
This is the **published version** of the bachelor thesis:

Moll Pons, Gerard. *Filtres de microones basats en línies de transmissió amb càrrega reactiva per a la supressió del primer harmònic*. Treball de Final de Grau (Universitat Autònoma de Barcelona), 2026 (Grau en Enginyeria Electrònica de Telecomunicació)

This version is available at <https://ddd.uab.cat/record/336129>

under the terms of the  license.



TREBALL DE FI DE GRAU

GRAU EN ENGINYERIA ELECTRÒNICA DE TELECOMUNICACIÓ

FILTRES DE MICROONES BASATS EN LÍNIES DE TRANSMISSIÓ AMB CÀRREGA REACTIVA PER A LA SUPRESSIÓ DEL PRIMER HARMÒNIC

Gerard Moll Pons

DIRECTOR: Ferran Paredes Marco i Paris Velez Rasero

DEPARTAMENT D'ENGINYERIA ELECTRÒNICA

UNIVERSITAT AUTÒNOMA DE BARCELONA

Bellaterra, Juny 28, 2026

Resum

Aquest Treball de Final de Grau presenta el disseny i implementació d'un filtre passa-banda amb una freqüència central d'1 GHz i una amplada de banda fraccional del 50%, amb la supressió del primer harmònic. Per fer-ho, s'ha dissenyat un filtre passa-banda convencional i, posteriorment, les seves línies de transmissió s'han substituït per línies carregades paràsitament. Aquest canvi també permet una reducció de les dimensions del dispositiu mitjançant l'efecte *slow-wave*. Seguidament, s'ha realitzat la seva implementació en *layout*; per confirmar el correcte efecte de les línies s'ha comprovat la impedància característica global (Bloch) i la longitud elèctrica, mitjançant els paràmetres de la matriu ABCD. D'aquesta manera, les línies tenen la mateixa impedància característica i fase que les originals.

Índex

Resum	i
Llista de Figures	ix
Llista de Taules	xi
1 Motivació i Objectius	1
1.1 Motivació del Projecte	1
1.2 Objectius del Projecte	2
2 Estat de l'art i fonaments teòrics	3
2.1 Fonaments dels Filtres de Microones	3
2.1.1 Implementació amb línies de transmissió <i>microstrip</i>	4
2.1.2 Limitacions dels filtres convencionals	4
2.2 Conceptes de les línies carregades reactivament	5
2.2.1 L'efecte <i>slow-wave</i>	5
2.2.2 L'efecte Bragg i les bandes prohibides	6
2.2.3 Caracterització mitjançant la matriu ABCD	6
2.2.4 Línies carregades reactivament amb capacitàncies	7
2.2.5 Línies carregades reactivament amb inductàncies	8
2.2.6 El factor <i>slow-wave ratio</i>	9
3 Disseny del filtre	11

3.1	Disseny del Filtre Canònic	11
3.2	Implementació del Filtre Canònic mitjançant les dues tècniques de miniaturització	15
3.2.1	Transformació del filtre utilitzant inductàncies	15
3.2.2	Transformació del filtre utilitzant capacitats	17
3.3	Filtre amb línies de transmissió carregades reactivament	18
3.3.1	Filtre amb línies de transmissió carregades reactivament en composició asimètrica	20
3.3.2	Conclusions dels resultats	24
4	Implementació del Layout i Simulació Electromagnètica	25
4.1	Anàlisi i elecció del substrat	25
4.2	Filtre Canònic en el <i>Layout</i>	26
4.3	Disseny i dimensionament dels elements paràsits al Layout	26
4.3.1	Procés utilitzat per dissenyar inductàncies en <i>Layout</i>	26
4.3.2	Procés utilitzat per dissenyar capacitats en <i>Layout</i>	28
4.3.3	Elements paràsits creats en el <i>Layout</i>	29
4.4	Ajust i validació dels blocs d'elements per garantir el correcte funcionament . . .	30
4.5	Simulació del filtre complet implementat en <i>Layout</i>	32
4.6	Modificacions per a un millor resultat del filtre	34
4.6.1	Modificacions aplicant asimetria	34
4.6.2	Modificacions dels elements paràsits	39
4.6.3	Anàlisi dels amples de banda dels models triats per fabricar	40
4.6.4	Preparació del <i>Layout</i> per a la fabricació	40
5	Fabricació i Mesures	43
5.1	Fabricació del filtre	43
5.1.1	Procés de fabricació	43
5.2	Comprovació dels paràmetres S	44
5.3	Comparativa amb els resultats anteriors	45

