Disseny d'un divisor de potència programable per aplicació a antenes reconfigurables

Memòria del Treball Final de Carrera d'Enginyeria Tècnica de Telecomunicació, especialitat Sistemes Electrònics,

realitzat per

Antoni Costa Castilla

i dirigit per

David Girbau Sala

Bellaterra, 17 de gener de 2007

Universitat Autònoma de Barcelona

etse
Escola Tècnica Superior d'Enginyeria

El sotasignat, DAVID GIRBAU SALA

Professor/a de l'Escola Tècnica Superior d'Enginyeria de la UAB,

CERTIFICA:

Que el treball a què correspon aquesta memòria ha estat realitzat sota la seva direcció per en ANTONI COSTA CASTILLA

I per tal que consti firma la present.

Signat: DAVID GIRBAU SALA

Bellaterra, 17 de GENER de 2007

Índex

1 INTRODUCCIÓ AL PROJECTE 1

1.1 EL PROJECTE 1
1.2 OBJECTIUS 2
1.3 PLANIFICACIÓ 2
1.4 EINES DE DISSENY 2
1.4.1 ADS 3
1.4.2 Momentum 3
1.5 QUÈ ÉS UN VPD I APLICACIONS 3
1.5.1 Concepte de VPD 3
1.5.2 Aplicacions dels VPDs 4
1.6 ORGANITZACIÓ DE LA MEMÒRIA 5
1.7 BIBLIOGRAFIA 5

2 DIVISOR DE POTÈNCIA VARIABLE (VPD) 7

2.1 INTRODUCCIÓ 7
2.1.1 Circuit de microones 7
2.1.2 Anàlisi de circuits de microones. Paràmetres S 7
2.1.3 La línia de transmissió microstrip 9
2.1.4 El substrat 10
2.2 INTRODUCCIÓ AL VPD. ELEMENTS QUE EL FORMEN 10
2.3 ANÀLISIS DE BLOCS 12
2.3.1 Línia de transmissió 12
2.3.2 Híbrid Branch-Line 14
2.3.2.1 Propietats de les xarxes de 4 ports 14
2.3.2.2 Estudi de la matriu de dispersió per una xarxa de 4 ports 14
2.3.2.3 Acobladors híbrids. L'híbrid Branch-Line 16
2.3.3 Desfasador variable de tipus reflexiu 17
2.4 PLANTEJAMENT GENERAL 19
2.4.1 Estructura base; híbrid + híbrid 20
2.4.2 Desfasador 22
2.4.3 VPD 23
2.5 RESUM DEL CAPÍTOL 24
2.6 BIBLIOGRAFIA 24

3 HÍBRID BRANCH-LINE 25

3.1 PARÀMETRES DE DISSENY (IMPLEMENTACIÓ MICROSTRIP) 25
3.1.2 LineCalc 26
3.2 DISSENY AMB ADS 27
3.3 DISSENY DE L'HÍBRID BRANCH-LINE 28
3.3.1 Híbrid Branch-Line preliminar 28
3.3.2 Híbrid Branch-Line amb unions T 30
3.4 DISSENY DEL LAYOUT. SIMULACIÓ AMB MOMENTUM 32
3.5 SIMULACIÓ DE L'HÍBRID BRANCH-LINE AMB MOMENTUM 33
3.6 DISSENY DE L'ESTRUCTURA DEL DESFASADOR, HÍBRID + HÍBRID 35
3.7 RESUM DEL CAPÍTOL 40
3.8 BIBLIOGRAFIA 41

CAPÍTOL 4 DÍODE PIN 43
4.1 EL DÍODE PIN 43
4.2 MODELAT DEL DÍODE PIN 44
4.2.1 Modelat petit senyal 44
4.2.2 Modelat amb l'encapsulat 44
4.2.3 Model petit senyal d'ADS del díode PIN BAP51-02 45
4.2.4 Simulacions dels tres dissenys de model i comparació de resultats 46
4.3 CREACIÓ DEL COMPONENT 47
4.4 SIMULACIONS ADS DEL COMPONENT 48
4.5 RESUM DEL CAPÍTOL 52
4.6 BIBLIOGRAFIA 52
CAPÍTOL 5 DESFASADOR VARIABLE 53
5.1 ANÀLISI TEÒRIC 53
5.2 DISSENY ADS AMB CURTCIRCUITS IDEALS 54
5.2.1 Híbrid acabat en curtcircuits ideals 54
5.2.2 Híbrid carregat amb línies acabades en curtcircuits ideals 55
5.3 DISSENY MOMENTUM AMB CURTCIRCUITS IDEALS 57
5.4 CO-SIMULACIÓ ADS-MOMENTUM 60
5.5 DISSENY DEL DESFASADOR PROGRAMABLE 62
5.5.1 Díode i xarxa de polarització ADS 62
5.5.2 Creació del layout de la xarxa de polarització 65
5.5.3 Disseny del desfasador programable amb díodes integrats en ADS 68
5.5.4 Disseny del desfasador programable en Momentum 73
5.6 RESUM DEL CAPÍTOL 77
CAPÍTOL 6 IMPLEMENTACIÓ DEL VPD 79
6.1 SIMULACIÓ ADS 79
6.2 CO-SIMULACIÓ ADS-MOMENTUM DEL VPD 82
6.3 RESUM DEL CAPÍTOL 86
CAPÍTOL 7 CONCLUSIONS I LÍNIES FUTURES 87
7.1 CONCLUSIONS 87
7.2. LÍNIES FUTURES 87
ANNEX A. CARACTERÍSTIQUES DEL SUBSTRAT 89
ANNEX B. DATASHEET DEL DÍODE PIN BAP51-02 93
ANNEX C. CODI DE MATLAB DE LES SIMULACIONS REALITZADES. 105

CAPÍTOL 1 INTRODUCCIÓ AL PROJECTE

En aquest primer capítol es descriu breument el projecte. S'enumeren els objectius als quals es vol arribar i la planificació de la feina a realitzar per aconseguir-ho. S'introdueix genèricament el funcionament del Divisor de Potència Variable (VPD) així com les seves aplicacions. A més, s'exposen les eines de treball utilitzades i la organització de la memòria.

1.1 EL PROJECTE

En sistemes de comunicacions moderns, es dedica un interès especial als circuits i dispositius reconfigurables, tant per aplicacions comercials com militars. Aquest interès es fonamenta en la necessitat de sistemes d'altes prestacions i en les especificacions creixentment restrictives que això suposa en un ampli ventall d'aspectes: velocitat de transmissió, ample de banda, adaptació a diferents estàndards de comunicació, qualitat de servei, miniaturització de sistemes, reducció de cost i pes, entre d'altres. Dins aquest marc de reconfigurabilitat i adaptabilitat s'emmarca el disseny proposat en el present projecte: un divisor de potència variable.

Són molts els sistemes de comunicacions de microones que, en algun moment del procés, resulta necessari dividir la potència d'un senyal en diverses branques. I tants altres en que les necessitats requereixen que les potències de sortida no siguin fixes, sinó que puguin ser variades en funció de les necessitats del moment. Aquesta és la propietat que ofereix un Divisor de Potència Variable: poder controlar externament quina quantitat de la potència que tenim en el senyal d'entrada, volem tenir en cada branca de sortida en funció de les necessitats del sistema. També, són de gran importància circuits que combinin senyals procedents de diferents orígens. Circuits que tenen un funcionament invers al divisor. En l'apartat 1.5 es detallen les múltiples aplicacions d'un divisor de potència variable.

El treball realitzat, escollit de entre les propostes dels diferents departaments, porta per títol ***Disseny d'un divisor de potència programable per a aplicació a antenes reconfigurables***. El seu tutor és el professor David Girbau, del departament de Telecomunicació i Enginyeria de Sistemes. L'interès en els sistemes electrònics d'alta freqüència i en els circuits que els conformen, i la realitat que porta als circuits de microones per als sistemes de telecomunicacions, van fer que el treball despertés la meva atenció, i em portés a escollir-lo per a realitzar-lo durant el segon semestre del curs 2005-06.

1.2 OBJECTIUS

L'objectiu d'aquest projecte és dissenyar un circuit divisor de potència reconfigurable a 1.7GHz, de tres estats, en tecnologia microstrip. Es demostrarà el funcionament per 3 estats, quedant així demostrat la idoneïtat del circuit i la seva possible extensió a N estats afegint sistemàticament cel·les ja dissenyades en el projecte.

Els objectius marcats per arribar a aconseguir-ho són:

- Estudi teòric del VPD, aplicacions i plantejament general.
- Disseny d'un híbrid Branch-Line. Teoria, anàlisi i simulació d'ADS i Momentum (aprenentatge dels dos programes).
- Creació d'un model del component díode PIN per a la seva utilització en el disseny del desfasador. Teoria de díodes PIN, modelat en petit senyal, modelat de l'encapsulat i simulacions d'ADS.
- Disseny d'un desfasador variable de tres estats. Teoria, anàlisi, simulacions d'ADS i Momentum i co-simulació.
- Disseny del circuit VPD amb la combinació d'híbrids Branch-Line i el desfasador. Integració de blocs dissenyats. Simulacions completes d'ADS i Momentum. Optimització.

També ha estat un objectiu important l'aprenentatge del procés de disseny de circuits de microones, començant per un estudi analític, la simulació circuital d'ADS i finalment la simulació electromagnètica amb Momentum, així com la interacció entre aquests dos simuladors mitjançant l'eina de co-simulació.

Aconseguir plasmar i sintetitzar la feina realitzada durant l'elaboració del projecte en la present memòria de manera organitzada i entenedora, és un dels objectius més.

1.3 PLANIFICACIÓ

Per a portar a terme el treball s'ha definit la següent planificació que s'ha realitzat de forma seqüencial en el temps:

1. Introducció bibliogràfica al projecte.
   1.1. Teoria de circuits basats en línies de transmissió (tecnologia microstrip).
   1.2. Divisors de potència. Híbrid Branch-Line.
   1.3. Divisors de potència variables.
   1.4. Circuits desfasadors.
2. Estudi analític de l'híbrid Branch-Line. Simulacions d'ADS i Momentum (aprenentatge dels dos programes).
3. Estudi analític del circuit VPD a nivell de blocs: Híbrid + Desfasador + Híbrid
4. Implementació de l'híbrid amb ADS-Momentum.
5. Estudi analític del desfasador variable en reflexió.
6. Introducció als díodes PIN. Estudi analític, modelat i simulació amb ADS.
7. Implementació del desfasador variable amb ADS-Momentum. Casos de càrregues reflexives ideals i de càrregues reflexives reals (díodes PIN).
8. Implementació del circuit VPD; Híbrid + Desfasador + Híbrid; amb ADS-Momentum.

1.4 EINES DE DISSENY

Per al disseny del Divisor de Potència Variable s'ha utilitzat el software *Advanced Design System* (ADS) [1], programa desenvolupat per *Agilent Technologies*. Dintre d'ADS trobem el

programa Momentum, eina dedicada exclusivament al disseny de layouts de circuits basats en línies de transmissió.

1.4.1 ADS

Advanced Design System (ADS) permet el disseny i simulació circuital a nivell de dispositiu, circuit o sistema, permetent utilitzar nombrosos components de llibreria així com tipus de guia d'ona. S'obtenen uns resultats força acurats que permetran conèixer, d'una manera força aproximada la resposta d'un circuit. De totes formes, previ a la fabricació és indispensable una simulació electromagnètica, sobretot quan es treballa a alta freqüència (en el rang de GHz). D'entre totes les possibilitats, es troba el disseny i simulació de circuits amb línies de transmissió microstrip. ADS incorpora un conjunt de llibreries que contenen la major part dels components necessaris (editables) per a realitzar un disseny i la seva simulació. Incorpora també llibreries amb components actius reals de diversos fabricants, així com la possibilitat de crear components i afegir-los.

1.4.2 Momentum

Momentum és un subprograma inclòs dins l'entorn ADS que permet el disseny dels layouts físics dels circuits basats en línies de transmissió i la simulació d'aquests. Momentum realitza una simulació molt més acurada que ADS basada en el mètode dels Moments. D'aquesta forma té en compte els efectes paràsits com acoblaments o radiacions. Per tenir un ordre de magnitud a nivell de temps de simulació, els circuits dissenyats al final del projecte (capítols 5 i 6), la simulació en Momentum triga una hora, i en ADS no triga més d'un minut.

Finalment, comentar la possibilitat de l'editor de layouts de Momentum de generar el layout d'un circuit a partir del seu disseny esquemàtic amb ADS. També comentar la importància de l'eina de co-simulació, que permet fer una simulació simultània d'un circuit en ADS i Momentum, espacialment interessant en circuits que contenen elements discrets passius o actius a més de línies de transmissió.

1.5 QUÈ ÉS UN VPD I APLICACIONS

1.5.1 Concepte de VPD

Els divisors de potència (fixes) son dispositius de tres o més branques (mínim una entrada i dues sortides), que reparteixen la potència d'entrada entre les diverses branques de sortida. El valor de les potències a les sortides estarà fixat en funció del disseny del divisor, normalment a parts iguals (3dB), del qual se n'han de restar les pèrdues. Els divisors de 4 branques es coneixen com a acobladors direccionals. Els acobladors es poden dissenyar amb relacions de divisió de potència arbitràries.

El divisor de potència variable, és aquell divisor de potència dissenyat per a ser capaç de modificar, mitjançant un senyal de control extern, la distribució de potència a les sortides, controlant així quina és la quantitat de potència que es vol tenir, en un instant de temps determinat, a cadascuna de les branques de sortida. Suposem, com a cas general, un divisor de potència variable de 3 accessos (figura 1.1), on el senyal de control és una variable compresa entre -1 i 1 ($-1<a<1$). Per a diferents valors de la variable *a*, es pot observar com s'obtenen diferents relacions de potència a les sortides.

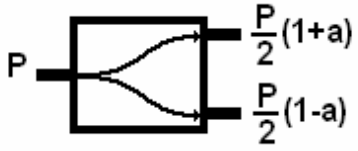


Figura 1.1: Esquema d'un divisor de potència variable.

Es poden dissenyar VPDs amb més de dues branques de sortida a partir de diversos VPDs, de 3 o 4 accessos, col·locats en sèrie. També s'han de diferenciar els VPDs analògics (marge de variació continu) i els digitals, com el del present projecte (marge de variació discret).

1.5.2 Aplicacions dels VPDs

Els VPDs han tingut en anys passats nombroses aplicacions en circuits i sistemes que es poden considerar de caire ja més tradicional però actualment són elements que poden tenir un paper important en circuits de comunicacions actuals i futurs. Tal com indica el títol del projecte, l'aplicació per la qual es proposa el VPD és com a element integrable en antenes reconfigurables.

Actualment els estàndards WLAN tenen el potencial per oferir serveis amb velocitat de bit elevades, com per exemple aplicacions multimèdia. No obstant, en certs ambients que podríem considerar de propagació difícil com interiors o urbans, la propagació multicamí representa una limitació important per la qualitat de la comunicació. Hi ha maneres convencionals de mitigar els efectes multicamí mitjançant algorismes sofisticats implementats en FPGAs o ASICs. Una segona aproximació seria el que s'anomenen antenes intel·ligents o reconfigurables, situades tant al terminal com a l'estació base.

Per aquesta darrera solució s'han proposat arrays conformals (*conformal arrays*) que utilitzen xarxes d'alimentació reconfigurables [2,3,4,5]. Utilitzant com a xarxa d'alimentació divisors de potència variables s'obté un control complet en la forma del feix (*beam*), havent-se demostrat aquest principi pel cas d'arrays lineals en [6]. Però mentre en els *arrays* lineals una variació en l'amplitud de l'excitació només produeix una variació en la forma del beam (*beam shaping*) simètrica, i l'escombrat del feix (*beam steering*) només es pot obtenir mitjançant el control de la fase, en arrays conformals (*conformal arrays*) es pot obtenir un *beam steering* de 360º amb un control d'amplitud de l'excitació (realitzat amb VPDs), gràcies a la geometria de l'antena. Amb aquesta topologia també es poden obtenir configuracions que ajudin a mitigar l'efecte multicamí.

Una segona aplicació seria la utilització de VPDs en el formateig del *beam* de l'antena en un satèl·lit de rotació (*rotating satellite*) així com per l'escombrat o el formateig del *beam* (*beam steering or shaping*) en un sistema d'antenes de feix múltiple, tal com proposa [7] aplicat a un satèl·lit SMS (Syncronous Meteorological Satellite). En [7] també es proposa la utilització de VPDs en altres aplicacions de satèl.lits, com per exemple en l'excitació d'amplitud variable d'una antena de lents amb múltiples *horns* d'excitació, tal com es mostra a la figura 1.2, o a la capacitat de produir nuls en direccions determinades en patrons de radiació per discriminar senyals interferents. En [7] també es descriuen diferents tipus de VPDs: mecànics, basats en ferrites i en híbrids. A [8] es proposa un divisor de potència variable en banda Ku també aplicat a antenes reconfigurables per satèl.lits.

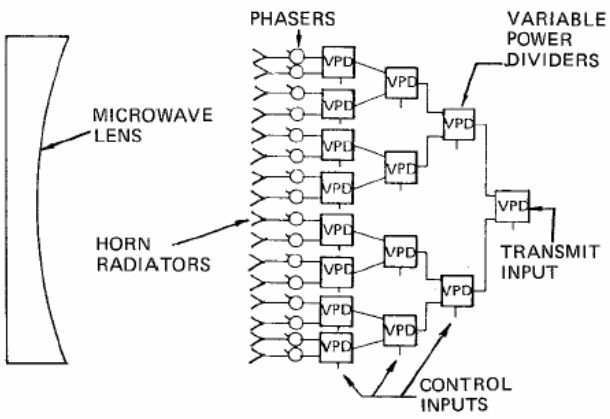


Figura 1.2: Exemple de combinació de VPDs per a una aplicació d'antenes reconfigurables [7].

1.6 ORGANITZACIÓ DE LA MEMÒRIA

Aquesta memòria es pot dividir en dues parts diferenciades, una primera part d'introducció de caire teòric-analític (Capítols 1 i 2) i una segona de disseny (Capítols 3, 4, 5 i 6), amb un últim capítol 7 de conclusions.

En el primer capítol s'ha introduït el projecte. Es dona una idea general del circuit VPD i les seves aplicacions. Es marquen els objectius que es volen assolir i es planteja la feina a fer per aconseguir-ho. També es fa una introducció a les eines de treball utilitzades i, en aquest últim punt es descriu com està organitzada la memòria.

El segon capítol està dedicat a l'estudi del circuit VPD. Es mostren i estudien els components que el formen a nivell de blocs, analitzant-ne cadascun per separat. Per últim es realitza l'estudi analític del circuit VPD sencer mostrant el comportament que s'espera en els dissenys. Les simulacions en aquesta secció s'han realitzat en MATLAB.

El tercer capítol està dedicat al disseny de l'híbrid Branch-Line, i al disseny, utilitzant dos híbrids Branch-Line, de l'estructura base del VPD.

En el capítol quart es presenta el díode PIN, element integrat en el desfasador. És l'element que permetrà de programar el VPD mitjançant una corrent de control DC. Es realitza la creació del seu component per a ser utilitzat en el disseny del desfasador.

El cinquè capítol està dedicat al disseny del desfasador variable. Havent estudiat la seva estructura en el capítol 2, es realitzarà un primer disseny utilitzant curtcircuit ideals, i un segon amb curtcircuits reals i amb la introducció dels díodes PIN. Es dissenya un desfasador de tres estats programable.

El capítol sisè consisteix en la integració del desfasador variable (capítol 5) i l'estructura formada pels dos híbrids (capítol 3) i que portarà al circuit Divisor de Potència Variable final.

En el capítol setè s'enumeren les conclusions i es proposen les línies futures.

1.7 BIBLIOGRAFIA

[1] ADS-MomentumTM. Agilent Eesof. http://eespf.tm.agilent.com
[2] A. Sibile, C. Roblin, G. Poncelet, "Beam steering circular monopole arrays for wireless applications", Int. Conference on Antennas and Propagation, Vol. 1, pp. 358-361. Abril, 1997.
[3] J. Cheng, M. Hashiguchi, K. Ligusa, T. Ohira, "Electronically steerable parasitic array radiator antenna for omni- and sector-pattern forming applications to wireless and hoc networks", Proc. Inst. Elect. Eng. Antennas and Propagation, Vol. 150, pp. 203-208. Agost, 2003.
[4] C. Sun, A. Hirata, T. Ohira, N.C. Karmakar, "Fast beamforming of electronically steerable parasitic array radiator antennas: theory and experiment", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 52, Nº7, pp. 1819-1832. Juliol, 2004.
[5] A. Ocera, P. Farinelli, P. Mezzanotte, R. Sorrentino, "MEMS-Tuneable phase shifter and power divider for reconfigurable antennas", MEMSWAVE 2005 proceedings, Vol.1, pp.173-176. June, 2005.
[6] A. Ocera, R. Vincenti Gatti, P. Mezzanotte, P. Farinelli, R. Sorrentino, " A MEMS Programmable Power Divider / Combiner", 35th European Microwave Conference. Octubre, 2005.
[7] E. W. Matthews, "Variable power dividers in satellite systems", IEEE MTT-S Intl. Microwave Symposium Digest, Vol. 76, Nº1. June, 1976.
[8] R. Mizzoni, R. Ravanelli, B. Piovarno, F. Alessandri, S. Badessi, "A Ku-band variable power divider for reconfigurable satellite antennas", 8th Intl. Conference on Antennas and Propagation, Vol.1, pp. 234-237. 1993.

CAPÍTOL 2 DIVISOR DE POTÈNCIA VARIABLE (VPD)

Un cop introduït el projecte, coneixent què és un VPD i el circuit a dissenyar, anem a veure en aquest segon capítol l'anàlisi de blocs del circuit, les seves propietats, quins són els components i circuits que el formen, així com el seu anàlisi, i el plantejament del disseny del circuit. També veurem aquí els resultats obtinguts de la simulació de les equacions analítiques del VPD.

2.1 INTRODUCCIÓ

L'element a dissenyar en el projecte, el divisor de potència variable, és un circuit de microones, del qual se'n proposarà un anàlisi, simulació i disseny en petit senyal (mitjançant paràmetres S), sobre un substrat de Rogers i en tecnologia impresa microstrip. A continuació es descriuen breument tots aquests conceptes.

2.1.1 Circuit de microones

El terme microones fa referència a senyals de freqüències que van des d'uns pocs MHz fins a alguna centena de GHz, i que per tant, els correspon una longitud d'ona (λ) al buit que va de l'ordre d'1 metre a 1 mil·límetre. Amb tot, un circuit de microones és aquell que treballa a una freqüència compresa dintre d'aquest rang.

La teoria de circuits clàssica assumeix que les dimensions físiques dels circuits que composen una xarxa són molt menors que la longitud d'ona del senyal que hi circula. A freqüències de microones succeeix el contrari, la longitud d'ona del senyal és de l'ordre o més petita que els components i les línies de transmissió del circuit per on circula. A aquestes freqüències el comportament dels dispositius es veu alterat, principalment, per dos motius; la propagació del senyal per les línies i les alteracions en el funcionament previsible dels elements distribuïts (R,L,C) que formen el circuit.

És per tot això que els circuits de microones requereixen d'un disseny i un tractament especial, la Teoria dels circuits de microones, que bàsicament té en consideració el temps finit que les pertorbacions electromagnètiques triguen en propagar-se d'un punt a un altre.

2.1.2 Anàlisi de circuits de microones. Paràmetres S

Per analitzar un circuit és necessari relacionar magnituds elèctriques (tensions, corrents, potències) en cada port o accés de la xarxa que el forma. Cada un dels accessos vindrà

caracteritzat per un pla de referència, una impedància característica i les tensions i corrents incidents.
D'aquesta manera, una xarxa de N ports d'accés pot ser completament caracteritzada per una matriu d'impedàncies [Z] o d'admitàncies [Y], la qual relaciona les tensions i corrents en cada un dels ports d'entrada; [V]=[Z]·[I] o [I]=[Y]·[V]. Amb tot tenim una matriu complexa (2.1), [Z] o [Y], que defineix completament un circuit lineal [1].

$$\begin{bmatrix} V_1 \\ V_2 \\ \vdots \\ V_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & \cdots & Z_{1N} \\ Z_{21} & Z_{22} & \cdots & Z_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ Z_{N1} & Z_{N2} & \cdots & Z_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ \vdots \\ I_N \end{bmatrix} \tag{2.1}$$

On per calcular cada terme de la matriu s'han de deixar en circuit obert tots els accessos excepte el que es vol calcular (2.2).

$$Z_{ij} = \left. \frac{V_i}{I_j} \right|_{\substack{I_K=0 \\ \forall K \neq j}} \tag{2.2}$$

En el cas de fer aquest anàlisi a freqüències de microones, sorgeixen una sèrie d'inconvenients en la utilització de les matrius d'impedàncies o d'admitàncies.

- La mesura de la impedància és molt sensible a desplaçaments del pla de referència en cada accés.
- Les condicions de contorn implicades (curtcircuit o circuit obert) són difícils d'aconseguir.

És per això que per a fer l'anàlisi d'aquest tipus de circuits s'utilitzen els paràmetres S (d'"*scattering*" o dispersió), una variant que simplifica el mètode.

Paràmetres S.

Es defineix, per a cada accés de la xarxa, una ona d'entrada al circuit o incident (a_N) i una de sortida o reflectida (b_N), ambdues normalitzades. De forma que queden relacionats tots els accessos de la xarxa segons [b]=[S]·[a] (2.3). On [S] és la matriu de dispersió o matriu de paràmetres S, matriu complexa que defineix perfectament el circuit lineal [1].

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \vdots \\ b_N \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & \cdots & S_{1N} \\ S_{21} & S_{22} & \cdots & S_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ S_{N1} & S_{N2} & \cdots & S_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \vdots \\ a_N \end{bmatrix} \tag{2.3}$$

Els elements de la matriu s'obtenen a partir de 2.4. L'equació equival al quocient entre la ona de sortida del port i-éssim i la ona d'entrada del port j-éssim, amb la condició de tenir tots els ports adaptats excepte el j.

$$S_{ij} = \left. \frac{b_i}{a_j} \right|_{\substack{a_K=0 \\ \forall K \neq j}} \tag{2.4}$$

Cada paràmetre S dóna informació del tractament que sofreix un senyal entrant per un port i que en surt per un altre. El primer subíndex del paràmetre S indica el port de sortida i el segon subíndex el port d'entrada.

Bàsicament els avantatges de treballar amb la matriu de paràmetres de dispersió són dos:

- Treballar de forma independent amb la ona incident i la ona reflectida.
- La fàcil implementació de les condicions de contorn, ja que carregant els accessos amb la impedància característica aconseguim la no excitació en qualsevol port.

Carta d'Smith

La carta d'Smith és una ajuda gràfica de gran utilitat. Permet la representació o visualització de coeficients de reflexió i d'impedàncies, facilitant l'anàlisi de problemes relacionats amb línies de transmissió. En essència constitueix la representació, en coordenades polars, del coeficient de reflexió. La principal utilitat es troba en el fet que podem convertir directament coeficients de reflexió en impedàncies normalitzades, i viceversa. Donat que qualsevol càrrega passiva compleix $|\rho| \leq 1$, la representació de la seva impedància estarà dintre d'un cercle de radi unitat (figura 2.1).

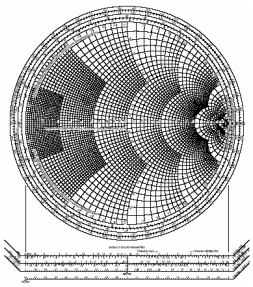


Figura 2.1:Carta d'Smith

2.1.3 La línia de transmissió microstrip

La línia de transmissió (LT) pren importància, doncs, en els circuits de microones, ja que pot modificar el senyal que transmet, provocant-hi retards i pèrdues. Existeixen diferents estructures per a transmetre senyals en circuits de microones, com per exemple la línea coaxial, guies d'ona de diferents topologies, així com línies de transmissió impreses sobre substrat. D'entre les impreses existeixen diferents tecnologies de fabricació: stripline, microstrip, o guia d'ones coplanar, entre d'altres. La línia microstrip (figura 2.2) és una tira de material conductor (línea) impresa sobre d'un substrat amb un pla metal·litzat a l'altre cara (normalment conegut com a massa, GND). En la figura es mostren els paràmetres amb més rellevància de la seva implementació. En general, les pèrdues provocades per una LT són degudes a la conductivitat finita de la línia i a les pèrdues del dielèctric.

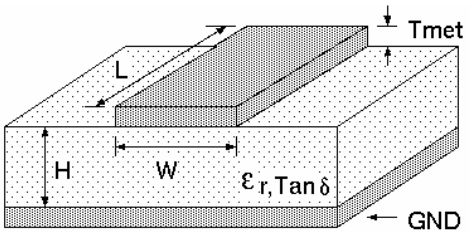


Figura 2.2. Línia microstrip i els seus paràmetres.

Per a freqüències de microones, el circuit equivalent d'una línia de transmissió és una xarxa de paràmetres distribuïts (R,L,C) [2,3].

2.1.4 El substrat

El substrat escollit per implementar el circuit és el RO4003C™, de la sèrie de materials per a circuits d'alta freqüència RO4000® de la casa ROGERS [4]. És un substrat fabricat amb vidre reforçat amb capes d'hidrocarbó i ceràmica. Està dissenyat per a oferir un molt bon rendiment a altes freqüències (>500MHz), amb baixes pèrdues i estabilitat.

L'elecció d'aquest substrat ve determinada per la disponibilitat del substrat al laboratori així com el coneixement del seu procés de fabricació. Utilitzant-lo facilitem una posterior ampliació o modificació del disseny per part dels membres del departament, així com la seva fabricació en un futur.

En l'annex A es troba el datasheet del substrat, i en la figura 2.3 podem observar les seves característiques principals.

Propietat	Valor
Permitivitat dielèctrica, ε_r	3.38
Permeabilitat, μ_r	1
Tangent de pèrdues, $\tan\delta$	0.0021
Gruix del dielèctric, H	0.508 mm
Gruix de la línia, T	17µm

Figura 2.3: Característiques substrat

2.2 INTRODUCCIÓ AL VPD. ELEMENTS QUE EL FORMEN

El divisor de potència programable que es dissenyarà i es demostrarà per tres estats, els quals seran determinats mitjançant el control de díodes PIN, treballarà a la freqüència de 1.7 GHz. El diagrama de blocs del circuit es mostra a la figura 2.5. Té quatre accessos, un que funciona com a entrada, dos de sortida entre els quals es repartirà la potència (sortida1 i sortida2) i un quart port que per un bon funcionament del circuit ha d'estar acabat. El tractament que efectua el circuit sobre el senyal d'entrada és el de repartir la potència entre els dos ports de sortida, dirigint la potència com convingui, lo qual es pot controlar externament amb la senyal de control. Els tres estats del circuit que s'implementarà són:

- Estat 1: Dirigir tota la potència d'entrada al port de sortida 1.
- Estat 2: Repartir la potència d'entrada a parts iguals entre els dos ports de sortida.
- Estat 3: Dirigir tota la potència d'entrada al port de sortida 2.

El canvi d'estats es programa mitjançant un senyal DC de control extern, que es composa d'un bus de 2 fils, V1 i V2, tal com es mostra a la figura 2.4:

	V1	V2
Estat 1	0	0
Estat 2	0	1
Estat 3	1	0

Figura 2.4: Programació dels estats del VPD

A grans trets, el funcionament del circuit és el següent:

- Entrada del senyal al primer híbrid pel port d'entrada.
- Divisió de la potència del senyal a parts iguals entre els dos ports de sortida de l'híbrid, desfasats 90º.

- Un dels senyals es transmet a través d'una línea de transmissió de longitud fixa a una entrada del segon híbrid; aquesta línea li provoca un desfasament concret.
- L'altre senyal entra al desfasador variable. Amb el senyal de control es decideix aplicar un dels tres desfasament possibles. El senyal s'injecta a l'altre entrada del segon híbrid.
- La combinació dels dos senyals en el segon híbrid amb les fases corresponents genera la sortida desitjada.

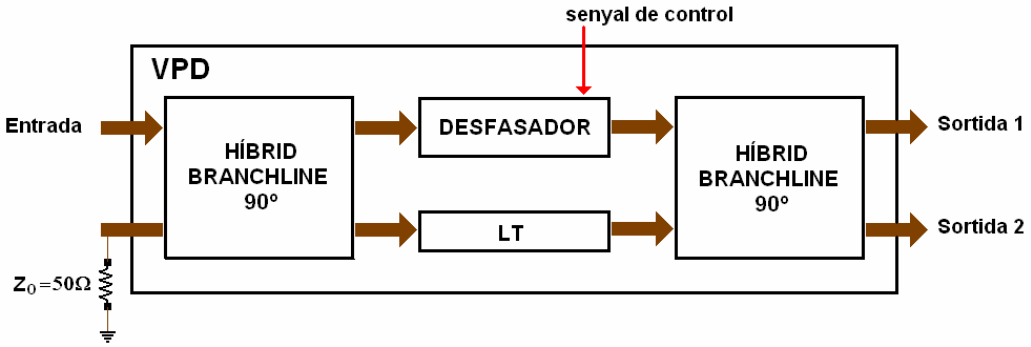


Figura 2.5: Estructura de blocs del VPD proposat.

Es pot deduir del diagrama de blocs i de l'anàlisi de funcionament que el circuit també pot funcionar com a combinador de potència reconfigurable, circuit que estarà format per dues entrades i una sortida i el qual es proposarà com a línies futures.

Per tant, es pot observar en la figura 2.5 que el disseny d'aquest circuit, requerirà l'anàlisi i disseny dels següents elements:

- Trams de línea de transmissió microstrip.

  Tots els elements que formen el VPD estan realitzats o interconnectats amb línies de transmissió.

- Híbrid Branch-Line

  És un circuit de 4 accessos divisor de potència a 3dB (divisió a parts iguals). Els divisors de potència coneguts com a híbrids són aquells que incorporen un desfasament entre els senyals dels ports de sortida, que en el cas de l'híbrid Branch-Line és de 90º. Aquest element té unes propietats molt interessants per les quals el fem servir. Els seus 4 ports estan adaptats i té dos parells de portes aïllades entre si. Si en comptes d'entrar un senyal a l'híbrid, n'entren dos, aquest funciona com a combinador de potències. Més endavant s'analitzarà detalladament.

- Desfasador variable de tipus reflexiu.

  Circuit que combina un híbrid Branch-Line amb trams de línia de transmissió i díodes PIN. És un biport dissenyat per a variar la fase del senyal a la sortida. El desfasament es produeix degut a la transmissió del senyal per dues línies acabades en curtcircuit connectades a l'híbrid. En funció de la longitud de les línies de transmissió es tindran desfasaments diferents. El díode PIN és l'element gràcies al que, a través d'un corrent DC de polarització, aconseguim variar la longitud de les línies, i per tant, el desfasament del senyal.

- Díode Pin

  S'utilitza aquest díode per la capacitat que té de funcionar com a commutador entre dos estats (obert i curt) de senyals RF segons si està polaritzat en directa o inversa. Forma part del desfasador variable i és l'element a partir del qual s'aconsegueix la variabilitat del VPD.

2.3 ANÀLISIS DE BLOCS

La divisió d'un circuit per blocs o parts en que està format, i la posterior combinació d'aquests, facilita l'estudi del circuit i la seva comprensió. En aquest apartat es descriu el comportament individual dels dispositius que formen el Divisor de potència Variable, per analitzar després el comportament global del circuit.

2.3.1 Línia de transmissió

L'ona que es propaga per una línia de transmissió sense pèrdues queda definida per les equacions de tensió i corrent (2.5),

$$\begin{aligned} V(z) &= V_o^{+} e^{-\beta l} + V_o^{-} e^{+\beta l} \\ I(z) &= I_o^{+} e^{-\beta l} + I_o^{-} e^{+\beta l} \end{aligned} \tag{2.5}$$

on V_0^+, I_0^+, V_0^-, I_0^-, són les amplituds de la tensió i corrent de les ones progressives i regressives, respectivament, β és la constant de fase i l és l'espai (desplaçament).
La impedància característica de la línia Z_o, permet relacionar la tensió i el corrent de l'ona que viatja per la línia (2.6).

$$Z_o = \frac{V_o^{+}}{I_o^{+}} = -\frac{V_o^{-}}{I_o^{-}} \tag{2.6}$$

Per una línia de transmissió carregada amb una impedància qualsevol Z_L, l'ona que es transmet i incideix a la càrrega es veu forçada a complir la condició de contorn que imposa la impedància Z_L. Si $Z_L = Z_o$ l'ona es transmetrà normalment, però si $Z_L \neq Z_o$, l'ona es dividirà en una ona incident i una reflectida, podent veure's reflectida per complet. El coeficient de reflexió (Γ) ens dóna aquesta informació relacionant l'ona incident amb la reflectida (2.7).

$$\Gamma = \frac{V_o^{-}}{V_o^{+}} = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} \tag{2.7}$$

Si Γ=0, diem que la càrrega està adaptada, no existeix ona reflectida. Parlem llavors d'una ona plana, en que la magnitud de la tensió i el corrent és constant.

