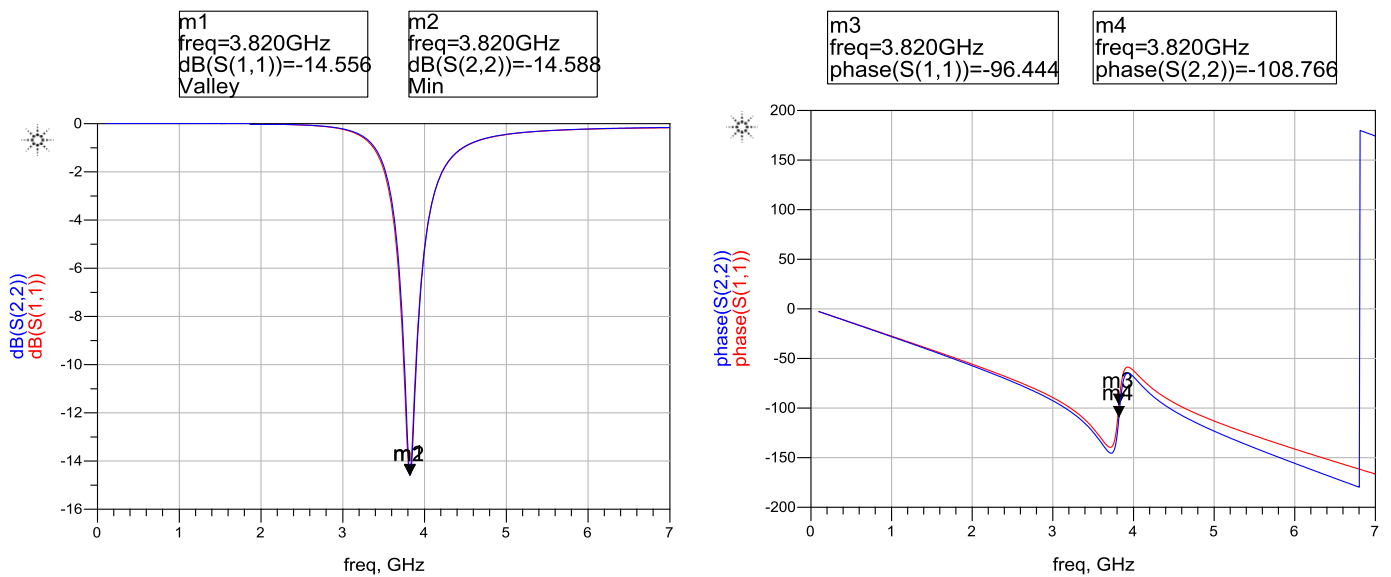


Figura 4.23: Disseny BALUN simple adaptat a càrrega - Resultats de Momentum i model circuital. Paràmetre S_{11} . Simulació sense pèrdues.

Conclusions:

La primera conclusió que podem extreure dels resultats obtinguts és que, malgrat el BALUN ha estat dissenyat a la freqüència de 4 GHz, aquest últim presenta adaptació a la freqüència de 3,820 GHz.

Malgrat aquest fet, en la figura anterior s'observa que l'ajust del model circuital a les simulacions electromagnètiques de Momentum és perfecte.

5. Resultats experimentals

En aquesta secció es presenten els resultats obtinguts en la comparativa de les simulacions amb les mesures efectuades al laboratori dels diferents dispositius explicats al capítol 4. A més a més, es comenten i comparen breument els resultats més destacats.

5.1 Línia de transmissió

A continuació es comparen els resultats de les simulacions electromagnètiques amb les mesures obtingudes al laboratori de les guies d'ona coplanar fabricades. Aquestes han estat, tal com es pot veure en l'annex F:

- 2 línies CPW de 4 mm, una pel mode even (Fig. 5.1) i l'altre pel mode odd.
- 2 línies CPW de 8 mm, una pel mode even (Fig. 5.2) i l'altre pel mode odd (Fig. 5.3).

Amb això, a continuació es mostren els resultats obtinguts on la gràfica de color vermell representa sempre la simulació electromagnètica de Momentum i la gràfica de color blau representa la mesura obtinguda al laboratori.

Per últim comentar que pel mode imparell (odd) només es mostren uns resultats ja que aquests il·lustren perfectament la dificultat de mesurar amb precisió el mode odd d'una guia d'ones multimodal i per no caure en redundància de resultats.

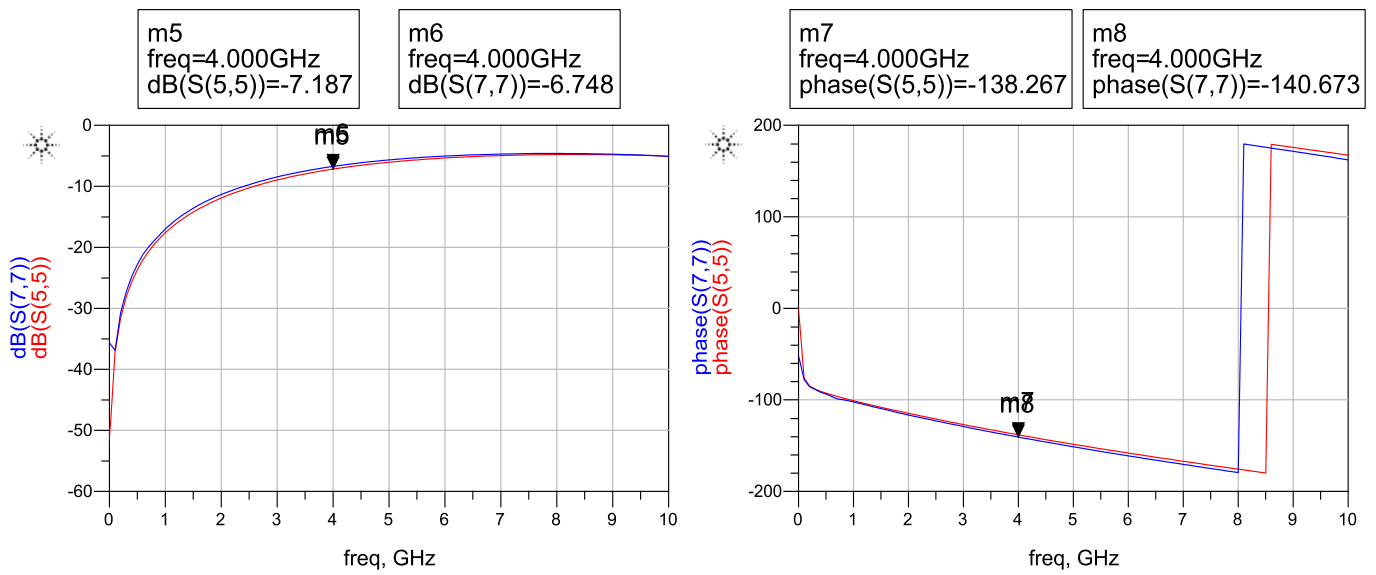


Figura 5.1: Mòdul i fase del coeficient de reflexió a l'entrada de la línia CPW de 4 mm per al mode parell (even)

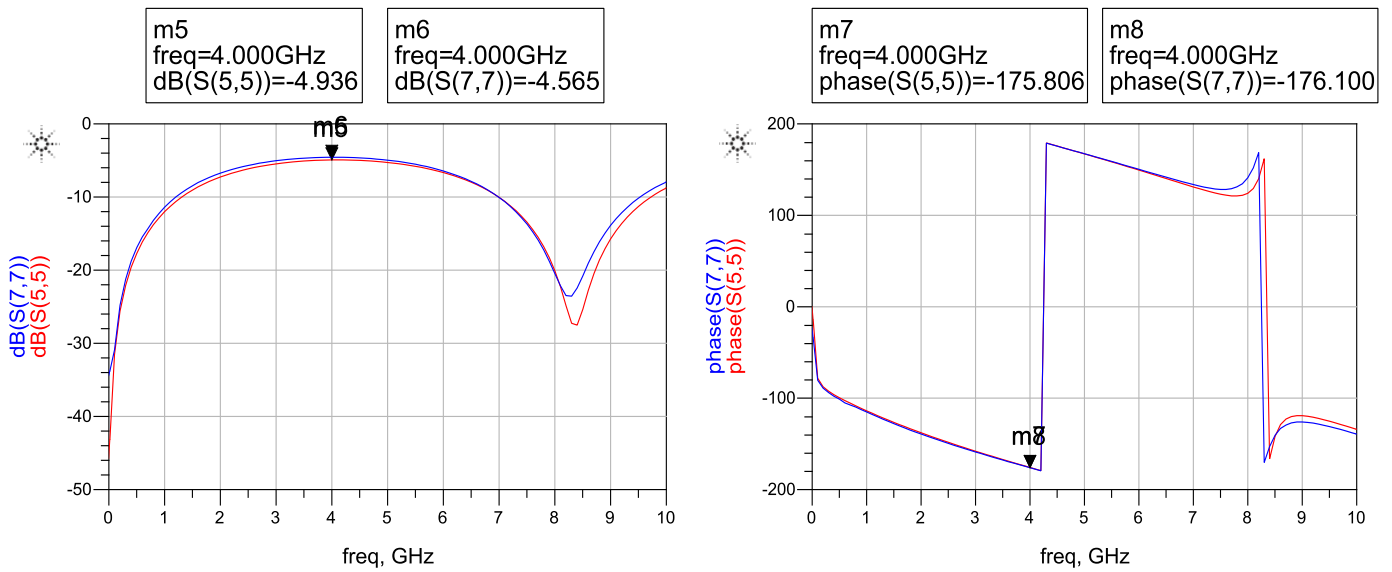


Figura 5.2: Mòdul i fase del coeficient de reflexió a l'entrada de la línia CPW de 8 mm per al mode parell (even)

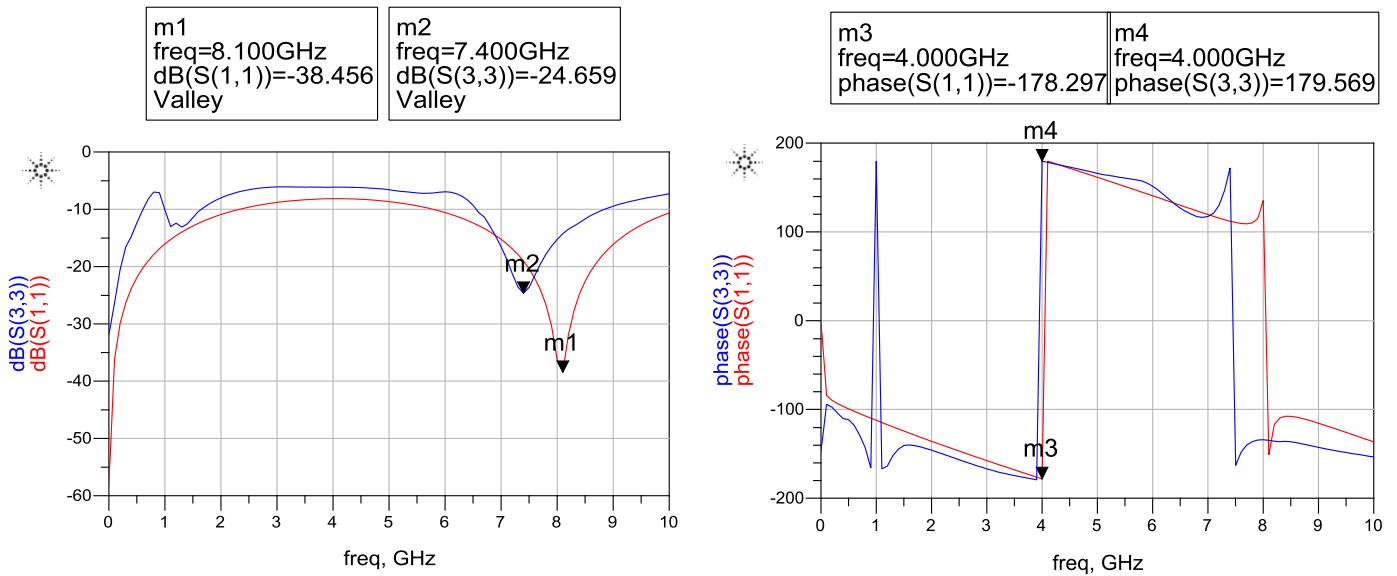


Figura 5.3: Mòdul i fase del coeficient de reflexió a l'entrada de la línia CPW de 8 mm per al mode senar (odd)

Conclusions:

La primera conclusió evident és que les simulacions per al mode parell s'ajusten de manera perfecte sense necessitat de cap ajust addicional utilitzant la eina de simulació.

Respecte a les simulacions del mode imparell, tal i com ja s'ha comentat anteriorment, les disparitats entre gràfiques responen a dos factors principals: el primer la diferència substancial entre paràmetres beta calculats i mesurats i el segon a la simple mesura del mode imparell, molt menys acurada i erràtica que en la del mode parell.

5.2 BALUN

A continuació es mostren els resultats obtinguts en les respectives simulacions del disseny BALUN escollit (descriu a l'apartat 4.2). Es comparen les simulacions electromagnètiques de Momentum i les del seu model circuital amb les mesures experimentalment al laboratori (veure Fig. 5.4 pel mòdul i Fig. 5.5 per la fase del paràmetre S_{11}).

En ambdues figures s'ha seguit la mateixa nomenclatura: el paràmetre S_{44} en vermell representa la simulació electromagnètica de Momentum obtinguda per al mateix disseny de BALUN simple. El paràmetre S_{1717} en negre representa la simulació del seu model circuital. Les altres tres representacions en blau, rosa i verd representen cada una un disseny de BALUN fabricat i mesurat diferent. La blava és el valor nominal del disseny, és a dir, amb les mesures tal i com s'han exposat en els gràfics i esquemes anteriors. Les altres dues (rosa i verd) són, respectivament, resultats de mesures recollides per a dissenys BALUN simple amb toleràncies: la rosa té un gap entre el conductor central i els plans de massa $5 \mu\text{m}$ més petit que el disseny nominal i la verda $5 \mu\text{m}$ més gran que el disseny nominal.

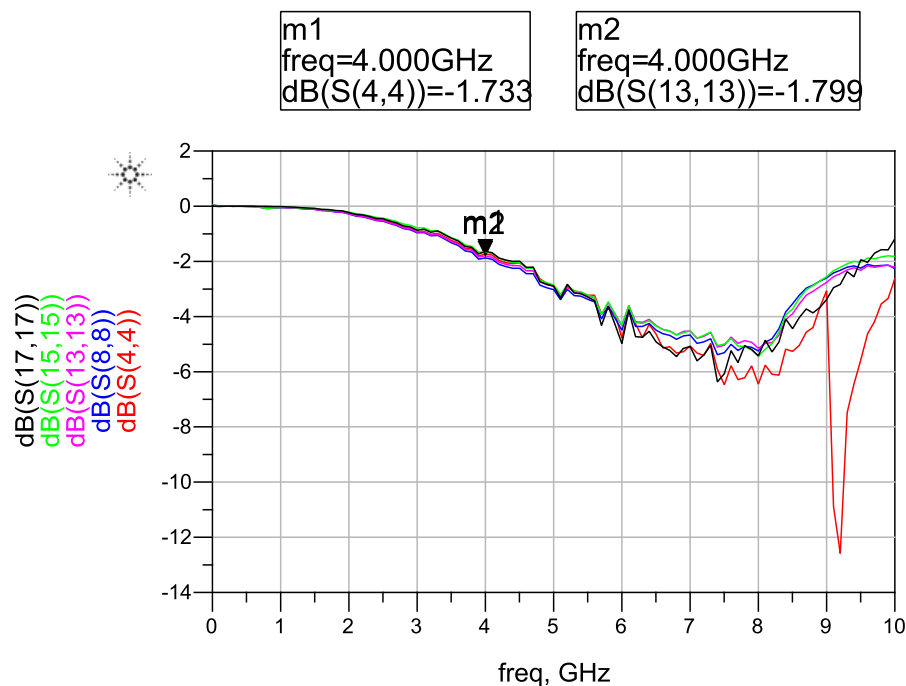


Figura 5.4: Disseny BALUN simple - Resultats obtinguts al laboratori comparats amb les simulacions electromagnètiques (S_{44}) i circuital (S_{1717}). Mòdul del paràmetre S_{11} . Simulació amb pèrdues. S_{88} , S_{1313} , S_{1515} són els resultats de les mesures de disseny nominal, tolerància positiva i tolerància negativa respectivament.