5.3.1	Resultats del filtre simètric	45
5.3.2	Resultats del filtre asimètric	46
6	Conclusions i Treball Futur	49
6.1	Conclusions	49
6.2	Línies d'investigació futures i possibles millores del disseny	51
	Bibliografia	53
A	Sobre l'ús d'intel·ligència artificial en aquest treball	i

Índex de figures

2.1	Configuració dels elements d'una línia carregada amb una capacitat.	8
2.2	Configuració dels elements d'una línia carregada amb una inductància.	8
3.1	Taula dels valors de g per a un filtre de Chebyshev amb un rissat a la banda de pas de 0,01 dB depenent de l'ordre del filtre.	12
3.2	Filtre amb blocs que simulen amb els valors de la matriu ABCD una línia de transmissió ideal	13
3.3	Resposta del filtre	13
3.4	Filtre canònic	14
3.5	Resposta del Filtre Canònic	14
3.6	Resposta del Filtre Canònic, respecte al filtre ideal	15
3.7	Filtre configurat amb línies de transmissió carregades paràsitament utilitzant inductàncies	16
3.8	Resposta del filtre amb la configuració inductiva	16
3.9	Filtre configurat amb línies de transmissió carregades paràsitament utilitzant capacitats	17
3.10	Resposta del filtre amb la configuració capacitiva	17
3.11	Filtre resultant de fusionar les dues tècniques de miniaturització	18
3.12	Resposta del filtre miniaturitzat amb dos elements paràsits	19
3.13	Comparació de la resposta del filtre amb el del Filtre Canònic	20
3.14	Filtre miniaturitzat amb asimetria a la branca sèrie	21
3.15	Resposta del filtre amb asimetria a la branca sèrie	21

3.16	Filtre miniaturitzat amb asimetria en branques en derivació	22
3.17	Resposta del filtre amb asimetria a una de les branques en derivació del filtre . .	22
3.18	Disseny del filtre implementant les dues asimetries	23
3.19	Resposta del filtre amb les dues asimetries implementades	23
4.1	Visualització de la matriu ABCD resultant d'un element en sèrie	27
4.2	Exemple del procés realitzat per dissenyar les inductàncies	27
4.3	Visualització de la matriu ABCD resultant d'un element en paral·lel	28
4.4	Exemple del procés realitzat per dissenyar les capacitats	28
4.5	Exemple d'inductància implementada en el <i>Layout</i>	29
4.6	Exemple de capacitat implementada en el <i>Layout</i>	29
4.7	Imatge exemple de simular un bloc de paràmetres	31
4.8	Línia carregada paràsitament de la branca en sèrie implementada en el <i>Layout</i> .	31
4.9	Línia carregada paràsitament de la branca en derivació no central implementada en el <i>Layout</i>	32
4.10	Línia carregada paràsitament de la branca en derivació central implementada en el <i>Layout</i>	32
4.11	Filtre en el <i>Layout</i>	33
4.12	Resposta del filtre en el <i>Layout</i>	33
4.13	Filtre amb asimetria en el <i>Layout</i>	35
4.14	Resposta del filtre amb asimetria a la branca en sèrie	35
4.15	Filtre amb asimetria carregat capacitivament en la branca en sèrie asimètrica . .	36
4.16	Resposta del filtre amb càrrega capacitiva a la branca en sèrie asimètrica	36
4.17	Filtre amb asimetria a les branques en derivació	37
4.18	Resposta de la figura 4.19	37
4.19	Filtre amb asimetria a les branques en derivació amb miniaturització capacitiva .	38
4.20	Resposta de la figura 4.21	38
4.21	Filtre amb dues capacitats a branques en derivació	39

4.22	Resposta del filtre amb les capacitats en paral·lel	39
4.23	<i>Layout</i> del filtre simètric modificat per fabricar-lo	41
4.24	<i>Layout</i> del filtre asimètric carregat capacitivament modificat per fabricar-lo . . .	41
5.1	Prototips fabricats	44
5.2	Resultats del filtre simètric	45
5.3	Resultats del filtre asimètric	47

Índex de taules

3.1	Taula de valors d'impedància característica per als ressonadors de $\lambda/4$	12
4.1	Comparativa d'impedància característica segons el substrat	26
4.2	Paràmetres i valors resultants dels elements	30
6.1	Comparativa dels paràmetres principals del filtre al llarg de les diferents etapes de disseny, simulació i fabricació.	50

Capítol 1

Motivació i Objectius

En aquest apartat de la memòria, s'explicarà la motivació i els objectius de la realització del treball dut a terme durant aquests mesos.