Si $\Gamma \neq 0$, la càrrega no està adaptada i, per tant, existeix una ona reflectida. Parlem llavors d'una ona estacionària, formada per la superposició d'una ona incident i una reflectida. En una ona estacionària, la magnitud de la tensió i el corrent no són constants, sinó que varien al llarg de la línia. Es pot calcular la impedància en qualsevol punt de la línia com (2.8). La potència del senyal es mantindrà constant al llarg de la línia. Així, la potència dissipada a una càrrega serà igual a la potència reflectida més la transmesa. Aconseguint la màxima transmissió de potència amb l'adaptació de la càrrega (Γ=0).

$$Z_{IN} = Z_o \frac{1 + \Gamma e^{-2j\beta l}}{1 - \Gamma e^{-2j\beta l}} \tag{2.8}$$

Es pot demostrar que una línia amb l= λ/2 es comporta com un seguidor d'impedàncies. Mentre que una amb l= λ/4 es comporta com un inversor o transformador d'impedàncies.

La fase del senyal ($\Phi = \beta l$), també varia al llarg de la línia. En la figura 2.6 veiem representada l'amplitud de la tensió d'una ona estacionària i com es relacionen longitud d'ona, distància de la línia de transmissió i longitud elèctrica. Així, per exemple, una línia de l=λ/2 desfasa el senyal 180º.

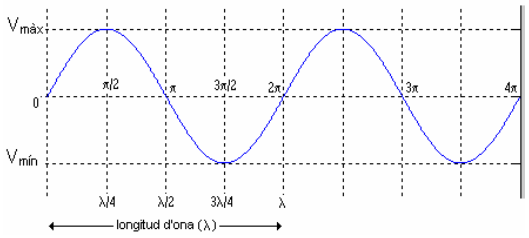


Figura 2.6: Ona estacionària.

A partir d'aquí, coneixent el substrat en que implementarem el circuit i la freqüència a la que treballarà, podem calcular la longitud d'ona del senyal.

- El circuit treballa a la freqüència de $f = 1.7GHz \rightarrow \omega = 2\pi f = 10.68 \cdot 10^9 \; rad/s$
- Assumint la impedància característica de la línea $Z_o = 50\Omega$
- Coneixem els paràmetres del substrat, i per tant podem calcular:

Substrat
$\varepsilon_r = 3.38$
$\mu_r = 1$
$\sigma = 4.1 \cdot 10^7$
$\tan\delta = 0.021$

$$\varepsilon_o = 8.854 \cdot 10^{-12} \frac{F}{m} \tag{2.9}$$

$$\varepsilon = \varepsilon_o \cdot \varepsilon_r = 8.854 \cdot 10^{-12} \frac{F}{m} \times 3.38 = 29.93 \cdot 10^{-12} \frac{F}{m} \tag{2.10}$$

$$\mu_o = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m} \tag{2.11}$$

$$\mu = \mu_o \cdot \mu_r = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{H}{m} \tag{2.12}$$

Mitjançant el LineCalc, un programa dins l'entorn d'ADS (veure apartat 3.1.2), podem calcular exactament:

- $\varepsilon_{reff} = 2.653$
- $v_p = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_{reff}}} = 1.8418 \cdot 10^8 \; m/s$
- $\lambda = \frac{v_p}{f} = 0.108 \; m$
- $\beta = \frac{2\pi}{\lambda} = 5.799$

Coneixent la longitud d'ona del senyal podem relacionar (2.13) les longituds elèctriques (ϕ) que corresponen a cada longitud de línia de transmissió (figura 2.7)

$$\Phi = \beta \cdot l = \frac{2\pi}{\lambda} l \tag{2.13}$$

ϕ	ϕ(rad)	Longitud d'ona	Longitud LT
0º	0	0	0 cm
30º	π/6	λ/12	0.901 cm
45º	π/4	λ/8	1.35 cm
60º	π/3	λ/6	1.803 cm
90º	π/2	λ/4	2.705cm

120º	2π/3	λ/3	3.607 cm
135º	3π/4	3λ/8	4.06 cm
150º	5π/6	5λ/12	4.5 cm
180º	π	λ/2	5.41 cm
360º	2π	λ	10.8 cm

Figura 2.7. Equivalència entre la longitud de la línia de transmissió, la longitud d'ona i la longitud elèctrica en el substrat utilitzat.

2.3.2 Híbrid Branch-Line

2.3.2.1 Propietats de les xarxes de 4 ports

Els dispositius de 4 ports presenten una matriu de paràmetres S de 16 elements:

$$[S]=\begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{pmatrix} \tag{2.14}$$

Per definició, són dispositius: (considerant el cas ideal)

- **Passius**: El mòdul de tots els elements de la matriu és menor o igual que la unitat,

$$\left|S_{ij}\right| \le 1 \tag{2.15}$$

- **Passius i sense pèrdues**: El producte de la matriu de dispersió i la matriu de dispersió hermètica (transposada i conjugada) és igual a la matriu identitat.

$$[S][S]^{H} = [I] \tag{2.16}$$

- **Recíprocs,** Si el circuit és recíproc podem dir que la seva matriu de dispersió és simètrica.

$$S_{ij} = S_{ji} \Leftrightarrow [S] = [S]^{t} \tag{2.17}$$

- **Totalment adaptats:** En tots els ports**,** la potència incident es transmet per complet.

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0 \tag{2.18}$$

2.3.2.2 Estudi de la matriu de dispersió per una xarxa de 4 ports

Suposant $S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = 0$, $[S]$ unitària i la xarxa recíproca, llavors s'han de complir les següents relacions:

$$\begin{aligned} &\left|S_{12}\right|^2 + \left|S_{13}\right|^2 + \left|S_{14}\right|^2 = 1 \\ &\left|S_{12}\right|^2 + \left|S_{23}\right|^2 + \left|S_{24}\right|^2 = 1 \\ &\left|S_{13}\right|^2 + \left|S_{23}\right|^2 + \left|S_{34}\right|^2 = 1 \\ &\left|S_{14}\right|^2 + \left|S_{24}\right|^2 + \left|S_{34}\right|^2 = 1 \end{aligned} \tag{2.19}$$

$$\begin{aligned} &S_{13}S_{23}^{*} + S_{14}S_{24}^{*} = 0 \\ &S_{12}S_{23}^{*} + S_{14}S_{34}^{*} = 0 \\ &S_{12}S_{24}^{*} + S_{13}S_{34}^{*} = 0 \\ &S_{12}S_{13}^{*} + S_{24}S_{34}^{*} = 0 \\ &S_{12}S_{14}^{*} + S_{23}S_{34}^{*} = 0 \\ &S_{13}S_{14}^{*} + S_{23}S_{24}^{*} = 0 \end{aligned} \tag{2.20}$$

Una de les possibles solucions d'aquest sistema consisteix en prendre $S_{12} = 0$, pel que 2.20 es redueix a:

$$\begin{aligned} S_{14}S_{34}^{*} &= 0 \\ S_{13}S_{34}^{*} &= 0 \\ S_{24}S_{34}^{*} &= 0 \\ S_{23}S_{34}^{*} &= 0 \end{aligned} \tag{2.21}$$

Si prenem per exemple $S_{34} = 0$ per a que es compleixi 2.21, llavors 2.19 es redueix a:

$$\begin{aligned} |S_{13}|^2 + |S_{14}|^2 &= 1 \\ |S_{23}|^2 + |S_{24}|^2 &= 1 \\ |S_{13}|^2 + |S_{23}|^2 &= 1 \\ |S_{14}|^2 + |S_{24}|^2 &= 1 \end{aligned} \tag{2.22}$$

De 2.22 veiem que $|S_{14}| = |S_{23}|$ i $|S_{13}| = |S_{24}|$. Si prenem per exemple $S_{14} = S_{23} = \alpha$, $S_{13} = \beta e^{j\theta}$ i $S_{24} = \beta e^{j\phi}$, la matriu de dispersió queda de la següent forma:

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \beta e^{j\theta} & \alpha \\ 0 & 0 & \alpha & \beta e^{j\phi} \\ \beta e^{j\theta} & \alpha & 0 & 0 \\ \alpha & \beta e^{j\phi} & 0 & 0 \end{pmatrix} \tag{2.23}$$

Per últim, per a que $[S]$ sigui unitària s'hauran de complir les següents relacions:

$$\alpha^2 + \beta^2 = 1 \tag{2.24}$$

$$-\beta\alpha e^{-j\theta} = \alpha\beta e^{j\phi} \Rightarrow \theta + \phi = (2n+1)\pi \tag{2.25}$$

Existeixen dues possibles solucions per a les equacions:

1. Acoblador simètric: $\theta = \phi = \dfrac{\pi}{2}$

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & 0 & j\beta & \alpha \\ 0 & 0 & \alpha & j\beta \\ j\beta & \alpha & 0 & 0 \\ \alpha & j\beta & 0 & 0 \end{pmatrix} \tag{2.26}$$

2. Acoblador antisimètric: $\theta = 0$, $\phi = \pi$

$$[S]=\begin{pmatrix} 0 & 0 & \beta & \alpha \\ 0 & 0 & \alpha & -\beta \\ \beta & \alpha & 0 & 0 \\ \alpha & -\beta & 0 & 0 \end{pmatrix} \tag{2.27}$$

En tots dos casos apreciem com, al incidir una potència per qualsevol dels ports, aquesta es reparteix entre dos ports anomenats directe i acoblat, quedant un tercer aïllat i el port d'entrada adaptat. Per tant, la xarxa té dos parells de ports de fora de la diagonal principal aïllats entre ells.
Altres possibles solucions dels sistemes d'equacions (2.19) i (2.20) porten al mateix resultat obtingut (2.26) i (2.27). Totes aquestes solucions són conegudes com a acobladors direccionals (AD), i es representen amb els següents símbols (figura 2.8):

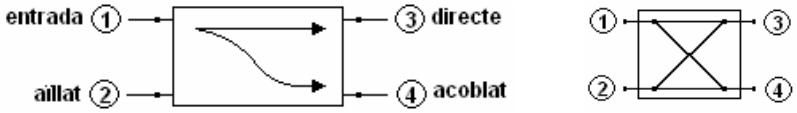


Figura 2.8: Dues representacions de l'acoblador direccional.

En els AD normalment la major part de la potència es dirigeix al port directe, i només una petita part arriba al port acoblat. Per aquest motiu es defineixen les següents relacions de potència com a figures de mèrit:

- Acoblament: $C=10\log\left(\langle P_1\rangle/\langle P_4\rangle\right)=-20\log\beta \quad (\text{dB})$ (2.28)
- Directivitat: $D=10\log\left(\langle P_4\rangle/\langle P_2\rangle\right)=20\log\dfrac{\beta}{|S_{12}|} \quad (\text{dB})$ (2.29)
- Aïllament: $I=10\log\left(\langle P_1\rangle/\langle P_2\rangle\right)=-20\log|S_{12}| \quad (\text{dB})$ (2.30)

Una relació directe entre elles és: I=C+D

2.3.2.3 Acobladors híbrids. L'híbrid Branch-Line

Reben el nom d'híbrids els acobladors de 3 dB. Utilitzant la notació anterior, es tracta d'un acoblador direccional simètric ($\theta=\phi=\dfrac{\pi}{2}$) amb $\alpha=\beta=\dfrac{1}{\sqrt{2}}$. La seva matriu de paràmetres S és:

$$[S]=\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} 0 & 0 & j & 1 \\ 0 & 0 & 1 & j \\ j & 1 & 0 & 0 \\ 1 & j & 0 & 0 \end{pmatrix} \tag{2.31}$$

Com s'ha vist, el circuit, l'esquema del qual es mostra a la figura 2.9, té les següents propietats:

- Passiu i sense pèrdues. [S][S]*=[I]
- Recíproc. $S_{ij}=S_{ji}$
- Tots els ports adaptats. $S_{ii}=0$
- Dos parells de ports aïllats entre ells. S_{21}, S_{12} i S_{43}, S_{34}.
- Introdueix un desfasament de 90º entre els ports directe i acoblat.

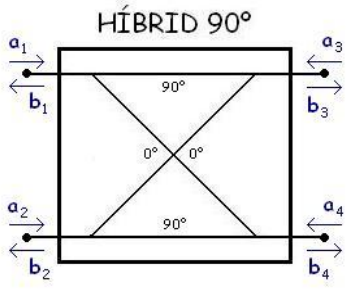


Figura 2.9: Representació gràfica de l'híbrid Branch-Line

Si suposem que excitem l´híbrid pel port 1 (a_1) i la resta de ports acabats, podem trobar les sortides en funció de l'entrada:

$$[b]=[S][a] \tag{2.32}$$

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 0 & j & 1 \\ 0 & 0 & 1 & j \\ j & 1 & 0 & 0 \\ 1 & j & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \tag{2.33}$$

$$\boxed{b_3 = j\frac{a_1}{\sqrt{2}}} \qquad \boxed{b_4 = \frac{a_1}{\sqrt{2}}} \tag{2.34}$$

Veiem com pels port 3 i 4 surt la meitat de la potència de senyal que entra per 1:

$$P_3 = P_4 = \frac{1}{2}|b_3|^2 = \frac{1}{2}\frac{|a_1|^2}{2} = \frac{P_1}{2} \tag{2.35}$$

Pel que fa al funcionament com a combinador de potències, entrem senyal pels ports 1 i 2

$$\begin{bmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 0 & j & 1 \\ 0 & 0 & 1 & j \\ j & 1 & 0 & 0 \\ 1 & j & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \tag{2.36}$$

i a les sortides tenim les següents equacions:

$$b_3 = j\frac{a_1}{\sqrt{2}} + \frac{a_2}{\sqrt{2}} = \boxed{\frac{1}{\sqrt{2}}\left(ja_1 + a_2\right)} \tag{2.37}$$

$$b_4 = \frac{a_1}{\sqrt{2}} + j\frac{a_2}{\sqrt{2}} = \boxed{\frac{1}{\sqrt{2}}\left(a_1 + ja_2\right)} \tag{2.38}$$

2.3.3 Desfasador variable de tipus reflexiu

El desfasador es basa en el comportament de l'híbrid Branch-Line amb dos dels seus ports idènticament acabats en una càrrega purament reflexiva (en aquest cas curtcircuit). L'híbrid passa a tenir un port d'entrada i un de sortida. A la sortida el senyal mantindrà tota la potència però es veurà desfasat en funció de la distància a la qual el curtcircuit es situï. Més explicació d'aquesta estructura de desfasador es pot trobar en diferents referències bibliogràfiques [5,6,7].

Analitzem el comportament d'un híbrid amb dos dels seus ports carregats amb una impedància qualsevol (figura 2.10).

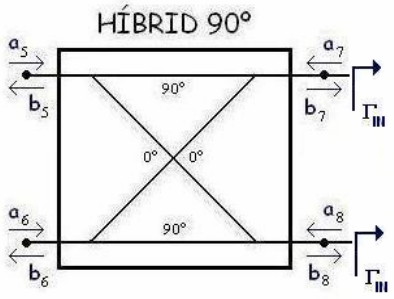


Figura 2.10: Esquema de l'híbrid Branch-Line amb els ports directe i acoblat carregats amb una impedància qualsevol.

Per un senyal d'entrada al port 5, la combinació de senyals incidents i reflectits és 2.39:

$$\begin{bmatrix} b_5 \\ b_6 \\ b_7 \\ b_8 \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 0 & j & 1 \\ 0 & 0 & 1 & j \\ j & 1 & 0 & 0 \\ 1 & j & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_5 \\ 0 \\ a_7 \\ a_8 \end{pmatrix} \tag{2.39}$$

Calculem les sortides de l'híbrid en funció dels senyals d'entrada (2.40) com:

$$b_5 = \frac{1}{\sqrt{2}}\left(ja_7 + a_8\right) \text{ , } b_6 = \frac{1}{\sqrt{2}}\left(a_7 + ja_8\right) \text{ , } b_7 = j\frac{1}{\sqrt{2}}a_5 \text{ i } b_8 = \frac{1}{\sqrt{2}}a_5 \tag{2.40}$$

Les ones incidents i reflectides es poden relacionar amb el coeficient de reflexió:

$$a_7 = \Gamma_{IN} b_7 \; i \; a_8 = \Gamma_{IN} b_8 \tag{2.41}$$

I a les sortides tenim:

$$\begin{aligned} b_5 = \frac{1}{\sqrt{2}}\left(ja_7 + a_8\right) &= \frac{1}{\sqrt{2}}\left(j\Gamma_{IN} b_7 + \Gamma_{IN} b_8\right) = \frac{1}{\sqrt{2}}\left(j \cdot j\Gamma_{IN} \frac{1}{\sqrt{2}}a_5 + \Gamma_{IN} \frac{1}{\sqrt{2}}a_5 \right) = \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}}\left(\Gamma_{IN} \frac{1}{\sqrt{2}}a_5 - \Gamma_{IN} \frac{1}{\sqrt{2}}a_5 \right) = \boxed{0} \end{aligned} \tag{2.42}$$

$$\begin{aligned} b_6 = \frac{1}{\sqrt{2}}\left(a_7 + ja_8\right) &= \frac{1}{\sqrt{2}}\left(\Gamma_{IN} b_7 + j\Gamma_{IN} b_8\right) = \frac{1}{\sqrt{2}}\left(j\Gamma_{IN} \frac{1}{\sqrt{2}}a_5 + j\Gamma_{IN} \frac{1}{\sqrt{2}}a_5 \right) = \\ &= \frac{1}{\sqrt{2}}\left(j\frac{2\Gamma_{IN} a_5}{\sqrt{2}} \right) = j\frac{2\Gamma_{IN} a_5}{2} = \boxed{j\Gamma_{IN} a_5} \end{aligned} \tag{2.43}$$

Observem en les equacions (2.42 i 2.43) la primera característica important, tota la potència surt per un dels ports. Això es complirà sempre que els coeficients de reflexió a l'entrada de les línies siguin idèntics.

- En el cas particular d'estar carregades amb un curtcircuit, $\Gamma = \frac{Z_L - Z_o}{Z_L + Z_o} = \frac{0-50}{0+50} = -1$, tindrem a la sortida (2.44) el senyal desfasat 270º.

$$b_6 = \boxed{-ja_5} \quad \text{i} \quad b_5 = \boxed{0} \tag{2.44}$$

- Si ara carreguem els dos ports amb dues línies acabades en curtcircuit (figura 2.11), sabent que el coeficient de reflexió a l'entrada d'una línia acabada amb una càrrega qualsevol és $\Gamma_{IN} = \Gamma_L \cdot e^{-2j\beta l}$.

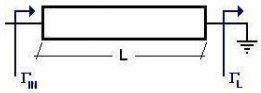


Figura 2.11: LT carregada amb c.c.

Podem conèixer el coeficient de reflexió a l'entrada que, en aquest cas, serà $\Gamma_{IN} = -e^{-2j\beta l}$, i la sortida de l'híbrid serà igual a:

$$b_6 = j\Gamma_{IN} a_5 = j a_5 \Gamma_L \cdot e^{-2j\beta l} = \boxed{-j a_5 \cdot e^{-2j\beta l}} \qquad (2.45)$$

El desfasament del senyal ($-je^{-2j\beta l}$) depèn de la longitud de les línies de transmissió, per tant, amb aquesta estructura podem aconseguir qualsevol desfasament només variant la longitud de les línies.

Per a dissenyar el desfasador variable en reflexió de tres estats,es fa necessari un element que funcioni de commutador per a senyals RF. Aquest és el díode PIN, segons es polaritza en directa o en inversa, condueix o no. Col·locant els díodes PIN, amb un dels seus terminals connectat a massa, en les distàncies adequades de les línies de transmissió de càrrega de l´híbrid, permetran variar el punt de reflexió del senyal, i per tant, el desfasament entre l'entrada i la sortida. Com el desfasador a dissenyar és de tres estats, aquest té l'esquema mostrat en la figura 2.12, on s'observa com les línies acabades en curtcircuit poden prendre 3 longituds diferents en funció de la programació del desfasador a través dels corrents aplicats als díodes (V1 i V2).

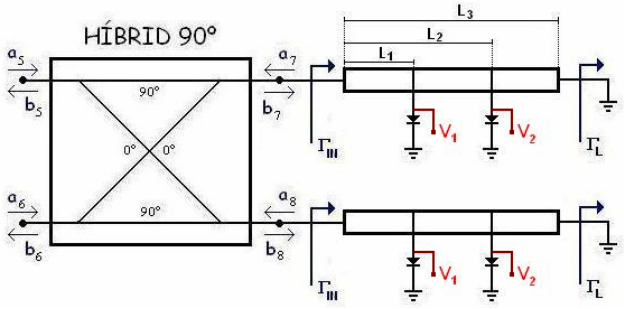


Figura 2.12: Desfasador en reflexió.

2.4 PLANTEJAMENT GENERAL

Dividit el circuit en blocs i analitzats, en aquest apartat els combinarem, similar a com s'ha plantejat en l'apartat 2.2, per arribar al disseny del circuit final.

Procedim de la següent manera:

- Estudi de l'estructura base; híbrid + híbrid, per un desfasament qualsevol.
- Càlcul dels desfasaments necessaris per aconseguir els tres estats del VPD.
- Estudi del desfasador que compleix els tres desfasaments.
- Estudi de l'estructura del VPD final; híbrid + desfasador + híbrid.

2.4.1 Estructura base; híbrid + híbrid

Es realitza l'estudi en aquest apartat de l'estructura de la figura 2.13, per un senyal d'entrada al port 1 de l'híbrid H1 (a_1), i suposant que el desfasador variable introdueix un desfasament qualsevol $\left(e^{j\phi}\right)$.

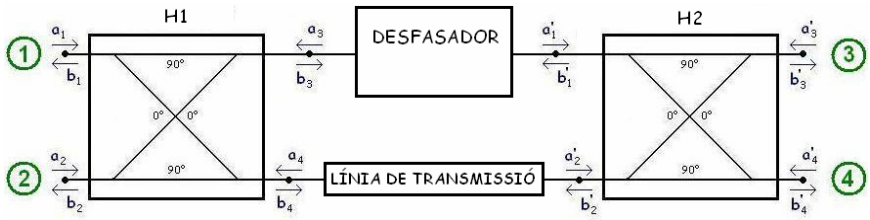


Figura 2.13: Estructura en blocs del VPD

Sigui la matriu de paràmetres S dels dos híbrids,

$$\left[S_1\right] = \left[S_2\right] = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} 0 & 0 & j & 1 \\ 0 & 0 & 1 & j \\ j & 1 & 0 & 0 \\ 1 & j & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

per un senyal incident al port 1 de H1, tenim a la sortida de l'híbrid:

$$b_3 = j\frac{a_1}{\sqrt{2}} \qquad b_4 = \frac{a_1}{\sqrt{2}} \tag{2.46}$$

Els senyals de sortida b3 i b4 són desfasats per el desfasador ($e^{j\phi}$) i per la línia de transmissió ($e^{j\psi}$) respectivament, de manera que a l'entrada de l'híbrid H2 tenim:

$$a_1' = b_3 e^{j\phi} = j\frac{a_1 e^{j\phi}}{\sqrt{2}} \qquad a_2' = b_4 e^{j\psi} = \frac{a_1 e^{j\psi}}{\sqrt{2}} \tag{2.47}$$

I en els ports de sortida de l'híbrid H2 trobem la combinació de tots dos senyals de la següent manera:

$$\left[b'\right] = \left[S_2\right]\left[a'\right] \qquad \begin{bmatrix} b_1' \\ b_2' \\ b_3' \\ b_4' \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} 0 & 0 & j & 1 \\ 0 & 0 & 1 & j \\ j & 1 & 0 & 0 \\ 1 & j & 0 & 0 \end{pmatrix}\begin{pmatrix} a_1' \\ a_2' \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \tag{2.48}$$

$$b_3' = \frac{1}{\sqrt{2}}\left(ja_1' + a_2'\right) = \frac{1}{\sqrt{2}}\left(j\cdot j\frac{a_1 e^{j\phi}}{\sqrt{2}} + \frac{a_1 e^{j\psi}}{\sqrt{2}}\right) = \frac{1}{\sqrt{2}}\cdot\frac{1}{\sqrt{2}}\left(-a_1 e^{j\phi} + a_1 e^{j\psi}\right) = \boxed{\frac{a_1}{2}\left(e^{j\psi} - e^{j\phi}\right)} \tag{2.49}$$

$$b_4' = \frac{1}{\sqrt{2}}\left(a_1' + ja_2'\right) = \frac{1}{\sqrt{2}}\left(j\frac{a_1 e^{j\phi}}{\sqrt{2}} + j\frac{a_1 e^{j\psi}}{\sqrt{2}}\right) = \frac{1}{\sqrt{2}}\cdot\frac{1}{\sqrt{2}}\,j\left(a_1 e^{j\psi} + a_1 e^{j\phi}\right) = \boxed{\frac{a_1}{2}j\left(e^{j\psi} + e^{j\phi}\right)} \tag{2.50}$$

En les equacions de sortida (2.49 i 2.50) veiem que, la repartició de la potència d'entrada a les sortides depèn dels desfasaments introduïts pel desfasador variable ($e^{j\phi}$) i pel tram de línia ($e^{j\psi}$). La línia de transmissió ofereix un desfasament fixat que dependrà de la longitud de la línia ($\Psi=\beta l$), mentre que el desfasador introduirà un desfasament variable. És per això que el disseny del desfasador necessari per tenir els tres estats del VPD dependrà de la longitud de la

línia de transmissió, i aquesta serà funció de la disposició física de tot el circuit sobre el substrat.

Per a comprovar les equacions de sortida (2.49 i 2.50) s'ha realitzat un programa Matlab que les simula per una entrada diferència de desfasaments ($|\psi - \phi|$). En les gràfiques resultants en escala lineal (figura 2.14) i logarítmica (figura 2.15) s'observa la variació de relacions de potència entre els ports de sortida en funció dels desfasaments introduïts.

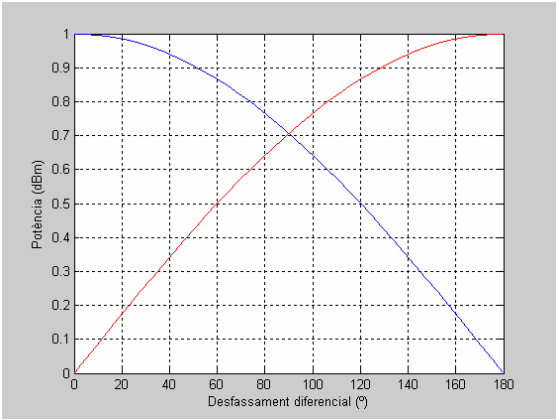


Figura 2.14: Gràfiques de les equacions de sortida en escala lineal. Equació 2.49 en vermell i 2.50 en blau.

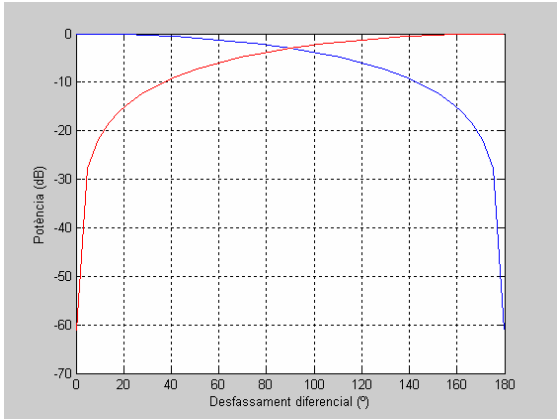


Figura 2.15: Gràfiques de les equacions de sortida en escala logarítmica. Equació 2.49 en vermell i 2.50 en blau.

Si imposem, per exemple, ψ=0º ($e^{j\psi}=1$) i trobem, resolent les equacions 2.49 i 2.50, quin és el desfasament necessari en cada estat del VPD, els tres estats serien:

Estat 1. Tota la potència surt pel port 4.

$$\phi = 0^\circ \Rightarrow \qquad b_3' = \frac{a_1}{2}\left(1-e^{j0^\circ}\right) = \frac{a_1}{2}(1-1) = 0$$
$$b_4' = \frac{a_1}{2} j\left(1+e^{j0^\circ}\right) = \frac{a_1}{2} j\,(1+1) = j a_1 \qquad (2.51)$$

Estat 2. Divisor de potència.

$$\phi = 90^\circ \Rightarrow \qquad b_3' = \frac{a_1}{2}\left(1-e^{j90^\circ}\right) = \frac{a_1}{2}(1-j) = \frac{a_1}{2}(1-j)$$
$$b_4' = \frac{a_1}{2} j\left(1+e^{j90^\circ}\right) = \frac{a_1}{2} j\,(1+j) = \frac{a_1}{2}(-1+j) \qquad (2.52)$$

Estat 3. Tota la potència surt pel port 3.

$$\phi = 180^\circ \Rightarrow \qquad b_3' = \frac{a_1}{2}\left(1-e^{j180^\circ}\right) = \frac{a_1}{2}(1+1) = a_1$$
$$b_4' = \frac{a_1}{2} j\left(1+e^{j180^\circ}\right) = \frac{a_1}{2} j\,(1-1) = 0 \qquad (2.53)$$

Per tant, per aconseguir els tres estats de sortida del VPD, per a ψ=0º, s'ha de dissenyar un desfasador programable capaç d'introduir desfasaments de 0º, 90º i 180º.

En la figura 2.16 podem observar quins són els desfasaments necessaris per diferents longituds de línia de transmissió (diferents Ψ).

Ψ	Estat 1	Estat 2	Estat 3
0º	Φ=0º	Φ=90º	Φ=180º
90º	Φ=90º	Φ=180º	Φ=270º
180º	Φ=180º	Φ=270º	Φ=0º
270º	Φ=270º	Φ=0º	Φ=90º

Figura 2.16: Desfasaments necessaris segons el desfasament (Ψ) introduït per la línia de transmissió.

D'aquest anàlisi s'extreu que amb un desfasador variable capaç d'introduir desfasaments al senyal en un rang de 180º, s'aconsegueix qualsevol repartició de potència a les sortides del VPD.

Coneixent l'estructura física del VPD a dissenyar (veure apartat 2.4.3), implementem una línia de transmissió de longitud $\lambda/4$ (Ψ=90º) entre els híbrids, de manera que els desfasaments que ha d'oferir el desfasador per aconseguir els tres estats del VPD són: 90º, 180º i 270º.

2.4.2 Desfasador

Coneixent els desfasaments que ha de proporcionar el desfasador per aconseguir a la sortida del VPD els tres estats desitjats, realitzarem el seu estudi per a conèixer les característiques del disseny que els proporciona. En concret conèixer quines són les longituds de les línies de transmissió acabades en curtcircuit necessàries.

Com hem vist en l'anàlisi del desfasador de l'apartat 2.3.3. al entrar un senyal per un dels accessos (port 5) tenim a la sortida per l'altre accés (port 6):

$$b_6 = \boxed{-ja_5 \cdot e^{-2j\beta l}} \tag{2.54}$$

El desfasament introduït és $-j \cdot e^{-2j\beta l}$ i depèn de la longitud de les línies acabades en curtcircuit. Imposant a l'equació els desfasaments de 90º, 180º i 270º trobem les longituds de línia que els compleixen.

- Per aconseguir un desfasament de 270º:

$$\text{Fase}(S_{65}) = -j \cdot e^{-2j\beta l} = 270º \Rightarrow$$
$$\Rightarrow 2\beta l = 0º \Rightarrow \boxed{L_1 = 0\,\text{mm}}$$

- Divisió de potència entre els ports, desfasament de 0º:

$$\text{Fase}(S_{65}) = -j \cdot e^{-2j\beta l} = 0º \Rightarrow 2\beta l = 90º \Rightarrow$$
$$\Rightarrow 2\beta l = \frac{\pi}{2} \Rightarrow 2 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} l = \frac{\pi}{2} \Rightarrow \boxed{L_2 = \frac{\lambda}{8}}$$

- Per aconseguir un desfasament de 90º:

$$\text{Fase}(S_{65}) = -j \cdot e^{-2j\beta l} = 90º \Rightarrow 2\beta l = 180º \Rightarrow$$
$$\Rightarrow 2\beta l = \pi \Rightarrow 2 \cdot \frac{2\pi}{\lambda} l = \pi \Rightarrow \boxed{L_3 = \frac{\lambda}{4}}$$

A partir de la taula de propietats de la línia de transmissió microstrip utilitzada (figura 2.7), coneixem les longituds de les línies de l'esquema de la figura 2.17: L1=0 mm, L2=1.35 cm i L3=2.705 cm.

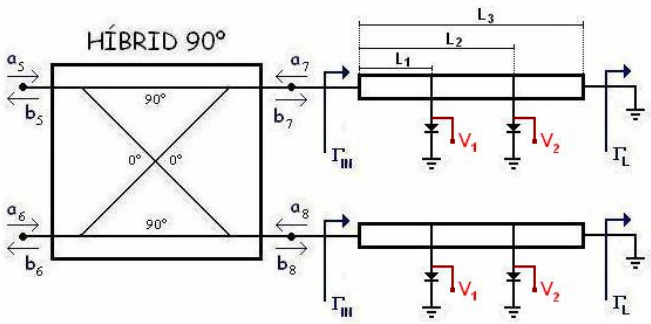


Figura 2.17: Desfasador en reflexió

2.4.3 VPD

En aquest últim apartat del punt 2.4 es combina l'estructura base (híbrid + híbrid) amb el desfasador dissenyat, arribant a l'esquema del VPD final (figura 2.18), del qual coneixem el seu comportament i els paràmetres de disseny per tenir a la sortida els tres estats.

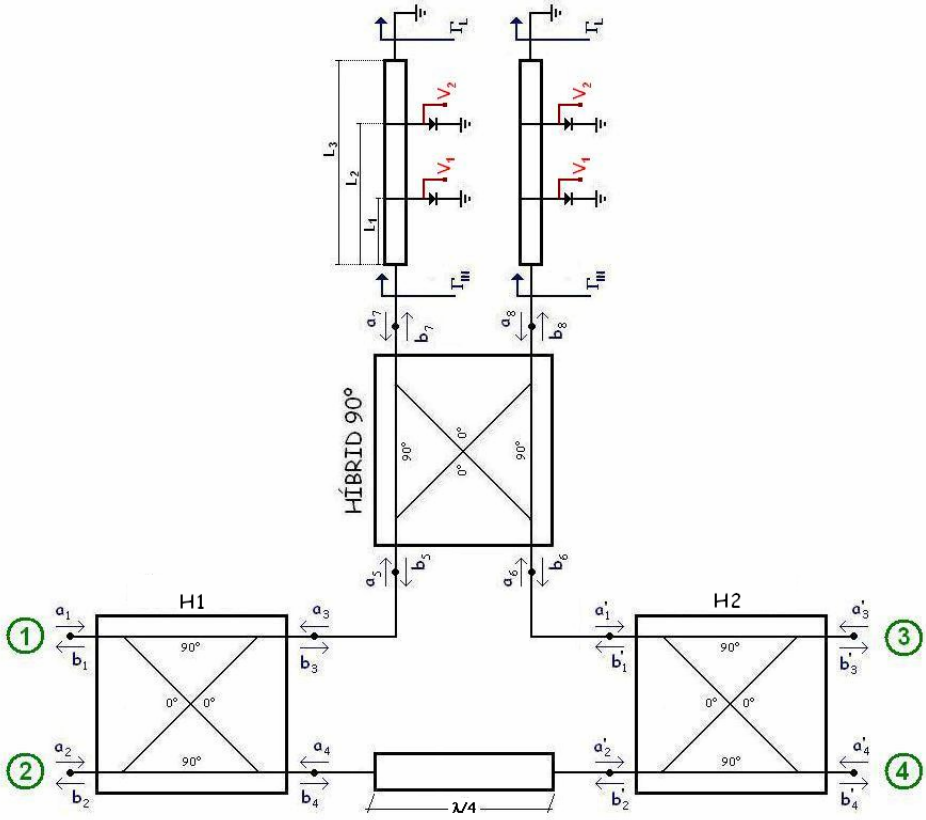


Figura 2.18: VPD de tres estats controlats per corrent DC.