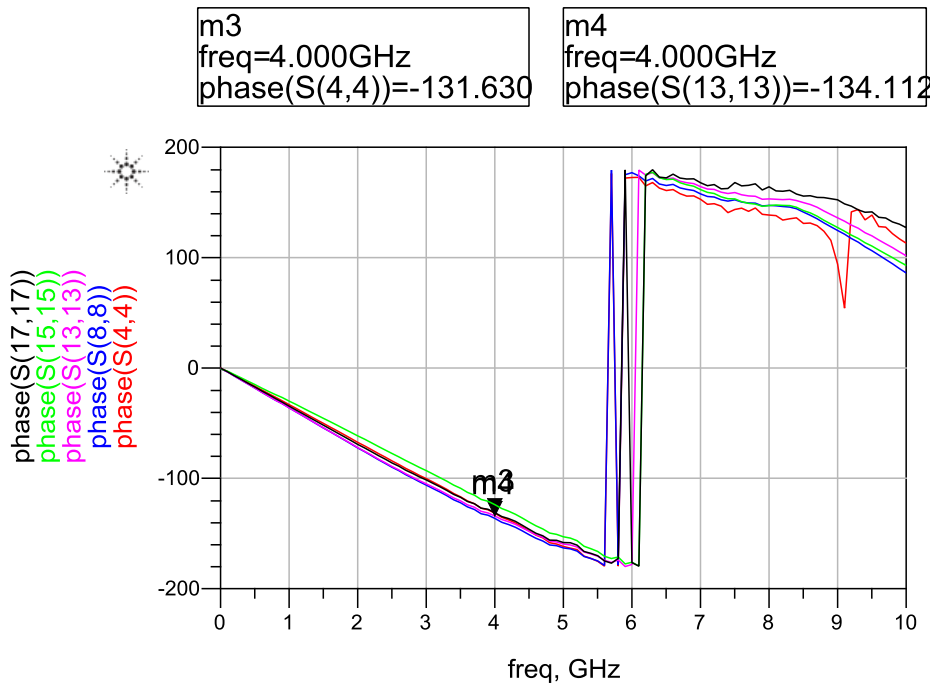


Figura 5.5: Disseny BALUN simple - Resultats obtinguts al laboratori comparats amb les de Momentum i amb el seu model circuital. Fase del paràmetre S_{11} . Simulació amb pèrdues. Nomenclatura idèntica a la utilitzada en la Fig. 5.4.

Conclusions:

Com bé s'observa en les dues anteriors figures, les discrepàncies entre simulacions electromagnètiques/circuitals i les obtingudes físicament al laboratori només es troben en les freqüències altes, allunyades de la nostra freqüència de disseny. Això és, a partir de 8 GHz (aproximadament el doble de la freqüència de disseny) es pot veure com el mode espuri de plaques paral·leles es genera. Per la resta de freqüències l'ajust és quasi bé perfecte per a tots 3 dissenys, encara que només s'hagi marcat un d'ells per obtenir valors numèrics.

Val la pena comentar també que l'arissat que s'observa en la Fig. 5.4 és degut a que el BALUN s'ha carregat amb un fitxer de dades extret de mesurar la impedància real que presenta la sonda utilitzada per a la mesura. Això provoca l'aparició d'aquest arissat però també que l'ajust de les gràfiques sigui perfecte entorn a la freqüència de disseny.

La utilització d'aquest fitxer de dades es pot observar en la Fig. 5.6, on es mostra com s'han obtingut la gràfica de la simulació electromagnètica de Momentum per comparar-la amb totes les altres.

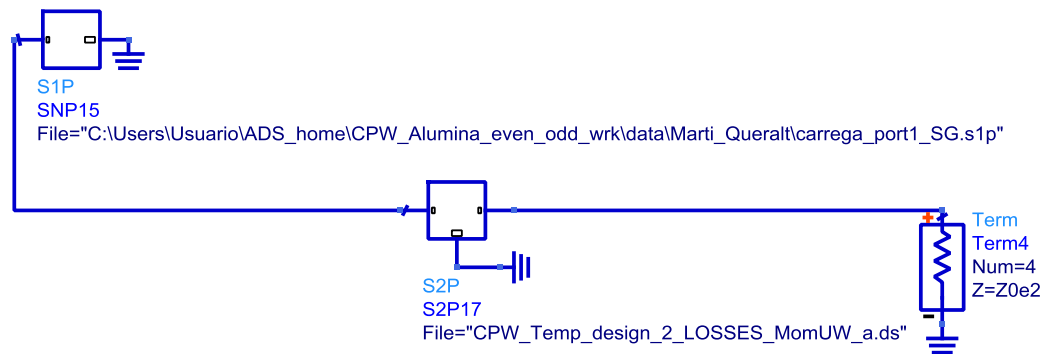


Figura 5.6: Exemple de com s'ha utilitzat el fitxer de dades que modela la impedància de la sonda SG utilitzada al laboratori.

5.3 BALUN Back-to-Back

Anàlogament al disseny del BALUN simple, els resultats de les simulacions per al BALUN Back-to-back es presenten a continuació. Tots ells fan referència al disseny comentat a la secció 4.3 d'aquesta memòria.

Les Figs. 5.7, 5.8, 5.9 i 5.10 s'interpreten de la següent manera: el paràmetre S_{11} en vermell representa la simulació del seu model circuital ajustat. El traç en negre representa la simulació electromagnètica de Momentum i les altres tres representacions en blau, rosa i verd mostren cada una els resultats d'un disseny de BALUN Back-to-Back fabricat diferent. La blava representa el valor nominal del disseny i les altres dues (rosa i verda) són, respectivament, resultats de mesures per a dissenys BALUN Back-to-Back amb toleràncies.

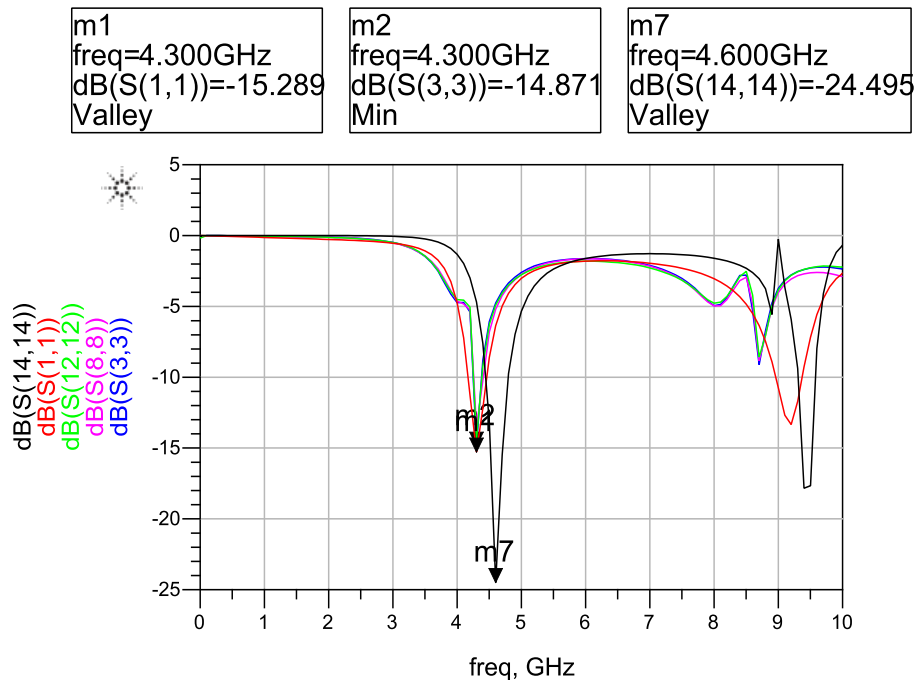


Figura 5.7: Disseny BALUN Back-to-Back - Resultats obtinguts al laboratori comparats amb les del seu model circuital i amb la simulació de Momentum. Mòdul del coeficient de reflexió. Simulació sense pèrdues. S_{11} model circuital ajustat. S_{1414} simulació de Momentum. S_{33} , S_{88} , i S_{1212} dissenys fabricats.

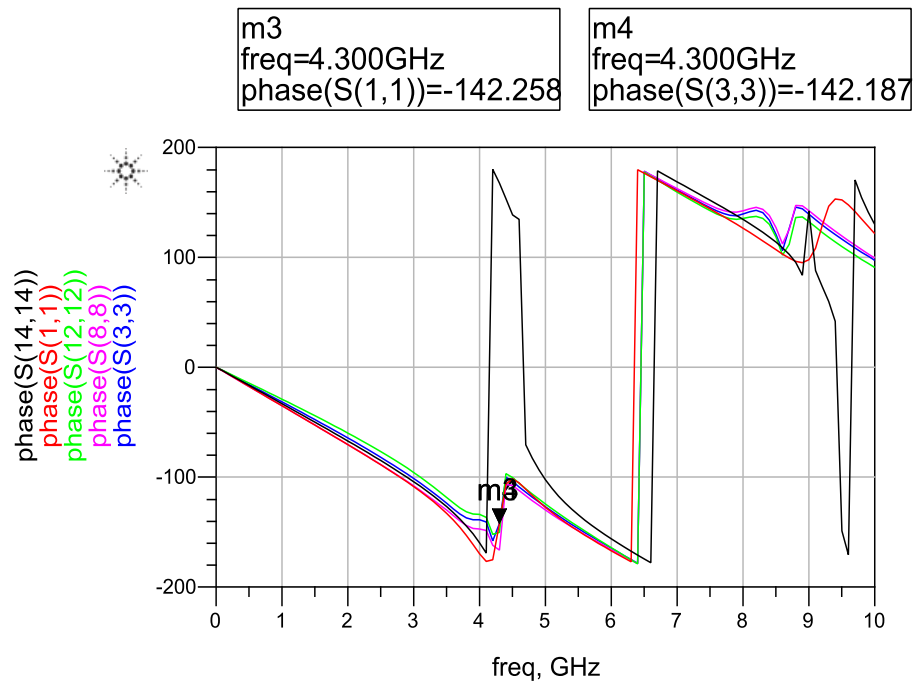


Figura 5.8: Disseny BALUN Back-to-Back - Resultats obtinguts al laboratori comparats amb les del seu model circuital i amb la simulació de Momentum. Fase del coeficient de reflexió. Simulació sense pèrdues. Nomenclatura idèntica a la utilitzada en la Fig. 5.7.

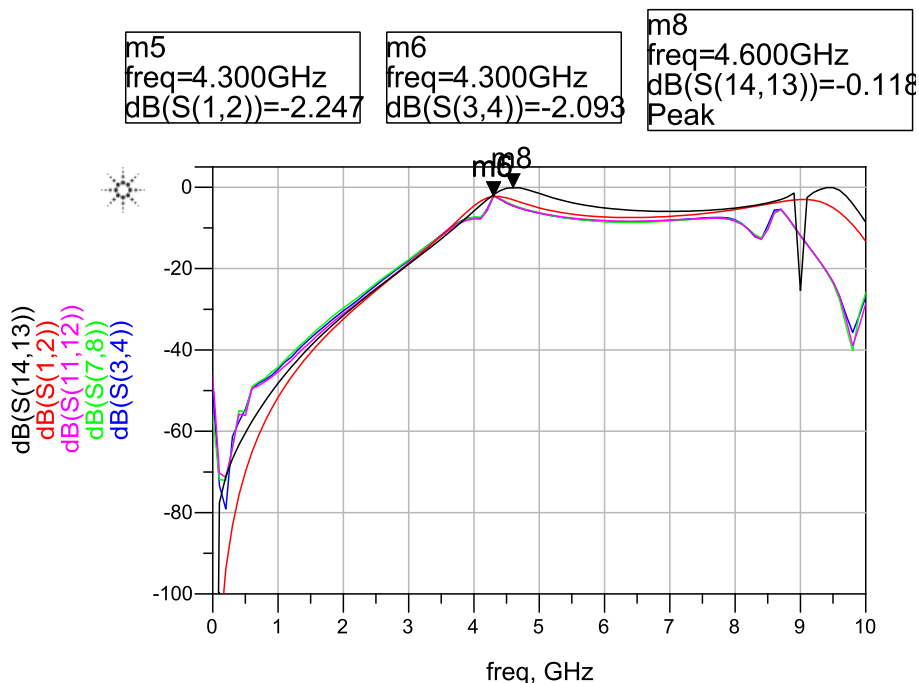


Figura 5.9: Disseny BALUN Back-to-Back - Resultats obtinguts al laboratori comparats amb les del seu model circuital i amb la simulació de Momentum. Mòdul del paràmetre de transmissió. Simulació sense pèrdues. Nomenclatura idèntica a la utilitzada en la Fig. 5.7.

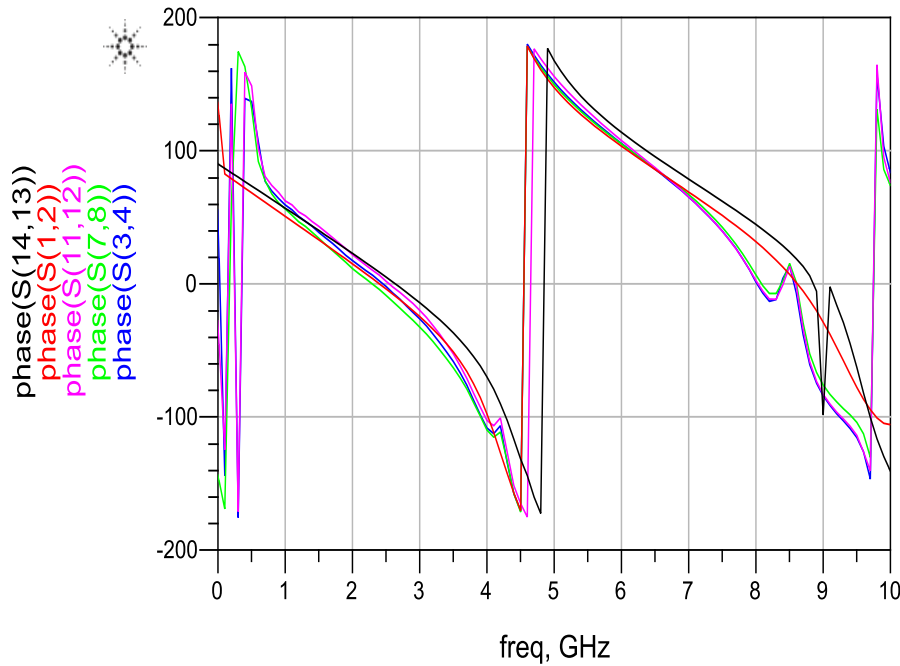


Figura 5.10: Disseny BALUN Back-to-Back - Resultats obtinguts al laboratori comparats amb les del seu model circuital i amb la simulació de Momentum. Fase del paràmetre de transmissió. Simulació sense pèrdues. Nomenclatura idèntica a la utilitzada en la Fig. 5.7.

Conclusions:

A mode de conclusió s'ha de comentar que per obtenir els resultats mostrats anteriorment per al model circuital s'ha hagut d'ajustar mitjançant l'eina de simulació els valors de la llargada de la línia slotline que uneix tots dos BALUNs i també la seva impedància característica. Aquest fet té sentit ja que la beta i la impedància característica del mode imparell (odd) calculat difereix del mesurat una certa magnitud. Justament això fa que s'hagi de modificar per obtenir l'ajust precís que s'observa per exemple en la Fig. 5.7, en especial el paràmetre beta, ja que aquest és el més crític i el que difereix més respecte el seu homòleg mesurat.