1.1 Motivació del Projecte

Els filtres de radiofreqüència són uns dispositius que permeten la transmissió de senyals (amb la mínima atenuació possible) dins un rang de freqüències delimitat, i atenuen el senyal a la resta de freqüències. Aquests filtres presenten el que es coneix com a freqüència central (f_o), que és on es centra la banda de pas.

El problema prové del fet que aquests filtres passa-banda realitzats com a línies de transmissió convencionals presenten un inconvenient: apareixen bandes de pas no desitjades a múltiples de la freqüència central a causa de la periodicitat dels filtres. Aquests fenòmens a múltiples de la freqüència central es coneixen com a freqüències espúries. Concretament, les freqüències espúries més problemàtiques són la primera i la segona, ja que són les més properes a la banda de pas del filtre.

Al mateix temps, al món dels filtres de radiofreqüència hi ha un gran desavantatge, que és que la mida d'aquests últims és proporcional a la longitud d'ona, per tant els filtres poden ocupar una àrea considerable en els circuits integrats.

Per solucionar aquests problemes, s'han utilitzat els conceptes de línies de transmissió amb càrrega reactiva. La teoria és que si es carreguen reactivament les línies de transmissió, es creen efectes de rebuig en altes freqüències. D'aquesta manera, el filtre elimina els espuris sense necessitat d'implementar altres etapes per acabar de filtrar. Al mateix temps, en carregar les línies reactivament, s'augmenta la inductància i la capacitat de les línies, la qual cosa provoca una disminució de la velocitat de fase del senyal (efecte “slow-wave”) i, per tant, menys longitud

d'ona guiada, el que fa que la longitud de les línies també sigui menor.

1.2 Objectius del Projecte

L'objectiu principal d'aquest projecte és el disseny, optimització i validació d'un filtre passa-banda de Chebyshev, de 0,01 dB de rissat, amb freqüència central a 1 GHz , ordre 3 i una amplada de banda fraccional del 50%. Pel que fa a la seva resposta, s'ha d'eliminar el primer espuri, que es troba a $3f_o$. A més a més, se'n reduiran les dimensions respecte al filtre convencional, i s'atenuarà al màxim el segon espuri, situat a $5f_o$. S'aconseguirà mitjançant la càrrega d'elements paràsits a les línies de transmissió, per finalment fer la seva implementació en *Layout* i comprovar que el filtre funciona correctament en un entorn real.

Capítol 2

Estat de l'art i fonaments teòrics

En aquesta part de la memòria s'explicarà tot el marc teòric necessari per comprendre el desenvolupament del projecte. En primer lloc, s'introduiran els conceptes bàsics sobre filtres de microones i les seves limitacions inherents quan es realitzen amb línies de transmissió convencionals. Seguidament, es presentaran els fonaments de les línies de transmissió carregades reactivament, els dos efectes físics principals que generen aquestes (l'efecte *slow-wave* i l'efecte Bragg) i les eines matemàtiques (matriu ABCD, impedància de Bloch i longitud elèctrica) que permeten dimensionar i caracteritzar aquestes estructures. Finalment, s'analitzaran les dues configuracions concretes que s'utilitzaran en el projecte: la càrrega capacitiva i la càrrega inductiva.

2.1 Fonaments dels Filtres de Microones

Els filtres de microones són dispositius passius la funció principal dels quals és permetre la transmissió d'energia electromagnètica dins un rang de freqüències determinat, al mateix temps que atenuen els senyals que es troben fora d'aquest marge. Es classifiquen habitualment en quatre tipus segons la seva resposta en freqüència: passa-baix, passa-alt, passa-banda i banda eliminada. En el context d'aquest projecte, el disseny inicial es tracta d'un filtre passa-banda centrat a una freqüència central de 1 GHz amb una amplada de banda fraccional (*FBW*) del 50%.