Observem en les equacions de sortida del VPD (2.55), com la repartició de potències entre els ports depèn del desfasament introduït i, per tant, dels corrents de polarització dels díodes V1 i V2. En la figura 2.19 es relacionen els estats del VPD amb els estats de control dels díodes i els desfasament necessaris en cada cas.

$$b_3' = \frac{a_1}{2}\left(e^{j\psi} - e^{j\phi}\right) = \boxed{\frac{a_1}{2}\left(e^{j90^o} - e^{j\phi}\right)} \qquad b_4' = \frac{a_1}{2} j\left(e^{j\psi} + e^{j\phi}\right) = \boxed{\frac{a_1}{2} j\left(e^{j90^o} + e^{j\phi}\right)} \tag{2.55}$$

V1	V2	Desfasador (ϕ)	Estat VPD
0	0	90º	Tota la potència al port 4
0	1	180º	Divisió de potències entre ports 3 i 4
1	0	-90º	Tota la potència al port 3

Figura 2.19: Relació de corrents amb estats del VPD

2.5 RESUM DEL CAPÍTOL

- En aquest capítol s'ha fet una breu introducció a les característiques dels circuits de microones, al seu anàlisi a partir dels paràmetres S, i s'ha particularitzat pel cas de la línia de transmissió microstrip.

- S'ha definit el circuit objecte de disseny, el divisor de potència reconfigurable, basat en línies de transmissió microstrip, de tres estats i controlat per corrent DC. S'ha dividit el VPD en blocs i s'ha estudiat el comportament de cadascun d'ells per separat. Els blocs analitzats han estat: la línia de transmissió microstrip (i anàlisi del substrat), l'híbrid Branch-Line, el cos del divisor de potència (concatenació d'híbrids), i el desfasador variable de tipus reflexiu.

- Seguidament s'ha plantejat el circuit com la combinació dels diferents blocs, analitzant el seu comportament per conèixer els paràmetres de disseny que compleixen els tres estats del circuit proposat. Alhora s'ha delimitat l'esquema a seguir en el disseny del circuit: disseny de l'híbrid Branch-Line, disseny del desfasador variable de tipus reflexiu basat en híbrids Branch-Line i díodes PIN, combinació d'ambdós dissenys.

2.6 BIBLIOGRAFIA

[1] D. M. Pozar, "Microwave engineering", ISBN 0-471-44878-8, John Wiley & Sons, 2005.
[2] J. Bará, "Curs de microones", ISBN 84-7653-129-X, Universitat politècnica de Catalunya, 1991.
[3] J. Bará, "Circuits de microones basats en línies de transmissió", ISBN 84-7653-338-1, Edicions UPC, 1993.
[4] Rogers Corporation, "RO4000 Series High Frequency Circuit Materials"
[5] V.K. Varadan, K.J. Vinoy, K.A. Jose, "RF MEMS and Their Applications", ISBN 0-470-84308-X. John Wiley & Sons Inc. 2003.
[6] G.M.Rebeiz, "RF MEMS, Theory, Design, and Technology", John Wiley & Sons, 2003.
[7] S. K. Koul, B. Bhat, "Microwave and Millimeter Wave Phase Shifters, Volume II: semiconductor and delay line phase shifters", ISBN 0-89006-585-3, Artech House. 1991.

CAPÍTOL 3 HÍBRID BRANCH-LINE

Aquest capítol està dedicat al disseny de l'híbrid Branch-Line. Analitzat en el capítol 2, coneixem les seves propietats i resposta. Estudiarem ara els paràmetres per a la seva implementació microstrip i realitzarem el disseny i simulació en ADS i MOMENTUM. També es presentarà el disseny físic de l'estructura base del divisor de potència variable (VPD), analitzada en l'apartat 2.4.1 (formada pels dos híbrids en sèrie, on aquí el desfasament s'implementarà amb línies de transmissió de diferent longitud).

3.1 PARÀMETRES DE DISSENY (IMPLEMENTACIÓ MICROSTRIP)

La implementació física de l'híbrid Branch-Line en tecnologia microstrip consta de 4 trams de línia de transmissió de longitud λ/4, connectats entre ells formant un quadrat (figura 3.1). Els trams superior i inferior tenen una impedància característica de $Z_0/\sqrt{2}$, i els trams laterals de Z_0. Els ports d'entrada del circuit es troben a les cantonades. Aquests seran trams de línia a Z_0 amb la longitud que desitgem doncs no afectarà a la resposta del circuit. La numeració dels ports correspon a la donada a la secció 2.3.2.

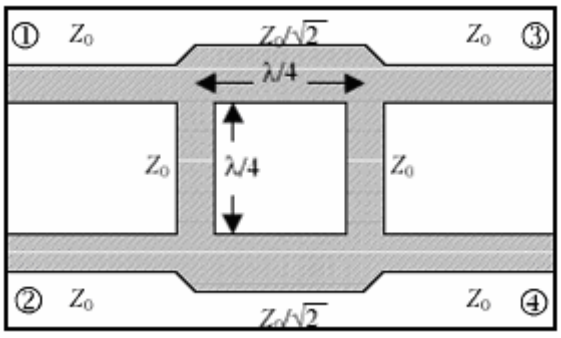


Figura 3.1. Layout disseny híbrid Branch-Line.

La principal limitació de l'híbrid Branch-Line, és que la seva resposta és de banda estreta (tal com es podrà veure en les simulacions més endavant). Aquesta característica es pot millorar amb estructures multisecció o altres tipus d´híbrid, com el de Lange [1].

Per a calcular les dimensions de les línies que compleixen els paràmetres de disseny a 1.7 GHz es fa servir el LineCalc.

3.1.2 LineCalc

És una eina que incorpora ADS. Permet un càlcul ràpid dels paràmetres físics de línies de transmissió o guies d'ona a partir de les especificacions elèctriques i viceversa (síntesi i anàlisi). És de gran ajuda a l'hora de dissenyar un circuit basat en línies de transmissió microstrip.

En l'entorn LineCalc (figura 3.2) s'especifica el component a calcular, en el aquest cas, línia de transmissió microstrip. Al fer-ho, es mostra a la finestra l'esquema de la línia amb els seus paràmetres físics. Tot seguit s'introdueixen les característiques del substrat i la freqüència de treball del circuit. LineCalc està llavors preparat per a treballar. Es disposa de dues opcions:

- Analitzar una línia de transmissió introduint les seves dimensions (longitud i amplada). Això mostrarà com a resultat la longitud elèctrica de la línia i la seva impedància característica (Z_0).

- Sintetitzar una línia de transmissió a partir de la longitud elèctrica desitjada i la impedància característica. En aquest cas el resultat són les dimensions de la línia que ho compleix.

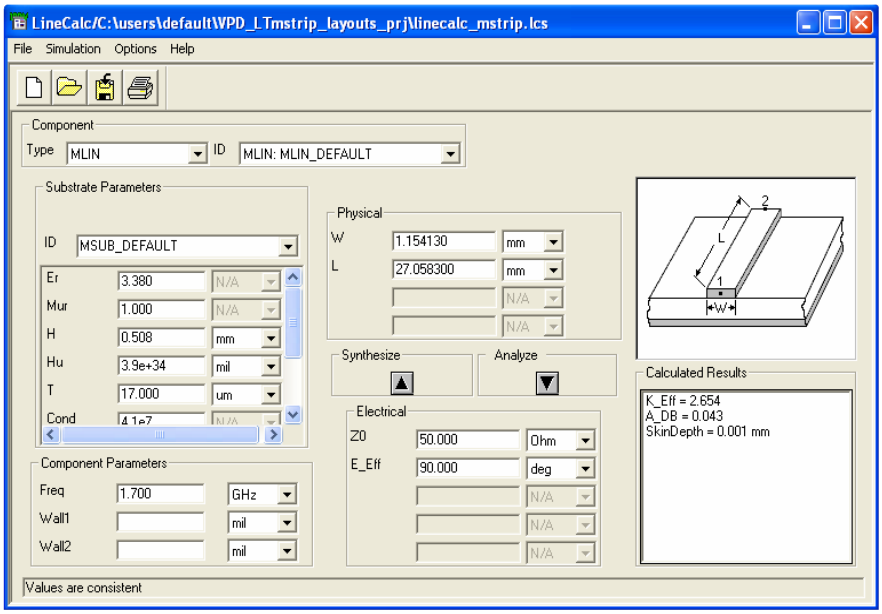


Figura 3.2: Entorn LineCalc.

També cal destacar que el LineCalc ens dóna la permitivitat dielèctrica efectiva (E_{reff}) en el cas de treballar amb dielèctrics no homogenis [2].

Coneixent LineCalc, calculem les dimensions de les línies de transmissió microstrip (figura 3.3), implementades en el substrat utilitzat, a la freqüència de treball de 1.7GHz i impedància característica 50 Ω, per a comparar-les amb les calculades analíticament en el capítol 2 (figura 2.7).

ϕ	ϕ (rad)	Longitud d'ona	Longitud LT (analític)	Longitud LT (LineCalc)	Amplada LT (LineCalc)
0º	0	0	0 cm	0 cm	1.15 mm
30º	π/6	λ/12	0.901 cm	0.90 cm	1.15 mm
45º	π/4	λ/8	1.35 cm	1.35 cm	1.15 mm
60º	π/3	λ/6	1.803 cm	1.80 cm	1.15 mm
90º	π/2	λ/4	2.705cm	2.71 cm	1.15 mm
120º	2π/3	λ/3	3.607 cm	3.61 cm	1.15 mm
135º	3π/4	3λ/8	4.06 cm	4.06 cm	1.15 mm
150º	5π/6	5λ/12	4.5 cm	4.51 cm	1.15 mm
180º	π	λ/2	5.41 cm	5.41 cm	1.15 mm
360º	2π	λ	10.8 cm	10.82 cm	1.15 mm

Figura 3.3: Dimensions de les Línies de transmissió calculades amb LineCalc.

3.2 DISSENY AMB ADS

El procés per al disseny de l'esquemàtic i la seva simulació en ADS de tots els circuits segueix les pautes mostrades a continuació [2].

1. Especificar el **tipus de substrat** que farem servir, introduir els seus paràmetres i nombrar-lo; El tipus de substrat depèn del tipus de línia de transmissió impresa, en el nostre cas, MSub (figura 3.4). Introduïm el nom "RO4003C" i les seves especificacions.

2. Especificar el **tipus de simulació** a realitzar i els seus paràmetres; La simulació de paràmetres S (figura 3.5) ens dóna informació de les relacions d'ona d'entrada i sortida entre tots els ports del circuit. S'ha d'especificar el rang de freqüències i el valor de cada pas de simulació.

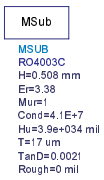


Figura 3. 4: Substrat Microstrip.

Figura 3. 5: Simulació de paràmetres S.

3. Realitzar el **disseny del circuit**, utilitzant els components de les diferents llibreries, editant-los i connectant-los entre ells. Com a exemple, la línia de transmissió microstrip, l'MLIN (figura 3.6).

Figura 3.6: Element línia de transmissió.

4. Definir les **terminacions dels ports** (figura 3.7), necessari en simulacions de paràmetres S per localitzar i definir la impedància dels ports d'entrada.

Figura 3.7: Terminació, defineix els ports per a simulacions de paràmetres S.

5. **Simulació**.

6. **Obtenció de resultats**.

3.3 DISSENY DE L'HÍBRID BRANCH-LINE

3.3.1 Híbrid Branch-Line preliminar

El primer circuit a dissenyar és l'híbrid Branch-Line. Coneixem els paràmetres de disseny. Utilitzem Linecalc per a calcular les dimensions de les quatre línies de transmissió necessàries (figura 3.8) i realitzem el disseny (Disseny1).

Paràmetres LT	Dimensions LT
$Z0 = \frac{50}{\sqrt{2}}$ i L = λ/4	W= 1.94 mm L= 2.645 cm
$Z0 = 50$ i L = λ/4	W= 1.15 mm L= 2.705 cm

Figura 3.8: Paràmetres de disseny híbrid Branch-Line.

Disseny1: Híbrid Branch-Line_v1

Esquemàtic

Substrat: RO4300C

Simulació:

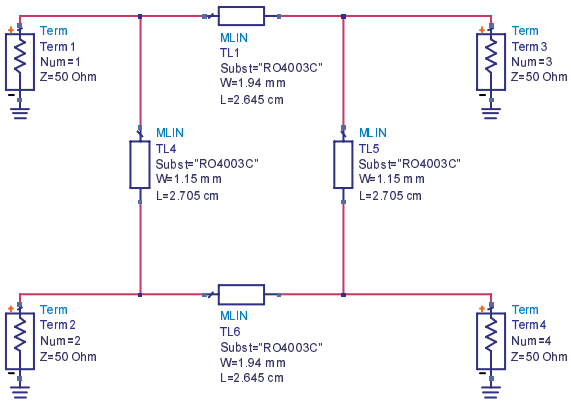
S-PARAMETERS

S_Param
SP1
Start=10 MHz
Stop=4.0 GHz
Step=10 MHz

Ports: 4 Term

Components:

- 4 MLIN



Disseny1

De la simulació de Disseny1 interessa veure el compliment de les propietats de l'híbrid:

- L'adaptació de tots els ports d'entrada (figura 3.9)
- Ports aïllats (figura 3.11); en la gràfica es veu representat l'aïllament entre els ports 1 i 2.
- Divisió de potència en els ports directe i acoblat (figura 3.10), per senyal incident en el port 1. S'observen unes pèrdues d'uns 0.1 dB
- Desfasament de 90º entre els ports directe i acoblat (figura 3.12).

Tots els resultats són directes de la simulació que fa l'ADS, per a veure el desfasament entre els ports de sortida s'ha introduït una equació per fer la diferència de fases.

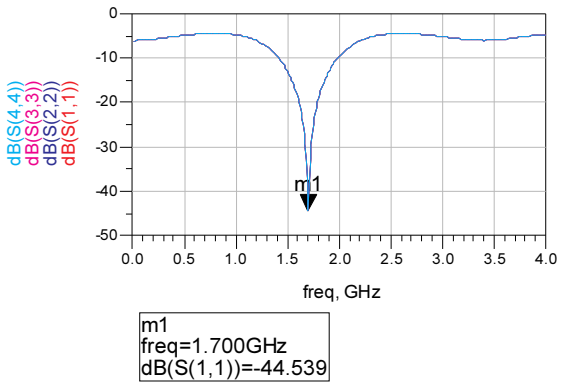


Figura 3.9: Adaptació de ports.

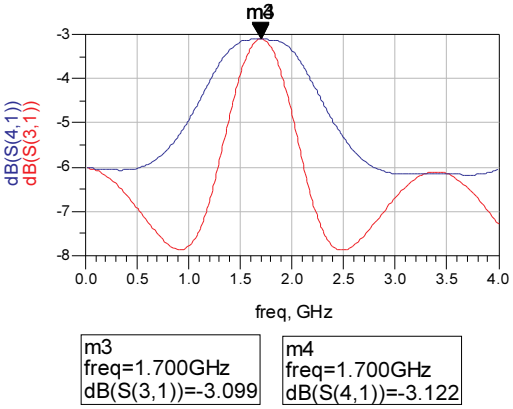


Figura 3.10: Transmissió del senyal.

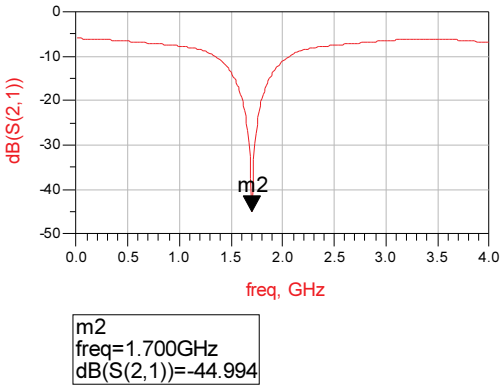


Figura 3.11: Port aïllat.

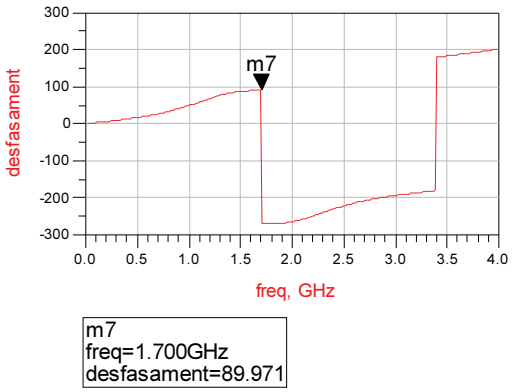


Figura 3.12: Desfasament entre els ports directe i acoblat.

A mode d'exemple representem en la carta d'Smith (figura 3.13) els mateixos resultats. Pel cas d'entrada de senyal pel port 1: adaptació del port d'entrada S(1,1), centre de la carta d'Smith. Porta aïllada S(2,1), també al centre de la carta. I les dues sortides, desfasades 90º i amb una magnitud de 0.7.

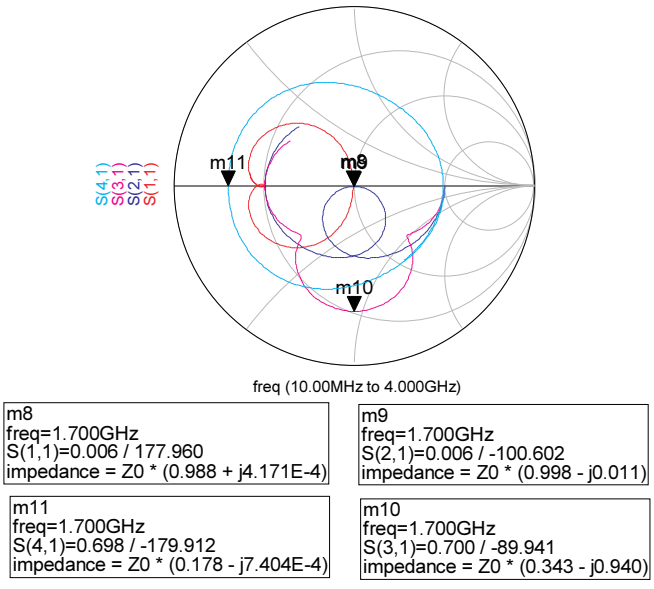


Figura 3.13: Representació de paràmetres S de Disseny1 mitjançant la carta d'Smith.

3.3.2 Híbrid Branch-Line amb unions T

Aquest segon disseny de l'híbrid (Disseny2) incorpora un nou component, l'MTEE (figura 3.14), utilitzat per a connectar 3 línies de transmissió de diferents amplades. L'MTEE caracteritza els efectes indesitjats que tenen lloc en aquestes estructures. El motiu d'aquest segon disseny és veure les pèrdues introduïdes i presentar el *tunning* de circuits. També s'ha introduït la utilització de variables en el disseny.

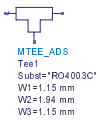


Figura 3.14: Element MTEE.

Disseny2: Híbrid Branch-Line_v2

Esquemàtic

Substrat: RO4300C

Simulació:

S-PARAMETERS

S_Param
SP1
Start=10 MHz
Stop=4.0 GHz
Step=10 MHz

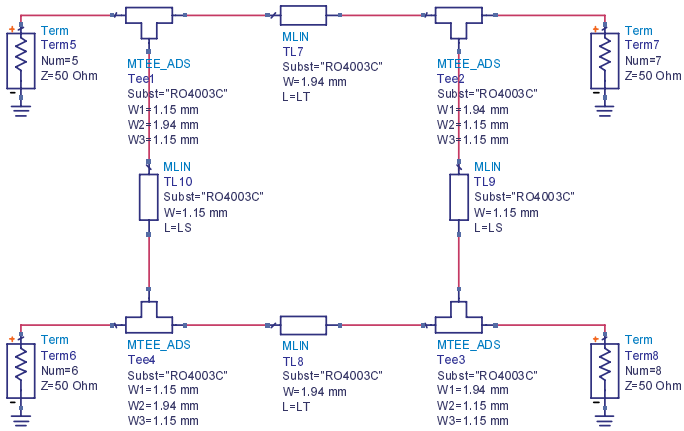
Ports: 4 Term

Components:

- 4 MLIN
- 4 MTEE

Variables:

- LT = 2.645 cm
- LS = 2.705 cm



Disseny2

Es simula el Disseny2 (gràfica blava) junt amb el Disseny1 (gràfica vermella) en un mateix full de resultats ADS; això fa possible visualitzar els resultats d'ambdues simulacions en una mateixa finestra i comparar-les.

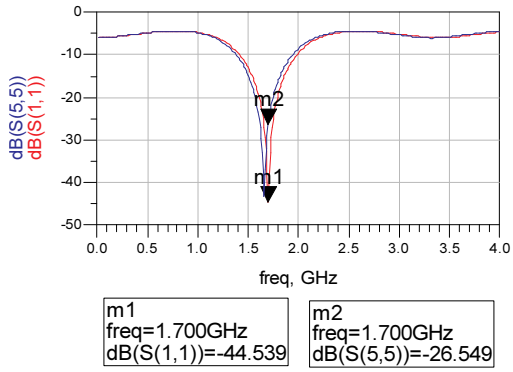


Figura 3.15: Adaptació port d'entrada.

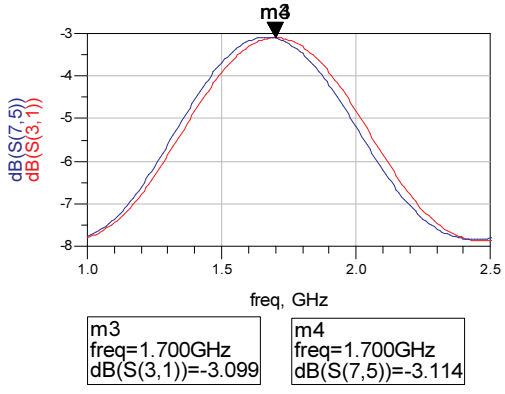


Figura 3.16: Transmissió port directe.

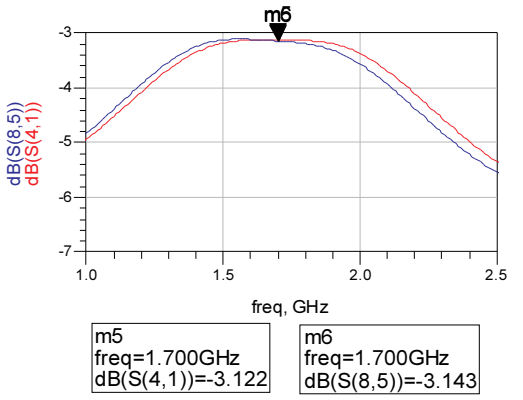


Figura 3.17: Transmissió port acoblat.

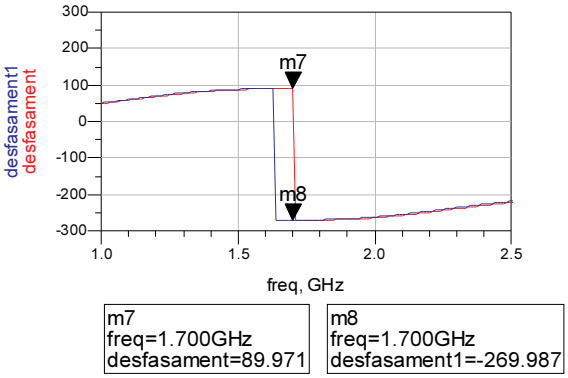


Figura 3.18: Desfasament entre els ports directe i acoblat.

Com era d'esperar, la resposta en freqüència del Disseny2 s'ha vist desplaçada (baixada uns 40MHz) degut a la consideració dels efectes introduïts pels MTEEs. Tot i que les propietats de l'híbrid gairebé no s'han vist afectades, realitzarem un *tunning* del circuit per igualar els resultats de Disseny2 als del Disseny1. En Disseny1 s'ha dissenyat l'híbrid per a treballar a 1.7GHz. En el Disseny2 s'han afegit uns components, els MTEE, que han fet augmentar la longitud elèctrica de les línies per les que es propaga el senyal, en conseqüència, la resposta de l'híbrid es troba a 1.66GHz. Per a que torni a tenir la resposta centrada a 1.7GHz (pujar la resposta en freqüència) haurem de disminuir una mica la longitud de les línies. Recordem que longitud d'ona (λ) i la freqüència (f) són inversament proporcionals (3.1), relacionades per la velocitat de propagació (v_p). Tot i que el desplaçament ha estat mínim, és important aconseguir la millor resposta possible de l'híbrid ja que l'VPD n'integra més d'un, i és important tenir aquests primers passos del disseny ben afinats per tal de no anar acumulant errors.

$$\lambda = \frac{v_p}{f} \tag{3.1}$$

A continuació es presenta el *tunning* del circuit:

- L'opció *tunning* d'ADS permet modificar un o diversos paràmetres d'un mateix element, o de varis, observant de forma simultània quin és el seu efecte en el comportament del circuit. Fem doncs un *tunning* de les longituds de les línies de transmissió. Per pujar els resultats en freqüència s'ha de disminuir la longitud de les línies que formen l'híbrid, les variables LT i LS. El *tunning* el fem sobre la variable per modificar alhora les dues línies iguals i mantenir la simetria del circuit.

- Aquest és el *tunning* que realitzarem en tots els circuits: modificar les longituds de les línies per centrar la resposta en freqüència.

Un cop fet el *tunning*, les longituds físiques adequades de les línies de transmissió que formen l'híbrid són: LT= 2.535 cm i LS= 2.695 cm. Podem veure com la resposta de l'híbrid s'ha centrat a 1.7 GHz (en blau), en les figures 3.19, 3.20, 3.21, i 3.22, i coincideix amb les respostes del Disseny1 (en vermell).

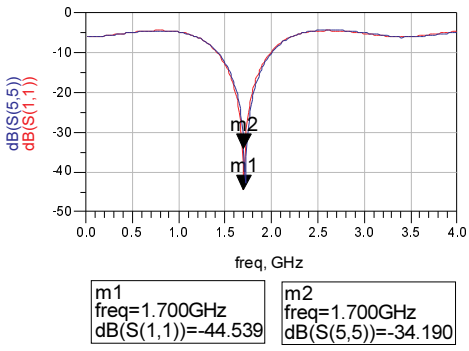


Figura 3.19: Adaptació

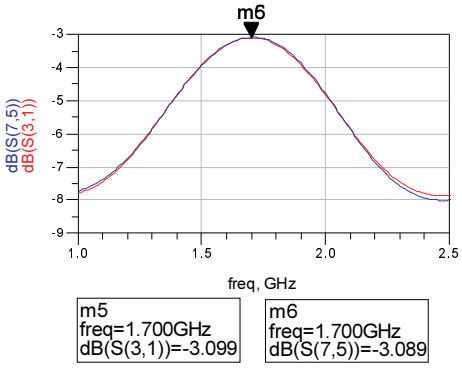


Figura 3.20: Transmissió port directe

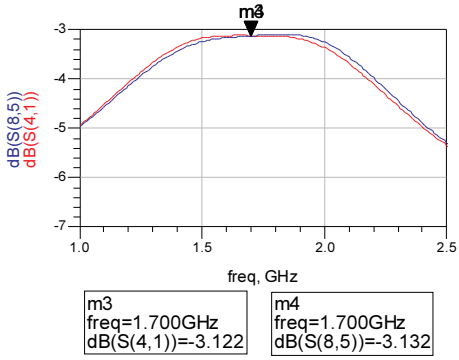


Figura 3.21: Transmissió port acoblat

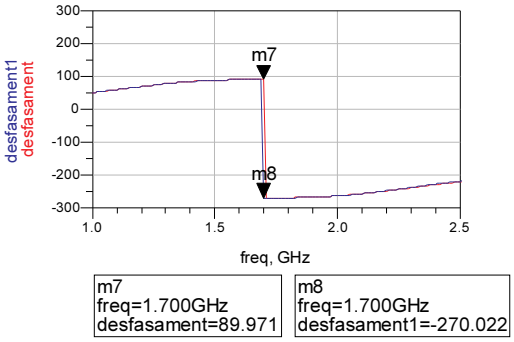


Figura 3.22: Desfasament entre els ports directe i acoblat

Queda dissenyat doncs l'híbrid Branch-Line en ADS centrat a 1.7 GHz. Les longituds de les línies optimitzades (figura 3.23) són:

Híbrid ADS
LT= 2.535 cm LS= 2.695 cm

Figura 3.23: Dimensions de l'híbrid Branch-Line dissenyat en ADS

3.4 DISSENY DEL LAYOUT. SIMULACIÓ AMB MOMENTUM

Una opció de gran utilitat que incorpora ADS és la de generar el layout d'un circuit a partir del disseny del seu esquemàtic [2].

En la finestra ADS on es troba l'esquemàtic del circuit, marquem l'opció *Generate/Update Layout*. S'obre una nova finestra de Momentum, amb el mateix nom que l'esquemàtic, on es troba el layout del circuit imprès. En certes ocasions el layout generat no té l'estructura desitjada; en aquests casos cal modificar-la i ajustar-la manualment.

Per a simular el circuit s'han de seguir els següents passos:

Afegir els ports: Allà on tenim les terminacions (els ports) a l'esquemàtic, momentum genera un pin connector lliure, l'accés. En ell afegirem un port i l'editarem, indicant la seva impedància característica (50Ω) i el tipus de port (*Single* per als ports d'entrada).

Indicar el Substrat: A l'haver generat el layout a partir de l'esquemàtic tenim l'opció de carregar les dades del substrat a partir d'aquest (*Update from schematic*).

Indicar el *Mesh*: El *mesh* és el conjunt de diferents cel·les en que es divideix el circuit per a ser analitzat. *Edge mesh*: cel·les als límits del circuit. Freqüència a la que fa el *mesh*: igual o superior a la freqüència més alta de treball del circuit.

Simulació, paràmetres:

- Tipus d'escombrat.
- Rang de freqüències.
- Número màxim de punts a simular.
- MOMENTUM o MOMENTUM RF (versió simplificada i més ràpida).

Funcionament de la simulació: El que fa momentum és simular electromagnèticament pel mètode dels Moments en punts de freqüència entre la d'inici i la final. La simulació es basa en trobar totes les interaccions entre les diferents cel·les en que s'ha subdividit el circuit. Acabada la simulació a una freqüència realitza el mateix procediment per altres freqüències, així successivament fins que té suficients dades com per mostrar el resultat. Si ha simulat el número màxim de punts indicats en els paràmetres de la simulació i no té dades suficients mostrarà un missatge d'avís i s'haurà de reiniciar la simulació afegint-hi més punts de simulació.

3.5 SIMULACIÓ DE L'HÍBRID BRANCH-LINE AMB MOMENTUM

Per a realitzar la simulació Momentum de l'híbrid, generem el layout a partir de l'híbrid ADS (Disseny2 optimitzat), incorporant un tram de línia en cada port com a accessos del circuit (Disseny3).

Es simula el circuit dues vegades, una mode MOMENTUM i l'altre MOMENTUM RF. Ho fem per conèixer de quina manera responen les dues simulacions i escollir, més endavant, quin dels modes ens és més útil per a simular els circuits.

Cada simulació Momentum genera un arxiu (*Data Set*) on es troben els resultats de la simulació. El que es vol és comparar els resultats de les dues simulacions momentum i els de la simulació ADS. Per a fer-ho utilitzem els components *Data Item* (figura 3.24), que permeten carregar arxius de dades, de qualsevol simulació, a l'ADS.

Disseny3: Híbrid Branch-Line_v2_Optimitzat_Layout

Esquemàtic

Substrat: RO4300C

Simulació:

S-PARAMETERS
S_Param
SP1
Start=10 MHz
Stop=4.0 GHz
Step=10 MHz

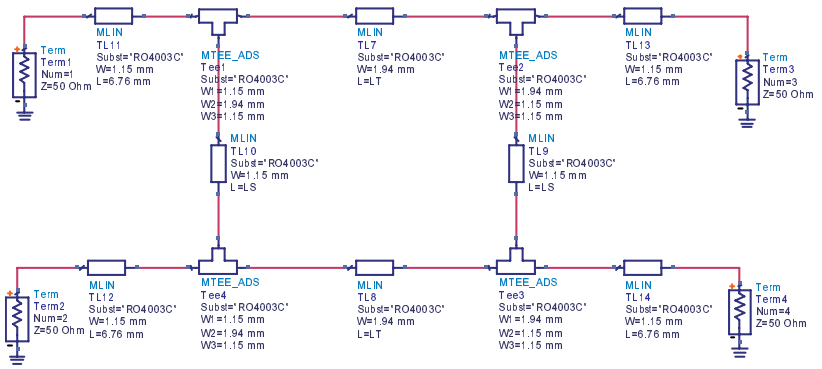
Ports: 4 Term

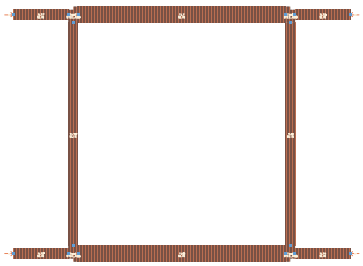
Components:

- 4 MLIN (híbrid)
- 4 MTEE
- 4 MLIN (ports)

Variables:

- LT = 2.535 cm
- LS = 2.695 cm



Layout	
Simulació1: MOMENTUM RF Rang: 10MHz – 4GHz Mesh: 5 GHz Punts utilitzats: 19 Duració: 35 s **Simulació2**: MOMENTUM Rang: 10MHz – 4GHz Mesh: 5 GHZ Punts utilitzats: 19 Duració:1 min 32 s	

Disseny3

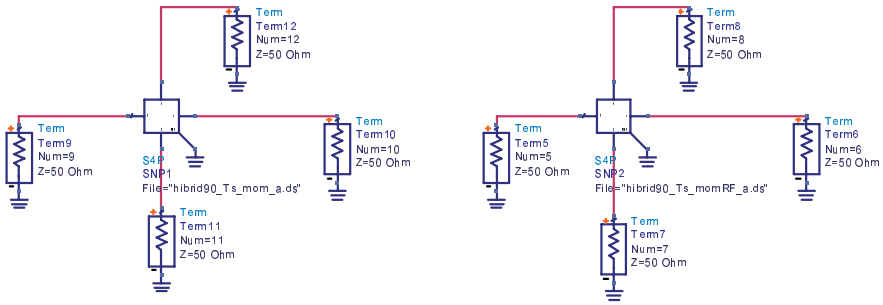


Figura 3.24: Data Items.

Carreguem les dades de les dues simulacions momentum a la pàgina ADS de l'híbrid (Disseny3), simulem i comparem en les gràfiques la resposta de les tres simulacions: ADS, MOMENTUM RF i MOMENTUM (figures 3.25, 3.26, 3.27).

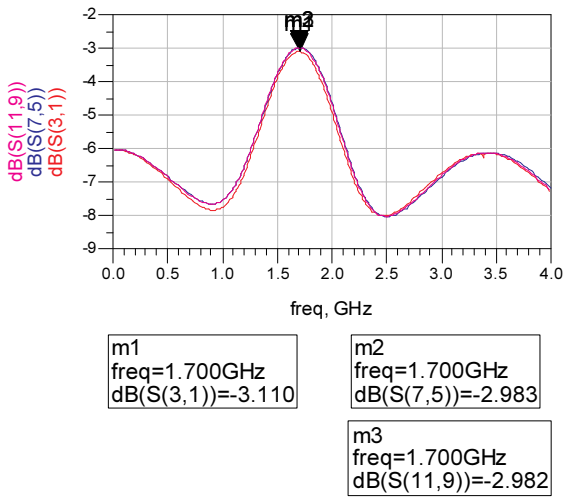


Figura 3.25: Transmissió port directe.

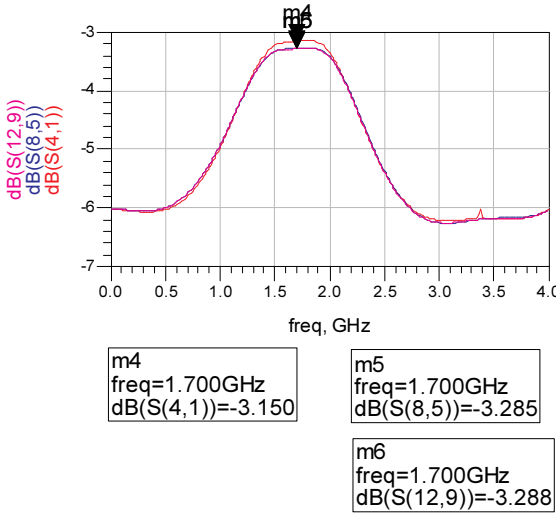


Figura 3.26: Transmissió port acoblat.