Malgrat això, s'observa un pic d'adaptació a 15dB desplaçat a 4,3 GHz (pel mateix motiu que el citat en les conclusions anteriors) i un valor de 2,2dB per al paràmetre de transmissió. Les respectives fases d'ambdós paràmetres S s'ajusten de manera quasi perfecte entorn a la freqüència de disseny.

D'altra banda, comentar les discrepàncies entre la simulació de Momentum i totes les altres. Ja que aquest tipus de simulació no permet

cap tipus d'ajust en els seus paràmetres, és lògic que aquesta discrepi amb la resta. S'hauria de fer un ajust en les dimensions físiques de les línies slotline i CPW (amplades de gap, conductor central i plans de massa) perquè els resultats coincidissin de manera perfecte amb els dels models fabricats (veure secció 4.3.1 per a la comparativa model circuital/simulacions de Momentum sense cap tipus d'ajust).

5.4 BALUN adaptat a càrrega

De la mateixa manera que s'ha comentat en els dos dissenys anteriors, aquest apartat vol mostrar els resultats obtinguts de les simulacions per al disseny adaptat a una càrrega. Els resultats de mesurar el dispositiu físicament al laboratori es comparen en les mateixes gràfiques amb els resultats provinents de les simulacions circuitals i electromagnètiques.

A mode de llegenda, comentar que en les figures 5.11 i 5.12 el traç de color vermell (S_{11}) fa referència a la simulació de Momentum amb pèrdues del disseny adaptat a càrrega explicat a la secció 4.4. La gràfica de color negre (S_{44}) fa referència a la simulació del seu model circuital. Els altres dos traços en blau i rosa provenen de mesures físiques dutes a terme al laboratori. Ambdós són del mateix model idèntic (amb les mateixes característiques i dimensions) duplicat - es va considerar duplicar el mateix disseny dos vegades en cas que un dels dos tingués defectes de fabricació en el moment de ser imprès per part del fabricant i/o en el moment de soldar els bondings i les càrregues per part dels tècnics de laboratori.

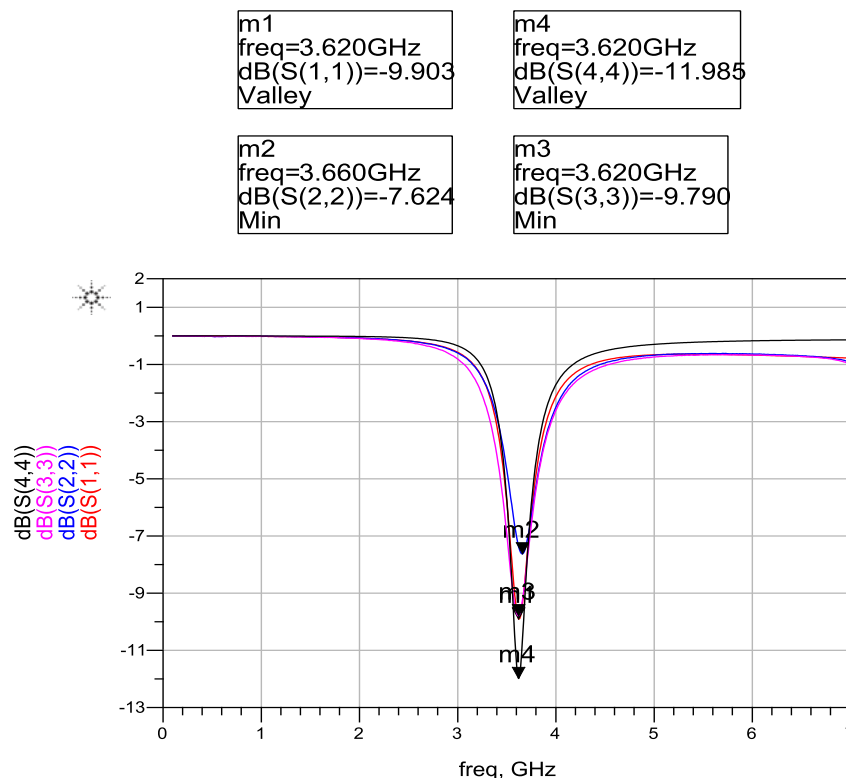


Figura 5.11: Disseny BALUN simple adaptat a càrrega - Resultats obtinguts al laboratori (S_{22} i S_{33}) comparats amb les de Momentum (S_{11}) i amb el seu model circuital (S_{44} .) Mòdul del coeficient de reflexió. Simulació amb pèrdues.

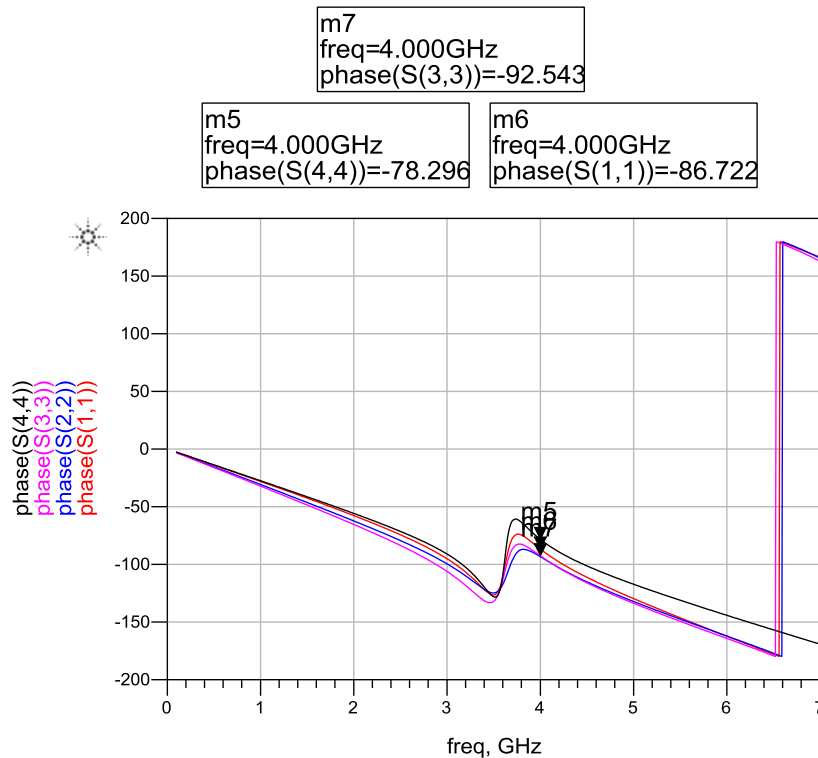


Figura 5.12: Disseny BALUN simple adaptat a càrrega - Resultats obtinguts al laboratori comparats amb les de Momentum i amb el seu model circuital. Fase del coeficient de reflexió. Simulació amb pèrdues. Nomenclatura idèntica a la utilitzada en la Fig. 5.11.

Conclusions:

Dels resultats obtinguts en la comparació del dissenys fabricats i les simulacions de Momentum/model circuital podem dir que s'ajusten de manera perfecta excepte en el pic d'adaptació a la freqüència de 3,62 GHz. En ell, un dels dos dissenys fabricats discrepa aproximadament 2,3 dB amb el seu homòleg. Això podria ser degut a petites diferències en el comportament i muntatge de la càrrega. De totes maneres, tal com es pot observar un d'ells s'ajusta de manera perfecta a la simulació de Momentum. També és normal que la simulació circuital sigui la més optimista de totes, tenint el seu pic d'adaptació a 12dB.

També és remarcable la diferència en els pics d'adaptació respecte les simulacions fetes sense pèrdues en la secció 4.4.3. En aquestes últimes, el mòdul del coeficient de reflexió a la freqüència de disseny és de 14,5 dB mentre que el de les simulacions amb pèrdues és de 9,9 dB.

6. Conclusions

Aquest últim capítol té com a objectiu recopilar i avaluar els resultats obtinguts al llarg d'aquest projecte per així poder extreure'n conclusions tan del propòsit general de la tesi com de cada disseny particular fabricat. Si bé és cert que en els anterior apartats ja s'han extret conclusions de cada resultat en detall, aquí s'avaluaran de manera més general la viabilitat de cada un dels dissenys fabricats.

6.1 Conclusions generals

Sabent que l'objectiu principal d'aquest treball consistia en dissenyar, simular, construir i avaluar un dispositiu BALUN compacte mitjançant línies de transmissió coplanars es pot concloure que aquest objectiu s'ha assolit completament.

Primerament, es pot afirmar ara que l'etapa de disseny s'ha desenvolupat satisfactòriament. Començant per les equacions de disseny, selecció dels dissenys a implementar, Layout de Momentum, màscara final, fabricació i mesura de laboratori, el procés de disseny ha seguit sempre un ordre lògic d'execució i avaluació. A cada pas que s'ha fet, s'ha qüestionat si era correcte i s'ha avaluat empíricament per estar segurs de que efectivament aquest era correcte.

D'altra banda el procés de simulació mitjançant les eines ADS també ha estat tot un èxit. Partint d'una base en l'entorn de simulació, hom s'ha familiaritzat amb tots els tipus de simulacions utilitzades, entenent tot el procés a seguir, els paràmetres a configurar i totes les variables que prenen part per poder obtenir una simulació satisfactòria. Cal també comentar que això no hagués estat possible sense un bon tàndem hardware/software ja que aquest ha estat el responsable d'obtenir temps de simulació més que raonables i resultats en consonància amb les necessitats del treball.

Per últim, la construcció dels dissenys ha anat a càrrec d'una empresa externa i els resultats obtinguts mesurats al laboratori són també molt bons, per mostra els resultats obtinguts per als dissenys fabricats mostrats en els anteriors capítols.

També cal destacar i avaluar la durada d'aquest projecte. Aquest es va plantejar utilitzant un format de reunions quasi setmanals a distància per

videoconferència i treball personal per part de l'alumne que s'avaluaria i discutiria en les citades reunions. També, s'han utilitzat informes de resultats i procediment emprat per dur seguiment de la tesi. Això, sumat amb el fet que l'alumne ha estat treballant en horari de jornada completa en una empresa externa durant tots aquest mesos, ha provocat que la durada del treball s'hagi dilatat més del previst. Mirant enrere i amb plena disponibilitat horària es pot dir que aquesta tesi es podria haver completat en la meitat de temps.

Amb això dit, i sense guardar relació amb la idea anterior, s'ha valorat molt positivament el format a distància de treball escollit. Aquest ha permès compaginar un desenvolupament personal de l'alumne al mateix temps que ha pogut dur a terme la recerca i escriptura del Projecte Final de Carrera.

6.2 Línies de transmissió

Respecte a les línies de transmissió coplanars definides anteriorment i fent ús del substrat Alumina, es pot afirmar que els resultats obtinguts són els esperats i, més important, molt satisfactoris. El comportament de les línies al rang de freqüències estudiat (fins aproximadament 9 GHz) és, simplement, molt bo.

6.3 BALUN 4rt quadrant (4Q)

Particularitzant primer les conclusions pel BALUN simple més estudiat i comentat en aquest treball (el del quart quadrant) s'ha de dir que els resultats obtinguts són realment molt bons, ajustant-se sorprenentment bé a les seves respectives simulacions electromagnètiques i circuitals. Per a aquest BALUN doncs podem dir que el procés emprat de l'inici del disseny fins a la fabricació ha estat tot un èxit.

6.4 BALUNs corresponents als altres quadrants

El punt més important a comentar aquí és que s'ha assolit l'objectiu de, en termes del coeficient de reflexió a adaptar per al dispositiu BALUN, poder cobrir completament la Carta d'Smith. A més, els altres BALUNs dissenyats es comporten pràcticament igual de bé que l'anterior tal com

es pot veure en l'Annex E. Això verifica encara més la metodologia emprada i permet extrapolar que qualsevol disseny sorgit d'aquesta mateixa rutina tindrà unes característiques si més no quasi bé idèntiques a la dels seus predecessors.

6.5 BALUN Back-to-Back

Es conclou que els dissenys BALUN en configuració Back-to-Back han estat també tot un èxit i han provat que aquesta particular configuració assegura una mesura del dispositiu consistent i rigorosa. També val a dir que ha estat molt interessant l'estudi dels dos casos simètric i "no-simètric", conclouent que el primer ofereix unes prestacions lleugerament superiors i assegura que no hi hagi problemes d'interferència interna del propi dispositiu.

6.6 BALUN adaptat a càrrega

Els resultats obtinguts per aquest tipus de disseny han estat molt bons. El comportament mesurat físicament s'ha ajustat gairebé de manera exacte al simulat circuital i electromagnèticament.

6.7 Línies futures

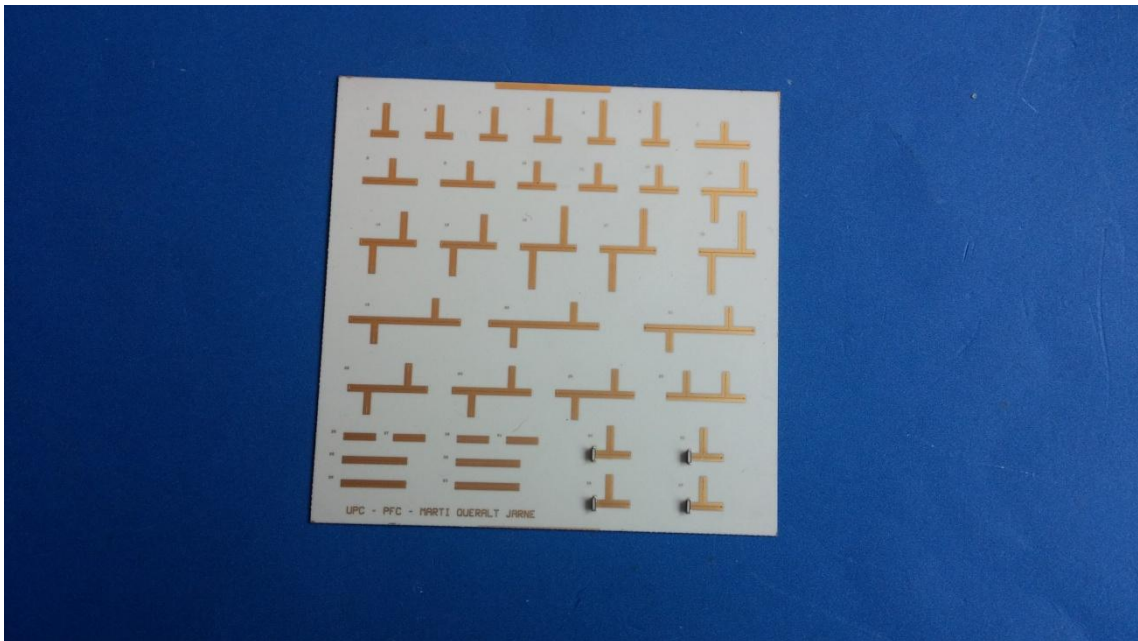
En referència a properes investigacions seguint la línia d'aquest mateix treball, hom encoratjaria a aplicar la funcionalitat dels BALUNs multimodals basats en tes coplanars al camp de les antenes. De fet, tal com es pot observar en la Fig. 2.3 al principi d'aquest document, el disseny original contemplava la connexió del BALUN a una antena. Aquesta línia d'investigació seria molt interessant des del punt de vista de noves aplicacions per al BALUN i a més seria una novetat, ja que encara no s'ha estudiat mai.

Per altra banda, també seria interessant comprovar el comportament d'aquest dispositiu carregat a càrregues més precises i modernes per tal de comparar resultats amb els obtinguts per a una càrrega resistiva SMD.