A l'hora d'escollir la resposta del filtre, existeixen diverses aproximacions matemàtiques clàssiques. Les més utilitzades són la resposta de Butterworth, que ofereix una banda de pas màximament plana però amb una caiguda relativament lenta; la resposta de Chebyshev, que permet una caiguda més abrupta a costa d'acceptar un cert rissat a la banda de pas; i la resposta el·líptica, que ofereix la caiguda més abrupta de totes però introdueix rissat tant a la banda de pas com a la de rebuig. En aquest projecte s'utilitzarà una aproximació de Chebyshev amb un

rissat de 0,01 dB, ja que ofereix un bon compromís entre selectivitat i planitud de la banda de pas.

2.1.1 Implementació amb línies de transmissió *microstrip*

Convencionalment, el disseny de filtres de microones s'ha realitzat amb línies de transmissió, estructures metàl·liques que s'utilitzen per dirigir la transmissió d'energia entre dos punts. En el cas d'aquest projecte s'utilitzaran línies *microstrip*, formades per traces conductores a la superfície d'un substrat dielèctric, amb un pla de massa a la banda oposada. Aquesta tecnologia és àmpliament emprada perquè és fàcil de fabricar, rendible, integrable amb altres components actius i passius, i compatible amb processos de fabricació estàndard de plaques de circuit imprès (PCB).

Per dissenyar aquestes línies, la seva longitud física està condicionada per la longitud d'ona guiada (λ_g) a la freqüència d'operació (f_o), que es relaciona amb la longitud d'ona en el buit (λ_0) i la constant dielèctrica efectiva del substrat (ϵ_{eff}) mitjançant la següent expressió:

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{c}{f_o \sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (2.1)$$

D'aquesta relació es desprèn que, a una freqüència donada, com més gran sigui la permitivitat efectiva del substrat, més petita serà la longitud d'ona guiada i, per tant, més compactes podran ser les línies de transmissió que es dissenyin sobre aquest substrat.

2.1.2 Limitacions dels filtres convencionals

Els filtres realitzats amb línies de transmissió convencionals presenten dues limitacions principals que motiven el desenvolupament d'aquest projecte.

La primera limitació és el seu tamany físic. En operar a baixes freqüències de microones (per exemple, a 1 GHz), la longitud d'ona resulta considerable i, per tant, els components del filtre ocuparan una àrea molt elevada quan siguin fabricats. Aquest fet limita la integració dels filtres en sistemes compactes i augmenta el cost de fabricació.

La segona limitació és el comportament periòdic en freqüència dels filtres realitzats amb seccions de línia de longitud $\lambda/4$ o $\lambda/2$. A causa d'aquesta periodicitat, la resposta del filtre es repeteix a múltiples de la freqüència central, generant el que es coneix com a bandes espúries o, simplement, espuris. Aquestes bandes espúries permeten el pas de senyals fora de la banda de pas desitjada, degradant així la resposta global del filtre i obrint la porta a interferències no desitjades. En el cas concret dels ressonadors de $\lambda/4$ curtcircuitats, els espuris més problemàtics apareixen a $3f_o$, $5f_o$, $7f_o$, etc.; és a dir, als múltiples imparells de la freqüència central. Els dos

primers ($3f_o$ i $5f_o$) són els més crítics, ja que són els més propers a la banda de pas i, per tant, els més difícils d'eliminar amb etapes de filtratge addicionals.

2.2 Conceptes de les línies carregades reactivament

Per solucionar simultàniament les dues limitacions abans esmentades, es proposa la utilització de línies de transmissió carregades reactivament. Aquesta tècnica consisteix a afegir periòdicament elements reactius (capacitats o inductàncies) al llarg d'una línia de transmissió convencional. Aquesta modificació genera dos efectes físics fonamentals: l'efecte d'ona lenta —que d'aquí en davant s'anomenarà efecte *slow-wave*— i l'efecte Bragg.

2.2.1 L'efecte *slow-wave*

L'efecte *slow-wave* es produeix quan s'augmenta la inductància en sèrie o la capacitat en derivació per unitat de longitud d'una línia de transmissió. Aquest augment es pot interpretar físicament com un increment de l'energia electromagnètica emmagatzemada a la línia, fet que es tradueix en una reducció de la velocitat de fase del senyal propagat. Concretament, la velocitat de fase en una línia de transmissió ve donada per:

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{L'C'}} \quad (2.2)$$

on L' i C' són la inductància i la capacitat per unitat de longitud, respectivament. Així, si es carrega la línia amb capacitats addicionals (augmentant C' efectiu) o amb inductàncies addicionals (augmentant L' efectiu), la velocitat de fase disminueix.