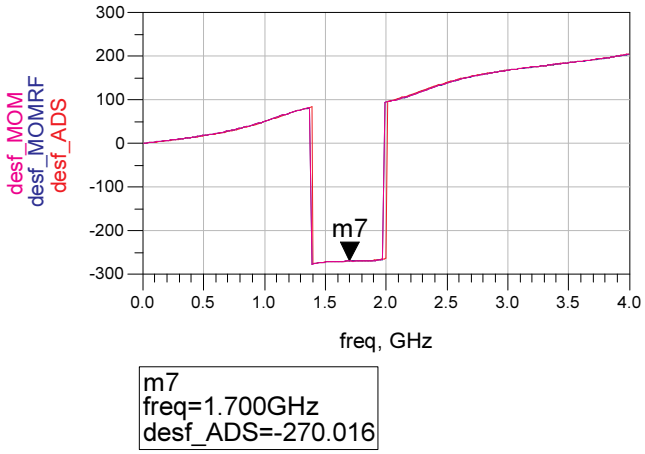


Figura 3.27: Desfasament entre sortides directe i acoblada.

Observem en els resultats com la simulació mode MOMENTUM i mode MOMENTUM RF tenen la mateixa resposta, similar a la de la simulació ADS. Per tant, donem en aquesta última simulació l'híbrid per tancat.

Queda dissenyat doncs l'híbrid Branch-Line Momentum centrat a 1,7 GHz. Les longituds de les línies que el formen (figura 3.28) són:

Híbrid Momentum
LT= 2.535 cm LS= 2.695 cm

Figura 3.28: Dimensions de l'híbrid Branch-Line en Momentum

3.6 DISSENY DE L'ESTRUCTURA DEL DESFASADOR, HÍBRID + HÍBRID

Un cop dissenyat l'híbrid Branch-Line, realitzarem el disseny del que es pot anomenar com a "cos del VPD" o estructura base, els dos híbrids en sèrie (figura 3.30), connectats mitjançant línies de transmissió. Aquesta estructura, analitzada en els apartats 2.4.1, conté els accessos del circuit VPD i és en la que s'integrarà, més endavant, el desfasador variable.

De l'estudi realitzat en l'apartat 2.4.1 se n'han extret els desfasaments del senyal necessaris per a cada estat del VPD (figura 3.29).

Ψ	**Estat 1**	**Estat 2**	**Estat 3**
90º	Φ=90º	Φ=180º	Φ=270º

Figura 3.29: Desfasaments necessaris per a cada estat del VPD.

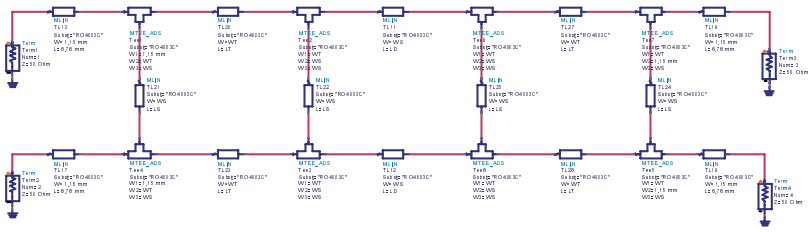
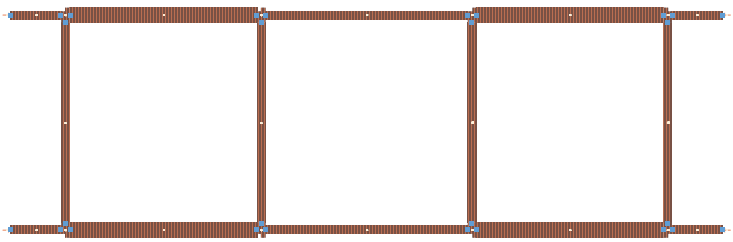
Per a dissenyar el cos del VPD, realitzarem tres dissenys (Disseny4, Disseny5, Disseny6), un per cada estat del VPD, implementant els desfasaments necessaris amb trams de línia microstrip. Calculem la longitud (LD) de cada línia amb LineCalc:

- Desfasament de 90º = λ/4 = LD = 2.705 cm
- Desfasament de 180º = λ/2 = LD = 5.41 cm.
- Desfasament de 270º = 3λ/4 = LD = 8.12 cm.

Figura 3.30: Estructura base del VPD.

- Disseny4: Estat 1 de l'VPD, sortida de tota la potència per el port 4.

El procés seguit en el present disseny així com en els dos següents és el que es descriu a continuació. En el disseny utilitzem dos híbrids ADS,els presentats en Disseny2. Es realitza primer el disseny en ADS i s'optimitza amb *tunning* la longitud de la línea que implementa el desfasador fins aconseguir el resultat òptim. Posteriorment es realitzen les simulacions en Momentum RF i Momentum. Si és necessari es fa una segona optimització en aquestes. Finalment es comparen els resultats utilitzant *Data Items*. Pel cas del Disseny4 aquests resultats es mostren en les figures 3.31 i 3.32 (vermell: simulació ADS / blau: simulació Momentum RF/ rosa: simulació Momentum). En 3.31 es compara la transmissió entre el port d'entrada i la sortida aïllada (3) mentre que en 3.32 es mostra la transmissió entre el port d'entrada i la sortida no aïllada (4). Tal com era d'esperar tota la potència es dirigeix cap aquest segon port de sortida, amb unes pèrdues simulades d'uns 0.27 dB.

Disseny4: VPD_LT_Cas1	
Esquemàtic	
Substrat: RO4300C	
Simulació: S-PARAMETERS S_Param SP1 Start=10 MHz Stop=4.0 GHz Step=10 MHz	
Ports: 4 Term	
Components: - 2 HÍBRIDS ADS - 2 MLIN - 4 LT ports	
Variables: LS = 2.705 cm LT = 2.505cm LD = 2.705 cm	
Layout	
Simulació1: MOMEMNTUM RF	
Rang: 10MHz–4GHz Mesh: 5 GHz Punts utilitzats: 35 Duració: 6 min 24 s	
Simulació2: MOMENTUM	
Rang: 10MHz–4GHz Mesh: 5 GHZ Punts utilitzats: 31 Duració: 9 min 23 s	

Disseny4

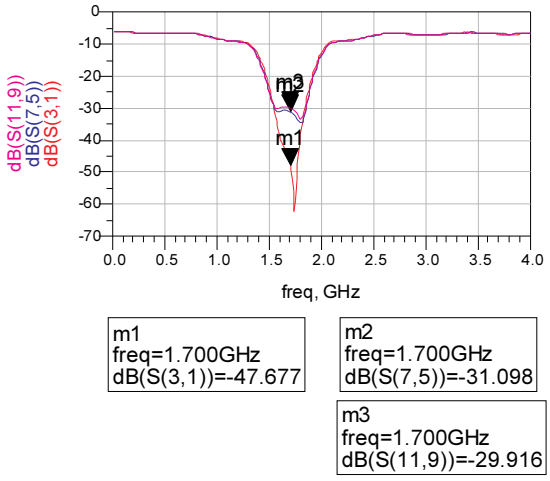


Figura 3.31: Transmissió port directe.

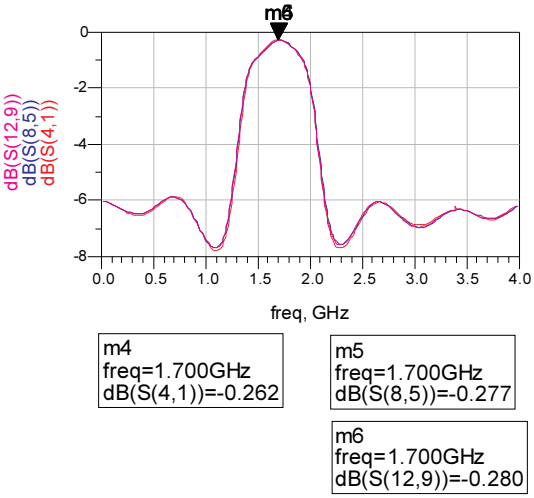


Figura 3.32: Transmissió port acoblat.

En el disseny dels altres dos casos es mantenen les dimensions dels híbrids del Disseny4, i per a implementar la línia LD s'utilitza una estructura (figura 3.34) en la que hi trobem un nou component, el colze MSOBND (figura 3.33), que introdueix un gir de 90º a una línia de transmissió.

Figura 3.33: Element MSOBND

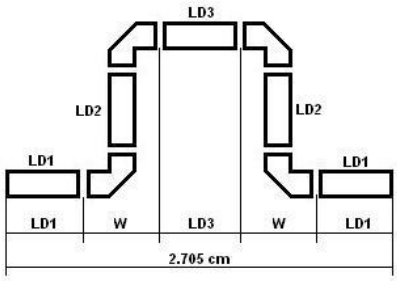


Figura 3.34: Estructura LD

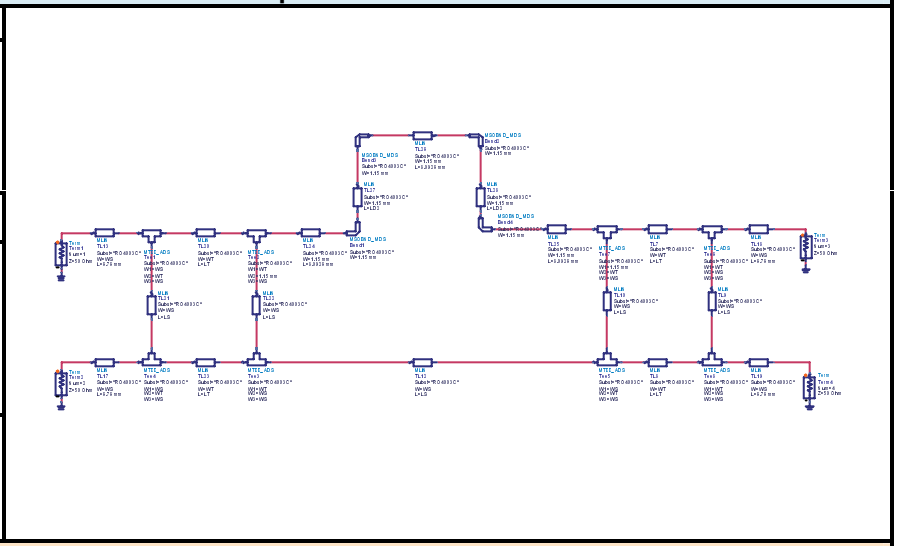
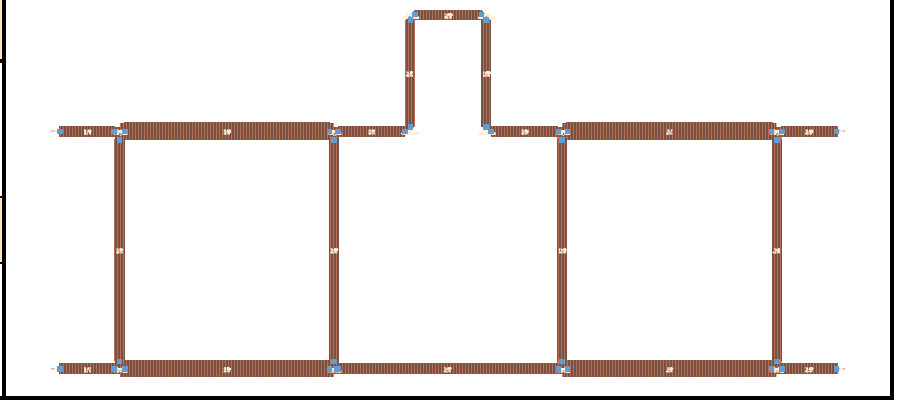
- Disseny5: Estat 2 del VPD, divisió de potència entre els ports de sortida.

  Disseny ADS utilitzant 2 híbrids amb les mesures obtingudes del Disseny4 (LS=2.705 cm, LT=2.505 cm), una línia λ/4 i una λ/2.

  La línia λ/2 implementada com l'estructura de la figura 3.34 i complint les equacions (3.2) i (3.3).

$$2 \cdot LD1 + 2 \cdot LD2 + LD3 = 5.41 \text{ cm} \quad (3.2)$$
$$2 \cdot LD1 + 2 \cdot W + LD3 = 2.705 \text{ cm} \quad (3.3)$$

  Es simula el disseny i s'hi realitza un *tunning* en la línia desfasadora per ajustar-la degut als efectes indesitjats dels colzes. Un cop optimitzat es simula en MOMENTUM i MOMENTUM RF i, utilitzant Data Items, finalment comparem les respostes (figures 3.35 i 36).

Disseny5: VPD_LT_Cas2	
Esquemàtic	
Substrat: RO4300C	
Simulació: S-PARAMETERS S_Param SP1 Start=10 MHz Stop=4.0 GHz Step=10 MHz	
Ports: 4 Term	
Components: - 2 HÍBRIDS ADS - 5 MLIN - 4 LT ports - 4 MSOBND	
Variables: LS = 2.705 cm LT = 2.505cm LD2 = 1.356 cm	
Layout	
Simulació1: MOMEMNTUM RF	
Rang: 10MHz–4GHz Mesh: 5 GHz Punts utilitzats: 41 Duració: 7 min 48 s	
Simulació2: MOMENTUM	
Rang: 10MHz–4GHz Mesh: 5 GHz Punts utilitzats: 36 Duració:11 min 7 s	

Disseny5.

En 3.35 es compara la transmissió entre el port d'entrada i una de les sortides mentre que en 3.36 es mostra la transmissió entre el port d'entrada i l'altra sortida. Tal com era d'esperar la potència es reparteix entre els dos ports, amb unes pèrdues simulades d'uns 0.3 dB. (vermell: simulació ADS / blau: simulació Momentum RF / rosa: simulació Momentum.

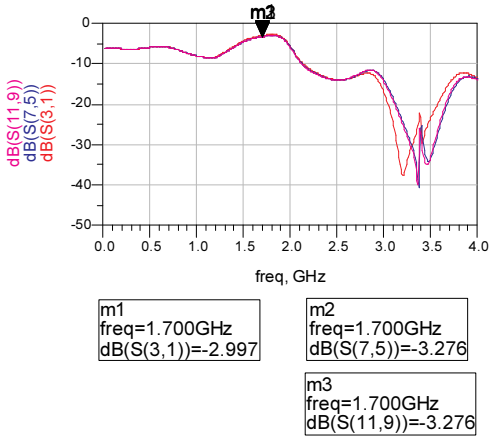


Figura 3.35: Transmissió port directe.

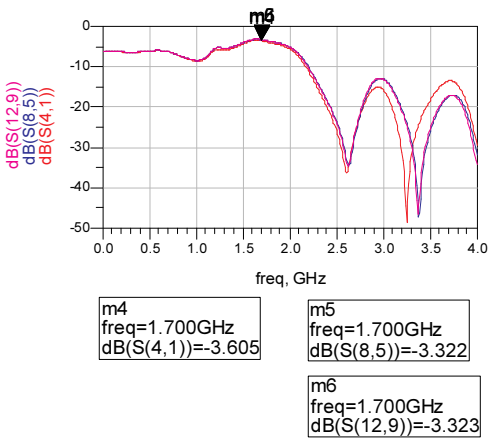


Figura 3.36: Transmissió port acoblat.

- Disseny6: Estat 3 del VPD, sortida de tota la potència per el port 3.

Disseny ADS utilitzant 2 híbrids amb les mesures obtingudes del Disseny4 (LS=2.705 cm, LT=2.505 cm), una línia λ/4 i una 3λ/4.

La línia λ/2 implementada com l'estructura de la figura 3.34 i complint les equacions (3.4) i (3.5).

$$2\cdot LD1 + 2\cdot LD2 + LD3 = 8.12 \text{ cm} \quad (3.4)$$
$$2\cdot LD1 + 2\cdot W + LD3 = 2.705 \text{ cm} \quad (3.5)$$

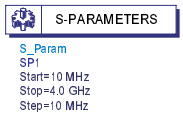
Es simula el disseny i s'hi realitza un *tunning* en la línia desfasadora per rectificar els efectes dels colzes. Un cop optimitzat es simula en MOMENTUM i MOMENTUM RF i utilitzant Data Items comparem les respostes (figures 3.37 i 38).

Disseny6: VPD_LT_Cas3

Esquemàtic

Substrat: RO4300C

Simulació:



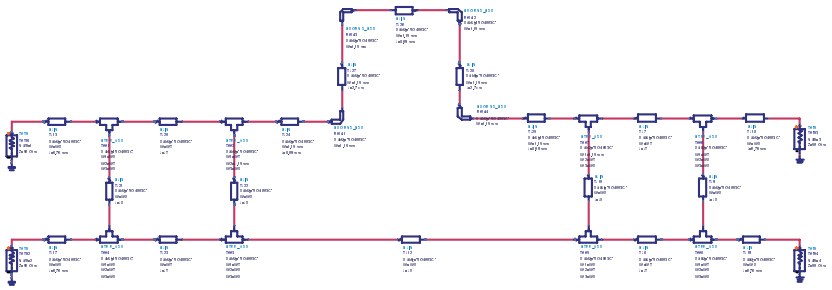
Ports: 4 Term

Components:

- 2 HÍBRIDS ADS
- 5 MLIN
- 4 LT ports
- 4 MSOBND

Variables:

LS = 2.705 cm
LT = 2.505cm



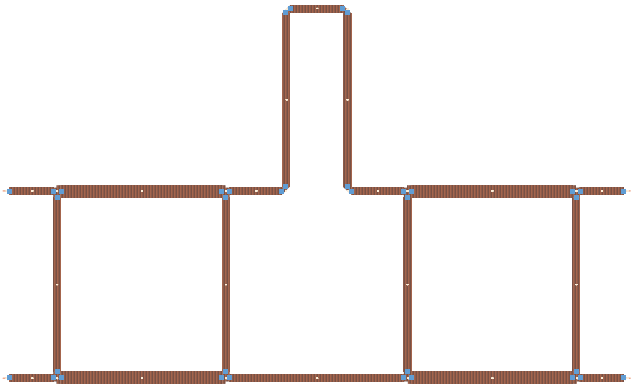
Layout

Simulació1: MOMENTUM RF

Rang: 10MHZ–4GHz
Mesh: 5 GHz
Punts utilitzats: 38
Duració: 11m 7 s

Simulació2: MOMENTUM

Rang: 10MHz–4GHz
Mesh: 5 GHz
Punts utilitzats: 34
Duració: 15 m 36 s



Disseny6

En 3.37 es compara la transmissió entre el port d'entrada i una de les sortides mentre que en 3.38 es mostra la transmissió entre el port d'entrada i l'altra sortida. Tal com era d'esperar la potència es dirigeix tota cap un dels ports (el port contrari que en el cas del Disseny4), amb unes pèrdues simulades d'uns 0.3 dB. (vermell: simulació ADS / blau: simulació Momentum RF / rosa: simulació Momentum).

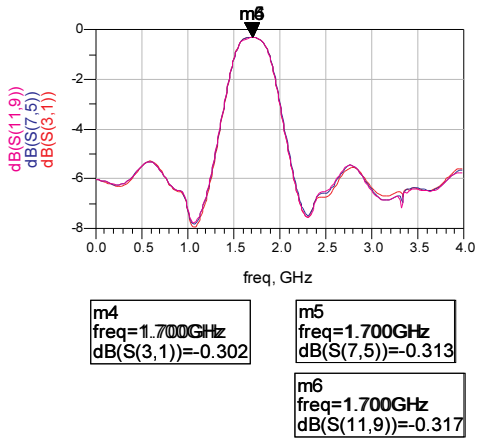


Figura 3.37: Transmissió port directe.

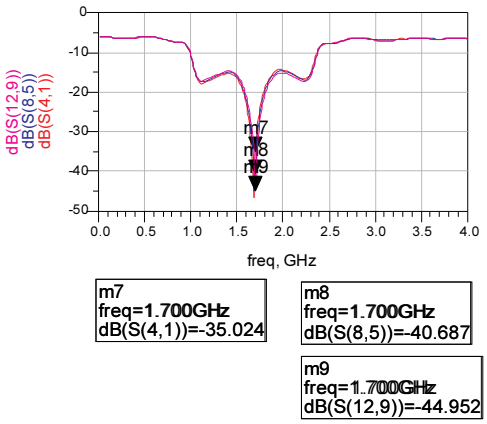


Figura 3.38: Transmissió port acoblat.

S'ha aconseguit dissenyar un bloc base del VPD on afegint trams de línea de transmissió amb longituds diferents com a desfasadors s'han simulat els tres estats del circuit amb bona resposta. D'aquests dissenys deduïm com, al integrar un desfasador variable, que proporcioni desfasaments de 90º, 180º i 270º, entre els accessos dels dos híbrids en que ara s'han col·locat les tres línies per validar les estructures en ADS i Momentum, obtindrem els mateixos resultats que ara. Per tant l'estructura física del VPD queda demostrada.

Havent realitzat diverses simulacions amb Momentum i Momentum RF es decideix seguir simulant en mode Momentum RF solament, degut a la similitud de resultats enfront a la variació en la duració d'ambdues. S'ha demostrat que a la freqüència de treball els resultats de Momentum i Momentum RF són idèntics amb l'avantatge que el mode RF consumeix temps de simulació menors.

3.7 RESUM DEL CAPÍTOL

- En aquest capítol s'ha realitzat el disseny de l'híbrid Branch-Line, tant en ADS (l'esquemàtic) com en Momentum (el layout), obtenint per tots dos casos bons resultats. Les longituds finals optimitzades de les branques dels dos híbrids (figura 3.39) són:

Híbrid ADS	Híbrid Momentum
LT= 2.535 cm LS= 2.695 cm	LT= 2.535 cm LS= 2.695 cm

Figura 3.39: Longitud branques de l'híbrid

- Al realitzar els dissenys s'han presentat les eines LineCalc i el *tunning* dels circuits, utilitzat en futurs dissenys en que solament s'anomenarà que es realitza.

- Utilitzant els híbrids s'ha dissenyat l'estructura base del VPD (figura 3.40), amb ella s'han simulat els tres estats del circuit divisor de potència variable, implementant com a desfasador línies de transmissió de longituds diferents.

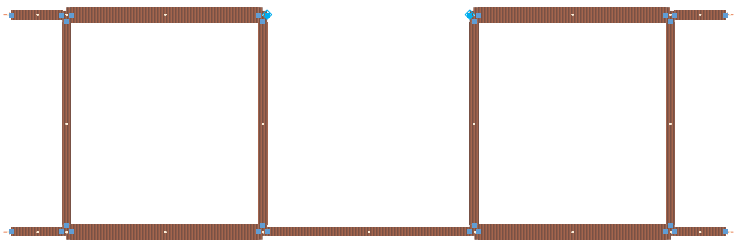


Figura 3.40: Layout de l'estructura VPD

- Els dissenys dels layouts s'han simulat amb Momentum i amb Momentum RF per a comparar-les i decidir quin mode utilitzarem en les següents simulacions. El mode escollit és Momentum RF.

3.8 BIBLIOGRAFIA

[1] D. M. Pozar, "Microwave engineering", ISBN 0-471-44878-8, John Wiley & Sons, 2005.
[2] ADS-MomentumTM. Agilent Eesof. http://eespf.tm.agilent.com

CAPÍTOL 4 DÍODE PIN

El díode PIN és una peça clau del desfasador variable. La necessitat de commutar d'una forma ràpida i eficaç els tres estats del desfasador, ens porta a treballar amb díodes PIN, un dispositiu força utilitzat per commutació en aplicacions d'RF. L'objectiu d'aquest capítol és introduir el component i crear-ne el component ADS (model). En el capítol es veu el funcionament del díode PIN, el procés seguit per a la creació del component ADS, i algunes simulacions fetes per a provar el seu correcte funcionament.

4.1 EL DÍODE PIN

El díode PIN és un semiconductor format per tres regions. Una capa de material intrínsec (alta resistivitat), situada entremig d'una capa de material N i una de material P altament dopades (figura 4.1). El díode PIN té una característica corrent-tensió del tipus mostrat a la figura 4.2 [1].

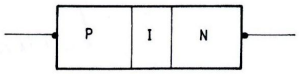


Figura 4.1: Esquema díode PIN

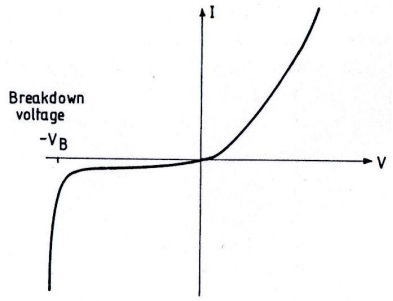


Figura 4.2: Característica corrent - tensió del díode PIN

La principal característica del díode PIN és que a freqüències de microones té un comportament resistiu que varia en funció de la polarització d'aquest. Si està polaritzat en directa, el díode es comporta com un curtcircuit, ja que la zona intrínseca passa a ser un medi conductor (baixa resistivitat). Per altre banda, si està inversament polaritzat, la zona intrínseca no condueix, i per tant el díode PIN té el comportament d'un circuit obert (alta resistivitat). Controlat per un corrent continu pot ser utilitzat com a commutador de senyals RF [2].

En la figura 4.3 es mostra en escala logarítmica com l'augment del corrent continu de polarització del díode PIN comporta una disminució en la resistència a senyals RF per a un

díode PIN típic. S'observa, doncs, com el díode PIN té la capacitat de comportar-se com un curtcircuit, com un circuit obert o com un element capaç de donar qualsevol relació de potències per a senyals RF, podent treballar, per exemple, com a atenuador.

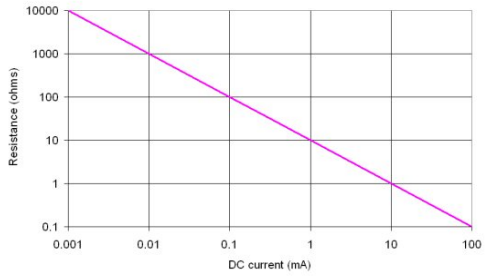


Figura 4.3: Resistència variable del díode PIN enfront el corrent DC.

El cas que ens interessa, és el díode PIN treballant com a commutador, dos estats, circuit obert i curtcircuit, per a un senyal a 1.7 GHz.

4.2 MODELAT DEL DÍODE PIN

Per a modelar el díode PIN s'ha buscat un díode que funcionés bé a la freqüència de treball i del que tinguéssim el màxim d'informació possible. S'ha escollit el díode PIN BAP51-02 de PHILIPS [3].

4.2.1 Modelat petit senyal

En la primera aproximació al díode PIN realitzarem el seu model (veure figura 4.4) amb una resistència variable (comportament resistiu de la capa intrínseca) en paral·lel amb un condensador (capacitat de la zona intrínseca), tot en sèrie amb una petita resistència (que simula les pèrdues dels diferents conductors del xip del díode).

La no conducció, corresponent al cas en que no arriba corrent al díode PIN, es modela amb un valor alt per a la resistència, 10 KΩ.

La conducció, corresponent al cas en que arriba corrent DC al díode PIN, es modela amb un valor baix per a la resistència variable, 1 Ω.

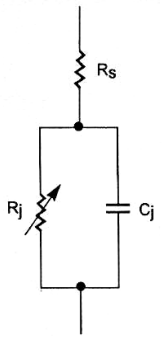


Figura 4.4: Model simple de primera aproximació a un díode PIN.

4.2.2 Modelat amb l'encapsulat

En una segona aproximació afegim al model els efectes paràsits provocats per l'encapsulat (R1, C2, L1 i L2) del díodes PIN (figura 4.5). Quan s'analitza el comportament d'un díode, s'ha de modelar tant el xip com l'encapsulat. En [4] es donen esquemes circuitals que modelen diferents tipus d'encapsulat. Els valors dels elements del model d'encapsulat SOD523 del díode

PIN BAP51-02 s'han obtingut de la nota d'aplicació [5] de Philips i es mostren a la figura 4.5, on s'han afegit als components proposats al model simple de la figura 4.4.

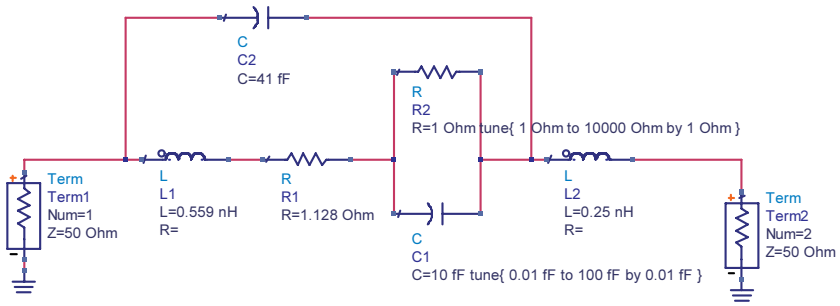


Figura 4.5: Modelat de l'encapsulat d'un díode PIN.

4.2.3 Model petit senyal d'ADS del díode PIN BAP51-02

Disposem del model petit senyal en ADS del díode PIN BAP51-02 a partir de les notes i explicacions de la nota d'aplicació de Philips [5].

En el model s'utilitzen els components DC_feed (figura 4.6) i DC_block (figura 4.7). El DC_feed és una bobina ideal ($X_L = j\omega L$), es comporta com un curtcircuit per a senyals DC i com un circuit obert per a senyals RF. El comportament del DC_block és el contrari ($X_C = \frac{1}{j\omega C}$).

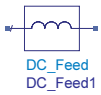


Figura 4.6: Element bobina ideal

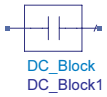


Figura 4.7: Element condensador ideal

El model d'ADS (veure figura 4.8) pel BAP51-02 consisteix en dos díodes en sèrie per aconseguir modelar alhora el comportament DC i RF. El díode 1 s'utilitza per modelar la característica tensió-corrent, i el díode 2 és el díode PIN construït amb un model d'ADS (que substitueix en aquest cas la resistència i el condensador en paral·lel dels models simplificats anteriors). El díode 2 s'utilitza per modelar la resistència d'RF versus el corrent DC. Ambdós díodes estan connectats en sèrie per assegurar que els travessa el mateix corrent. Pel que fa a l'RF, la unió PN del díode 1 és curtcircuitada per un condensador ideal (DC-block), mentre que la resistència residual dels conductors es modela amb una resistència de 1,128 Ω. Per evitar que aquesta resistència (que només és d'RF) afecti la polarització, aquesta és curtcircuitada per un DC-feed, un inductor ideal. Les capacitats i inductàncies de l'encapsulat es mantenen del model anterior. Els valors dels components d'aquest model i el model en sí són vàlids fins a 6 GHz.

En la figura 4.8 veiem el model petit senyal del díode PIN, BAP51-02, que utilitzarem en les simulacions. El canvi d'estat es realitzarà mitjançant la variació de Vdc=0/1 V.

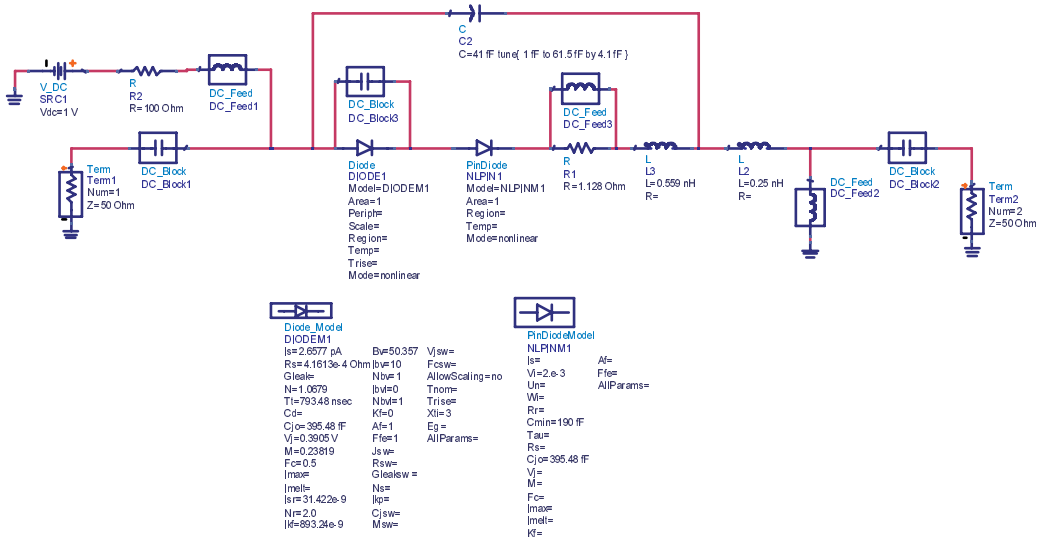


Figura 4.8: Model petit senyal del díode PIN, BAP51-02 amb la xarxa de polarització.

4.2.4 Simulacions dels tres dissenys de model i comparació de resultats

A continuació (Disseny7) es presenten les simulacions dels tres models presentats (figura4.4, figura4.5, figura4.8) en el cas de curtcircuit (c.c) i circuit obert (c.o.) i es comparen els seus resultats en les figures 4.9 i 4.10.

Disseny7:Models díode PIN	
Esquemàtic	
Substrat: RO4300C	**Simulació com a Curtcircuit dels dissenys:** • **Model RC. Figura 4.4; R1=1Ω** • **Model RC encapsulat. Figura 4.5; R1=1 Ω** • **Model petit senyal díode PIN. Figura 4.8; V=1v** **Simulació com a circuit obert dels dissenys:** • **Model RC - Figura 4.4: R1=10 K Ω** • **Model RC encapsulat - Figura 4.5: R1=10 K Ω** • **Model petit senyal díode PIN – Figura 4.8: V=0v**
Simulació: S-PARAMETERS S_Param SP1 Start=10 MHz Stop=4.0 GHz Step=10 MHz	
Ports: 2 Term	
Components: - Rs - Cs - DC_feed - DC_block - Díode - Pin Díode	

Disseny7

En les gràfiques de la figura 4.9 es pot observar el funcionament dels tres models com a curtcircuit en: la transmissió del senyal en el model de la figura 4.4 per una R1=1Ω (en vermell), la transmissió en el model de la figura 4.5, que té en compte els efectes de l'encapsulat, per R1=1 Ω (en blau), i la transmissió del senyal en el model de la figura 4.8, que correspon al model petit senyal del díode PIN BAP51-02, amb el díode conduint, per Vdc=1V (en rosa).

En les gràfiques de la figura 4.10 es pot observar el funcionament dels tres models com a circuit obert en la reflexió total del senyal, en la figura 4.4 per una R1=10KΩ (en vermell), la reflexió de la figura 4.5, que té en compte els efectes de l'encapsulat, per R1=10KΩ (en blau), i

la reflexió del senyal de la figura 4.8, el model petit senyal del díode PIN BAP51-02, amb el díode no conduint, per Vdc=0V (en rosa).

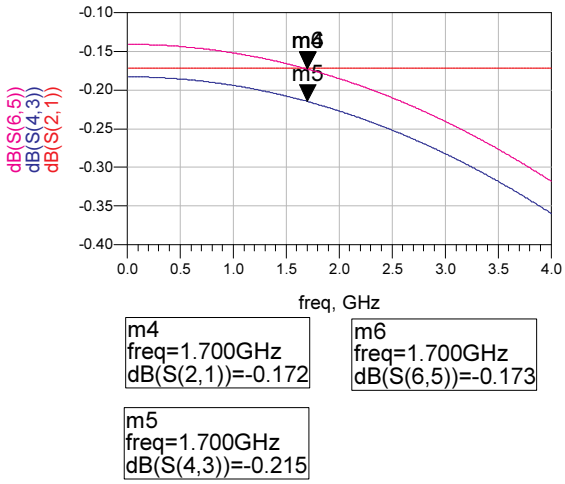


Figura 4.9: Transmissió dels tres models de Disseny7 (simulats com a curtcircuits).

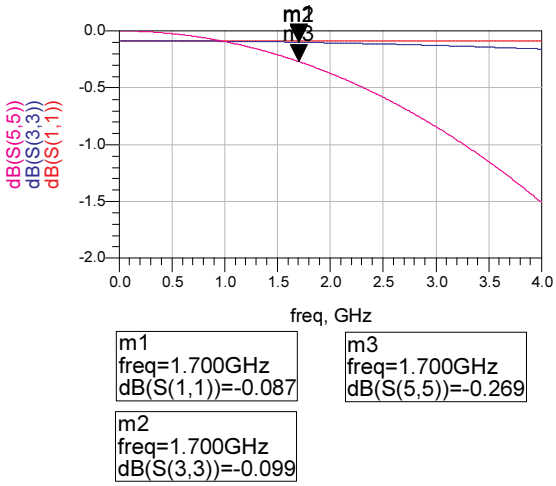


Figura 4.10: Reflexió dels tres models de Disseny7 (simulats com a circuit obert).