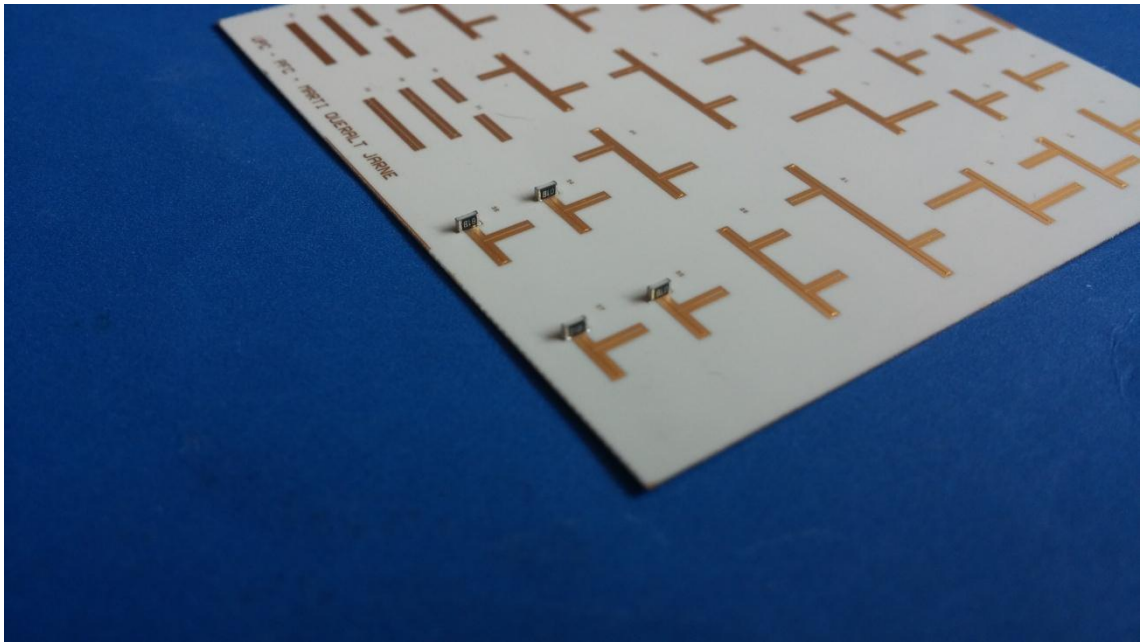
7. Annexes

7.1 Annex A: Fotografies

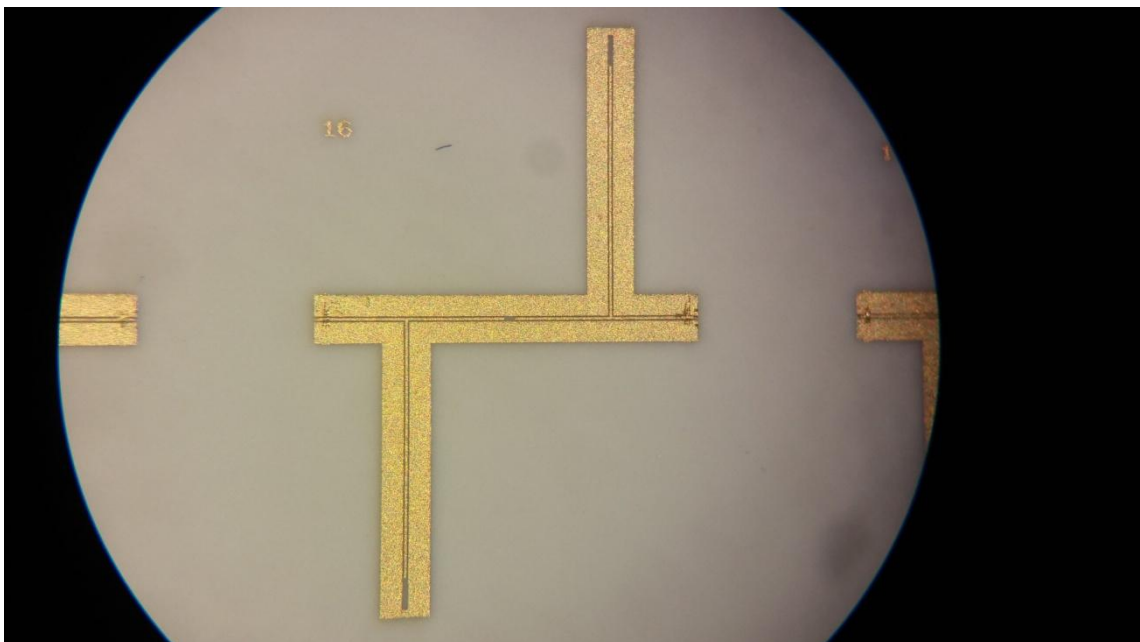
A continuació es mostren un seguit d'imatges preses al laboratori que pretenen il·lustrar el que ha estat el resultat físic del present treball, així com l'equipament utilitzat per dur a terme les mesures.



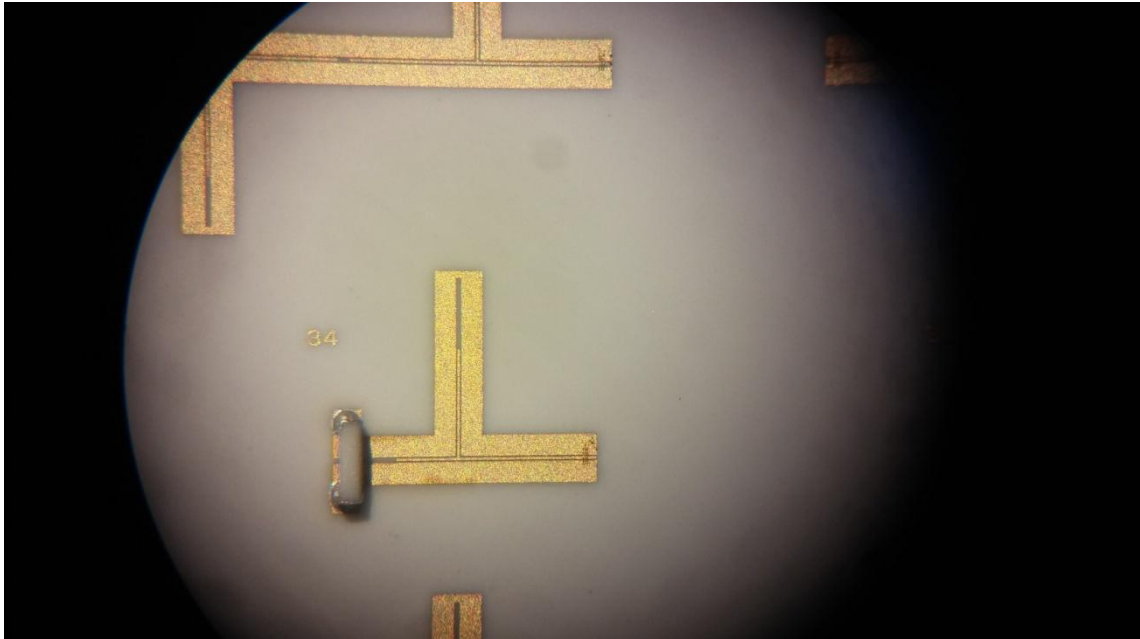
Fotografia A.1 - Detall de la placa amb els 37 dissenys construïts.



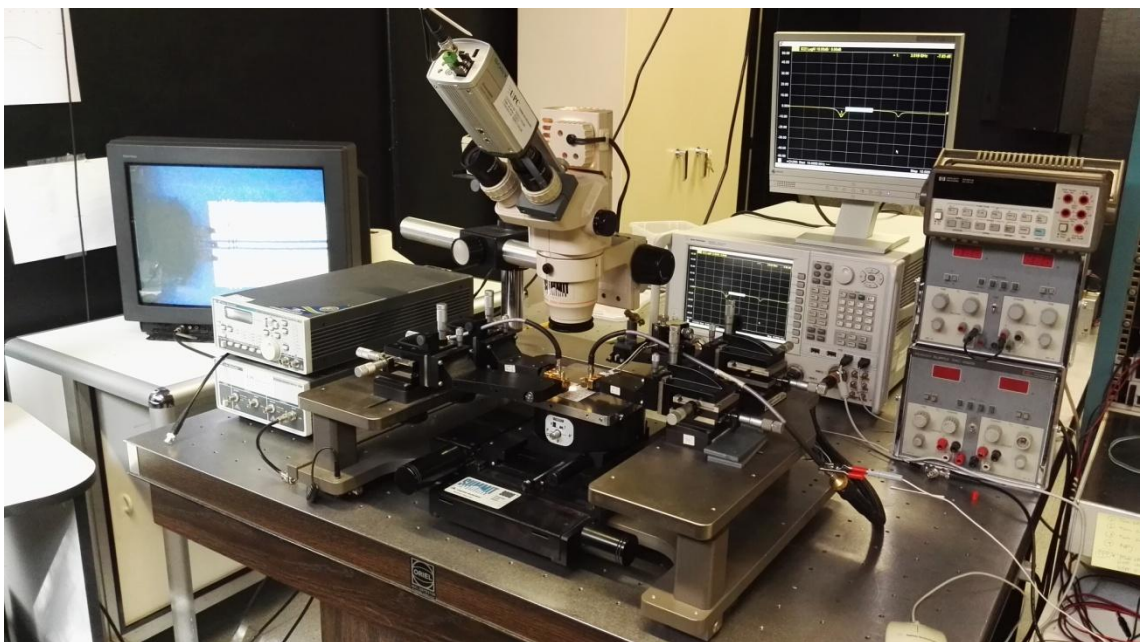
Fotografia A.2 - Detall de la placa amb els 37 dissenys construïts. En la part inferior dreta s'observen les resistències soldades en els dissenys BALUN.



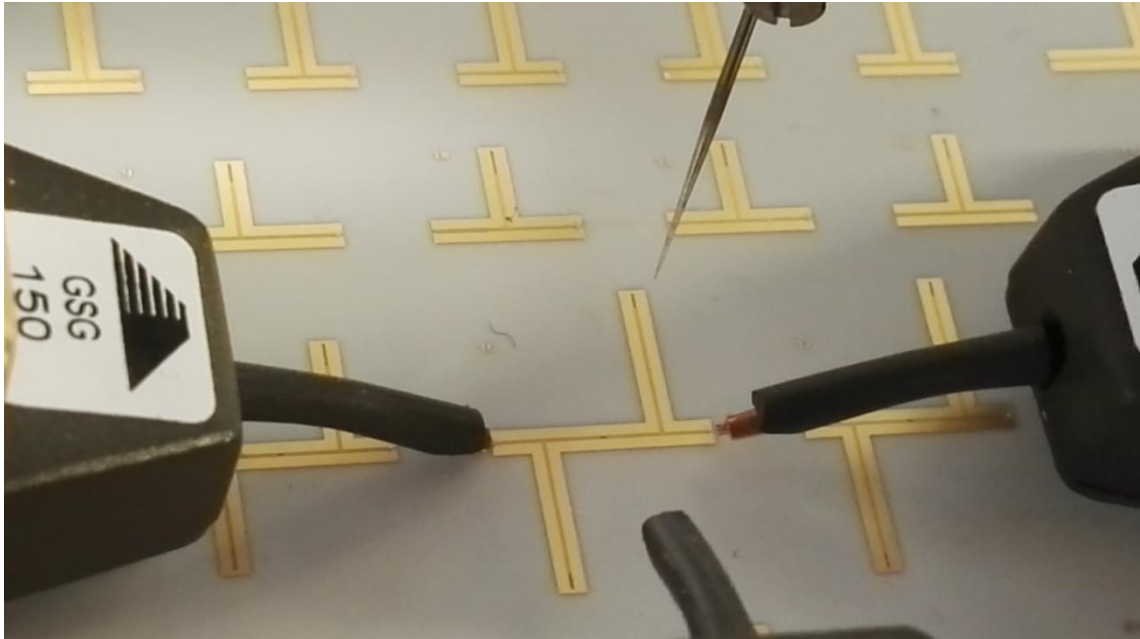
Fotografia A.3 - Imatge presa amb l'ajuda del microscopi òptic. Com bé es pot observar, disseny Back-to-Back amb els bondings (air-bridges) a les portes 1 i 2.



Fotografia A.4 - Imatge també presa amb l'ajuda del microscopi òptic. En aquest cas, detall de la càrrega soldada a la porta 1 del BALUN.



Fotografia A.5 - Set-up de mesura utilitzat. En la imatge es poden distingir el microscopi òptic, la taula amb l'estació de sondes coplanars de mesura, l'analitzador de xarxes i un monitor analògic connectat al microscopi.



Fotografia A.6 - Detall del procés de mesura. Apareixen les dues sondes GSG utilitzades en la mesura del Balun Back-to-Back.



Fotografia A.7 - Imatge proporcionada pel microscopi òptic connectat al monitor de TV.

7.2 Annex B: Rutina de MATLAB utilitzada

```

%%Equacions de disseny BALUN_COMPACT.
%%Belfast, NI, Setembre 2015
%--MARTI QUERALT JARNE--%

%Working Frequency
freq=4*1e9;

%IMPEDÀNCIES CARACTERÍSTIQUES (Modes Even i Odd)
%Valors per @ f= 4 GHz
Z0e1=49.767;
Z0e2=49.767;
Z0e4=49.767;
Z0o1=65.145;
Z0o2=65.145;
Z0o4=65.145;

%BETA (Modes Even i Odd)
%Valors per @ f= 4 GHz
%b=(2*pi)/lambda;
be1=183.866;
be4=183.866;
bo1=195.317;
bo2=195.317;
bo4=195.317;

%Coeficient de reflexio - Ro1
Ro1_mod=0.905;
Ro1_arg=336.566;
Ro1_arg_rad=Ro1_arg*(2*pi)/360; %Conversió a radiands

Ro1=Ro1_mod*(cos(Ro1_arg_rad)+1i*sin(Ro1_arg_rad));
ZL=Z0o1*((1+Ro1)/(1-Ro1));

%Llargada L = l_microstrip(opcional) + le1
L=2*1e-3;
ZLo1=Z0o1*((ZL+1i*Z0o1*tan(bo1*L))/(Z0o1+1i*ZL*tan(bo1*L)));

Ro1_new_prev=(ZLo1-Z0o1)/(ZLo1+Z0o1);
Ro1_mod_new=sqrt(real(Ro1_new_prev)^2+imag(Ro1_new_prev)^2);

%Conversió a radiands
Ro1_arg_rad_new=phase(Ro1_new_prev);
if Ro1_arg_rad_new < 0
    Ro1_arg_rad_new=2*pi+phase(Ro1_new_prev);
end

%Conversió a graus
Ro1_arg_new=Ro1_arg_rad_new*360/(2*pi);
if Ro1_arg_new < 0
    Ro1_arg_new=360+(Ro1_arg_rad_new*360/(2*pi));
end

%Valors COMPACTES possibles per a le1
le1=0:0.0001:(pi/(4*bo2));
XLe1_temp=-Z0e1*cot(be1*le1);
ZLe1=1i*XLe1_temp;