Aquesta reducció de la velocitat de fase té una conseqüència directa sobre la longitud d'ona del senyal propagat. Tenint en compte la relació entre velocitat de fase, freqüència i longitud d'ona:

$$\lambda = \frac{v_p}{f_o} \quad (2.3)$$

per a una mateixa freqüència, una línia carregada reactivament presentarà una longitud d'ona menor que la d'una línia convencional. Atès que la longitud física de les seccions de línia que componen el filtre és proporcional a la longitud d'ona del senyal —típicament $\lambda/4$ o $\lambda/2$ —, la càrrega reactiva permet reduir les dimensions físiques del filtre. La relació entre la longitud física l , la fase ϕ i la constant de propagació β és:

$$l = \frac{\phi}{\beta} = \frac{\lambda \cdot \phi}{2\pi} \quad (2.4)$$

Aquest és, doncs, el primer benefici de la càrrega reactiva: permet fabricar filtres més compactes mantenint la mateixa resposta a la freqüència de disseny.

2.2.2 L'efecte Bragg i les bandes prohibides

El segon efecte que apareix en carregar reactivament una línia de transmissió és l'efecte Bragg. En afegir elements reactius de manera periòdica al llarg de la línia, aquesta deixa de ser una estructura homogènia i passa a ser una estructura periòdica. Aquest tipus d'estructures presenten una propietat característica: l'aparició de bandes de freqüència en les quals l'ona no es propaga, conegudes com a bandes prohibides o *stopbands*. Físicament, a aquestes freqüències les reflexions provocades pels elements paràsits es combinen constructivament, impeding la propagació del senyal.

La clau de la tècnica utilitzada en aquest projecte rau en aprofitar aquest efecte Bragg per sintonitzar les bandes prohibides amb les freqüències espúries del filtre. D'aquesta manera, els espuris queden naturalment atenuats per la pròpia estructura periòdica de les línies, sense necessitat d'afegir etapes de filtratge addicionals. Aquest fet representa un avantatge important respecte a altres tècniques de supressió d'espuris que requereixen ressonadors o estructures addicionals.

2.2.3 Caracterització mitjançant la matriu ABCD

Per dissenyar correctament una línia carregada reactivament, cal assegurar que aquesta segueix mantenint el mateix valor de longitud elèctrica i d'impedància característica que la línia convencional original a la freqüència de disseny. En cas contrari, el filtre no funcionaria correctament a la freqüència central. Aquesta condició s'imposa mitjançant l'anàlisi de la matriu ABCD de la cèl·lula unitat de la línia periòdica.

La matriu ABCD és una eina molt útil per caracteritzar quadripols, especialment quan es connecten en cascada, ja que la matriu ABCD total d'una cascada s'obté simplement multiplicant les matrius ABCD individuals. La seva forma general és:

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

A partir dels paràmetres A, B, C i D de la cèl·lula unitat es poden calcular les dues magnituds

que caracteritzen globalment el comportament de la línia periòdica: la longitud elèctrica total (βl) i la impedància característica global o impedància de Bloch (Z_B). Les relacions són:

$$\cos(\beta l) = A \quad (2.6)$$

$$Z_B = \frac{B}{\sqrt{A^2 - 1}} \quad (2.7)$$

La impedància de Bloch (Z_B) representa la impedància vista per una ona que es propaga al llarg de l'estructura periòdica, i és l'equivalent funcional a la impedància característica Z_0 d'una línia convencional. De manera anàloga, la longitud elèctrica βl caracteritza el desfasament total que introdueix la cèl·lula unitat. Per garantir que la línia carregada reactivament es comporti exactament com la línia convencional a la freqüència de disseny, cal imposar:

$$Z_B(f_o) = Z_0 \quad \text{i} \quad \beta l(f_o) = kl(f_o) \quad (2.8)$$

on k és la constant de propagació de la línia convencional original i Z_0 la seva impedància característica.

Depenent de quin tipus d'element paràsit s'implementi a la línia de transmissió, es tindrà una configuració o una altra, i per tant es derivaran expressions específiques per a βl i Z_B . A continuació s'analitzen les dues configuracions utilitzades en aquest projecte.