4.3 CREACIÓ DEL COMPONENT

A continuació crearem el component d'ADS del díode que contingui el model de la figura 4.8 (excepte els components de polarització) del díode PIN BAP51-02. Per a fer-ho obrim un nou disseny amb aquest nom, copiem el disseny i hi introduïm els ports (figura 4.11). Llavors fem *Create/Edit Schematic Symbol,* s'obre una finestra en la que especifiquem el símbol que li volem donar (figura 4.12) i ens guarda el nou component a la llibreria de components ADS. Quan el vulguem utilitzar en els dissenys posteriors l'anirem a buscar a la llibreria. En qualsevol moment, des del component, podem baixar de jerarquia per veure el disseny del díode PIN.

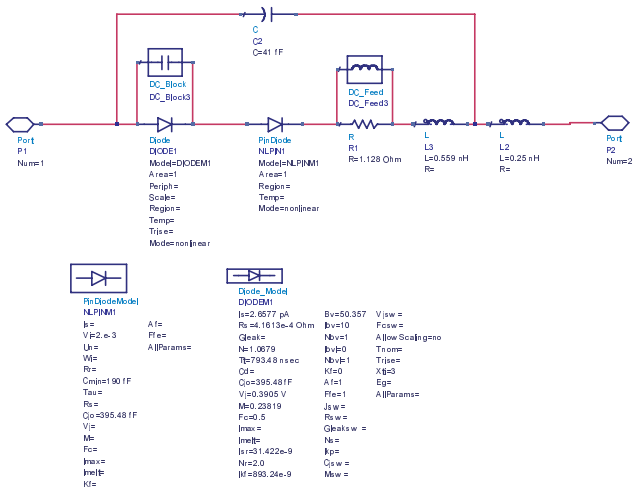


Figura 4.11: Disseny del component PIN_BAP51-02

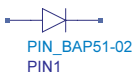


Figura 4.12: Símbol component PIN_BAP51-02

Així, on abans teníem el disseny de la figura 4.8, ara tenim el disseny de la figura 4.13 amb el mateix comportament.

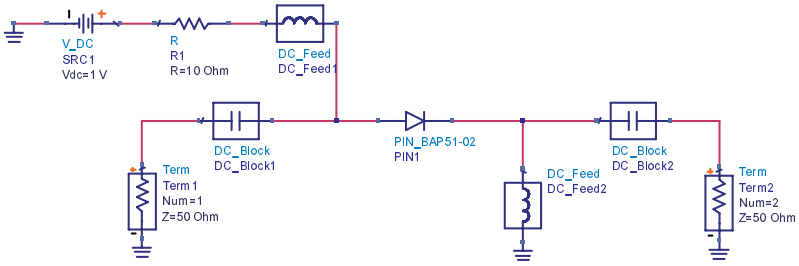


Figura 4.23: Component díode PIN i xarxa de polarització funcionant com a commutador controlat per Vdc.

4.4 SIMULACIONS ADS DEL COMPONENT

Ara que s'ha creat el component ADS del díode PIN, farem diverses simulacions utilitzant-lo per a veure el seu correcte funcionament.

- **Proves funcionament com a C.O.**

En aquest punt (Disseny8) comparem el coeficient de reflexió d'un tram de línia λ/4 acabat amb un circuit obert ideal (S(3,3)) i acabat amb un circuit obert generat amb el díode BAP51-02 (S(1,1)). El resultat es mostra en les figures 4.14 i 4.15, pel mòdul i la fase.

Disseny8: DíodePIN (C.O.) Vs C.O. ideal

Esquemàtic

Substrat: RO4300C

Simulació:

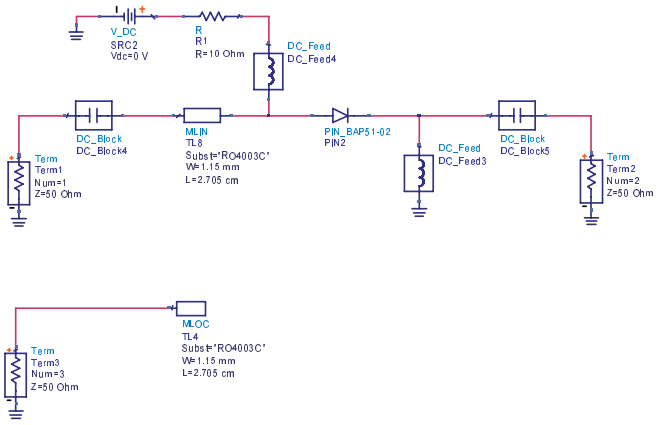
S-PARAMETERS

S_Param
SP1
Start=10 MHz
Stop=4.0 GHz
Step=10 MHz

Ports: 2 Term
1 Term

Components:

- 2 MLIN
- 1 PIN
- 2 DC blocks
- 2 DC feeds
- Font V



Disseny8

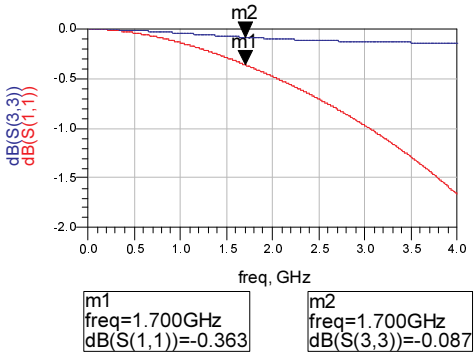


Figura 4.14: Comparació dels mòduls dels coeficients de reflexió dels circuits del Disseny8.

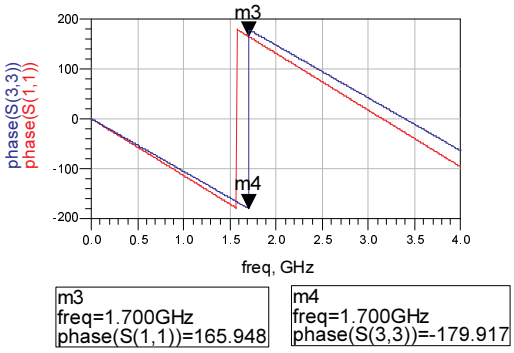


Figura 4.15: Comparació de les fases dels coeficients de reflexió dels circuits del Disseny8.

- **Proves funcionament com a C.C.**

En aquest punt (Disseny9) comparem el coeficient de reflexió d'un tram de línia λ/4 acabat amb un curtcircuit ideal (S(3,3)) i acabat amb un curtcircuit generat amb el díode BAP51-02 (S(1,1)). El resultat es mostra en les figures 4.16 i 4.17, pel mòdul i la fase.

Disseny9: DíodePIN (C.C.) Vs C.C. ideal

Esquemàtic

Substrat: RO4300C

Simulació:

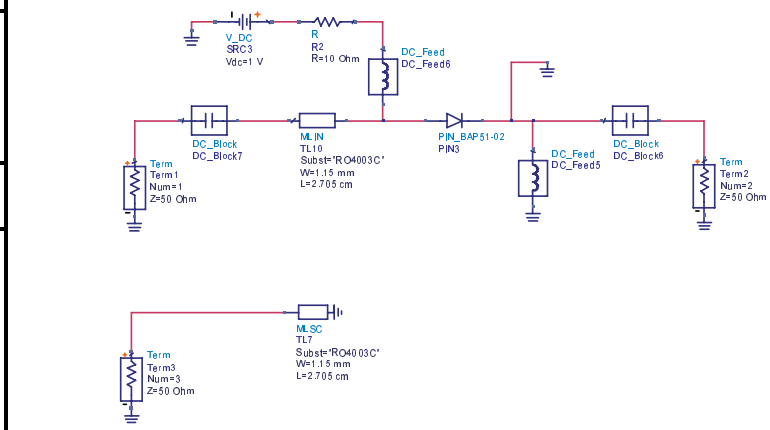
S-PARAMETERS

S_Param
SP1
Start=10 MHz
Stop=4.0 GHz
Step=10 MHz

Ports: 2 Term
1 Term

Components:

- 2 MLIN
- 1 PIN
- 2 DC blocks
- 2 DC feeds
- Font V



Disseny9

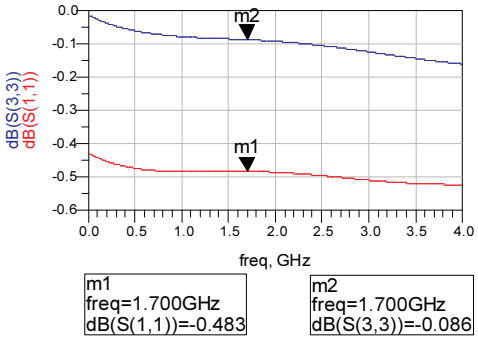


Figura 4.16: Comparació dels mòduls dels coeficients de reflexió dels circuits del Disseny9.

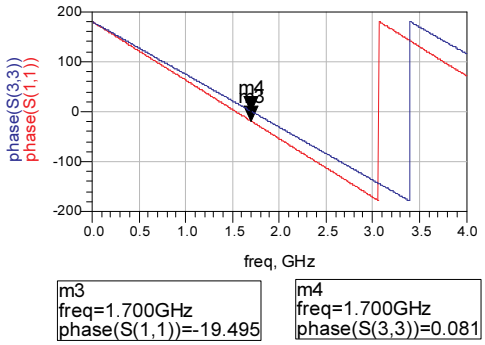


Figura 4.17: Comparació de les fases dels coeficients de reflexió dels circuits del Disseny9.

- **Proves amb Cs i Ls reals**

Al dissenyar un circuit real, els elements de polarització del díode seran condensadors i bobines reals (i no DC-feeds i DC-blocks); per tant hem escollit els següents components de les llibreries d'ADS (veure Disseny10):

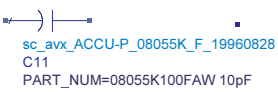


Figura 4.18: Component condensador real, 10pF.

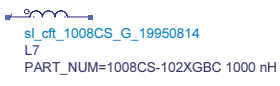
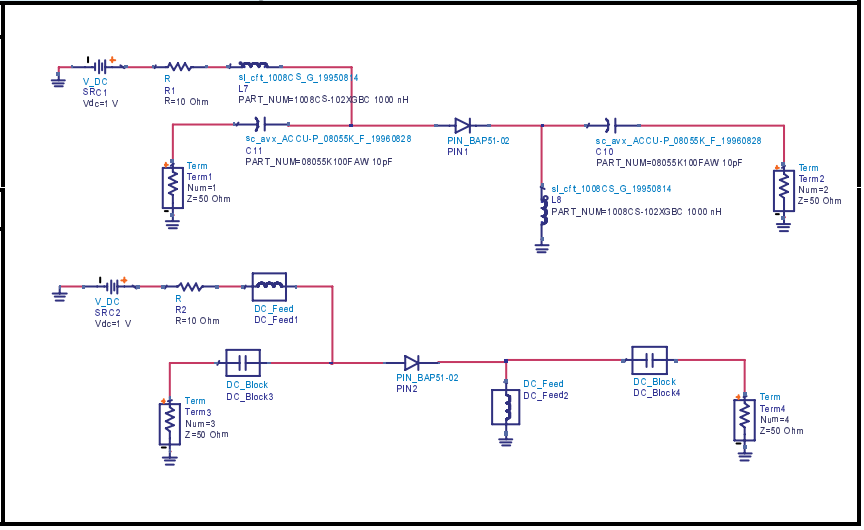


Figura 4.19: Component bobina real, 1000nH.

Disseny10: DíodePIN C i L reals Vs Díode PIN C i L ideals	
Esquemàtic	
Substrat: RO4300C **Simulació:** S-PARAMETERS S_Param SP1 Start=10 MHz Stop=4.0 GHz Step=10 MHz	
Ports: 2 Term	
Components: - 2 MLIN - 1 PIN - 2 DC blocks - 2 DC feeds - 2 L - 2 C - Font V	

Disseny10

A les figures 4.20 i 4.21 es mostra el resultat de la comparació entre utilitzar components ideals de polarització i utilitzar bobines i condensadors reals. La simulació es realitza per al cas de conducció del díode PIN (Vdc=1) en ambdós circuits (Disseny10). A 4.20 es compara la transmissió del senyal pel circuit amb components reals (S(2,1), gràfica vermella) i components ideals (S(4,3), gràfica blava), així com l'adaptació del port d'entrada (S(1,1), gràfica rosa) i (S(3,3), gràfica turquesa). A 4.21 es compara el desfasament introduït al senyal en la transmissió per tots dos casos (fase(S(2,1)), gràfica vermella, i fase(S(4,3)), gràfica blava).

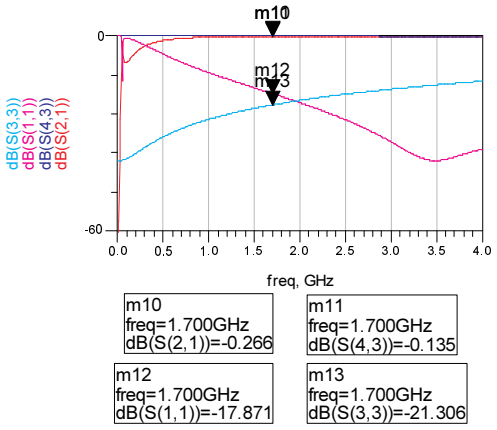


Figura 4.30: Transmissió i adaptació (mòdul), per Vdc=1V, per als circuits del Disseny10.

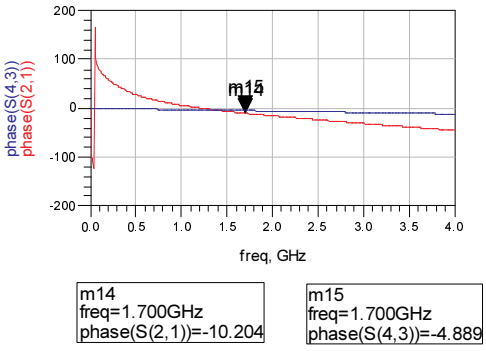


Figura 4.21: Desfasament introduït en la transmissió del senyal per als circuits del Disseny10.

- **Prova del BAP51-01 com a commutador (amb Ls i Cs reals).**

Finalment, es mostra (Disseny11) el funcionament del díode BAP51-02 com a commutador amb la xarxa de polarització implementada amb components reals.

Disseny11: Díode funcionant com a commutador.

Esquemàtic

Substrat: RO4300C

Simulació:

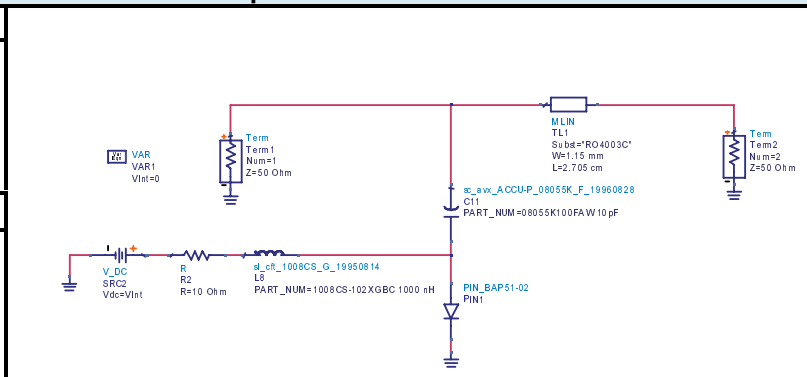
S-PARAMETERS

S_Param
SP1
Start=10 MHz
Stop=4.0 GHz
Step=10 MHz

Ports: 2 Term

Components:

- 2 MLIN
- 1 PIN
- 2 DC blocks
- 2 DC feeds
- Font V



Disseny11

Per V_{Int}=0, díode en polarització inversa, i per tant funcionant com a circuit obert, tal com era d'esperar s'observa en les figures 4.22 i 4.23 (mòdul i fase) bona transmissió entre ports 1 i 2 així com bona adaptació. Es dedueix unes pèrdues d'inserció d'uns 0.15 dB i adaptació de -17 dB a 1.7 GHz.

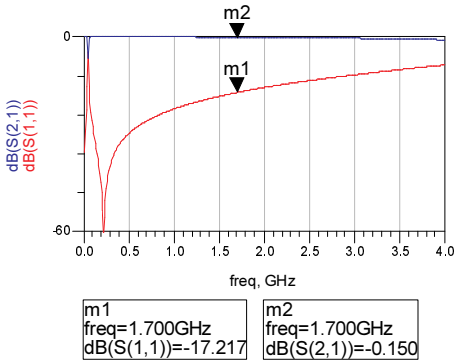


Figura 4.22: Mòdul de la transmissió i l'adaptació del Disseny11.

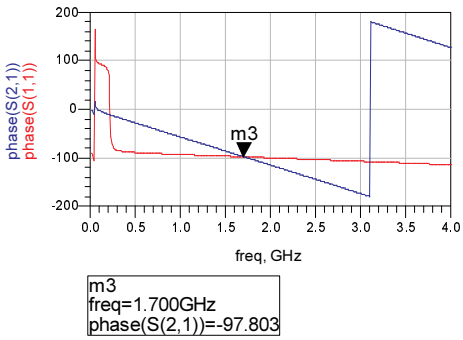


Figura 4.23: Fase de la transmissió i l'adaptació del Disseny11.

Per V_{Int}=1V, díode en polarització directa, i per tant funcionant com a curtcircuit, tal com era d'esperar s'observa en les figures 4.24 i 4.25 (mòdul i fase) mala transmissió entre ports 1 i 2 així com mala adaptació. Es dedueix un aïllament d'uns 13.5 dB a 1.7 GHz.

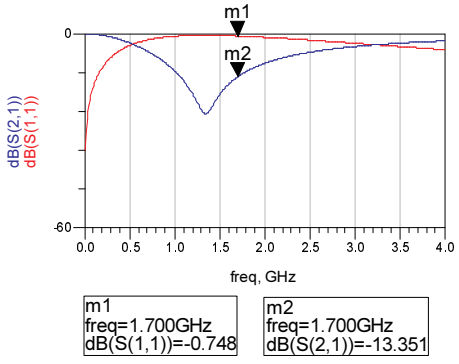


Figura 4.24: Mòdul de la transmissió i l'adaptació del Disseny11.

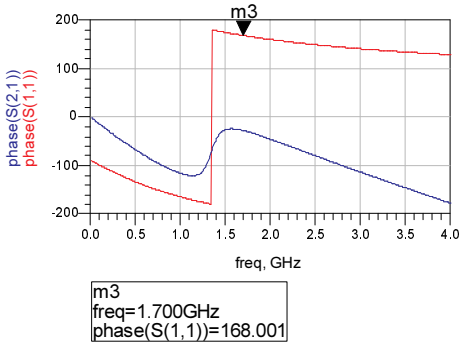


Figura 4.25: Fase de la transmissió i l'adaptació dels Disseny11.

4.5 RESUM DEL CAPÍTOL

- En aquest capítol s'ha introduït el díode PIN i conegut el seu funcionament com a commutador per a senyals RF; si està polaritzat en directa aquest es comporta com un curtcircuit (RF), i si està inversament polaritzat com a un circuit obert (RF).

- S'ha dissenyat el model petit senyal del díode PIN BAP51-02 de Philips en ADS i creat com a component per a ser utilitzat en el disseny del desfasador variable.

- Per a comprovar el seu correcte funcionament s'han realitzat simulacions de diferents dissenys ADS que l'integren, així com de la xarxa de polarització, comprovant els efectes que exerceixen sobre un senyal incident en tots dos estats de treball (c.c i c.o.).

4.6 BIBLIOGRAFIA

[1] S. K. Koul, B. Bhat, "Microwave and Millimeter Wave Phase Shifters, Volume II: semiconductor and delay line phase shifters", ISBN 0-89006-585-3, Artech House. 1991.
[2] "Applications of PIN Diodes", Application Note Nº922, Agilent Technologies. 1999.
[3] "BAP51-02 General Purpose PIN diode", Datasheet. Philips Semiconductors. 2000.
[4] "Linear Models for Diode Surface Mount Packages", Application Note Nº1124. Agilent Technologies. 1999.
[5] "2.45 GHz T/R, RF switch for e.g. bluetooth application using PIN diodes", Application Note NºAN10173-01, Philips Semiconductors. 2000.

CAPÍTOL 5 DESFASADOR VARIABLE

Analitzat el desfasador variable per reflexió de línia en el capítol 2, veurem en aquest cinquè capítol tot el relatiu al seu disseny. En una primera part s'han implementant els tres estats del desfasador per separat utilitzant curtcircuits ideals. En una segona s'ha estudiat la xarxa que permetrà la incorporació del díode PIN al circuit, la xarxa commutadora. I finalment, s'ha realitzat el disseny del desfasador variable complet.

5.1 ANÀLISI TEÒRIC

En els apartats 2.3.3 s'ha realitzat l'estudi analític del desfasador (figura 5.1).

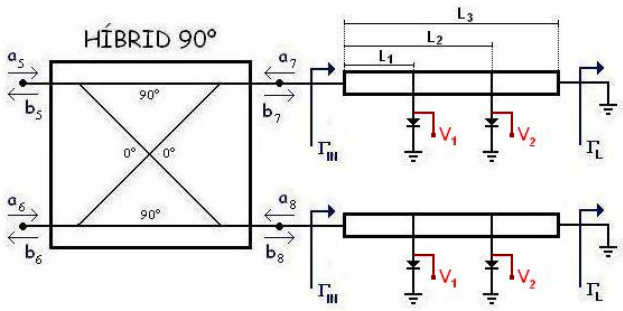


Figura 5.1: Desfasador en reflexió.

Havíem vist com per un senyal incident en el port 5, aquest es transmet per complet al port de sortida amb un desfasament (5.1) depenent de la longitud de les línies de transmissió, línies que emulaven el desfasador que ara dissenyarem.

$$b_6 = \boxed{-ja_5 \cdot e^{-2j\beta l}} \tag{5.1}$$

En l'apartat 2.4.2, havíem calculat els desfasaments necessaris per aconseguir els tres estats del VPD, trobant per quines longituds de línies els aconseguíem (figura 5.2).

Amb aquesta informació i el model del díode PIN realitzat al capítol 4, podem començar a dissenyar el desfasador variable, capaç de desfasar un senyal d'entrada 90º, 180º o 270º. Els primers dissenys realitzats són els tres estats del desfasador per separat.

V1	V2	Desfasador	Longitud línies: Càlcul analític	Longitud línies: LineCalc
0	0	90º	2.705 cm	2.71 cm
0	1	180º	1.35 cm	1.35 cm
1	0	-90º	0 cm	0 cm

Figura 5.2: Desfasaments i longituds de les línies necessaris per aconseguir cada estat del desfasador.

5.2 DISSENY ADS AMB CURTCIRCUITS IDEALS

El primer disseny és l'híbrid amb els ports directe i acoblat acabats amb curtcircuits ideals. En la seva simulació veurem les propietats que ofereix el circuit. Seguidament es substitueixen els curtcircuits per les línies de transmissió acabades en curtcircuit, per a simular els tres casos del desfasador.

5.2.1 Híbrid acabat en curtcircuits ideals

De l'híbrid ADS en curtcircuitem dos dels seus ports i afegim dos trams de línia de mínima longitud als accessos lliures, són els ports d'entrada. Aquests provoquen un desfasament que s'ha de tenir en compte al dissenyar. En aquest cas, al ser d'una longitud de 0.15 mm, desfasen el senyal 0.5º cadascun, provocant un desfasament total al senyal d'1º. Un cop dissenyat (Disseny12) simulem el circuit.

Disseny12: Híbrid Branch-Line amb C.C. ideals

Esquemàtic

Substrat: RO4300C

Simulació:

S-PARAMETERS
S_Param
SP1
Start=10 MHz
Stop=4.0 GHz
Step=10 MHz

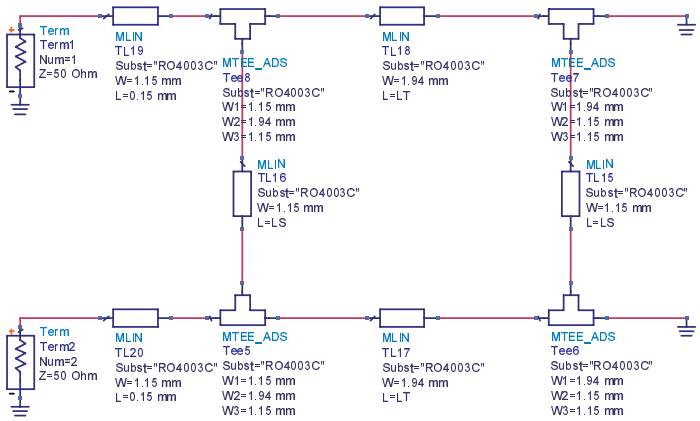
Ports: 2 Term

Components:

- 4 MLIN
- 4 MTEE
- 4 MLSC
- 2 MLIN (ports)

Variables:

- LT = 2.535 cm
- LS = 2.695 cm



Disseny52

Veiem en els resultats de la simulació (figura 5.3) com, entrant senyal pel port 1, aquest està perfectament adaptat (S(1,1)) i com la transmissió al port 2 (S(2,1)) és bona. Per contra, el desfasament, que analíticament ha de ser de -90º, té un error de 6º. Aquest resultat deixa veure que per aconseguir els -p90º de desfasament s'haurà de pujar la resposta en freqüència (com també es desprèn de l'adaptació S(1,1)), i per tant, s'hauran de disminuir una mica les dimensions de l'híbrid, tenint cura de mantenir les propietats d'aquest.

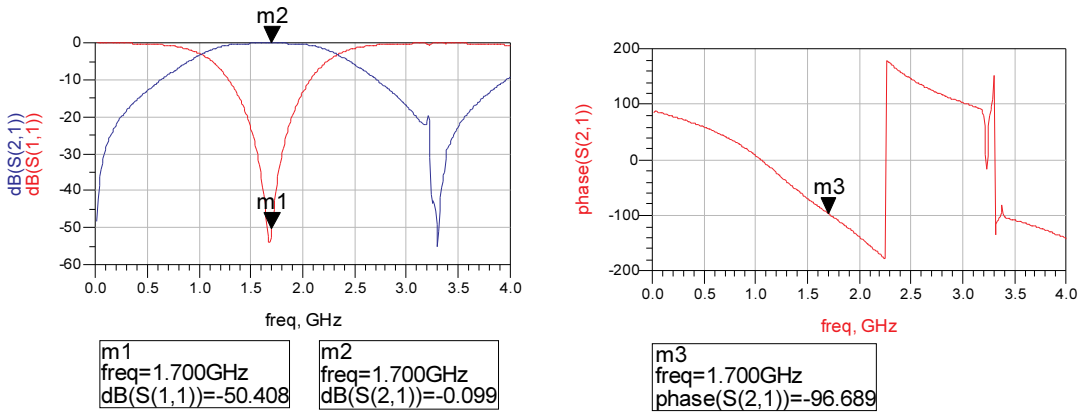


Figura 5.3: Resultats simulació Disseny12.

5.2.2 Híbrid carregat amb línies acabades en curtcircuits ideals

A continuació hi ha el disseny dels tres estats del desfasador per separat, utilitzant en cada cas la longitud adequada per a les línies de transmissió acabades en curtcircuit, i lògicament mantenint en els tres casos les mateixes dimensions de l'híbrid.

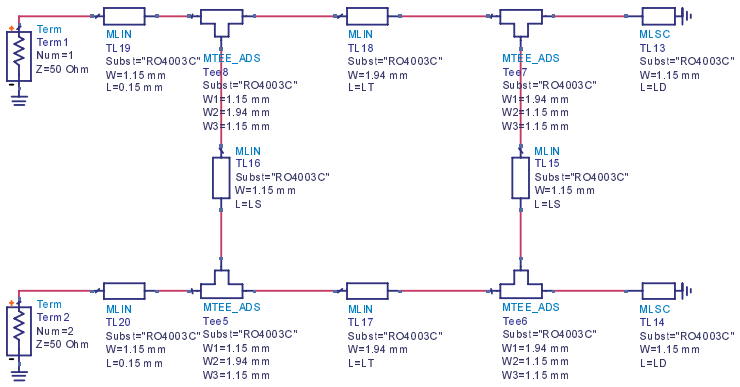
El procés seguit ha estat:

- Disseny del circuit utilitzant l'híbrid ADS i dos trams de línia acaba en curtcircuit.

- Simulació del circuit per a longitud de la línea LD=0 cm.

- *Tunning* de LT, LS per aconseguir els -90º de desfasament mantenint les propietats de l'híbrid.

- Finalment, simulació dels altres dos casos per a trobar les longituds adequades LD.

Disseny13: Desfasador	
	Esquemàtic
Substrat: RO4300C	
Simulació: S-PARAMETERS S_Param SP1 Start=10 MHz Stop=4.0 GHz Step=10 MHz	
Ports: 2 Term	
Components: - 1 HÍBRID ADS - 4 MLSC - 2 MLIN (ports)	
Variables: - LT = 2.495 cm - LS = 2.695 cm - LD = Variable	

Disseny13

Els resultats de les simulacions per a les tres longituds LD són:

- Per aconseguir un desfasament de 270º es fa necessària una LD=0mm i modificar les dimensions de l'híbrid, quedant aquestes (LT= 2.495 cm i LS=2.695 cm).

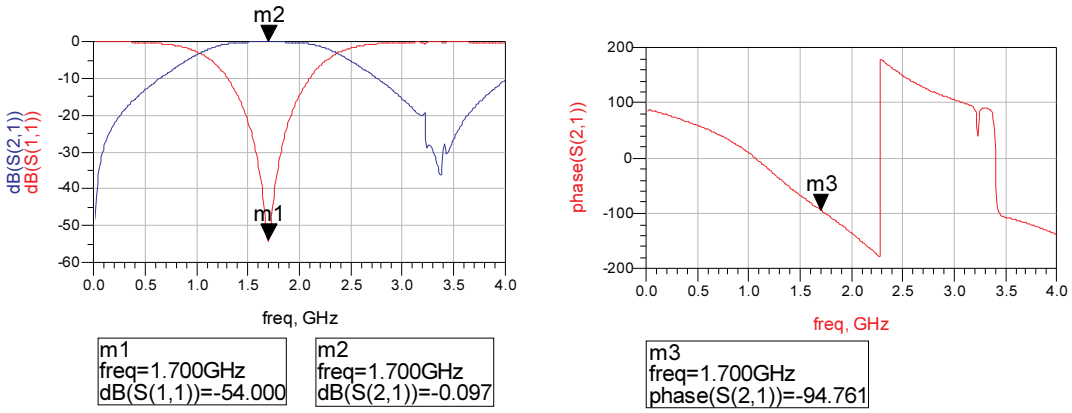


Figura 5.4: Adaptació del port d'entrada, transmissió i desfasament introduït

- Per aconseguir el desfasament de 180º amb les dimensions de l'híbrid imposades pel cas anterior, es fa necessària una LD= 1,31 cm.

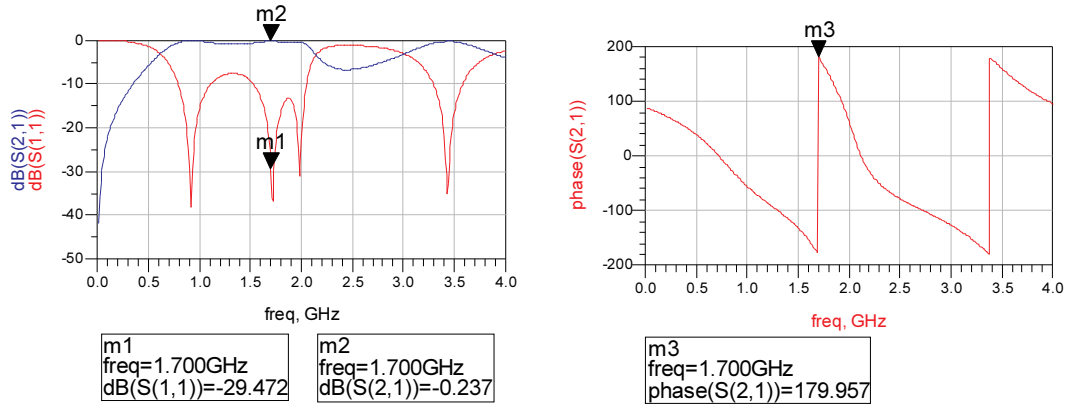


Figura 5.5: Adaptació del port d'entrada, transmissió i desfasament introduït

- Per aconseguir el desfasament de 90º, amb les mesures de l'híbrid imposades pel primer cas, es fa necessària una LD=2.7 cm.

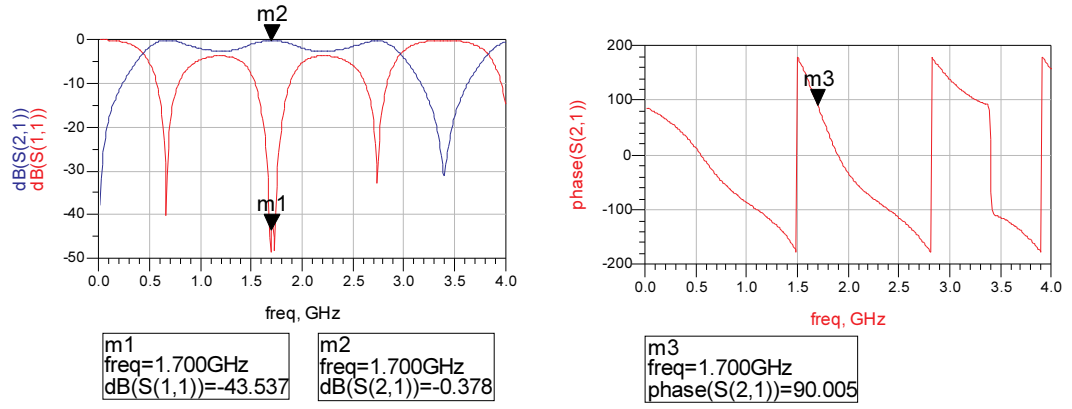


Figura 5.6: Adaptació del port d'entrada, transmissió i desfasament introduït

El comportament del senyal en els tres casos és el correcte. En la figura 5.7 es comparen les longituds de línia necessàries per a complir els tres desfasaments extretes d'aquest disseny, amb les calculades analíticament (apartat 2.3.1) i utilitzant el Linecalc (apartat 3.1.2). Per LD=0mm tenim un desfasament de 94º. Aquí hem optat per aquesta solució de compromís, si volem mantenir bones adaptacions i baixes pèrdues en els altres casos. En el següent punt (5.3) és realitza el disseny en Momentum, on s'intentarà millorar aquest desfasament.

Desfasament	Longitud línies: Càlcul analític	Longitud línies: LineCalc	Longitud línies: Disseny13
90º	2.705 cm	2.71 cm	2.7 cm
180º	1.35 cm	1.35 cm	1.31 cm
270º	0 cm	0 cm	0 cm

Figura 5.7: Evolució de les longituds de les línies acabades en curtcircuits del desfasador per a cada desfasament.

5.3 DISSENY MOMENTUM AMB CURTCIRCUITS IDEALS

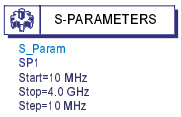
En aquest apartat generem el layout per cadascun dels tres estats del desfasador (Disseny14, 15 i 16). En els dissenys es mostren les dimensions i resultats dels circuits optimitzats, amb la millor resposta que s'ha obtingut en les simulacions Momentum RF. L'optimització és similar a la realitzada en dissenys anteriors: variar les longituds per a moure la resposta en freqüència. Totes les simulacions realitzades són mode Momentum RF.

Disseny14: VPD_LT_270º

Esquemàtic

Substrat: RO4300C

Simulació:



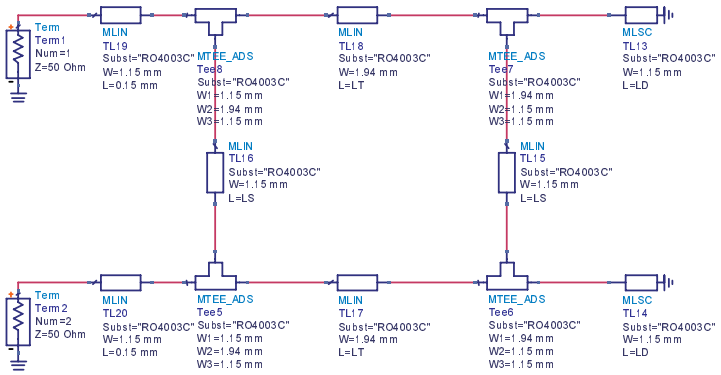
Ports: 4 Term

Components:

- 1 Híbrid ADS
- 2 MLIN (ports)
- 2 MLSC

Variables:

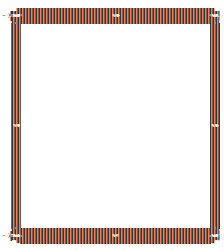
LS = 2.59 cm
LT = 2.39 cm
LD = 0 mm



Layout

Simulació:
MOMENTUM RF

Rang: 10MHz – 4GHz
Mesh: 5 GHz



Disseny14

Els resultats de la simulació (transmissió, adaptació i desfasament) són a la figura 5.8. S'observa com el senyal entrant pel port 1, es transmet per complet al port 2 desfasat 268.5º, amb pèrdues d'inserció d'uns 0.1 dB i adaptació millor de 30 dB.