```

```

%Valors COMPACTES possibles per a lo2
lo2=0:0.0001:(pi/(4*bo2));
XLo2_temp=Z0o2*tan(bo2*lo2);
ZLo2=1i*XLo2_temp;

RLo1=real(ZLo1);
XLo1=imag(ZLo1);

count=0;

%Bucle iteracions per trobar resultats vàlids
%que satisfagin D>0
for i=1:length(ZLo2)
    for j=1:length(ZLe1)

        XLo2=XLo2_temp(i);
        XLe1=XLe1_temp(j);

        D_1=(RLo1^2)*(Z0e2^2)*((XLo2^2)/4+4*(XLe1^2));
D_2=Z0e2*RLo1*((Z0e2^2)*(XLo2^2)+(RLo1^2)*(XLe1^2)+(XLe1^2)*(XLo1^2));
        D=-D_1+D_2;

        if D>0
            count=count+1;

            Ro1_res_mod=Ro1_mod_new;
            Ro1_res_arg=Ro1_arg_new;

            XLo2_res(count)=XLo2;
            XLe1_res(count)=XLe1;

            %STUB ODD Acabat en CC
            XLo4_num_pos=2*XLe1*(Z0e2*XLo1-XLo2*(RLo1/4-Z0e1))+sqrt(D);
            XLo4_num_neg=2*XLe1*(Z0e2*XLo1-XLo2*(RLo1/4-Z0e1))-sqrt(D);
            XLo4_den=2*(RLo1/4-Z0e2)*(XLe1+XLo2/4);

            XLo4_1_res(count)=XLo4_num_pos/XLo4_den;
            XLo4_2_res(count)=XLo4_num_neg/XLo4_den;

            %STUB EVEN Acabat en CO
            XLe4_num_pos=(-Z0e2*XLo1*XLo2)/2+sqrt(D)*(XLe1+XLo2/4);
            XLe4_num_neg=(-Z0e2*XLo1*XLo2)/2-sqrt(D)*(XLe1+XLo2/4);

            XLe4_den_pos=2*((XLo2^2)*Z0e2)/4-
RLo1*(XLe1^2))+Z0e2*XLo1*XLo2/2+sqrt(D);
            XLe4_den_neg=2*((XLo2^2)*Z0e2)/4-
RLo1*(XLe1^2))+Z0e2*XLo1*XLo2/2-sqrt(D);

            XLe4_1_res(count)=XLe4_num_pos/XLe4_den_neg;
            XLe4_2_res(count)=XLe4_num_neg/XLe4_den_pos;

        end
    end
end
end

```

```

ZLo2_res=1i*XLo2_res;
ZLe1_res=1i*XLe1_res;

ZLo4_1_res=1i*XLo4_1_res;
ZLo4_2_res=1i*XLo4_2_res;

ZLe4_1_res=1i*XLe4_1_res;
ZLe4_2_res=1i*XLe4_2_res;

%Traducció d'impedàncies a llargades (en m)
le1=(1/be1)*acot(ZLe1_res/(-1i*Z0e1));
lo2=(1/bo2)*atan(ZLo2_res/(1i*Z0o2));

le4=(1/be4)*acot(ZLe4_1_res/(-1i*Z0e4));
le4_2=(1/be4)*acot(ZLe4_2_res/(-1i*Z0e4));
lo4=(1/bo4)*atan(ZLo4_1_res/(1i*Z0o4));
lo4_2=(1/bo4)*atan(ZLo4_2_res/(1i*Z0o4));

index=0;
counter=0; %Variable que contindrà el número de combinacions possibles
que satisfan les nostres necessitats.
for j=1:length(le4)

    %Condicional crític de la rutina. Aquí és on acotarem els resultats
    %segons ens convingui. Es poden afegir tantes noves condicions com
es
    %vulgui.

    if ( le4_2(j)>0 && lo4_2(j)>0 && le1(j)>0 && lo2(j)>0 &&
(le4_2(j)+100*1e-6)<lo4_2(j) && (L-le1(j))>800*1e-6 )
        counter=counter+1;
        index(counter)=j;
    end
end

%Accedim a la posició del vector que desitgem perquè se'ns mostri per
%pantalla una combinació de valors possibles determinada.
index3=index(100);

%Ploteig en pantalla dels resultats més rellevants
disp('*****');
disp(['Ro1 mod= ', num2str(Ro1_res_mod), ' Ro1 angle= ',
num2str(Ro1_res_arg)]);
disp(['Design @ freq= ', num2str(freq*1e-9), 'GHz']);
disp(['le1= ', num2str(le1(index3)*1e6), ' um']);
disp(['ZLe1= ', num2str(ZLe1_res(index3)), ' Value not normalized']);
disp(['lo2= ', num2str(lo2(index3)*1e6), ' um']);
disp(['ZLo2 = ', num2str(ZLo2_res(index3)), ' Value not normalized']);
disp(['le4_2= ', num2str(le4_2(index3)*1e6), ' um']);
disp(['ZLe4_2= ', num2str(ZLe4_2_res(index3)), ' Value not
normalized']);
disp(['lo4_2= ', num2str(lo4_2(index3)*1e6), ' um']);
disp(['ZLo4_2= ', num2str(ZLo4_2_res(index3)), ' Value not
normalized']);
disp(['El tram de LINIA AUX = L - le1 = ', num2str((L-le1(index3))*1e6),
' um']);
disp('*****');

```

7.3 Annex C: Els paràmetres ABCD

Per a poder caracteritzar una línia de transmissió sovint s'utilitzen els coneguts com a paràmetres S tot i que no són els únics: els paràmetres ABCD, basats també en l'estudi dels corrents i les tensions que circulen per a les xarxes d'adaptació d' n ports, donen lloc a expressions molt útils per als paràmetres característics d'una línia de transmissió.

La matriu A dels paràmetres ABCD es pot definir tal com (A1), considerant el corrent I_1 l'incident al port 1 i la tensió V_1 al mateix port. El corrent I_2 és en aquest cas el sortint pel port número 2 i la tensió V_2 la tensió a l'entrada també del port 2.

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ I_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ C & D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_2 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (A1)$$

Propietats principals de la matriu A

1. Simetria

$$A = D ; AD - BC = 1 \quad (A2)$$

2. Reciprocitat

$$AD - BC = 1 \quad (A3)$$

3. Passiu sense pèrdues

$$[ABCD] = \begin{bmatrix} \alpha & j\beta \\ j\frac{1-\alpha\delta}{\beta} & \delta \end{bmatrix} e^{j\phi} \quad \alpha, \beta, \delta, \phi \in Real \quad (A4)$$

4. Passiu sense pèrdues i recíproc

$$[ABCD] = \begin{bmatrix} \alpha & j\beta \\ j\frac{1-\alpha\delta}{\beta} & \delta \end{bmatrix} \quad \alpha, \beta, \delta \in Real \quad (A5)$$

5. Passiu sense pèrdues, recíproc i simètric

$$[ABCD] = \begin{bmatrix} \alpha & j\beta \\ j\frac{1-\alpha^2}{\beta} & \alpha \end{bmatrix} \quad \alpha, \beta \in Real \quad (A6)$$

Per a una línia de transmissió es poden obtenir manipulant i desenvolupant l'anterior matriu "A" les següents expressions utilitzades en aquest treball.

$$Z_0 = \sqrt{\frac{B}{C}} [\Omega] \quad (\text{A7})$$

$$\gamma = \frac{\text{acosh}(A)}{L} \left[\frac{\text{rad}}{m} \right] \quad (\text{A8})$$

7.4 Annex D: Datasheet Alumina



薄膜用スムーズ基板 Thin Film Substrates

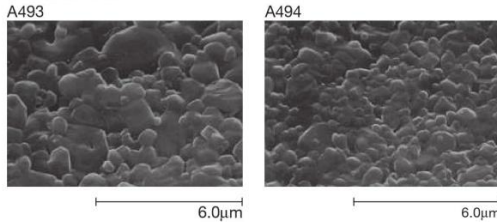
京セラは薄膜用サブストレートとして、優れた平滑性を有する99.6%アルミナのA-493、A-494を取り揃えています。

For thin film deposition, we have 99.6% alumina substrates (A-493, A-494) which offer excellent surface smoothness.

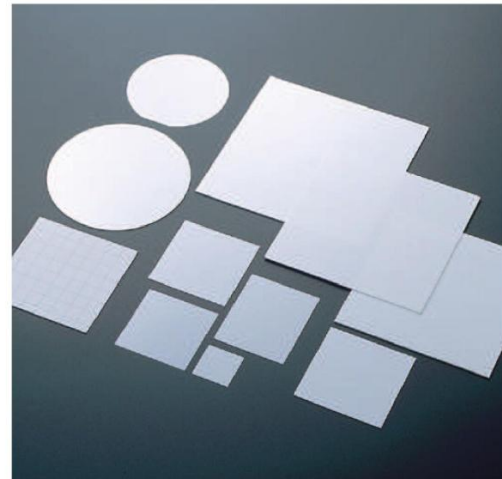
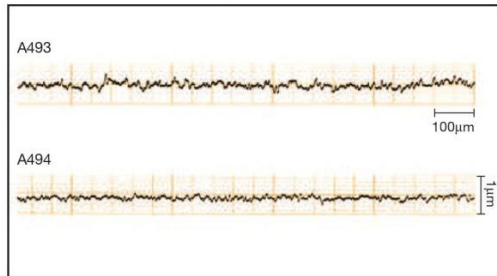
■特性表 Characteristics of Material Unit: Inch (mm)

項目 Item	単位 Unit	A-493	A-494
表面粗さ Surface Roughness	Side A: CLA μ inch	3.0 (.08)	2.0 (.05)
	Side B: (Ra μ m)	5.0 (.125)	4.0 (.10)
見掛密度 Bulk Density	kg/m ³	3.6×10 ³	3.86×10 ³
平均粒径 Grain Size Average	μ m	<1.5	<1.0
アルミナ含有量 Alumina Content	Wt%	99.6	
呈色 Color	—	White	
吸水率 Water Absorption	—	Nil	
誘電率 Dielectric Constant	1MHz	9.9±.2	
誘電正接 Dielectric Loss Angle	1MHz	2×10 ⁻⁴	
体積固有抵抗 Volume Resistivity	$\Omega \cdot$ cm	>10 ¹⁴ (25°C)	
熱伝導率 Thermal Conductivity	25°C	33	
	300°C	30	
	500°C	25	
線膨張係数 Coefficient Of Linear Thermal Expansion	per °C	—	
	25 to 300°C	7.2×10 ⁻⁶	
	25 to 600°C	7.4×10 ⁻⁶	
曲げ強度 Flexural Strength	25 to 800°C	8.2×10 ⁻⁶	
	MPa	550	

電子顕微鏡写真 SEM



表面加工データ Surface Roughness



デザインガイドライン Design Guideline

厚み Thickness	標準 Standard: .010 (0.25), .015 (0.38), .025 (0.635)
最小 Minimum: .005 (0.127)	
最大 Maximum: .040 (A493), .027 (A494)	
公差 Tolerance	標準 Standard: ±10% NLT±.002 (0.05)
プレミアム Premium: ±5% NLT±.0008 (0.02)	

外形 Length, Width

項目 Item	金型品 Green Score	レーザー品 Laser Score
最大 Max Size	4.7" × 4.7" (120 × 120)	
公差 Tolerance	Standard: (0.10) ±0.8% NIL±.004"	Standard: +.008"/-.002" (+0.2/-0.05)
	Premium: ±0.5% NIL±.003" (0.08)	Premium: (厚み0.5mm以下) (Thickness: 0.020" or LESS) ±.004"/-.002" (+0.1/-0.05)
直角度 Perpendicularity	Perpendicularity	Straightness
	直線度 Straightness	
Standard: a=L×0.5% b=L×0.5%		.002°
Premium: a=L×0.3% b=L×0.3%		

7.5 Annex E: Taula dels dissenys BALUN

A continuació es mostra la taula amb els valors numèrics dels 5 dissenys BALUN estudiats, un per a cada quadrant de la Carta d'Smith i el disseny adaptat a càrrega mostrat en la secció 4.4. En aquesta taula es pot llegir el coeficient de reflexió i la seva càrrega associada per a la qual cada un dels dissenys adapta a la freqüència de disseny - tots ells a 4GHz.

	$ \rho_{01} $	$\text{ang}(\rho_{01})$	$Z_L(\rho_{01}) [\Omega]$	$l_{e1} [\mu\text{m}]$	$Z_{e1} [\Omega]$	$l_{o2} [\mu\text{m}]$	$Z_{o2} [\Omega]$	$l_{e4} [\mu\text{m}]$	$Z_{e4} [\Omega]$	$l_{o4} [\mu\text{m}]$	$Z_{o4} [\Omega]$
Primer Quadrant	0.76	10°	$Z_{0_{01}}(0.98481 + j0.17365)$	1787	-j118.8393	1480	+j25.6878	4700	-j272.1444	5248	+j29.664
Segon Quadrant	0.42	150°	$Z_{0_{01}}(-0.86603 + j0.5)$	3603	-j48.788	3083	+j64.88	3165	-j107.5239	4035	+j59.1383
Tercer Quadrant	0.66	215°	$Z_{0_{01}}(-0.81915 - j0.57358)$	3603	-j48.788	3083	+j64.88	2119	-j56.3832	2808	+j98.0297
Quart Quadrant	0.84	310°	$Z_{0_{01}}(0.64279 - j0.76604)$	1721	-j137.1527	1544	+j20.2655	3084	-j70.1134	3864	+j61.2664
Adaptat a càrrega	0.905	336°	$Z_{0_{01}}(0.83035 - j0.35991)$	1200	-j200.4278	2200	+j29.853	1940	-j120.4278	3442	+j51.7831

7.5.1 Resultats de simulació BALUN 1Q

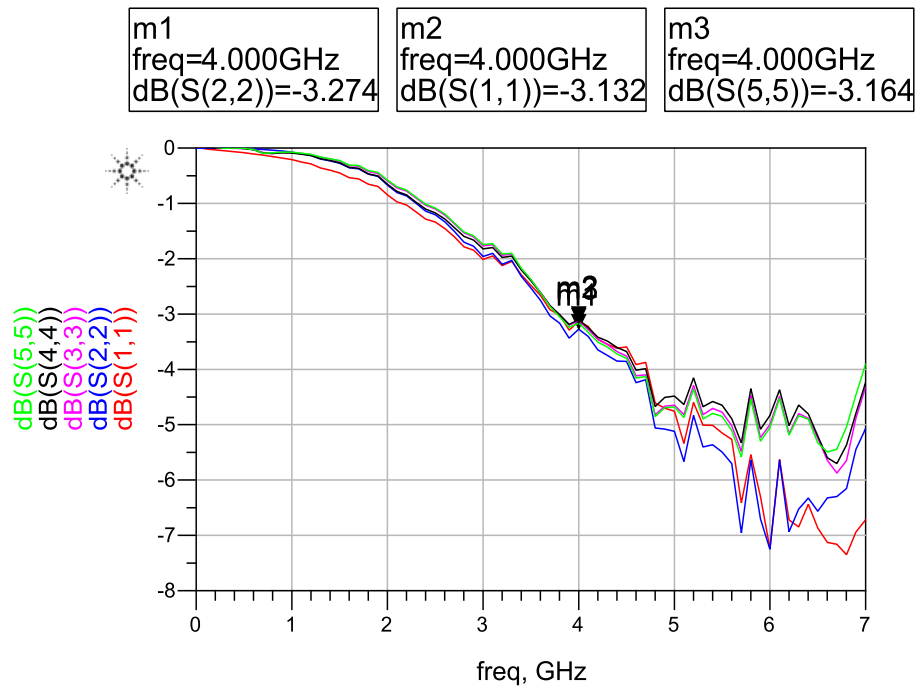


Figura E.1: Disseny BALUN simple - Mòdul del coeficient de reflexió.
Simulació electromagnètica (S_{22}) i circuital (S_{11}). S_{33} , S_{44} , S_{55} són els resultats de les mesures al laboratori del disseny nominal, tolerància positiva i tolerància negativa respectivament.