2.2.4 Línies carregades reactivament amb capacitàncies

La primera configuració que s'estudia consisteix a carregar la línia de transmissió amb capacitats connectades en derivació al pla de massa. Aquesta configuració és especialment útil quan es vol generar una banda prohibida per eliminar certs harmònics o quan es vol reduir la longitud física de la línia mitjançant l'efecte *slow-wave*.

La cèl·lula unitat d'aquesta configuració consta d'un tram de línia de transmissió convencional, d'impedància característica Z_0 i longitud elèctrica kl , amb una capacitat de càrrega C_{ls} connectada en derivació al centre o als extrems de la cèl·lula. La disposició concreta es mostra a la Figura 5.2.

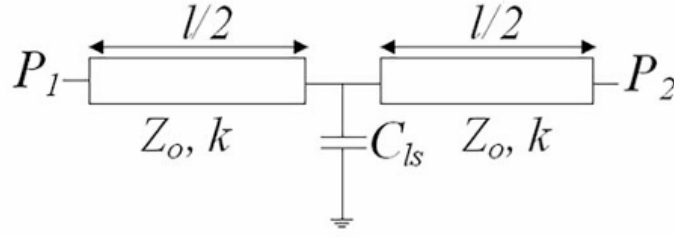


Figura 2.1: Configuració dels elements d'una línia carregada amb una capacitat.

Per poder dimensionar els elements d'aquesta configuració, es procedeix a calcular la matriu ABCD del conjunt. Aquesta matriu s'obté multiplicant les matrius ABCD individuals dels diferents elements que componen la cèl·lula (trams de línia i capacitat en derivació). Sense entrar al detall del procediment matemàtic, en aplicar les equacions (2.6) i (2.7) sobre la matriu ABCD resultant i agrupant termes, s'obtenen les següents expressions:

$$\cos(\beta l) = \cos(kl) - \frac{\omega C_{ls} Z_0}{2} \sin(kl) \quad (2.9)$$

$$Z_B = \frac{Z_0 \{ \sin(kl) - Z_0 \omega C_{ls} \sin^2(kl/2) \}}{\sin(\beta l)} \quad (2.10)$$

Aquestes dues equacions constitueixen el sistema bàsic per dimensionar la línia carregada capacitivament. Donats els valors objectiu de Z_B i βl a la freqüència f_o (els quals han de coincidir amb Z_0 i kl de la línia convencional original), es poden trobar els valors de la impedància característica de la nova línia (Z_0) i del valor de la capacitat de càrrega (C_{ls}) que satisfan ambdues condicions simultàniament. Aquest sistema, en general, no té solució analítica tancada i ha de resoldre's numèricament, tasca per a la qual s'ha utilitzat *MATLAB* en aquest projecte.

2.2.5 Línies carregades reactivament amb inductàncies

De manera anàloga al cas anterior, és possible realitzar una configuració reactiva mitjançant la incorporació d'inductàncies en sèrie al llarg de la línia. La cèl·lula unitat d'aquesta configuració consta d'un tram de línia de transmissió convencional amb una inductància de càrrega L_{sw} connectada en sèrie. La disposició concreta es mostra a la Figura 5.2.

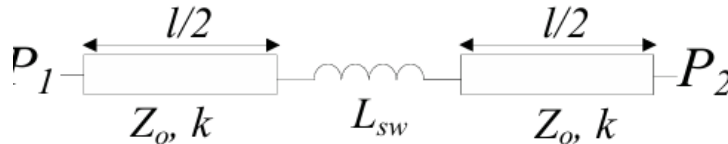


Figura 2.2: Configuració dels elements d'una línia carregada amb una inductància.