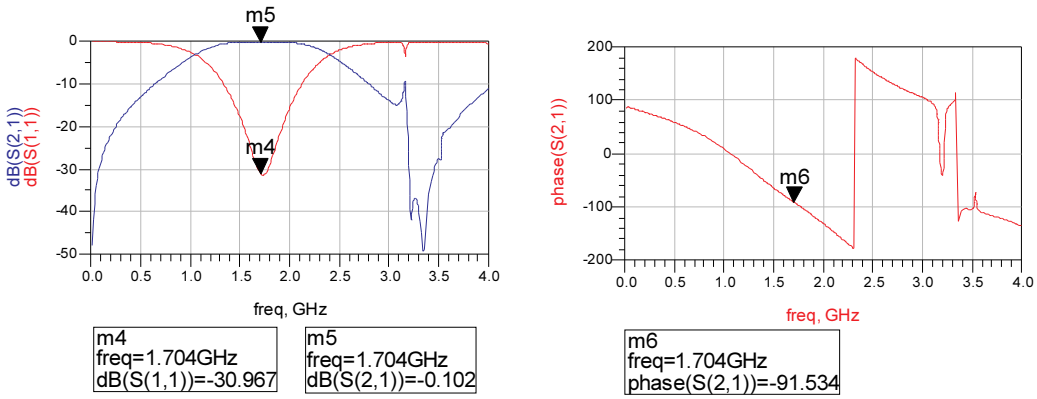


Figura 5.8: Resultats simulació Disseny14.

Disseny15: VPD_LT_180º

Esquemàtic

Substrat: RO4300C

Simulació:

S-PARAMETERS
S_Param
SP1
Start=1.0 MHz
Stop=4.0 GHz
Step=1.0 MHz

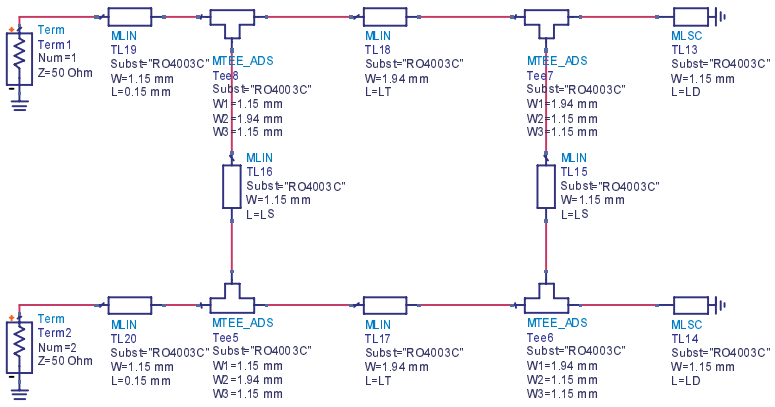
Ports: 2 Term

Components:

- Híbrid 90º
- 2 MLIN ports
- 2 MLSC

Variables:

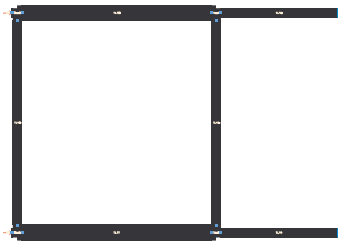
LS = 2.59 cm
LT = 2.39 cm
LD = 1.47 cm



Layout

Simulació:
MOMENTUM RF

Rang: 10MHz – 4GHz
Mesh: 5 GHz



Disseny15

Els resultats de la simulació (transmissió, adaptació i desfasament) són a la figura 5.9. S'observa com el senyal entrant pel port 1, es transmet per complet al port 2 desfasat 180º, amb pèrdues d'inserció de 0.31 dB i d'uns 18 dB.

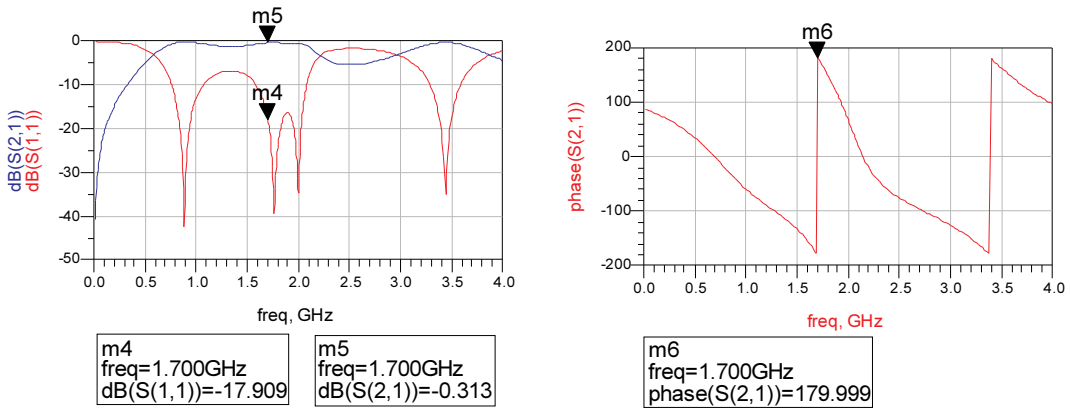


Figura 5.9: Resultats simulació Disseny15.

Disseny16: VPD_LT_90º

Esquemàtic

Substrat: RO4300C

Simulació:

S-PARAMETERS

S_Param
SP1
Start=10 MHz
Stop=4.0 GHz
Step=10 MHz

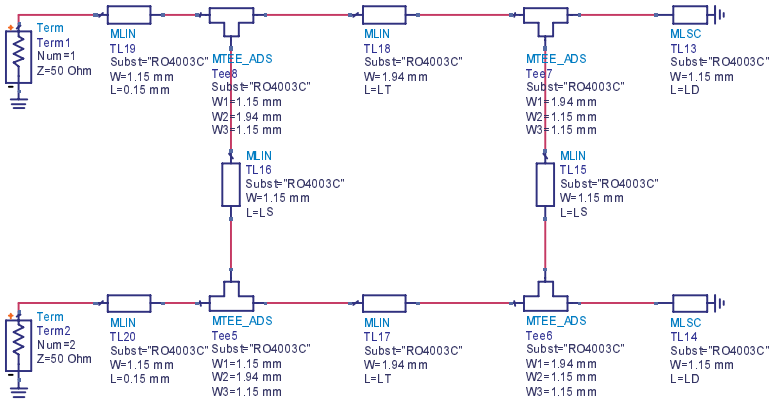
Ports: 2 Term

Components:

- Híbrid 90º
- 2 MLIN ports
- 2 MLSC

Variables:

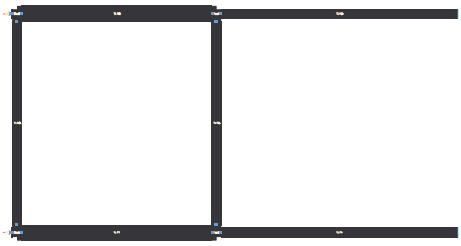
LS = 2.59 cm
LT = 2.39 cm
LD = 2.97 cm



Layout

Simulació:
MOMENTUM RF

Rang: 10MHz – 4GHz
Mesh: 5 GHz



Disseny16

Els resultats de la simulació (transmissió, adaptació i desfasament) són a la figura 5.10. S'observa com el senyal entrant pel port 1, es transmet per complet al port 2 desfasat 89.8º, amb pèrdues d'inserció de 0.39 dB i adaptació millor de 26.7 dB.

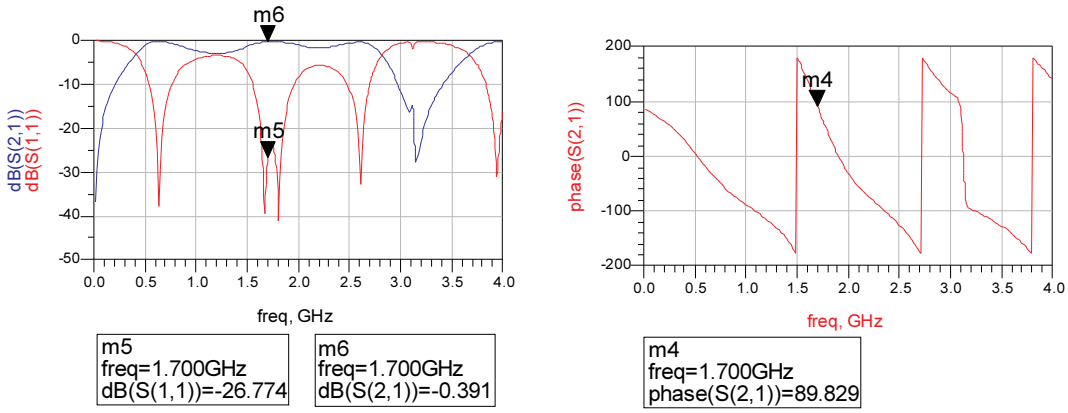


Figura 5.10: Resultats simulació Disseny16

Un cop realitzat el disseny (layout) dels tres estats del desfasador per separat amb curtcircuits ideals (Disseny14, 15 i 16), disposem de la longitud òptima de les línies de transmissió per cada cas i de les mesures de l'híbrid Branch-Line (LS= 2.59 cm i LT=2.39 cm) on s'implementen. Aquestes mesures, que podem comparar amb les trobades anteriorment (Disseny13) en la figura 5.11, serviran de guia per a dissenyar el desfasador amb díodes PIN.

Desfasament	Longitud línies: LineCalc	Longitud línies: Disseny13 (ADS)	Longitud línies: Disseny14,15 i 16 (MOMENTUM)
90º	2.71 cm	2.7 cm	2.97 cm
180º	1.35 cm	1.31 cm	1.47 cm
270º	0 cm	0 cm	0 cm

Figura 5.11: Evolució de les longituds de les línies acabades en curtcircuits del desfasador per a cada desfasament.

5.4 CO-SIMULACIÓ ADS-MOMENTUM

Una de les moltes opcions que incorpora ADS a l'hora de simular circuits de microones és la co-simulació ADS-Momentum. Permet integrar components actius i passius de llibreries d'ADS amb layouts i simular-los alhora. Es realitza una simulació ADS per als components concentrats i una simulació Momentum per al layout del circuit. Fent-ne us s'aconsegueix una major precisió en la simulació, així com flexibilitat i dinamisme alhora de fer diferents simulacions modificant components ADS del disseny.

A continuació s'explica el funcionament de la co-simulació amb un exemple: dues línies de transmissió amb un condensador en sèrie entre elles.

Tenim un circuit format per dues línies de transmissió i un condensador de les llibreries (figura 5.12) dissenyat en ADS. Fem una simulació de paràmetres S i observem el comportament de la transmissió del senyal (figura 5.13).

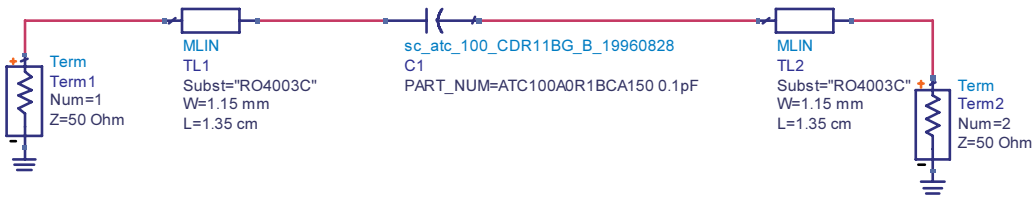


Figura 5.12: Esquemàtic ADS que serveix d'exemple per introduir la co-simulació.

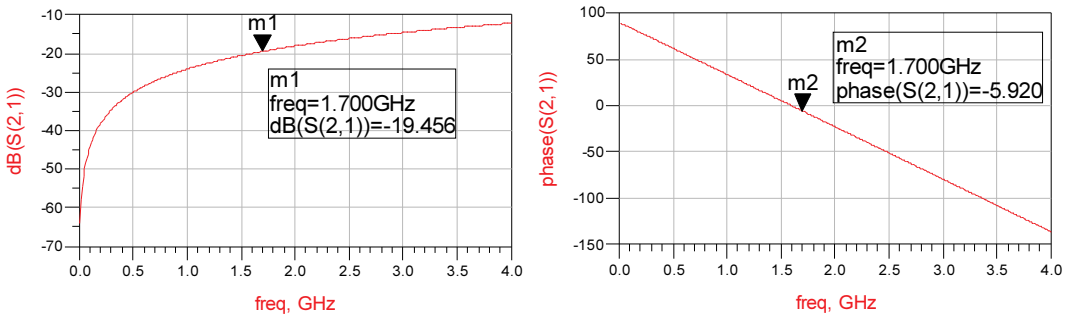


Figura 5.13: Mòdul i fase de la transmissió (S(2,1)) del circuit de la figura 5.12.

Per a realitzar una co-simulació ADS Momentum, el primer a fer és generar el layout del disseny ADS (figura 5.14); veiem els dos pins d'entrada i el *footprint* del component condensador entremig de les línies.

Figura 5.14: Layout del circuit de la figura 5.12.

La co-simulació consisteix en simular els elements concentrats (en aquest cas el condensador) amb ADS i les línies de transmissió en Momentum, pel que suprimim el *footprint* del condensador (figura 5.15) deixant lliures els pins on estava connectat.

Figura 5.15: Supressió del footprint del condensador de la figura 5.14. Pins de connexió al descobert.

Afegim els ports al layout, 2 ports que són les entrades i dos ports on anirà connectat el condensador (figura 5.16). Com en tots els dissenys Momentum s'ha d'especificar el substrat del disseny i editar els ports. Els ports d'entrada seran S*ingle*, i els ports on connectarem el condensador *Internal*. S'han separat una mica les línies entre elles per tenir més espai i veure-ho millor.

Figura 5.16: Connexió dels ports d'entrada al layout.

És el moment de crear el component per a la co-simulació. Anem al menú Momentum de l'editor de layouts i seleccionem *create/update component*, s'obre una finestra amb opcions en la que especifiquem el rang de freqüències de simulació del circuit, el *mesh* i el tipus de simulació (Momentum RF) i li diem que inclogui un pin de referència del circuit. Generem així el component (figura 5.17) que a partir d'aquest moment podem trobar a la llibreria ADS de components del nostre disseny.

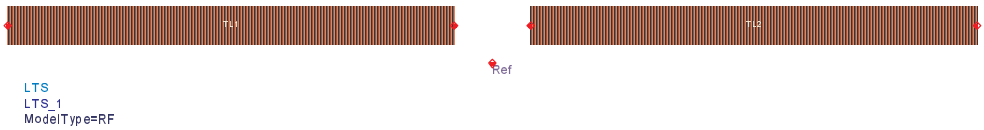


Figura 5.17: Component del circuit que podem trobar en la nostra llibreria d'ADS.

Ja tenim el component amb línies de transmissió creat. Obrim el component en una nova finestra ADS i seguidament afegim el condensador i el connectem als pins corresponents, afegim també els terminals i connectem a massa el pin de referència (figura 5.18). Llavors realitzem una simulació de paràmetres S.

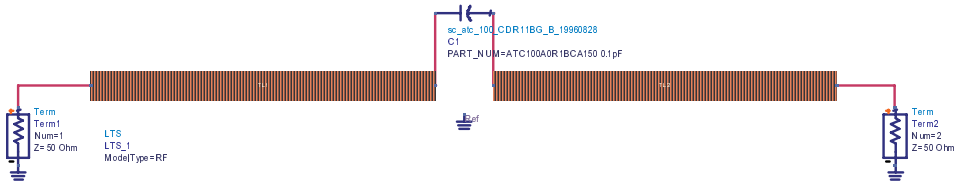


Figura 5.18: Circuit igual al de figura 5.12, utilitzant el component creat, preparat per a co-simular.

Al simular s'obre momentum i es realitza la co-simulació momentum RF del component creat (línies de transmissió) mentre ADS simula el comportament del condensador i conjuga les dues simulacions per a obtenir els resultats (figura 5.19). Així aconseguim uns resultats més acurats que utilitzant qualsevol altra alternativa disponible.

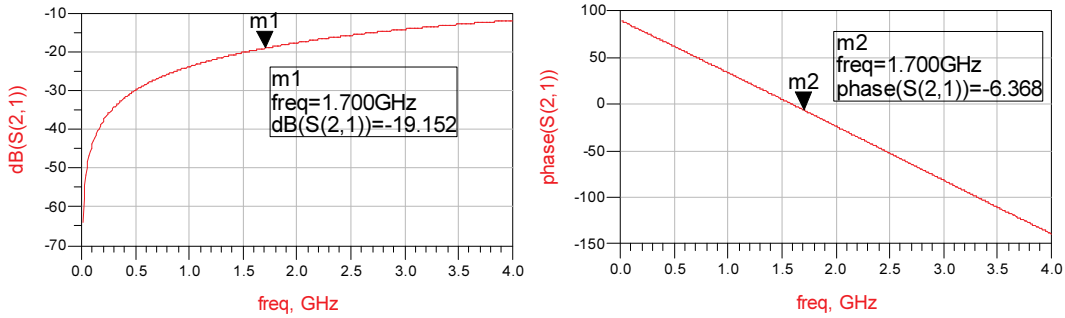


Figura 5.19: Resultats de la co-simulació: Mòdul i fase de la transmissió ((S(2,1)).

Un dels avantatges de procedir d'aquesta manera és que si volguéssim fer altres simulacions afegint qualsevol altre component entremig de les línies, al simular només realitzaria la simulació ADS ja que la informació de la simulació momentum l'emmagatzema en un full de dades, i al fer una nova simulació hi accedeix estalviant tornar a simular el circuit. Per un circuit en que la simulació momentum triga hores, aquest és un avenç important. En el present projecte la co-simulació ha permès simular alhora les línies de transmissió amb el díode PIN i els components de polarització d'aquest.

5.5 DISSENY DEL DESFASADOR PROGRAMABLE

Dissenyats els tres estats del desfasador per separat amb càrregues reflectives ideals i coneixent com es realitza una co-simulació d'ADS, en aquest apartat 5.5 dissenyarem el desfasador variable integrant el model del díode PIN creat en el capítol 4.

En la primera part ens centrem en dissenyar la xarxa que ha de funcionar com a commutador per a senyals RF (díode PIN i xarxa de polarització).

En el segon punt incorporem els commutadors al desfasador, per dissenyar el desfasador programable final.

5.5.1 Díode i xarxa de polarització ADS

Partim del Disseny11 (figura 5.20), en que hem vist com la polarització o no del díode PIN creava un curtcircuit o un circuit obert davant la línia de transmissió i, per tant, funcionava de commutador per al senyal entrant del port 1. Commutador programable a partir de la polarització del díode PIN, si V=0V el senyal es transmet, si V=1V el senyal es reflexa.

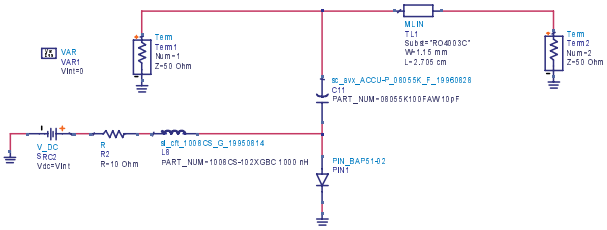


Figura 5.20: Díode funcionant com a commutador controlat per Vdc.

La primera necessitat rau en dissenyar la xarxa de polarització del díode, que permeti l'arribada del corrent de polarització sense modificar el comportament del díode i de la resta del circuit on s'integrarà.

El disseny proposat és el següent:

Una línia de longitud λ/4 d'alta impedància seguida d'una altra línia també de longitud λ/4 de baixa impedància i acabada en circuit obert (figura 5.21). Al ser línies de λ/4 (inversores d'impedància), en el punt on es troben les dues línies hi trobem un curtcircuit virtual per a RF, i al principi de la línia d'alta impedància es troba un circuit obert. Això permet:

- On es troba el curtcircuit, posar una línia de transmissió per la que es farà arribar el corrent DC per a polaritzar el díode PIN. Podem connectar el que vulguem en aquest punt ja que està desacoblat d'RF.

- Gracies a tenir un c.o. al inici, podem col·locar aquest disseny junt a qualsevol altre disseny sense que modifiqui les seves propietats.

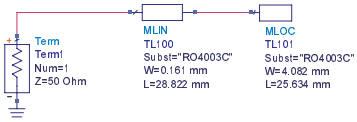


Figura 5.21: Xarxa base per a la polarització del díode PIN.

La simulació del paràmetre S(1,1) de la figura 5.21, mostra com a resultat el circuit obert, representat en la Carta d'Smith (Figura 5.22) a la freqüència de disseny, 1.7 GHz.

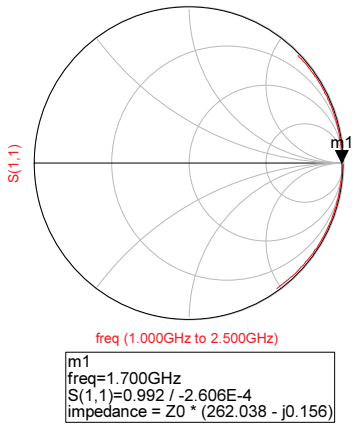


Figura 5.22: Resposta (circuit obert) del circuit de la figura 5.21 a 1.7 GHz.

Suposem ara que tenim dues línies de transmissió qualssevol per on es transmet un senyal RF (veure figura 5.23.a). Si entremig de les dues incorporem el disseny anterior, la transmissió del senyal no es veurà afectada (a la freqüència de disseny). El fet d'incorporar qualsevol tram de

línia o component en el punt on es troba el curtcircuit virtual tampoc afectarà a la correcta transmissió de la línia. Aquesta és la xarxa base utilitzada per a polaritzar el díode PIN.
Per a comprovar la xarxa de polarització s'han realitzat 4 dissenys (figures 5.23), transmissió de senyal per línies microstrip (a), efectes d'integrar la xarxa de polarització enmig de les línies de transmissió (b), efectes d'integrar altres components enmig de la xarxa de polarització, on es troba el curtcircuit virtual (c i d). Els resultats de la simulació dels quatre circuits (figura 5.24) mostren una correcta transmissió de senyal a la freqüència de treball, i per tant, la no influència de la xarxa inserida en el comportament de les línies de transmissió passants.

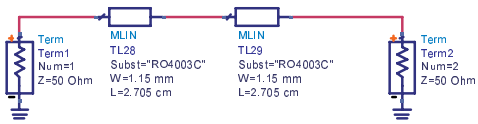


Figura 5.23.a): Línia de transmissió.

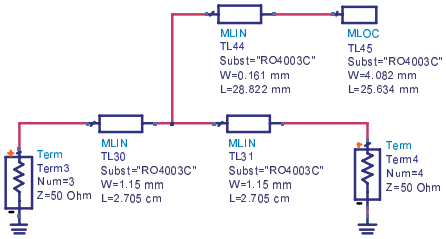


Figura 5.23.b):Línia de transmissió amb xarxa de polarització (part 1).

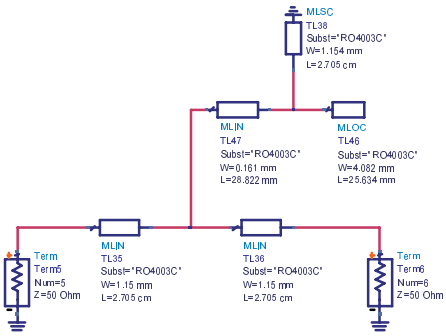


Figura 5.23.a): Línia de transmissió amb xarxa de polarització (part 2).

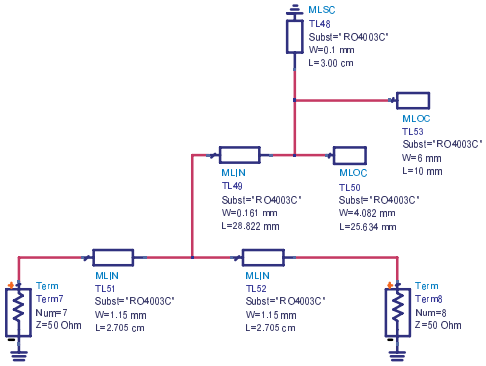


Figura 5.23.b):Línia de transmissió amb xarxa de polarització (part 3).

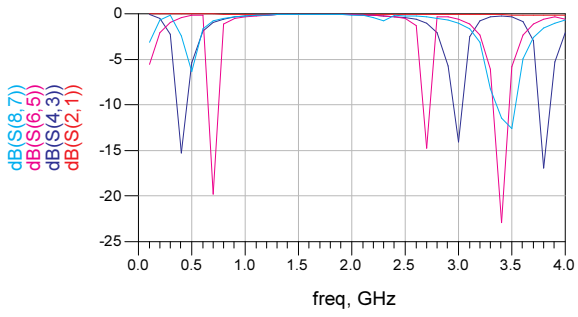


Figura 5.24: Transmissió dels circuits de les figures 5.20.a), b), c) i d).

Utilitzant aquesta estructura polaritzarem el díode PIN tal com es mostra en el Disseny17 (en la zona de curtcircuit virtual a RF inserirem la polarització).

Disseny17: Xarxa_PIN_v1

Esquemàtic

Substrat: RO4300C

Simulació:

S-PARAMETERS

S_Param
SP1
Start=1 GHz
Stop=2.5 GHz
Step=10 MHz

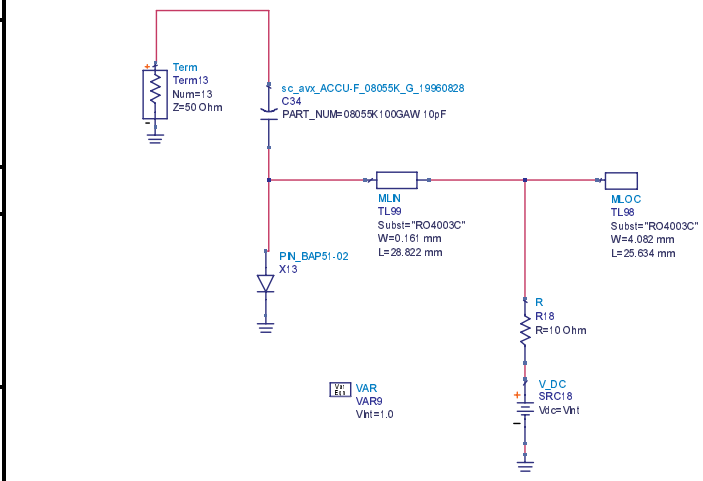
Ports: 1 Term

Components:

- Díode PIN
- 1 MLIN
- 1 MLOC
- 1 R, 1 C i 1 V_DC

Variables:

VInt= (0-1) V



Disseny17

A la figura 5.25 hi ha la simulació per V=0V; en aquest cas el díode està en inversa, per tant no condueix i representa un circuit obert (desfasament de 0º), que és el que es pot observar al Port 1, S(1,1). A la figura 5.26 hi ha la simulació per V=1V; en aquest cas el díode està en directa, per tant condueix i representa un curtcircuit (desfasament de 180º), que és el que es pot observar al Port 1, S(1,1).

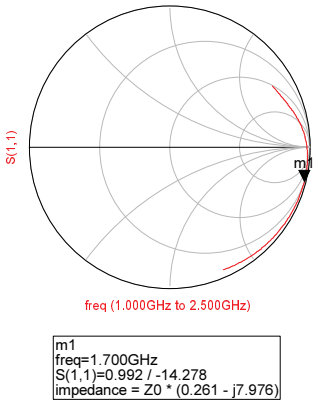


Figura 5.25: Díode funcionant com a circuit obert.

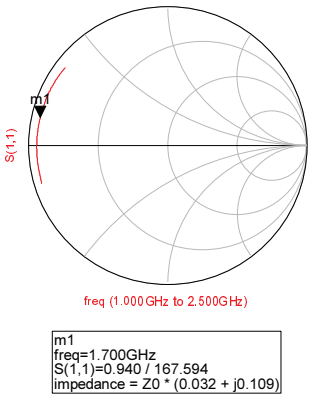


Figura 5.26: Díode funcionant com a curtcircuit.

S'observa en els resultats de les figures 5.25 i 5.26 que tenen pèrdues i desplaçaments de fase; aquests últims es corregiran al dissenyar el layout, simulació de Mometum, i en la posterior integració amb el desfasador.

5.5.2 Creació del layout de la xarxa de polarització

Per a generar el layout de la xarxa polarització es parteix de l'anterior disseny ADS (Disseny17) i s'hi incorporen:

- Trams curts de línia d'1 mm (TL1, TL2 i TL41) que s'utilitzen per a unir els components.
- Un tram de línia acabat en curtcircuit (TL3) per a connectar el díode PIN a massa.
- Una línia d'alta impedància (120Ω) (TL5 i TL6) per a fer arribar el corrent de polarització a la xarxa de polarització.
- Unions T i colzes per a connectar les línies.

En Disseny18 es pot veure el circuit resultant.

Disseny18: Xarxa_PIN_v2

Esquemàtic

Substrat: RO4300C

Simulació:

S-PARAMETERS

S_Param
SP1
Start=1 GHz
Stop=2.5 GHz
Step=10 MHz

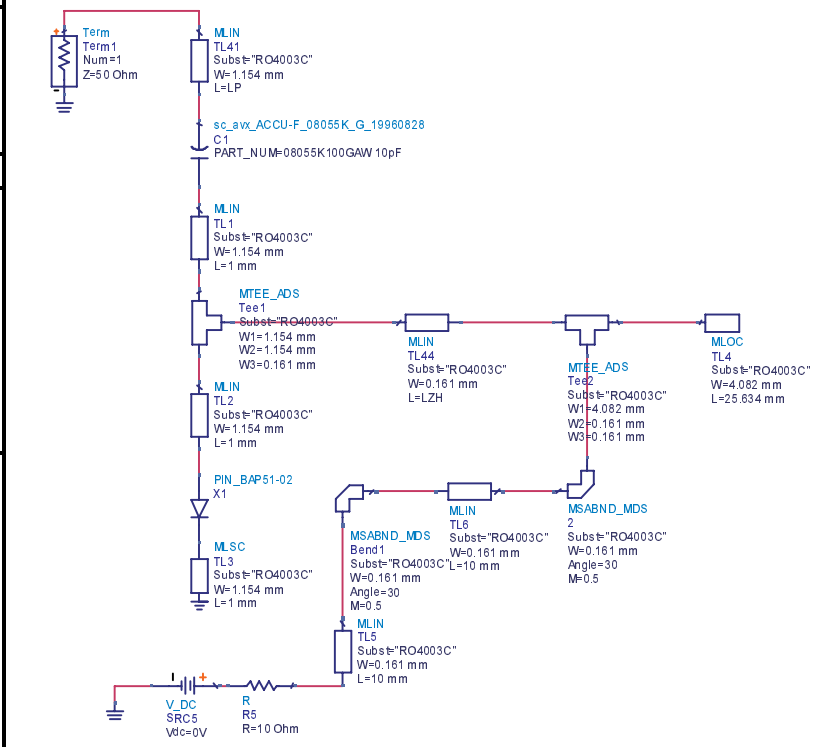
Ports: 1 Term

Components:

- Díode PIN
- 6 MLIN
- 1 MLOC
- 1 MLSC
- 2 MTEE
- 2 MSOBND
- 1 R, 1 C i 1 V_DC

Variables:

VInt= (0-1) V
LP = 1 mm
LZH = 28.822 mm



Disseny18

La seva simulació mostra uns resultats similars al obtinguts en el Disseny17, amb pèrdues baixes però amb errors de fase en el curtcircuit i el circuit obert (figura 5.27, en vermell).

Per a tenir el curtcircuit i el circuit obert perfectes s'ha optat per afegir un tram de línia (LP). Amb la seva incorporació s'inverteix el funcionament de la xarxa (ja que és un tram proper als 180º de longitud elèctrica), traslladant el curtcircuit amb errors de fase a un circuit obert sense errors, i el circuit obert amb errors de fase a un curtcircuit sense errors. Fent un *tunning* de LP i LZH alhora, trobem les longituds adequades de les línies per les que es compleixen els dos estats del commutador perfectes, tal com es pot veure a la figura 5.27 (en blau), aquestes són LP=21.96 mm i LZH=31.6 mm .

Com a resultat d'afegir LP=21.96 mm i LZH=31.6 mm obtenim els dos estats del commutador invertits (gràfica blava de la figura 5.27), per V=0V el circuit funciona com a curtcircuit i per V=1V com a circuit obert.

Per tant, ara que el resultat en ADS és el desitjat, generem el layout de Disseny18 amb LP=21.96 mm i LZH=31.6 mm, creem el component, el portem a l'entorn ADS, hi integrem el component díode PIN, el condensador, la font de tensió, acabem el port d'entrada amb un terminal de 50 Ω i realitzem una co-simulació del disseny. Corregim els errors realitzant un *tunning* del circuit (LP i LZH) i repetim el procés.

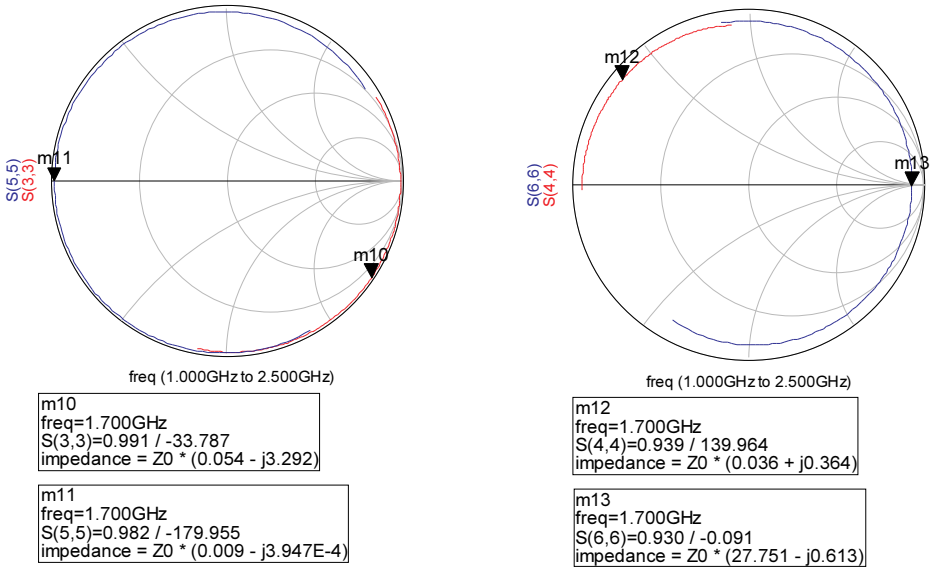


Figura 5. 27: Comparació resultats Disseny18 (en vermell) amb resultats Disseny18 modificant LP=21.96 mm i LZH=31.6 mm (en blau) per optimització del curt i l'obert.

El disseny final de la xarxa que, a partir de la polarització o no del díode PIN, funciona com a commutador es mostra en la figura 5.28. Les longituds de les línies del disseny final són: LP=22.26 mm i LZH= 28.09 mm. Els resultats de la co-simulació es mostren en la figura 5.29.

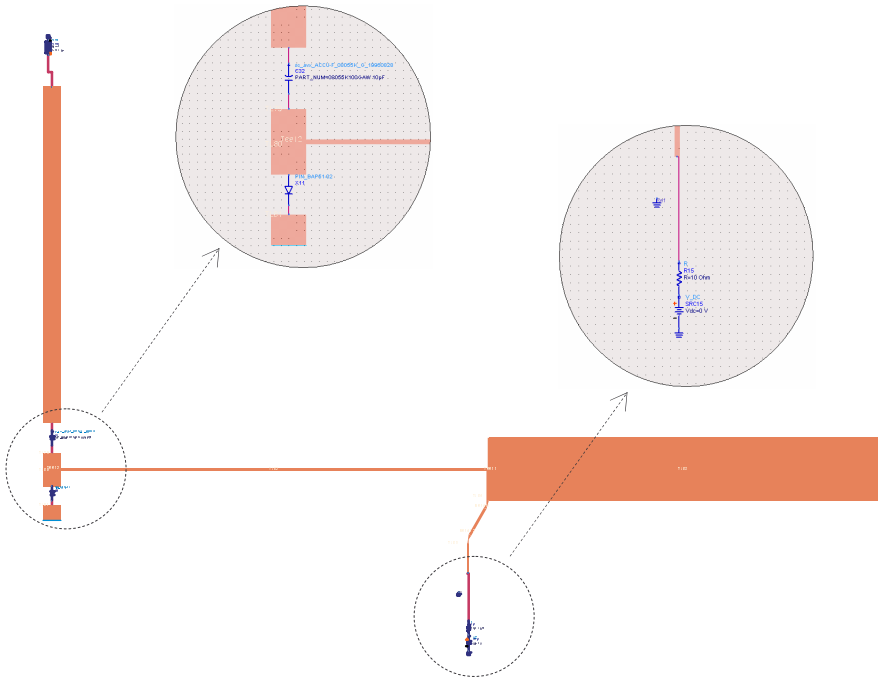


Figura 5.28: Component commutador (xarxa PIN i circuit de polarització). Ampliat s'observa el díode PIN amb el terminal ànode connectat al condensador i el terminal càtode connectat a un tram de línia acabat en curtcircuit (*via hole*), entremig una línia d'alta resistivitat per on arriba el corrent de polarització del díode. També, en l'altre ampliació, s'observa la font de corrent DC.