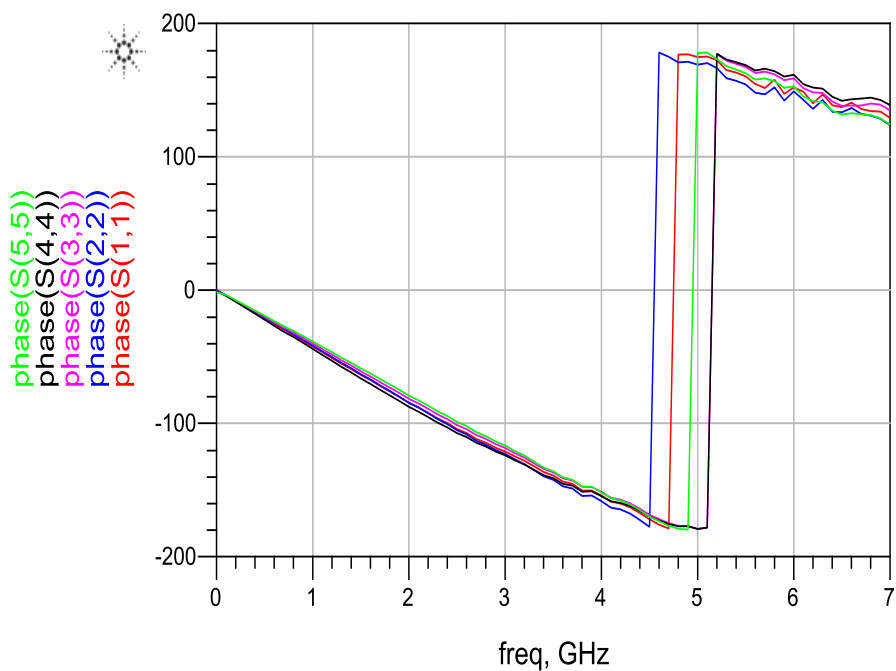


Figura E.2: Disseny BALUN simple - Fase del coeficient de reflexió.
Nomenclatura idèntica a la utilitzada en la Fig. E.1.

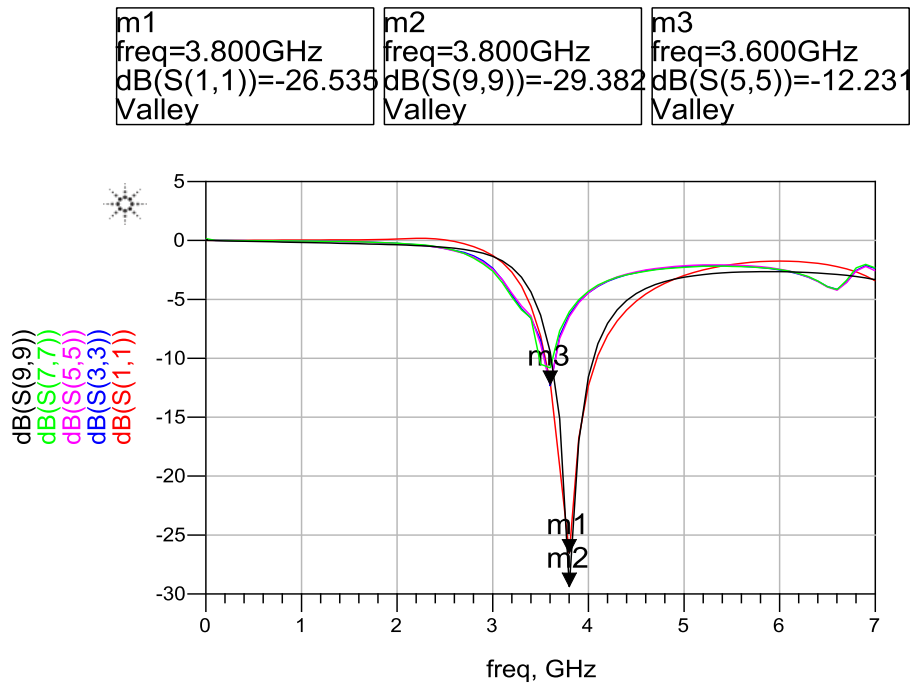


Figura E.3: Disseny BALUN Back-to-Back - Mòdul del coeficient de reflexió. Simulació electromagnètica (S_{11}) i circuital (S_{99}). S_{33} , S_{55} , S_{77} són els resultats de les mesures al laboratori del disseny nominal, tolerància positiva i tolerància negativa respectivament.

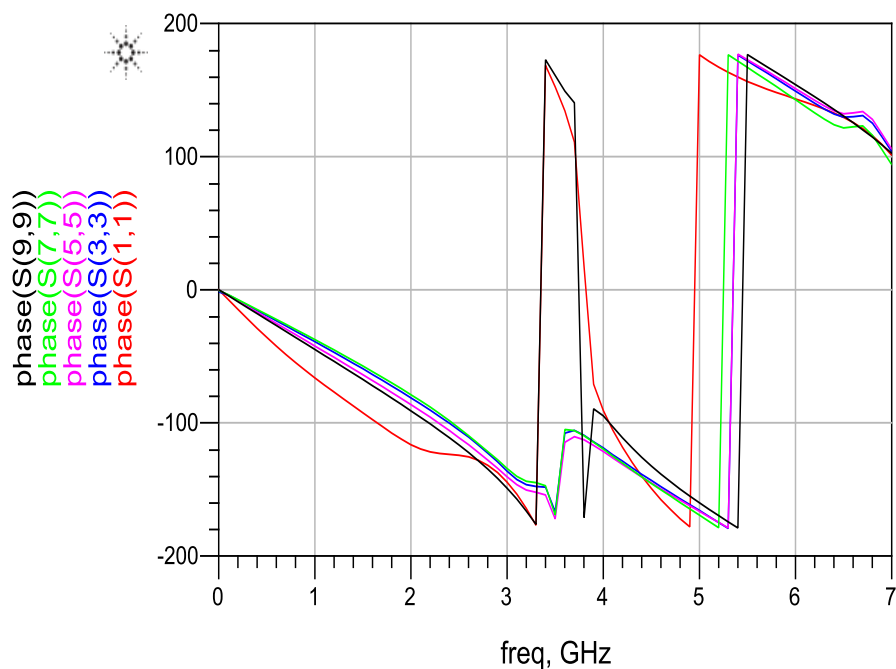


Figura E.4: Disseny BALUN Back-to-Back - Fase del coeficient de reflexió. Nomenclatura idèntica a la utilitzada en la Fig. E.3.

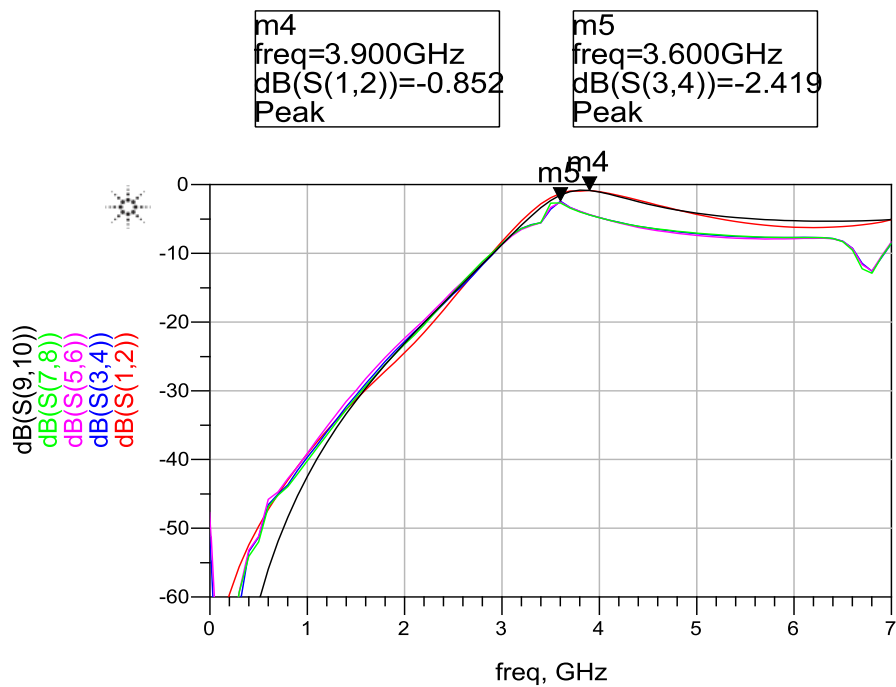


Figura E.5: Disseny BALUN Back-to-Back - Mòdul del paràmetre de transmissió. Simulació electromagnètica (S_{12}) i circuital (S_{910}). S_{34} , S_{56} , S_{78} són els resultats de les mesures al laboratori del disseny nominal, tolerància positiva i tolerància negativa respectivament.

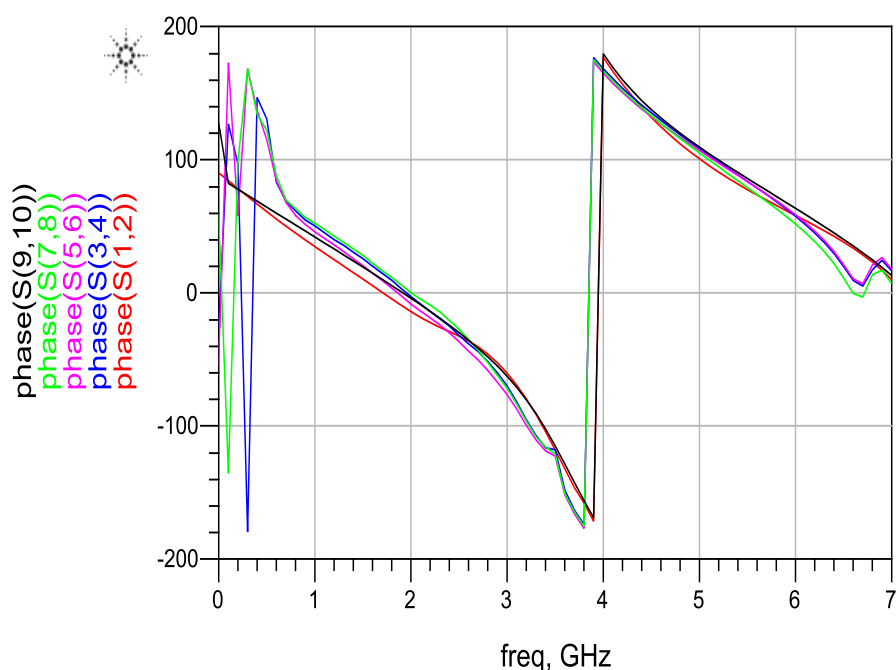


Figura E.6: Disseny BALUN Back-to-Back - Fase del paràmetre de transmissió. Nomenclatura idèntica a la utilitzada en la Fig. E.5.

7.5.2 Resultats de simulació BALUN 2Q

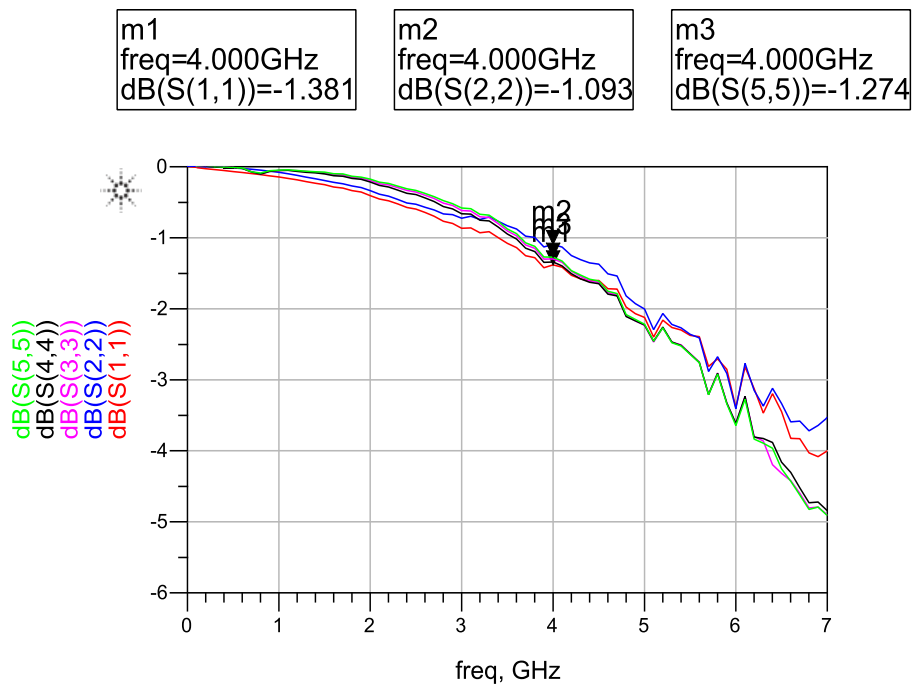


Figura E.7: Disseny BALUN simple - Mòdul del coeficient de reflexió. Simulació electromagnètica (S_{22}) i circuital (S_{11}). S_{33} , S_{44} , S_{55} són els resultats de les mesures al laboratori del disseny nominal, tolerància positiva i tolerància negativa respectivament.

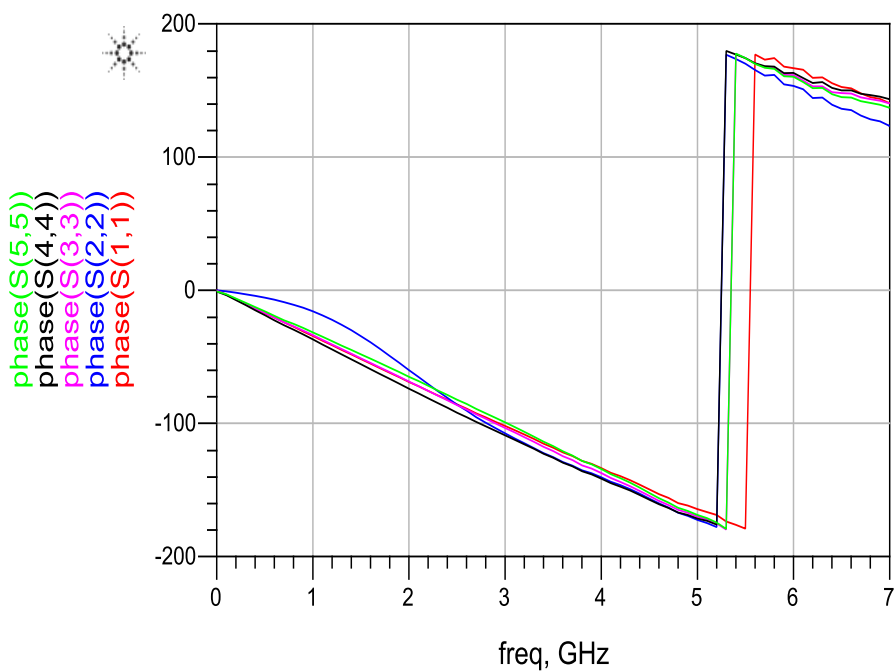


Figura E.8: Disseny BALUN simple - Fase del coeficient de reflexió. Nomenclatura idèntica a la utilitzada en la Fig. E.7.

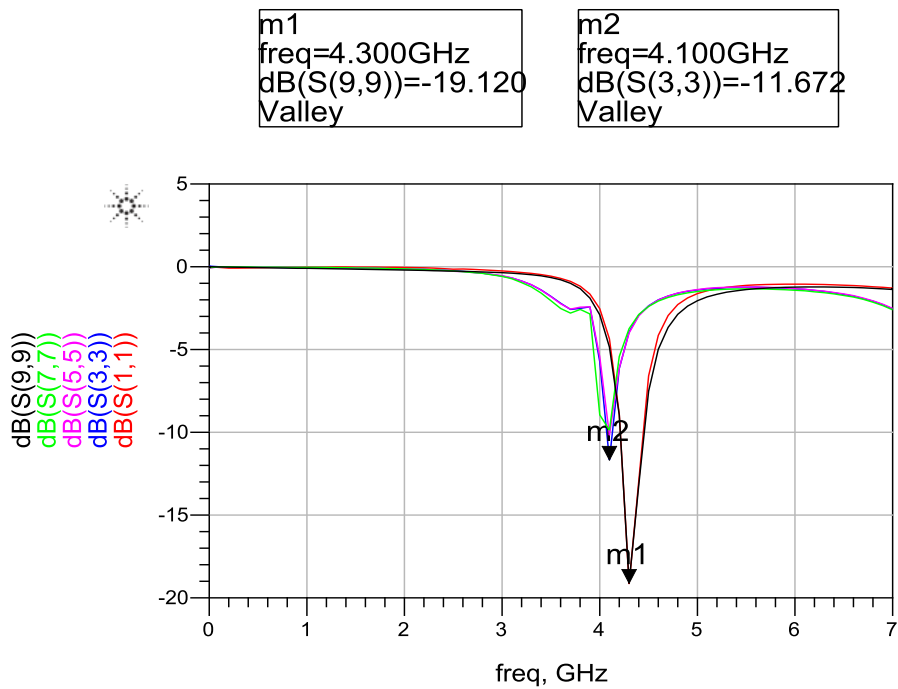


Figura E.9: Disseny BALUN Back-to-Back - Mòdul del coeficient de reflexió. Simulació electromagnètica (S_{11}) i circuital (S_{99}). S_{33} , S_{55} , S_{77} són els resultats de les mesures al laboratori del disseny nominal, tolerància positiva i tolerància negativa respectivament.