El component, com es pot observar en els resultats obtinguts de la simulació (figura 5.29), funciona perfectament, oferint els dos estats, c.c. i c.o., amb petites pèrdues en els dos estats. L'objectiu era aconseguir una xarxa que oferís els c.c. i c.o. més ideals possible i substituir-la en els dissenys de l'apartat 5.3, per els c.c. i c.o. ideals, tancant així el disseny del desfasador programable. L'inconvenient del component creat (figura 5.28) és que en el cas de crear el c.c.,

el senyal RF circula a través de LP fins arribar a massa on es reflexa i torna, aquesta anada i tornada a través de la línia afegeix un desfasament important al senyal, que modifica el desfasament esperat a la sortida del desfasador. Utilitzar aquest component implica redissenyar el circuit per complet tenint-ho en compte. Es per això que s'opta per a incorporar el disseny del commutador amb la LP d'1mm (coneixent els errors en els desfasaments) per a substituir els c.c. i c.o. ideals del disseny del desfasador de l'apartat 5.3, i posteriorment fer un *tunning* de les longituds de les línies del desfasador per a corregir els errors en els desfasaments.

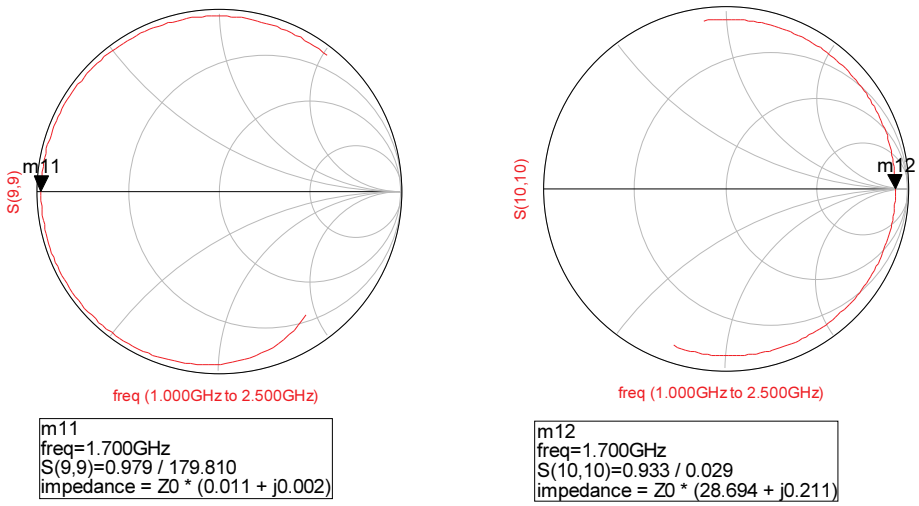


Figura 5.29: S(9,9) curtcircuit per V=0v i S(10,10) circuit obert per v=1v

5.5.3 Disseny del desfasador programable amb díodes integrats en ADS

Inicialment per al disseny del desfasador programable integrarem 4 xarxes commutadores (Disseny17) en substitució dels curtcircuits ideals del desfasador proposat en el Disseny13, en el que s'han simulat els tres estats del desfasador per separat. El seu esquemàtic el trobem en el Disseny19 i els seus paràmetres finals, després de fer un *tunning* del circuit, els podem veure en la figura 5.30.

La modificació en les longituds de les branques de l'híbrid és necessària per tenir una bona resposta en el cas 1 (desfasament 270º). La modificació de les longituds de les línies corregeix els errors de desfasament introduïts per la xarxa del díode PIN.

Desfasament	Longitud línies: Disseny13	Longitud línies: Disseny19
90º	2.7 cm	1.75 + 1.46 = 3.21 cm
180º	1.31 cm	0.5 + 1.7 = 1.75 cm
270º	0 cm	0.5 mm
	LT=2.495 cm	LT = 2.245 cm
	LS=2.695 cm	LS = 2.445 cm

Figura 5.30: Paràmetres del desfasador del Disseny19, en comparació amb els del Disseny13.

Disseny19: Desfasador_ADS_v1

Esquemàtic

Substrat: RO4300C

Simulació:

S-PARAMETERS

S_Param
SP1
Start=0 GHz
Stop=4 GHz
Step=10 MHz

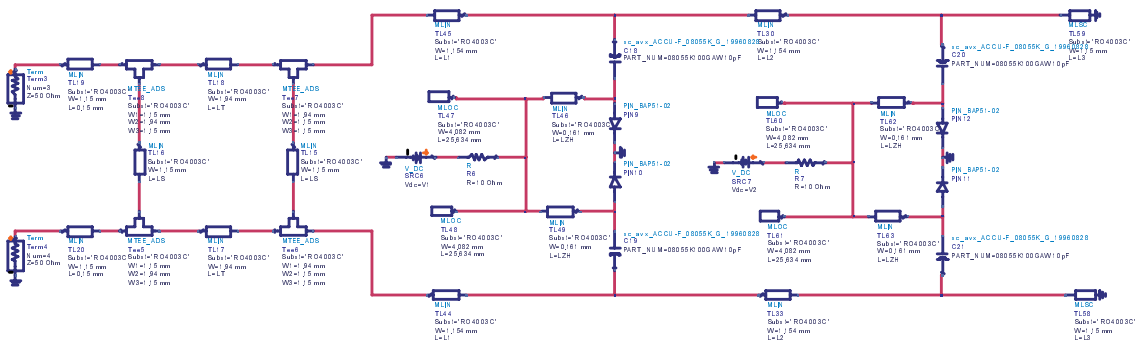
Ports: 2 Term

Components:

- 1 Híbrid 90º
- 4 Xarxa PIN_v1
- 4 MLIN
- 2 MLOC
- 2 MLIN (ports)

Variables:

LT=2.245 cm
LS=2.445 cm
LZH=2.882 cm
L1=0.5 mm
L2=1.7 cm
L3=1.46 cm
V1= (0-1) V
V2= (0-1) V



Disseny19

Els corrents a activar per a cada estat del desfasador són els mostrats en la figura 5.31.

	v1	v2
90º	0	0
180º	0	1
270º	1	0

Figura 5.31: Programació del desfasador.

El circuit es simula tres vegades, una per cada estat del desfasador. A continuació hi ha els resultats de la seva simulació ADS on s'aprecia l'adaptació del port d'entrada del desfasador, la transmissió del senyal, i els desfasaments introduïts.

- **Cas1, 270º, v1=1, v2=0**

Els resultats de la simulació (transmissió, adaptació i desfasament) són a la figura 5.32.
S'observa a la freqüència de disseny, 1.7 GHz, unes pèrdues d'inserció de 0.68 dB, adaptació superior a 24.9 dB i un desfasament de -90.64º.

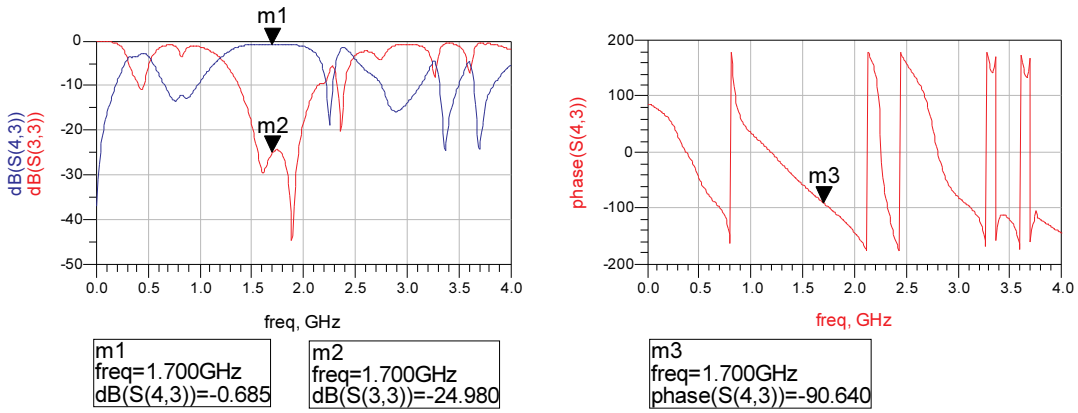


Figura 5.32: Resultats simulació del Cas1 del Disseny19.

- **Cas2, 180º, v1=0, v2=1**

Els resultats de la simulació (transmissió, adaptació i desfasament) són a la figura 5.33. S'observa a la freqüència de disseny, 1.7 GHz, unes pèrdues d'inserció de 1.2 dB, adaptació superior a 9.8 dB i un desfasament de 179.8º.

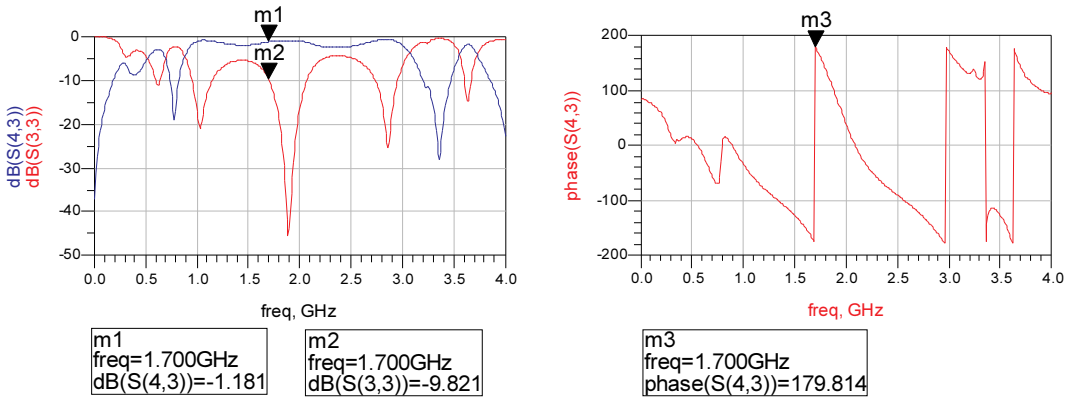


Figura 5.33: Resultats simulació del Cas2 del Disseny19.

- **Cas3, 90º, v1=0, v2=0**

Els resultats de la simulació (transmissió, adaptació i desfasament) són a la figura 5.34. S'observa a la freqüència de disseny, 1.7 GHz, unes pèrdues d'inserció de 0.56 dB, adaptació superior a 21dB i un desfasament de 90.3º.

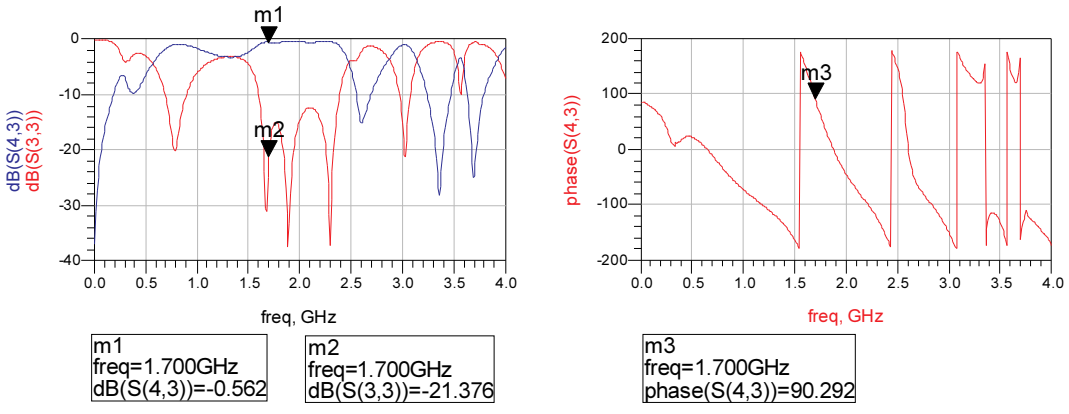


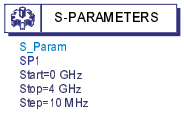
Figura 5.34: Resultats simulació del Cas3 del Disseny19.

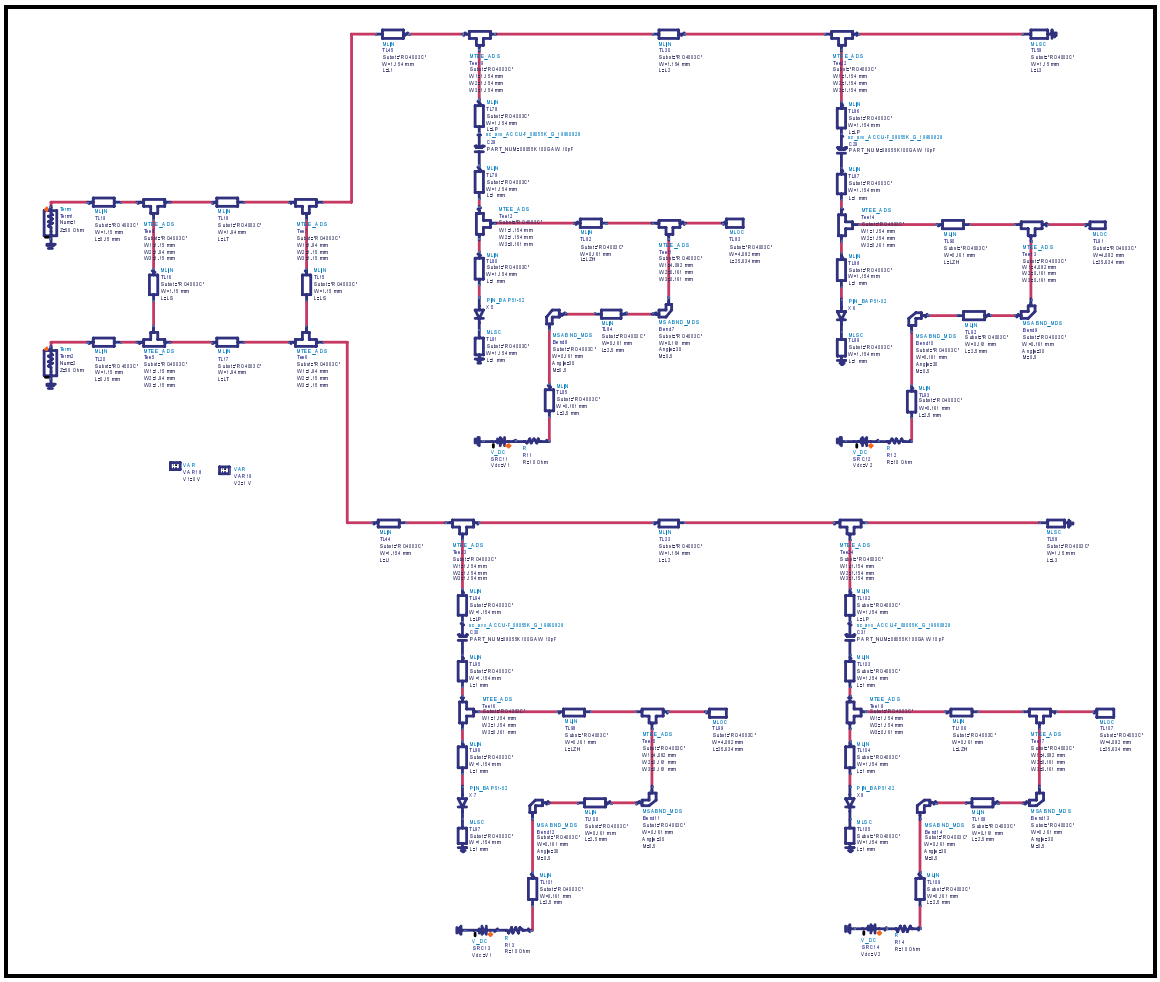
D'aquest Disseny19 n'extraiem una conclusió: en el cas 1, LD=0.5mm, s'ha de reduir la longitud de la línia per pujar la resposta en freqüència i no es pot. La solució es troba en reduir les dimensions de l'híbrid. El fet de reduir-les per aconseguir el cas 1 de 90º, implica pèrdues en el comportament d'aquest en el cas 2. Aquest fet pot portar molts problemes al realitzar el disseny i la simulació momentum, ja que la xarxa PIN per microstrip té més pèrdues i la simulació és mes bona. S'ha provat i el circuit deixa de tenir el comportament esperat. Succeeix el mateix al utilitzar el component xarxa PIN amb LP de λ/4 (figura 5.28).

Davant aquest compromís, la solució adoptada és la següent: dissenyar el desfasador programable utilitzant la xarxa pin amb LP=1mm (Disseny18) i fent L1=λ/2 (l'anada i tornada del senyal a través de la línia provoca un desfasament de 360º). Això permet reduir la longitud de L1 per a pujar la resposta en freqüència i aconseguir bons resultats en el cas 1, i els altres, sense trencar les propietats d'adaptació i transmissió de l'híbrid. En el Disseny20 trobem el disseny del desfasador programable amb els paràmetres òptims, després d'afegir aquestes modificacions, inserir línies de transmissió entre components de les xarxes de polarització dels commutadors i de realitzar el *tunning*. En la figura 5.35 podem observar els paràmetres òptims del desfasador d'aquest Disseny20 que compleix els tres estats.

Desfasament	Longitud línies: Disseny19	Longitud línies: Disseny20
90º	3.21 cm	5.884 + 1.43 = 7.314 cm
180º	1.75 cm	4.764 + 1.12 = 5.884 cm
270º	0.5 mm	4.764 cm
	LT=2.245 cm	LT = 2.415 cm
	LS=2.445 cm	LS = 2.575 cm

Figura 5.35: Paràmetres del desfasador per al Disseny20 Vs els de Disseny19.

Disseny20: Desfasador_ADS_v2		
Esquemàtic		
Substrat: RO4300C	**Components:**	**Variables:**
Simulació: 	- 1 Híbrid 90º - 4 Xarxa PIN_v2 - 4 MLIN - 2 MLOC - 2 MLIN (ports)	LT=2.415 cm LS=2.575 cm L1=4.764 cm L2=1.121 cm L3=1.435 cm LP=1 mm LZH=32 mm V1= (0-1) V V2= (0-1) V
Ports: 2 Term		



Disseny20

A Continuació es presenten els resultats de les simulacions pels tres casos:

- **Cas1, 270º,v1=1, v2=0**

Els resultats de la simulació (transmissió, adaptació i desfasament) són a la figura 5.36. S'observa a la freqüència de disseny, 1.7 GHz, unes pèrdues d'inserció de 0.93 dB, adaptació superior a 36.7 dB i un desfasament de -90.1º.

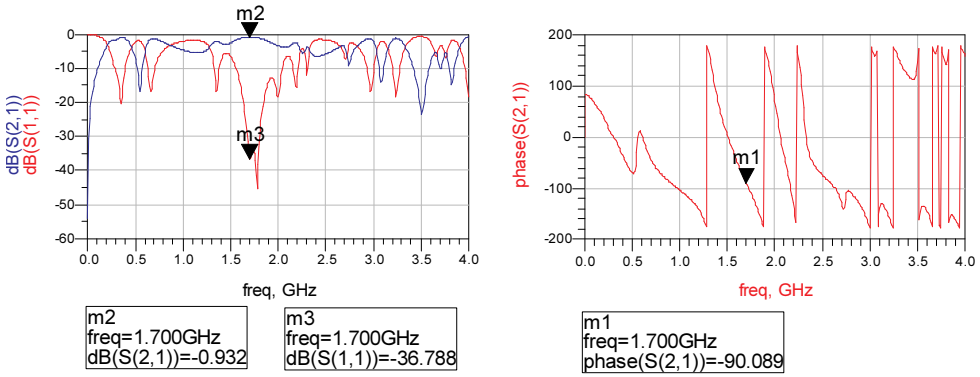


Figura 5.36: Resultats simulació del Cas1 del Disseny20.

- **Cas2, 180º, v1=0, v2=1**

Els resultats de la simulació (transmissió, adaptació i desfasament) són a la figura 5.37. S'observa a la freqüència de disseny, 1.7 GHz, unes pèrdues d'inserció de 0.94 dB, adaptació superior a 16.4 dB i un desfasament de 179.8º.

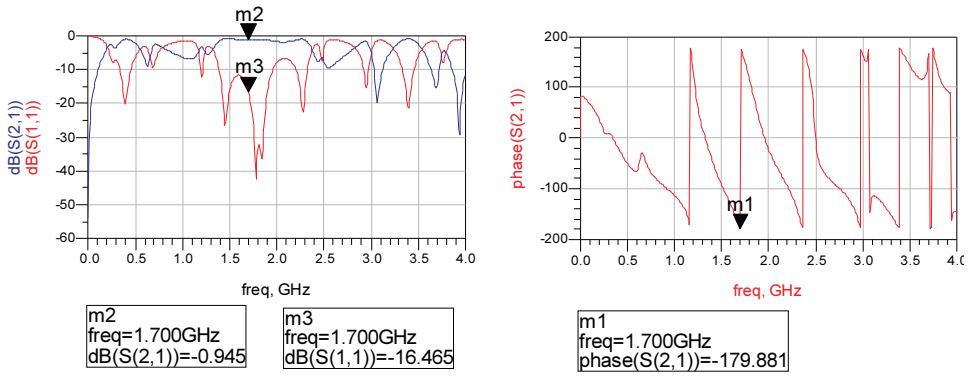


Figura 5.37: Resultats simulació del Cas2 del Disseny20.

- **Cas3, 90º, v1=0, v2=0**

Els resultats de la simulació (transmissió, adaptació i desfasament) són a la figura 5.38. S'observa a la freqüència de disseny, 1.7 GHz, unes pèrdues d'inserció de 0.67 dB, adaptació superior a 33.7 dB i un desfasament de 89.9º.

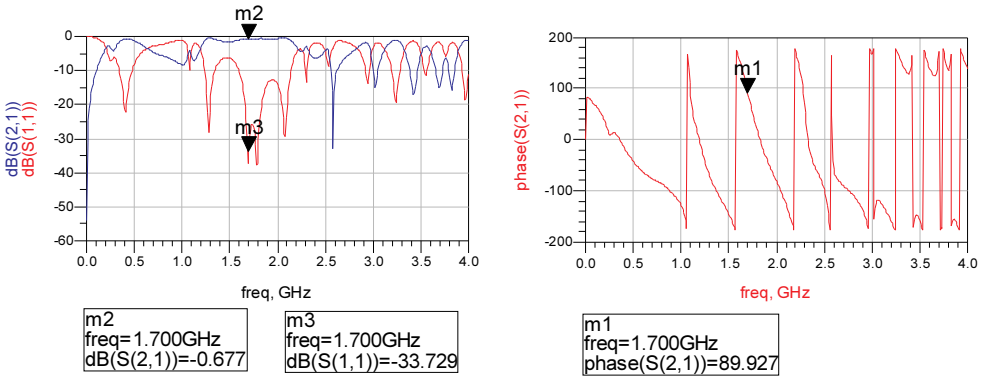


Figura 5.38: Resultats simulació del Cas3 del Disseny20.

Aquest és el disseny ADS del desfasador programable de tres estats. Ara el seu funcionament ja és el correcte, oferint, segons la programació, el desfasament adient amb adaptacions correctes i pèrdues d'inserció per sota 0.9 dB.

5.5.4 Disseny del desfasador programable en Momentum

A partir del Disseny20 generem el layout, creem el component, realitzem una co-simulació, fem un *tunning* dels paràmetres del circuit i arribem al disseny del desfasador programable final, mostrat en el Disseny21 (esquemàtic i layout). Els paràmetres del circuit desfasador final són els mostrats en la figura 5.39, on es comparen amb els obtinguts en la simulació del desfasador ADS (Disseny20).

Disseny21: Desfasador_MOMENTUM

Esquemàtic

Substrat: RO4300C

Simulació:

S-PARAMETERS

S_Param
SP1
Start=0 GHz
Stop=4 GHz
Step=10 MHz

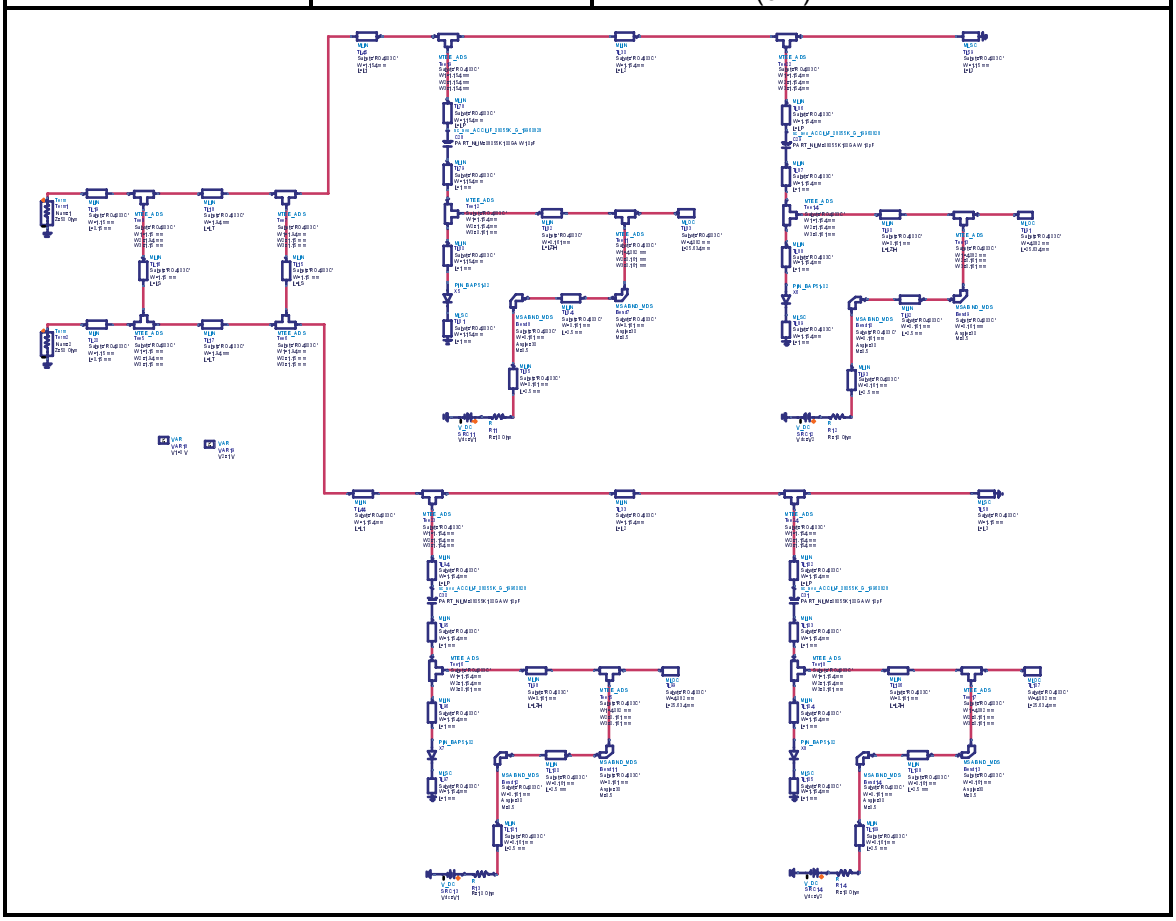
Ports: 2 Term

Components:

- 1 Híbrid 90º
- 4 Xarxa PIN_v2
- 4 MLIN
- 2 MLOC
- 2 MLIN (ports)

Variables:

LT=2.415 cm
LS=2.575 cm
L1=4.79 cm
L2=1.071 cm
L3=1.355 cm
LP=1 mm
LZH=32 mm
V1= (0-1) V
V2= (0-1) V

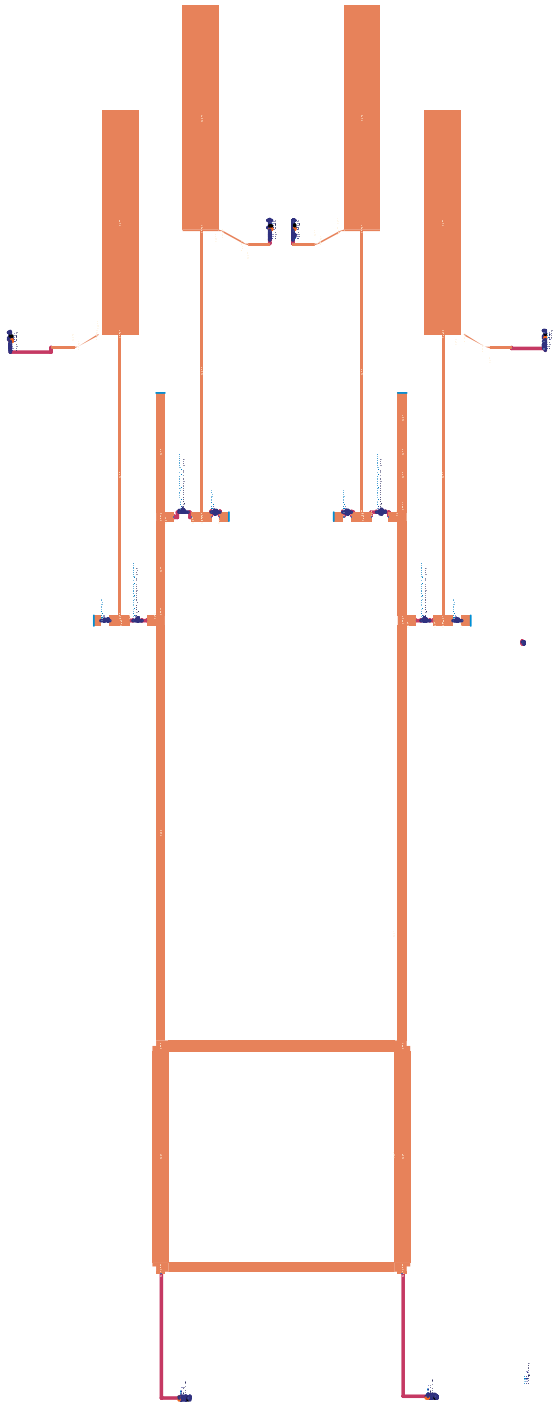


Disseny21. Esquemàtic

Desfasament	Longitud línies: Disseny20	Longitud línies: Disseny21
90º	5.884 + 1.43 = 7.314 cm	5.86 + 1.36 = 7.22 cm
180º	4.764 + 1.12 = 5.884 cm	4.79 + 1.07 = 5.86 cm
270º	4.764 cm	4.79 cm
	LT = 2.415 cm	LT = 2.415 cm
	LS = 2.575 cm	LS = 2.575 cm

Figura 5.39: Paràmetres del desfasador final (Momentum), Disseny21.

Layout	
Simulació: MOMENTUM RF	Rang: 10MHz – 4GHz Mesh: Edge mesh, 5 GHz



Disseny21. Layout

La resposta dels tres estats del desfasador es mostra en els resultats de les simulacions a les figures 5.40, 5.41 i 5.42. Els desfasaments de -90º, 180º i 90º els trobem a 1.69GHz, havent-se desplaçat el disseny lleugerament avall en freqüència. Si fos necessari es podria reajustar en varies iteracions amb les eines de *tunning* que s'han mostrat anteriorment. Veurem en la integració del circuit a l'estructura del VPD (Capítol 6) la influència d'aquest desplaçament en la resposta del circuit.

- **Cas1, 270º,v1=1, v2=0**

Els resultats de la simulació (transmissió, adaptació i desfasament) són a la figura 5.40.
S'observa el disseny centrat a 1.69 GHz, unes pèrdues d'inserció de 0.97 dB, adaptació superior a 28.3 dB i un desfasament de -87.1º.

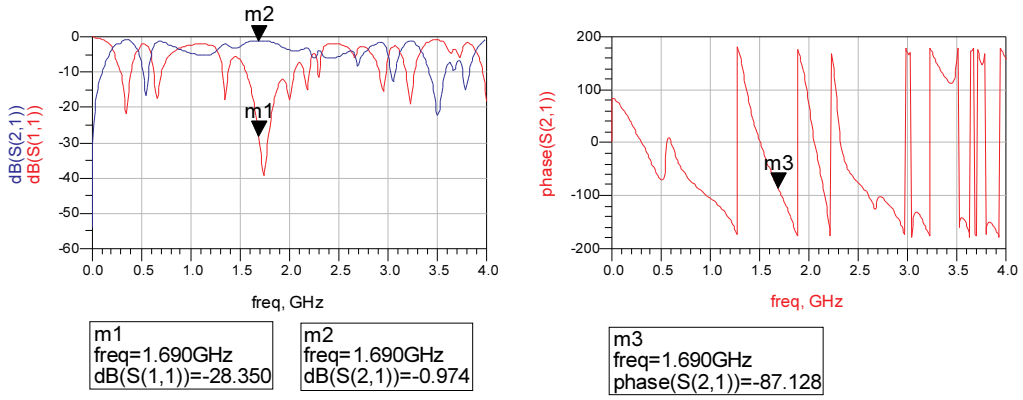


Figura 5.40: Resultats simulació del Cas1 del Disseny21 (Desfasador final).

- **Cas2, 180º, v1=0, v2=1**

Els resultats de la simulació (transmissió, adaptació i desfasament) són a la figura 5.41.
S'observa el disseny centrat a 1.69 GHz, unes pèrdues d'inserció de 0.96 dB, adaptació superior a 17.5 dB i un desfasament de 179.5º.

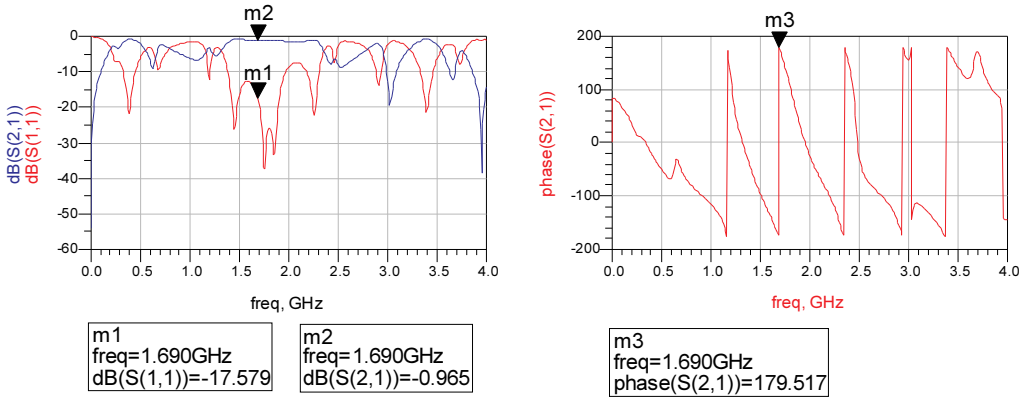


Figura 5.41: Resultats simulació del Cas2 del Disseny21 (Desfasador final).

- **Cas3, 90º, v1=0, v2=0**

Els resultats de la simulació (transmissió, adaptació i desfasament) són a la figura 5.42.
S'observa el disseny centrat a 1.69 GHz, unes pèrdues d'inserció de 0.71 dB, adaptació superior a 26 dB i un desfasament de 88.5º.

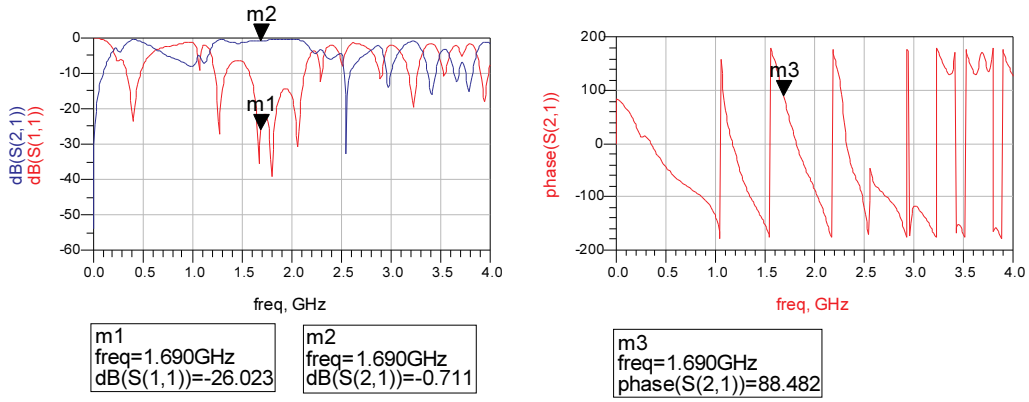


Figura 5.42: Resultats simulació del Cas3 del Disseny21 (Desfasador final).

5.6 RESUM DEL CAPÍTOL

- S'han dissenyat els tres estats del desfasador per separat utilitzant càrregues reflexives ideals.

- S'ha introduït el funcionament de la co-simulació en l'entorn ADS-Momentum.

- S'ha dissenyat una xarxa commutadora d'estats per a senyals RF controlada per corrent DC, que integra el model del díode PIN creat en el capítol 4.

- S'han incorporant quatre commutadors per a dissenyar el desfasador programable de tres estats basat en híbrids Branch-Line tipus reflexiu (Disseny21). El desfasament introduït en cada estat és de -87.1º, 179.5º i 88.4º a la freqüència de treball de 1.69 GHz. Les pèrdues d'inserció no arriben en cap cas a 1 dB.

- En la figura 5.43 es relacionen els estats del desfasador amb els estats de control dels díodes i les longituds de línia necessàries en cada cas.

V1	V2	Desfasador	Longitud línies: Desfasador final.
0	0	88.5º	7.22 cm
0	1	179.5º	5.86 cm
1	0	-87º	4.79 cm

Figura 5.43: Programació del desfasador i paràmetres.

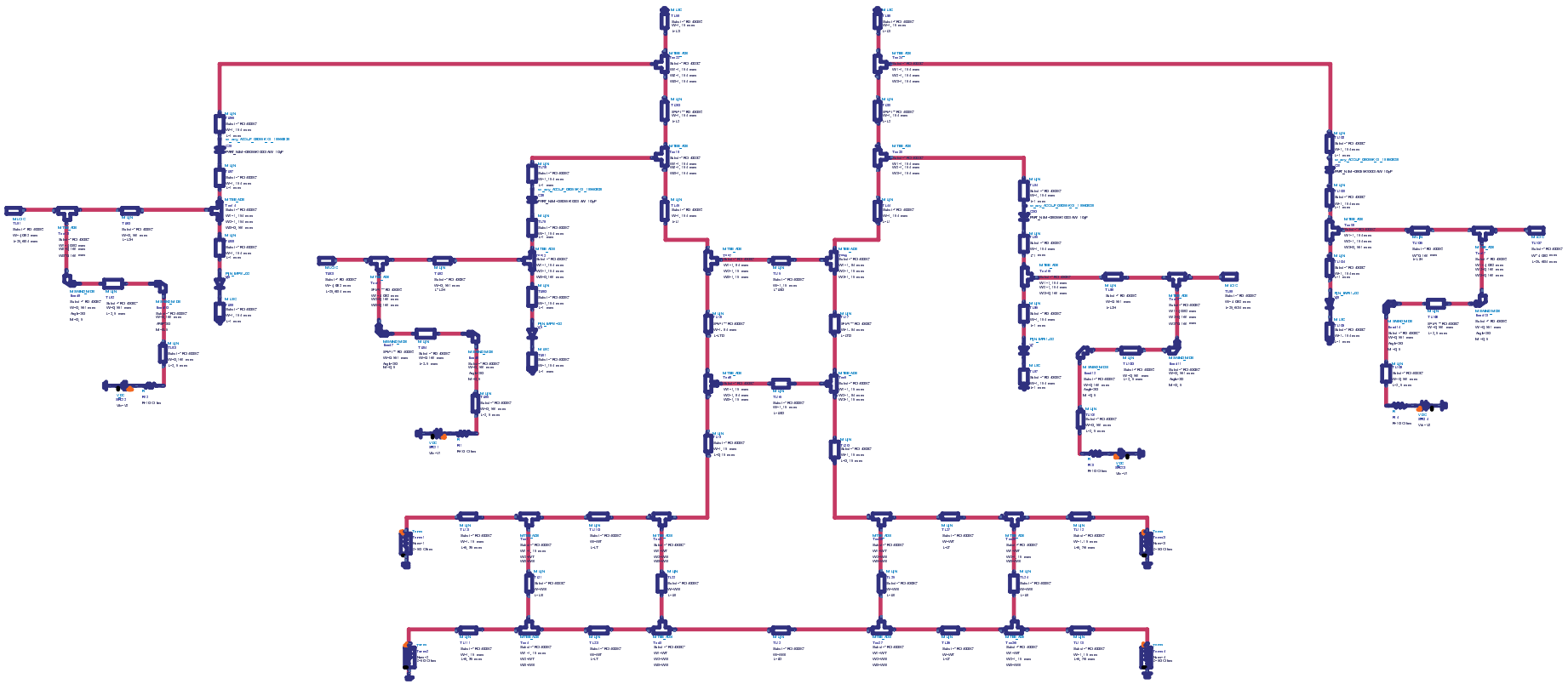
CAPÍTOL 6 IMPLEMENTACIÓ DEL VPD

En aquest capítol es realitza la integració final dels dos grans blocs que formen el VPD, l'estructura base (híbrids en sèrie) i el desfasador variable. Primer per a realitzar la simulació en ADS, i després per a crear un component, l'VPD, i fer la seva co-simulació ADS-Momentum.

6.1 SIMULACIÓ ADS

A continuació, en el Disseny22 hi ha l'esquemàtic del disseny final en ADS; està compost pels híbrids proposats en el Disseny4, Disseny5 i Disseny6 i el desfasador proposat en el Disseny20. En aquest apartat s'han connectat les dues parts, s'ha simulat el circuit resultant (l'VPD), s'ha fet el *tunning* d'aquells elements que ho han requerit i es presenten els resultats finals de la simulació ADS.

Disseny22:VPD_ADS		
Esquemàtic		
Substrat: RO4300C **Simulació:** S-PARAMETERS S_Param SP1 Start=0 GHz Stop=4 GHz Step=10 MHz **Ports:** 4 Term	**Components:** - 2 Híbrid 90º - 1 MLIN - 1 Desfasador Disseny20 - 4 MLIN (ports)	**Variables:** LTD=2.415 cm, LSD=2.575cm, L1=4.764cm, L2=1.121cm, L3=1.435 cm, LP=1 mm, LZH=32 mm, V1= (0-1) V, V2= (0-1) V LS=2.705cm, LT=2.505cm, LD=2.705cm



Disseny22

Els resultats de la simulació del Disseny22 es mostren a continuació pels tres estats del divisor de potència variable.

- **Estat 1: v1=0 i V2=0**

En aquest estat es pot comprovar (figura 6.1) com la potència és totalment derivada cap a una de les sortides (port 3) amb unes pèrdues d'inserció de 0.57 dB a la freqüència de disseny, 1.7 GHz; els ports aïllats (port 2 i 4) presenten uns aïllaments de 29.3 dB el port 4 i 40.7 dB el port 2, mentre es pot observar com els accessos al circuit presenten unes adaptacions superiors a 41 dB.

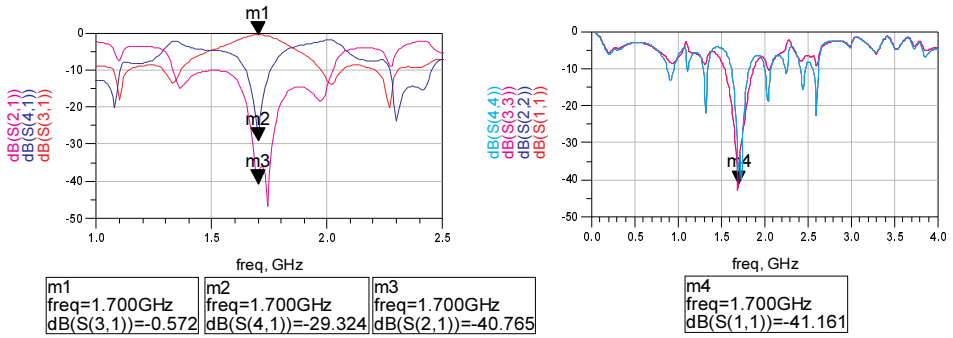


Figura 6.1: Resultats de la simulació de l'estat 1 pel Disseny22.

- **Estat2, V1=0 i v2=1**

En aquest estat es pot comprovar (figura 6.2) com la potència és repartida a parts iguals entre les dues sortides (port 3 i port 4) amb unes pèrdues d'inserció en el port 3 de 0.69 dB, i de 0.72 dB per al port 4, a la freqüència de disseny, 1.7 GHz; la porta aïllada (port 2) presenta un aïllament de 21.5 dB, mentre es pot observar com els accessos al circuit presenten unes adaptacions superiors a 23 dB.

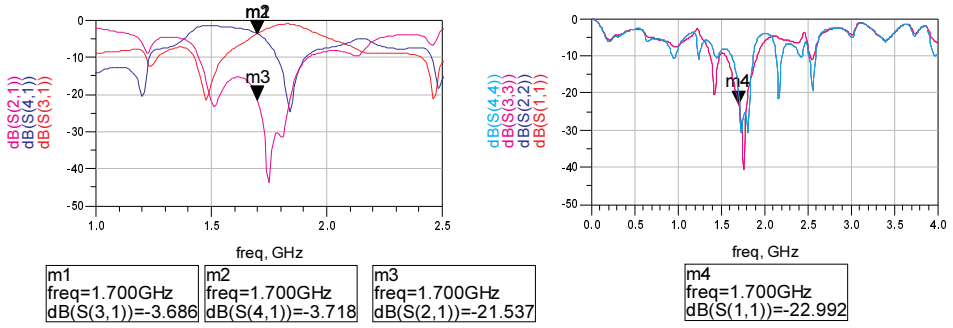


Figura 6.2: Resultats de la simulació de l'estat 2 pel Disseny22.

- **Estat3, V1=1 i V2 =0**

En aquest estat es pot comprovar (figura 6.3) com la potència és totalment derivada cap a una de les sortides (port 4) amb unes pèrdues d'inserció de 0.7 dB a la freqüència de disseny, 1.7 GHz; els ports aïllats (port 2 i 3) presenten uns aïllaments de 27.35 dB el port 3 i de 41.5 dB el port 2, mentre es pot observar com els accessos al circuit presenten unes adaptacions superiors a 35 dB.

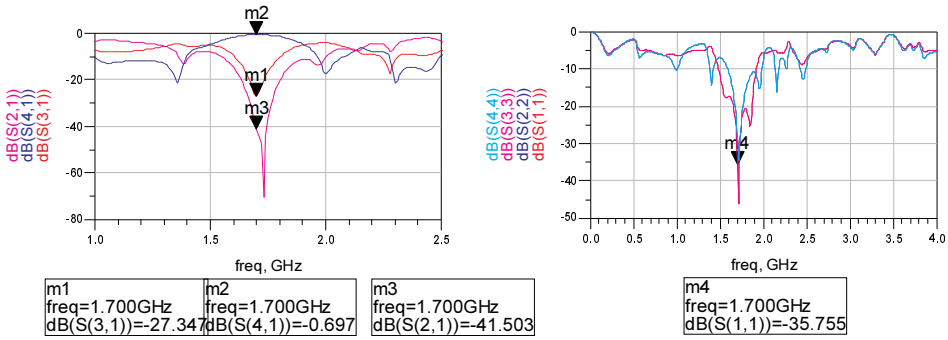


Figura 6.3: Resultats de la simulació de l'estat 3 pel Disseny22.

6.2 CO-SIMULACIÓ ADS-MOMENTUM DEL VPD

Per a fer la co-simulació ADS-Momentum agafem les dades del desfasador variable ja dissenyat en Momentum, Disseny21, i els híbrids en sèrie, Disseny4, 5 i 6, i connectem els dos circuits utilitzant dos colzes i dos petits trams de línia per evitar que les línies dels dos circuits estiguin massa juntes (figura 6.4) i tinguin possibles acoblaments. El fet d'introduir dos trams de línia fa que haguem d'allargar la línia LD (línia λ/4 que uneix els dos híbrids per la branca de baix) una longitud idèntica a la suma de les longituds dels trams afegits, per tal de contrarestar el desfasament extra que provoquen aquests. Els trams afegits es mostren encerclats en la figura 6.4, la seva longitud és de 1.01 mm cadascun.

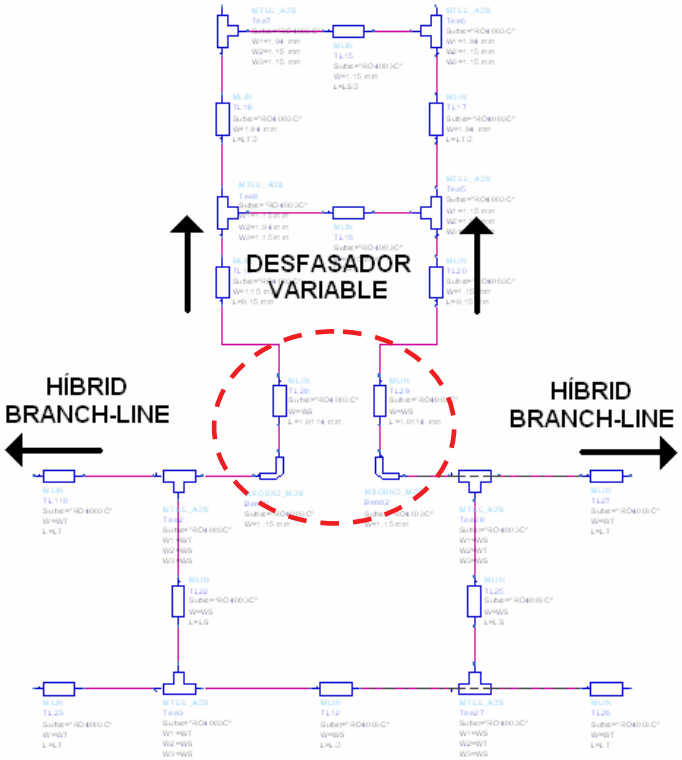
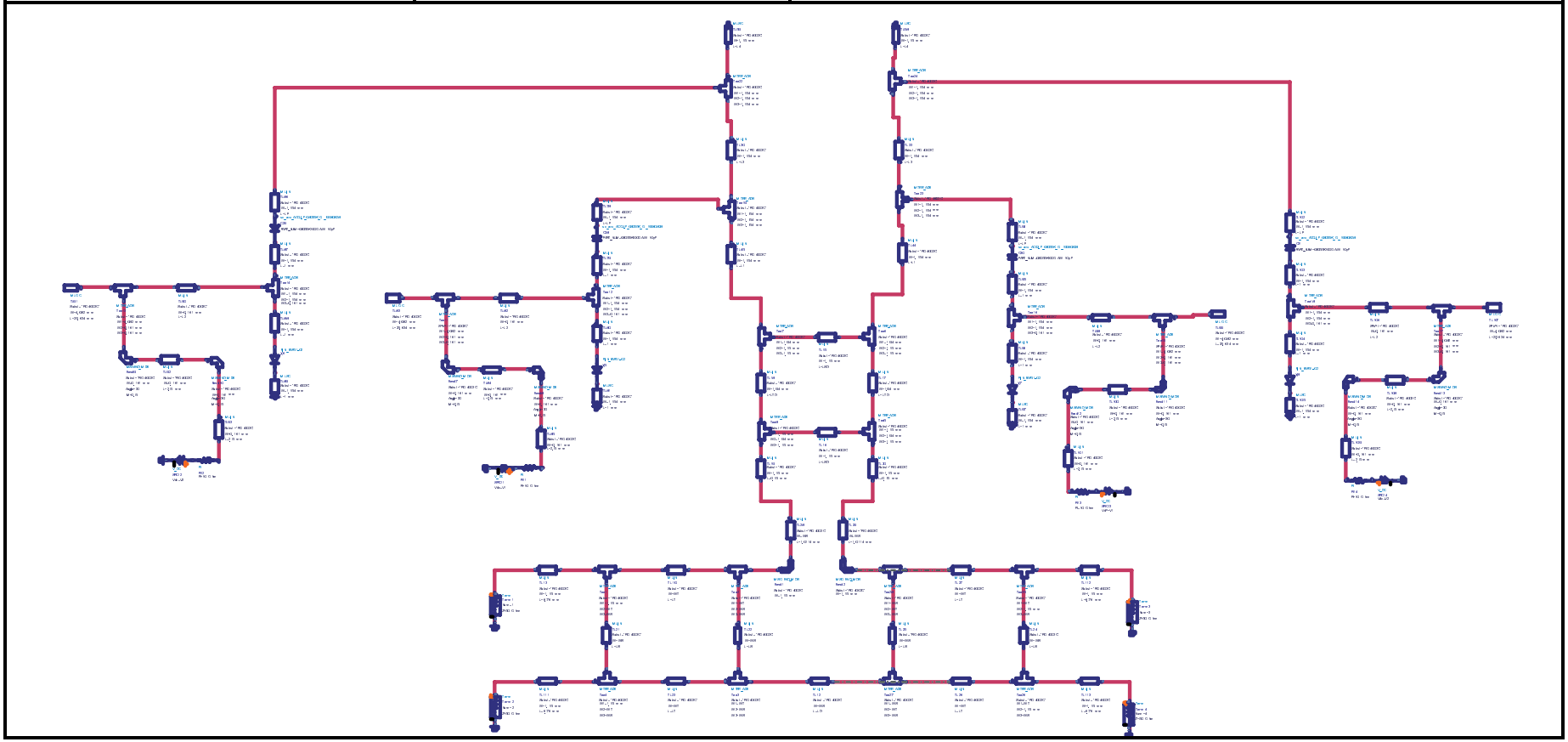


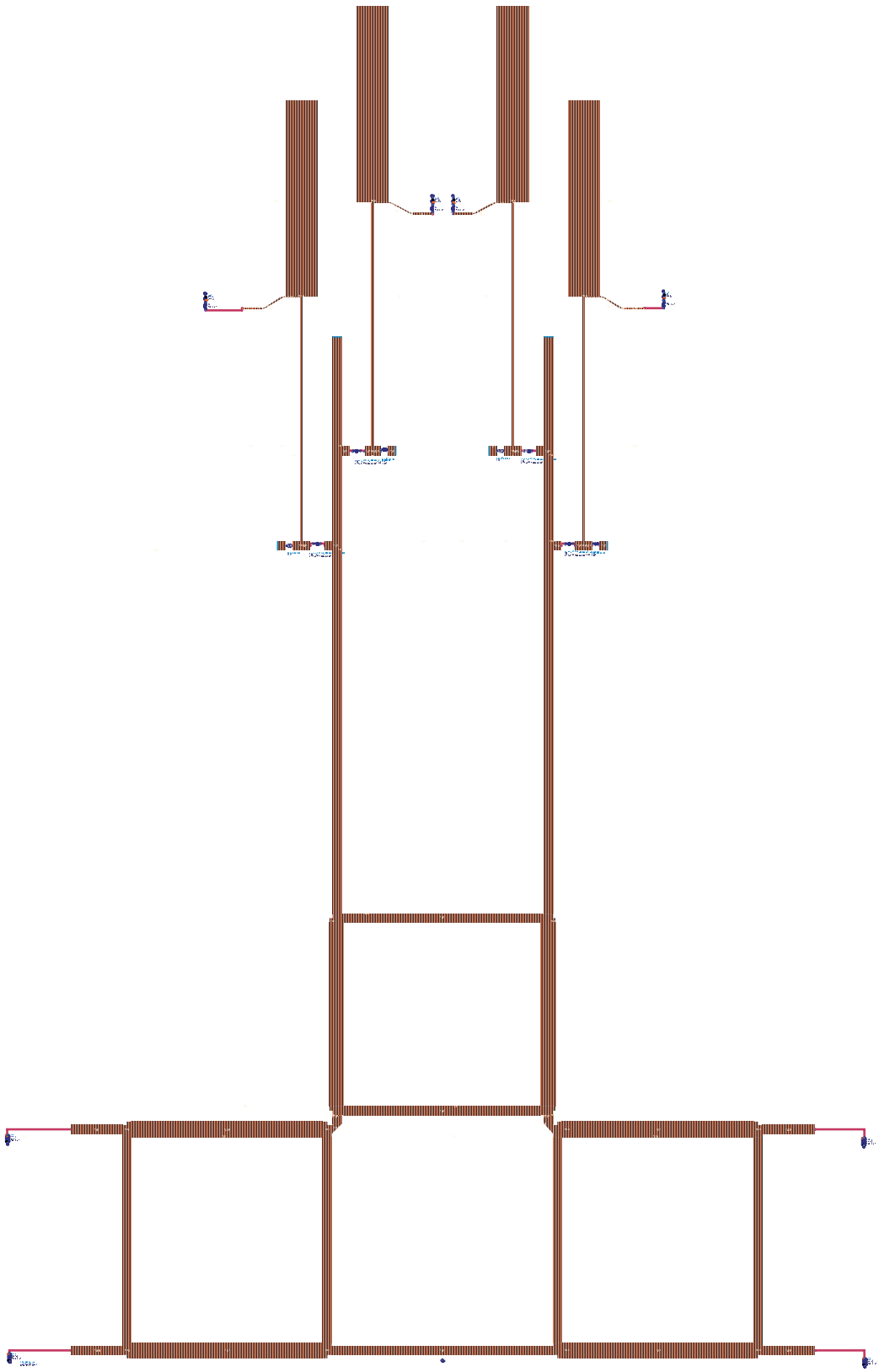
Figura 6.4: Estructura utilitzada per a connectar els dos dissenys (encerclada); dos colzes i dos trams de línia.

A partir d'aquí ja es pot crear un nou esquemàtic (Disseny23) que permetrà generar el layout i crear el component VPD; d'aquest en fem una co-simulació, un *tunning* i tenim el dispositiu VPD final (layout Disseny23).

Disseny23:VPD_MOMENTUM		
Esquemàtic		
Substrat: RO4300C S-PARAMETERS S_Param SP1 Start=0 GHz Stop=4 GHz Step=10 MHz **Simulació:** **Ports:** 4 Term	**Components:** - 2 Híbrid 90º - 1 MLIN - 1 Desfasador Disseny20 - 4 MLIN (ports)	**Variables:** LTD=2.415 cm, LSD=2.575 cm, L1=4.79 cm, L2=1.071 cm L3=1.355 cm, LP=1 mm, LZH=32 mm, V1= (0-1) V, V2= (0-1) V LT=2.505 cm, LS=2.705 cm, LD=2.907 cm



Disseny26



Disseny23. Layout: Component VPD final. (Paràmetres de simulació iguals a Layout21)

Per tant, s'ha creat el component VPD de tres estats controlat per corrent DC. Les simulacions finals del VPD dissenyat són les que es mostren a continuació pels tres estats del circuit. Aquestes són el resultat de la co-simulació ADS-Momentum.

- **Estat 1: v1=0 i V2=0**

En aquest estat es pot comprovar (figura 6.5) com la potència és totalment derivada cap a una de les sortides (port 3) amb unes pèrdues d'inserció de 0.6 dB a la freqüència de disseny, 1.68 GHz; el port aïllat (port 4) presenta un aïllament de 29.00 dB, el port aïllat (port 2) presenta un aïllament de 40 dB, mentre es pot observar com els accessos al circuit presenten unes adaptacions superiors a 39 dB.

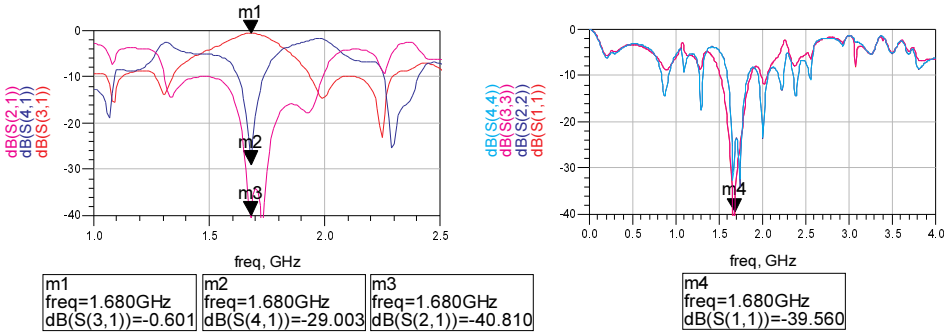


Figura 6.5: Resultats de la co-simulació de l'estat 1 del Disseny23.

- **Estat2, V1=0 i v2=1**

En aquest estat es pot comprovar (figura 6.6) com la potència és repartida a parts iguals entre les dues sortides (port 3 i port 4) amb unes pèrdues d'inserció de 0.66 dB en el port 3 i de 0.81 dB per al port 4, a la freqüència de disseny, 1.68 GHz; el port aïllat (port 2) presenta un aïllament de 21 dB, mentre es pot observar com els accessos al circuit presenten unes adaptacions superiors a 23 dB.

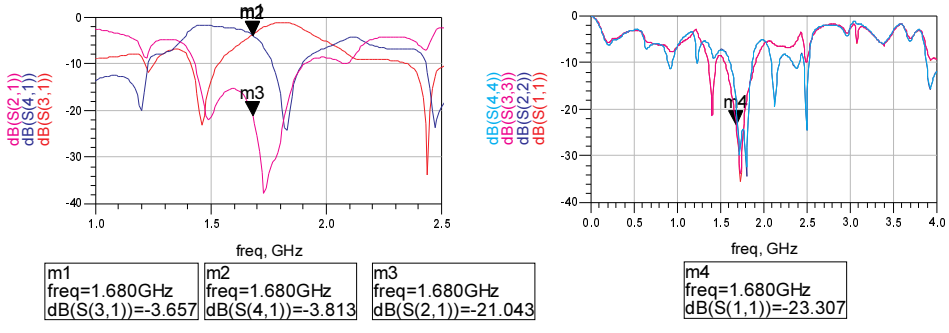


Figura 6.6: Resultats de la co-simulació de l'estat 2 del Disseny23.

- **Estat3, V1=1 i V2 =0**

En aquest estat es pot comprovar (figura 6.7) com la potència és totalment derivada cap a una de les sortides (port 4) amb unes pèrdues d'inserció de 0.76 dB a la freqüència de disseny, 1.68 GHz; el port aïllat (port 3) presenta un aïllament de 32.6 dB, el port aïllat (port 2) presenta un aïllament de 29.8 dB, mentre es pot observar com els accessos al circuit presenten unes adaptacions superiors a 23 dB.

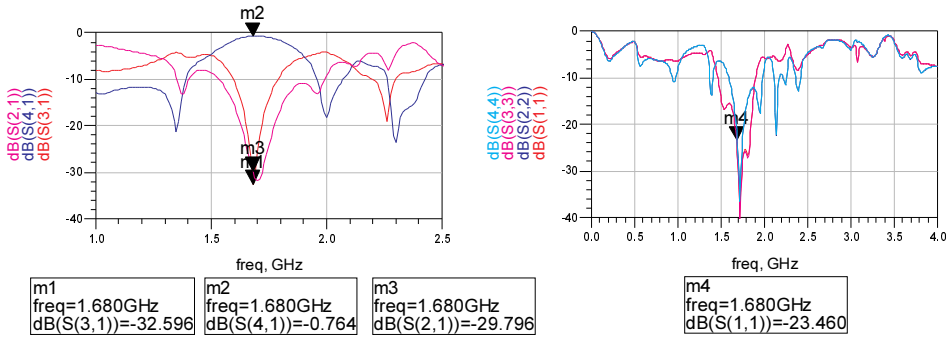


Figura 6.7: Resultats de la co-simulació de l'estat 3 del Disseny23.

En resum, el VPD presenta unes pèrdues d'inserció menors a 0.85 dB i unes pèrdues de retorn superiors a 23 dB en els tres estats. L'aïllament dels ports és superior a 20 dB per tots els casos. Podem observar aquests paràmetres resumits, per a cada estat del VPD, en la figura 6.8, relacionats amb el senyal de control (polarització dels díodes), el desfasament proporcionat per el desfasador variable, i la potència de senyal en cada port (amb entrada de senyal pel port 1), mostrant l'adaptació del port d'entrada, l'aïllament del port desacoblat, i la transferència de senyal als ports directe i acoblat.

Estat	V1	V2	Desfasador	Port 1; adaptació	Port 2; aïllament	Port 3; sortida	Port 4; sortida
1	0	0	88.5º	39.5 dB	40.8 dB	0.60 dB	29.0 dB
2	0	1	179.5º	23.3 dB	21.0 dB	3.65 dB	3.81 dB
3	1	0	-87º	23.4 dB	29.7 dB	32.59 dB	0.76 dB

Figura 6.8: Resum de les característiques finals del VPD dissenyat, per cadascun dels estats, entrant senyal per el port 1.

6.3 RESUM DEL CAPÍTOL

- En aquest últim capítol s'ha realitzat el disseny final del VPD a partir de la integració del desfasador variable, dissenyat en el capítol 5, en l'estructura base formada pels dos híbrids en sèrie, dissenyada en el capítol 3.
- S'han mostrat les simulacions del circuit final, primer en ADS i després en Momentum, creant el component VPD final i realitzant una co-simulació ADS-Momentum per a conèixer la seva resposta.
- Finalment s'han mostrat els resultats definitius del comportament del VPD dissenyat en el projecte.

CAPÍTOL 7 CONCLUSIONS I LÍNIES FUTURES

7.1 CONCLUSIONS

En el present projecte es proposava el disseny, utilitzant el software ADS-Momentum, d'un circuit divisor de potència variable basat en híbrids Branch-Line, de tres estats, en tecnologia microstrip, que treballés a la freqüència de 1.7 GHz, per poder-lo integrar en diverses aplicacions, com per exemple en antenes reconfigurables.
Fins arribar al seu disseny final s'ha requerit la realització del disseny d'altres dispositius i subcircuits que aquest integra, que són:

- L'híbrid Branch-Line: Divisor de potència a 3 dB que introdueix un desfasament de 90º entre els ports de sortida (Disseny3).
- El model ADS de díode PIN BAP51-02 (Disseny7).
- Una xarxa commutadora per a senyals RF (Disseny18).
- Un desfasador variable de tres estats en reflexió (Disseny21).

Amb la combinació d'aquests dissenys, tal com s'ha plantejat i estudiat analíticament en el capítol 2, s'ha arribat en el capítol 6 al disseny del VPD final (Disseny23), la resposta del qual la trobem lleugerament desplaçada en freqüència a 1.68 GHz. Si fos necessari, amb iteracions dels mètodes sistemàtics exposats de disseny i optimització es pot arribar a centrar la resposta del VPD a 1.7 GHz. S'ha descartat fer aquesta sintonització final ja que requeria de bastant temps i no aportava cap coneixement nou, al basar-se en llargs processos sistemàtics abastament utilitzats durant el projecte.

El circuit dissenyat (Divisor de potència programable) està llest per a ser fabricat, testejat i incorporat a qualsevol dispositiu o sistema que requereixi del seu tractament.

7.2. LÍNIES FUTURES

- Augmentar el nombre d'estats del VPD, incorporant xarxes commutadores PIN (idèntiques a les dissenyades) al disseny del desfasador.

- Augmentar el nombre de sortides del VPD amb la unió en sèrie de diversos VPDs.
- Fer el disseny amb híbrids tipus Lange o amb híbrids Branch-Line multisecció per intentar millorar l'ample de banda.
- Disseny d'un VPD analògic basat en varactors i no en díodes PIN.
- Estendre el seu funcionament com a combinador.

ANNEX A. CARACTERÍSTIQUES DEL SUBSTRAT

- Mirar arxiu adjunt.

ANNEX B. DATASHEET DEL DÍODE PIN BAP51-02

- Mirar arxiu adjunt.

ANNEX C. CODIS DE MATLAB DE LES SIMULACIONS REALITZADES.

```
phi_2=90*(pi/180);
phi_1=phi_2+(pi/180)*linspace(0.1,179.9,300); phi_1=(pi/180)*linspace(0.1,179.9,40);

for s=1:length(phi_1)

   phi_1s=phi_1(s);

% Fórmules nostres
a2_p=(1/sqrt(2))*a1*exp(j*phi_2);
a1_p=j*(1/sqrt(2))*a1.*exp(j.*(phi_1s-phi_2));
b3_p(s)=(1/sqrt(2)).*(j.*a1_p+a2_p);
b4_p(s)=(1/sqrt(2)).*(a1_p+j*a2_p);

end;

% En logarítmic
figure;
plot((180/pi)*phi_1,10*log10(abs(b3_p)),'b',(180/pi)*phi_1,10*log10(abs(b4_p)),'r');grid on;
xlabel('Desfasament diferencial (º)');ylabel('Potència (dBm)');

% En lineal
figure;
plot((180/pi)*phi_1,abs(b3_p),'b',(180/pi)*phi_1,abs(b4_p),'r');grid on;
xlabel('Desfasament diferencial (º)');ylabel('Potència (dBm)');

end;
```

RESUM:

En els sistemes de comunicació moderns es dedica un especial interès al desenvolupament de circuits i dispositius reconfigurables que, enfront d'unes especificacions creixentment restrictives, ofereixin altes prestacions com: velocitat de transmissió, adaptació a diferents estàndards, ample de banda, miniaturització, qualitat de servei i reducció de cost, entre d'altres. Dins aquest marc de reconfigurabilitat i adaptabilitat s'emmarca el disseny proposat: un divisor de potència variable (VPD), que ofereix una distribució reconfigurable de la potència d'un senyal d'entrada entre les diferents branques de sortida.
En el present projecte s'ha dissenyat, utilitzant ADS-Momentum, un VPD d'una entrada i dues sortides, de tres estats, centrat a 1.7 GHz, implementat en tecnologia microstrip, i basat en híbrids Branch-Line i díodes PIN. Tots els subcircuits principals que formen el VPD (híbrid Branch-Line, desfasador i xarxa commutadora) són estudiats analíticament i simulats circuital i electromagnèticament. El disseny final és la integració i optimització d'aquests subcircuits, resultant en un VPD de tres estats controlats per corrent DC, que són: dirigir tota la potència d'entrada al port de sortida 1, repartir tota la potència d'entrada a parts iguals entre els dos ports de sortida, i dirigir tota la potència d'entrada al port de sortida 2.

RESUMEN:

En los sistemas de comunicación modernos se dedica un interés especial al desarrollo de circuitos y dispositivos reconfigurables capaces de, frente a la creciente restrictividad de las especificaciones, ofrecer altas prestaciones como: velocidad de transmisión, adaptación a distintos estándares, ancho de banda, miniaturización, calidad de servicio y reducción de costos, entre otros. Dentro este marco de reconfigurabilidad y adaptabilidad se sitúa el diseño propuesto: un divisor de potencia variable (VPD), capaz de distribuir la potencia de un señal de entrada, de forma reconfigurable, entre los distintos puertos de salida.
En este proyecto se ha diseñado, con la utilización de ADS-Momentum, un VPD de una entrada y dos salidas, de tres estados, centrado a 1.7 GHz, implementado con tecnología microstrip, y basado en híbridos Branch-Line y diodos PIN. Todos los subcircuitos principales que forman el VPD (híbrido Branch-Line, desfasador y red conmutadora) son estudiados analíticamente y simulados circuital y electromagnéticamente. El diseño final es la integración y optimización de estos subcircuitos, resultando en un VPD de tres estados, controlados por corriente DC, que son: dirigir toda la potencia del señal de entrada hacia el puerto de salida 1, repartir la potencia del señal de entrada, a partes iguales, entre los puertos de salida 1 y 2, y dirigir toda la potencia del señal de entrada hacia el puerto de salida 2.

ABSTRACT:

In modern communication systems special interest is being devoted to reconfigurable and tuneable circuits and devices to comply the growing stringent specifications offering high performance such as velocity of transmission, adaptability to different communication standards, bandwidth, miniaturization, quality of service and cost reduction, among others. The design proposed in this work is within this frame of reconfigurability and adaptability: a variable power divider (VPD), with a reconfigurable distribution of power between the output ports.
In this project it has been designed, using ADS-Momentum software, a three-state VPD at 1.7 GHz, with one input and two outputs, implemented in microstrip technology and based on Branch-Line hybrids and PIN diodes. All the main subcircuits that configure the VPD (Branch-Line hybrid, phase shifter and switching network) are analytically studied and circuitally and electromagnetically simulated. The final design results from the integration and optimization of these subcircuits, resulting in a three-state VPD; the three states, which are controlled by an external DC-current, are: input power transmitted only to port 1, input power divided between ports 1 and 2, and input power transmitted only to port 2.