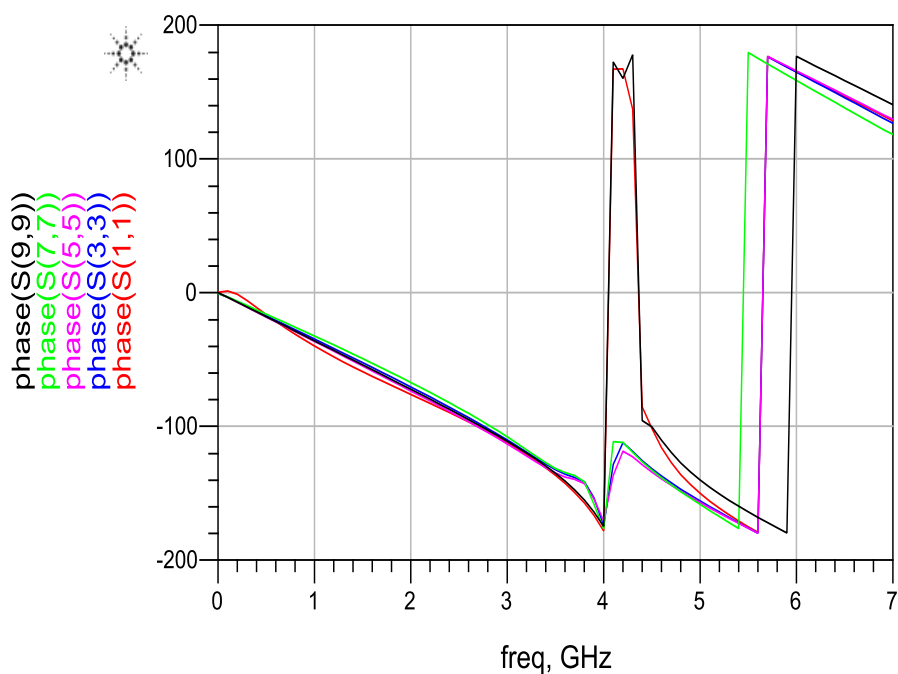


Figura E.10: Disseny BALUN Back-to-Back - Fase del coeficient de reflexió. Nomenclatura idèntica a la utilitzada en la Fig. E.9.

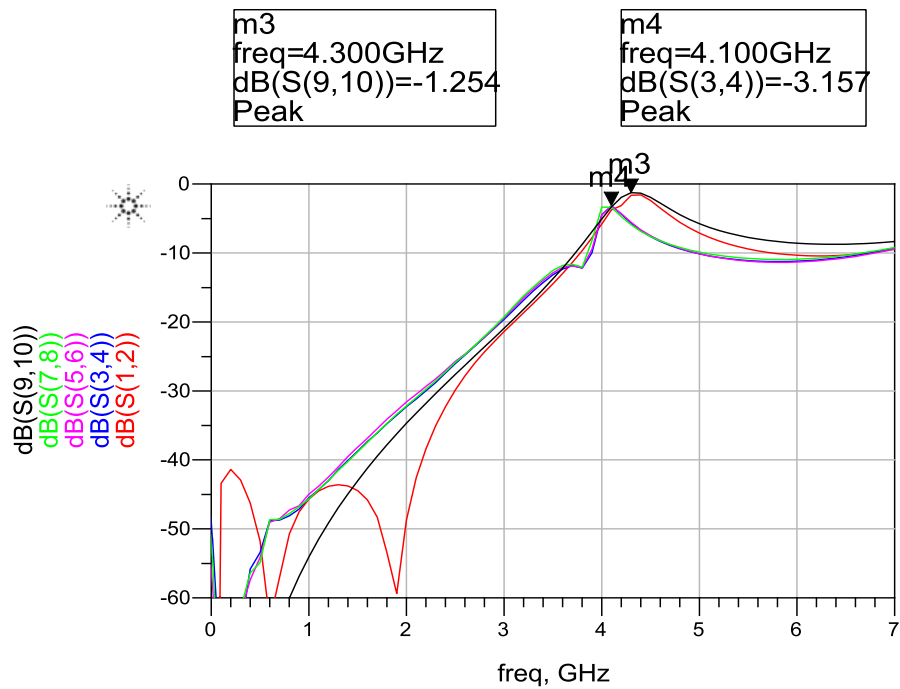


Figura E.11: Disseny BALUN Back-to-Back - Mòdul del paràmetre de transmissió. Simulació electromagnètica (S_{12}) i circuital (S_{910}). S_{34} , S_{56} , S_{78} són els resultats de les mesures al laboratori del disseny nominal, tolerància positiva i tolerància negativa respectivament.

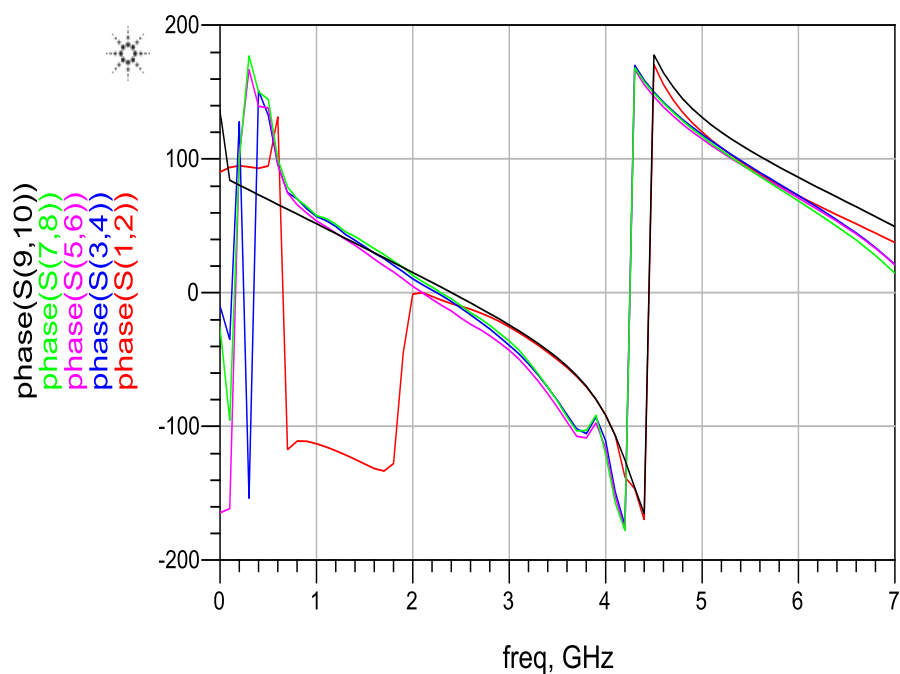


Figura E.12: Disseny BALUN Back-to-Back - Fase del paràmetre de transmissió. Nomenclatura idèntica a la utilitzada en la Fig. E.11.

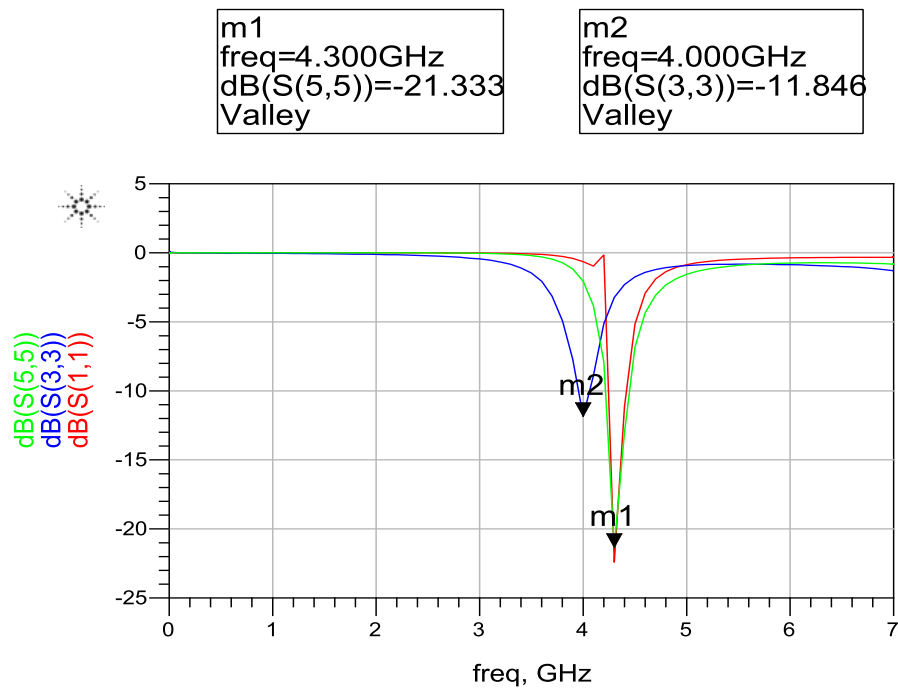


Figura E.13: Disseny BALUN Back-to-Back invers- Mòdul del coeficient de reflexió. Simulació electromagnètica (S_{11}), circuital (S_{55}) i la del disseny invers nominal fabricat (S_{33}).

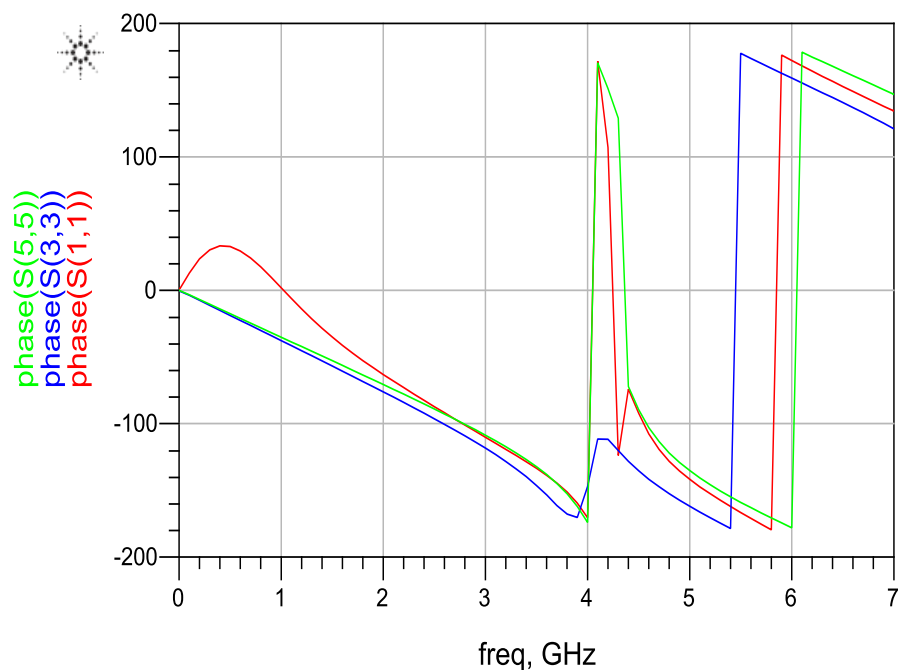


Figura E.14: Disseny BALUN Back-to-Back invers - Fase del coeficient de reflexió. Nomenclatura idèntica a la utilitzada en la Fig. E.13.

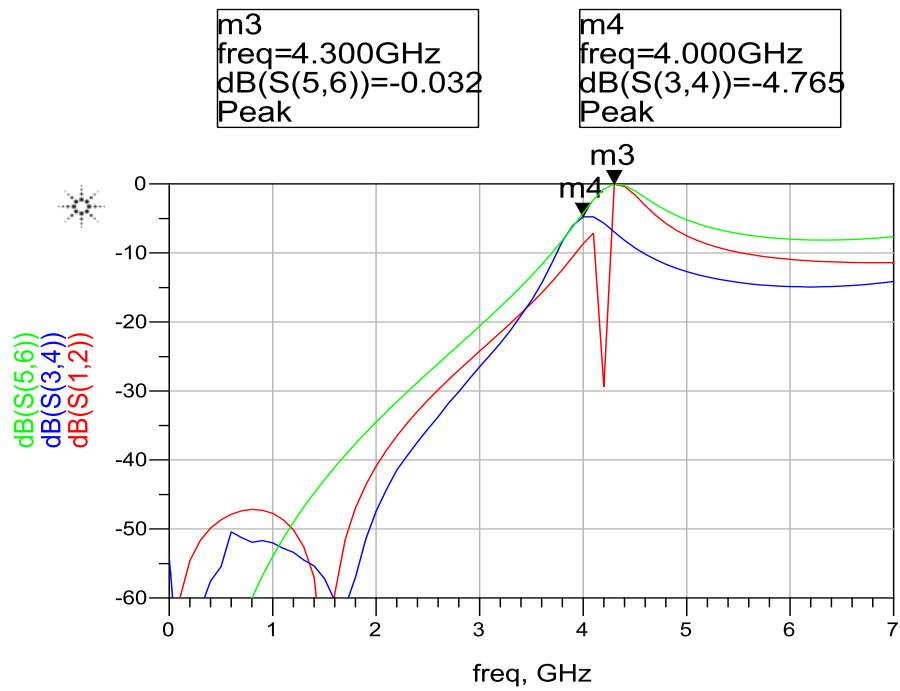


Figura E.15: Disseny BALUN Back-to-Back invers - Mòdul del paràmetre de transmissió. Simulació electromagnètica (S_{12}), circuital (S_{56}) i la del disseny invers nominal fabricat (S_{34}).

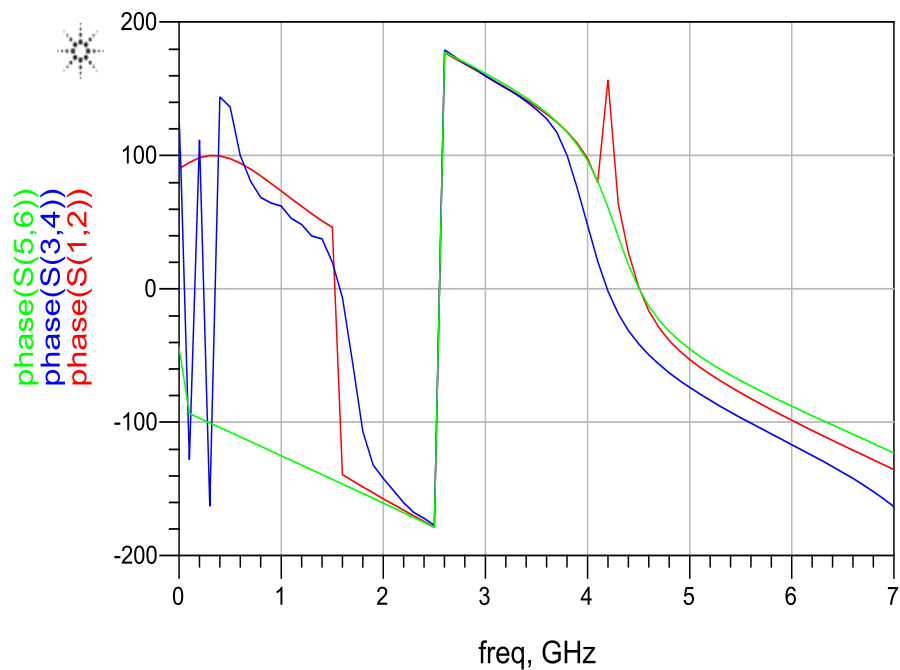


Figura E.16: Disseny BALUN Back-to-Back invers - Fase del paràmetre de transmissió. Nomenclatura idèntica a la utilitzada en la Fig. E.15.

7.5.3 Resultats de simulació BALUN 3Q

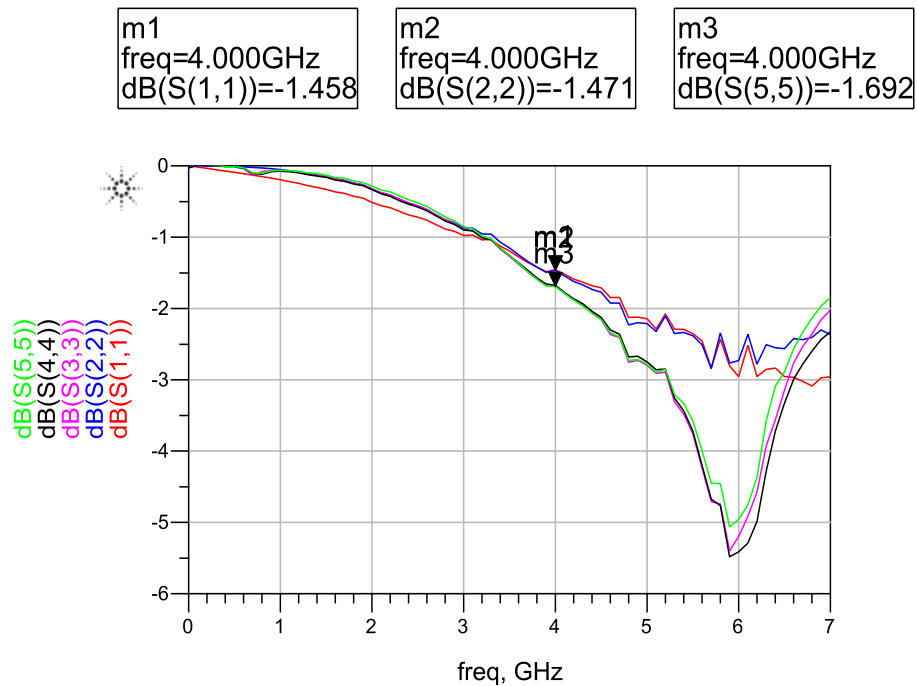


Figura E.17: Disseny BALUN simple - Mòdul del coeficient de reflexió. Simulació electromagnètica (S_{22}) i circuital (S_{11}). S_{33} , S_{44} , S_{55} són els resultats de les mesures al laboratori del disseny nominal, tolerància positiva i tolerància negativa respectivament.

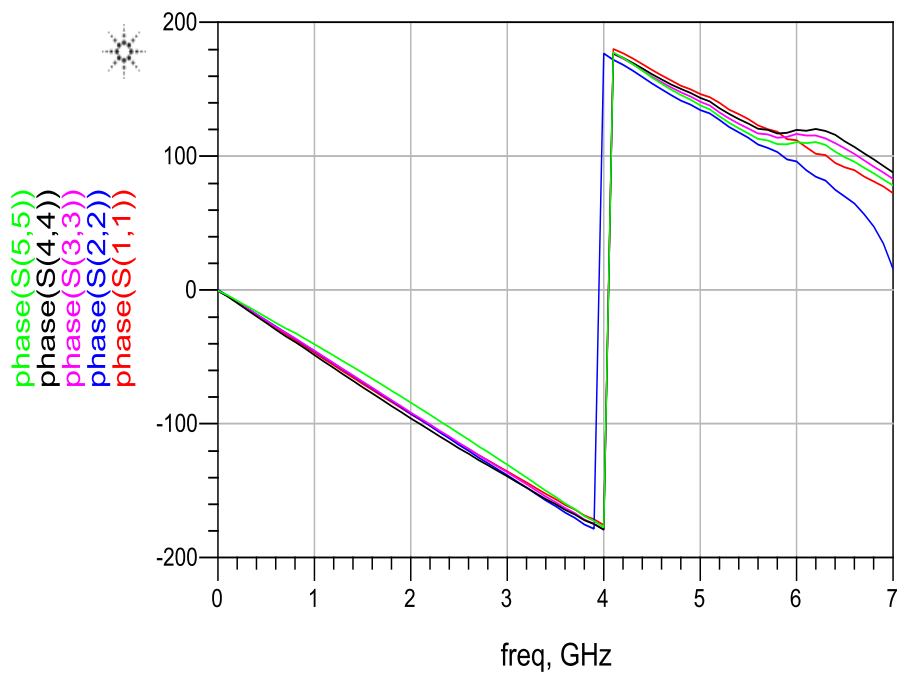


Figura E.18: Disseny BALUN simple - Fase del coeficient de reflexió. Nomenclatura idèntica a la utilitzada en la Fig. E.17.

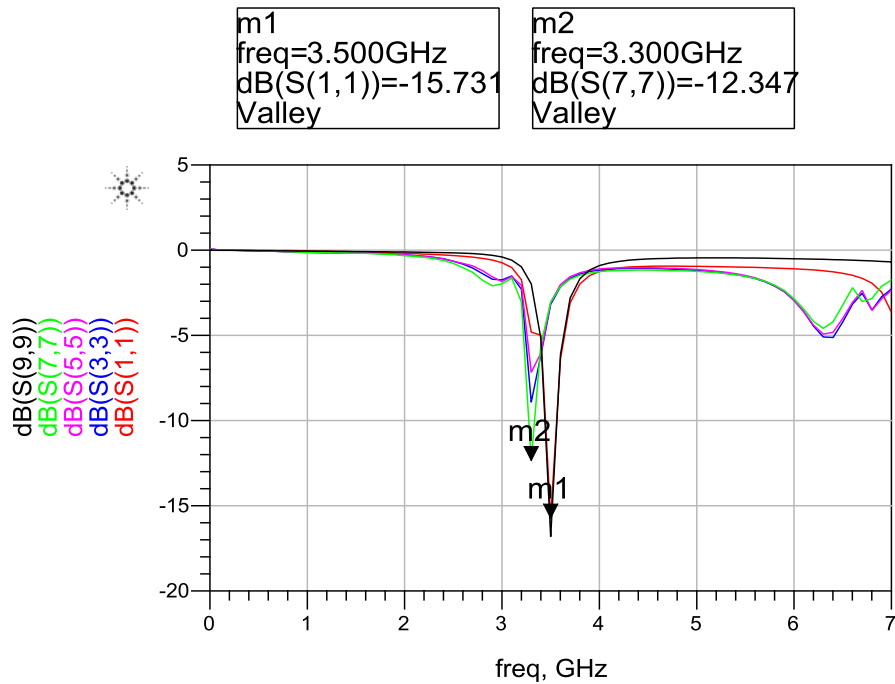


Figura E.19: Disseny BALUN Back-to-Back - Mòdul del coeficient de reflexió. Simulació electromagnètica (S_{11}) i circuital (S_{99}). S_{33} , S_{55} , S_{77} són els resultats de les mesures al laboratori del disseny nominal, tolerància positiva i tolerància negativa respectivament.

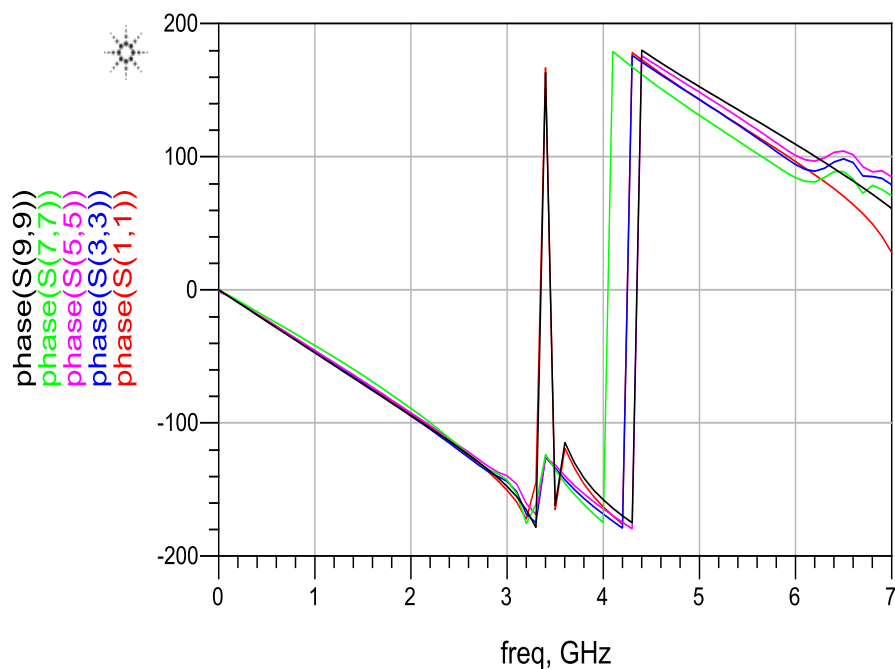


Figura E.20: Disseny BALUN Back-to-Back - Fase del coeficient de reflexió. Nomenclatura idèntica a la utilitzada en la Fig. E.19.

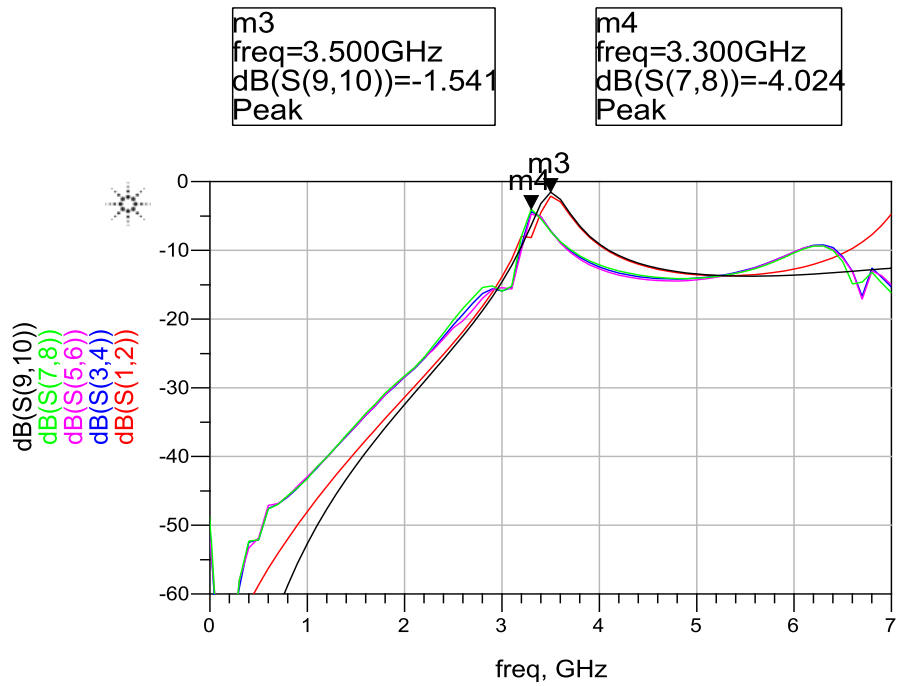


Figura E.21: Disseny BALUN Back-to-Back - Mòdul del paràmetre de transmissió. Simulació electromagnètica (S_{12}) i circuital (S_{910}). S_{34} , S_{56} , S_{78} són els resultats de les mesures al laboratori del disseny nominal, tolerància positiva i tolerància negativa respectivament.

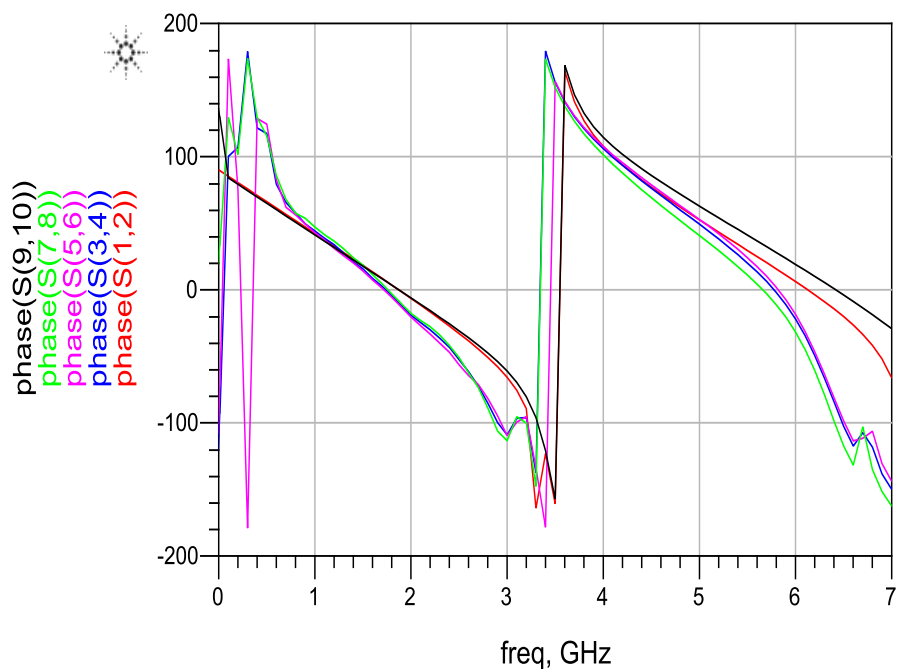


Figura E.22: Disseny BALUN Back-to-Back - Fase del paràmetre de transmissió. Nomenclatura idèntica a la utilitzada en la Fig. E.21.

7.6 Annex F: Llegenda de la màscara fabricada

1	BALUN 4Q
2	BALUN 4Q tolerància negativa
3	BALUN 4Q tolerància positiva
4	BALUN 1Q
5	BALUN 1Q tolerància negativa
6	BALUN 1Q tolerància positiva
7	BALUN 3Q
8	BALUN 3Q tolerància negativa
9	BALUN 3Q tolerància positiva
10	BALUN 2Q
11	BALUN 2Q tolerància negativa
12	BALUN 2Q tolerància positiva
13	BALUN Back-to-Back 4Q
14	BALUN Back-to-Back 4Q tolerància negativa
15	BALUN Back-to-Back 4Q tolerància positiva
16	BALUN Back-to-Back 1Q
17	BALUN Back-to-Back 1Q tolerància negativa
18	BALUN Back-to-Back 1Q tolerància positiva
19	BALUN Back-to-Back 3Q
20	BALUN Back-to-Back 3Q tolerància negativa
21	BALUN Back-to-Back 3Q tolerància positiva
22	BALUN Back-to-Back 2Q
23	BALUN Back-to-Back 2Q tolerància negativa
24	BALUN Back-to-Back 2Q tolerància positiva
25	BALUN Back-to-Back 2Q configuració simètrica
26	Línia CPW de 4 mm mode ODD
27	Línia CPW de 4 mm mode EVEN
28	Línia CPW de 8 mm mode ODD
29	Línia CPW de 8 mm mode EVEN
30	Línia slotline de 4 mm
31	Línia slotline de 4 mm
32	Línia slotline de 8 mm
33	Línia slotline de 8 mm
34	BALUN adaptat a càrrega model #1
35	BALUN adaptat a càrrega model #1
36	BALUN adaptat a càrrega model #2
37	BALUN adaptat a càrrega model #2

8. Referències

- [1] Constantine A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design", Ed. John Wiley, Third Edition, 2005.
- [2] David M. Pozar, "Microwave Engineering", Ed. John Wiley, Third Edition, 2005.
- [3] Miquel Ribó, "Modelatge multimodal de transicions i asimetries en guies d'ones coplanars", Tesi Doctoral URL, 2014.
- [4] Ingo Wolff, "Coplanar Microwave Integrated Circuits", Ed. Wiley-Interscience, 2006.
- [5] Miquel Ribó, "Teoria BALUN", Manuscrit URL, 2014.