En tractar-se d'una configuració diferent, la matriu ABCD resultant també serà diferent i, per tant, les equacions que en deriven. Després d'aplicar el mateix procediment que en el cas capacitiu, les noves expressions són:

$$\cos(\beta l) = \cos(kl) - \frac{\omega L_{sw}}{2Z_0} \sin(kl) \quad (2.11)$$

$$Z_B = \frac{Z_0 \sin(kl) + \omega L_{sw} \cos^2(kl/2)}{\sin(\beta l)} \quad (2.12)$$

Cal destacar una diferència fonamental respecte al cas capacitiu: si es comparen les expressions de la impedància de Bloch en ambdues configuracions, s'observa que la càrrega inductiva tendeix a reduir la impedància característica de la línia base (Z_0) que cal utilitzar per assolir un valor de Z_B donat, mentre que la càrrega capacitiva tendeix a augmentar-la. Aquesta característica resultarà cabdal en el Capítol 3 a l'hora de combinar les dues tècniques: la càrrega capacitiva sola pot derivar en línies massa estretes per ser fabricables, mentre que la càrrega inductiva sola pot derivar en línies massa amples. La combinació de les dues tècniques permet, doncs, obtenir línies amb impedàncies “raonables” i fabricables.

2.2.6 El factor *slow-wave ratio*

Un cop dimensionada la línia carregada, és convenient disposar d'un paràmetre que quantifiqui el grau de miniaturització assolit respecte a la línia convencional original. Aquest paràmetre s'anomena *slow-wave ratio* (*swr*) i es defineix com el quocient entre la velocitat de fase de la línia carregada i la velocitat de fase de la línia original:

$$swr = \frac{v_p}{v_{po}} = \frac{\omega/\beta}{\omega/k} = \frac{kl}{\beta l} \quad (2.13)$$

El *swr* és, doncs, un nombre comprès entre 0 i 1. Com més petit sigui el seu valor, més gran serà la reducció de la longitud física de la línia carregada respecte a la convencional. Per exemple, un *swr* = 0,5 indica que la línia carregada té la meitat de la longitud que la línia original; un *swr* = 0,8, en canvi, indica una reducció més moderada.

A l'hora de triar el valor de *swr* per al disseny cal arribar a un compromís. Valors molt petits permeten dispositius molt compactes, però requereixen elements paràsits de valors elevats, més difícils d'implementar en *Layout* i amb major impacte sobre la banda de pas. Valors propers a la unitat, en canvi, redueixen poc la mida però conserven millor la resposta original. En aquest projecte, on l'objectiu principal és l'eliminació dels espuris i no la miniaturització extrema, s'ha optat per utilitzar un valor de *swr* del 0,8, que ofereix un bon equilibri entre reducció de mida i qualitat de la resposta.

Capítol 3

Disseny del filtre

En aquesta part de la memòria s'explicarà quin ha estat el procés per dissenyar el filtre que s'acabarà implementant en *Layout*.

3.1 Disseny del Filtre Canònic

El primer pas és dissenyar un filtre convencional que tingui les següents característiques:

- Passa-banda amb freqüència central a 1 GHz , ordre 3 i una amplada de banda fraccional de 0,5.
- Chebyshev amb un rissat de 0,01 dB .
- Tot el filtre ha d'estar implementat amb línies de transmissió.

Analitzant totes les maneres en què es podria fer aquest filtre, s'ha decidit que s'utilitzaran ressonadors de $\lambda/4$. Aquests són filtres amb seccions de línia que presenten una longitud de $\lambda/4$, ja que depenent de si al final estan curtcircuitades o en circuit obert, es comporten com un circuit LC en sèrie o en paral·lel. Només interessa quan estan curtcircuitades, ja que equivalen a circuits LC en paral·lel, i marcaran l'amplada de banda del filtre.

Ara, un cop conegudes les longituds de les línies acoblades, s'ha d'esbrinar la impedància característica d'aquestes línies acoblades; per fer-ho s'utilitzarà la següent relació:

$$Z_{on} = \frac{\pi Z_o \Delta}{4g_n} \quad (3.1)$$

On Δ és l'amplada de banda fraccional que es calcula com:

$$\Delta = \frac{\omega_2 - \omega_1}{\omega_o} \quad (3.2)$$

Per tant, agafant els valors de les taules dels valors de g_n per a un filtre de les característiques especificades:

Normalized Chebyshev element values, 0.01 dB ripple											
N	g_1	g_2	g_3	g_4	g_5	g_6	g_7	g_8	g_9	g_{10}	g_{11}
1	0.0960	1.0000									
2	0.4488	0.4077	1.1007								
3	0.6291	0.9702	0.6291	1.0000							
4	0.7128	1.2003	1.3212	0.6476	1.1007						
5	0.7563	1.3049	1.5773	1.3049	0.7563	1.0000					
6	0.7813	1.3600	1.6896	1.5350	1.4970	0.7098	1.1007				
7	0.7969	1.3924	1.7481	1.6331	1.7481	1.3924	0.7969	1.0000			
8	0.8072	1.4130	1.7824	1.6833	1.8529	1.6193	1.5554	0.7333	1.1007		
9	0.8144	1.4270	1.8043	1.7125	1.9057	1.7125	1.8043	1.4270	0.8144	1.0000	
10	0.8196	1.4369	1.8192	1.7311	1.9362	1.7590	1.9055	1.6527	1.5817	0.7446	1.1007

Figura 3.1: Taula dels valors de g per a un filtre de Chebyshev amb un rissat a la banda de pas de 0,01 dB depenent de l'ordre del filtre.

Tenint en compte tots els paràmetres, es poden calcular les diferents impedàncies característiques de les línies acoblades amb les equacions 3.1 i 3.2:

Línia de transmissió acoblada	g	Z_o
1	0,6291	31,21118119
2	0,9702	20,23804791
3	0,6291	31,21118119

Taula 3.1: Taula de valors d'impedància característica per als ressonadors de $\lambda/4$.

Seguidament, es dissenya el filtre amb la informació que s'ha analitzat; per fer-ho s'utilitzarà el programari ADS, el qual permet no només fer el circuit idealment, sinó també veure una aproximació del filtre en condicions reals. Primerament, s'utilitzen uns blocs que es comporten basant-se en els valors de la matriu ABCD; ara mateix, es vol que aquests blocs es comportin com una línia de transmissió ideal, per saber com seria la resposta del filtre amb unes condicions idíl·liques:

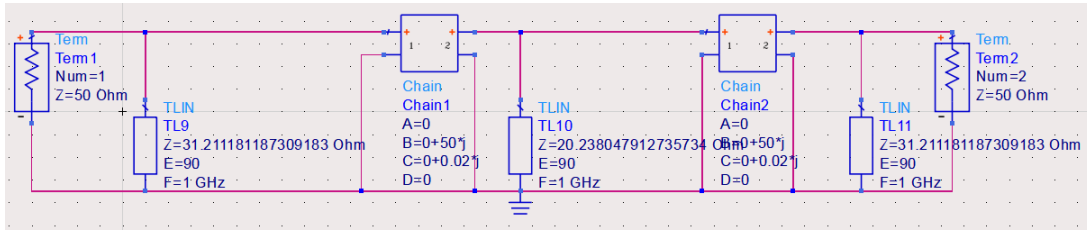


Figura 3.2: Filtre amb blocs que simulen amb els valors de la matriu ABCD una línia de transmissió ideal

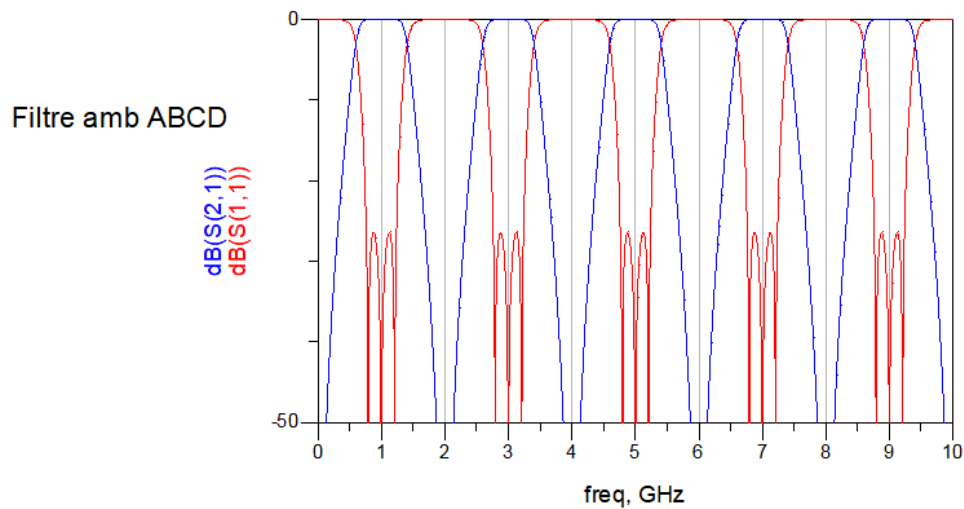


Figura 3.3: Resposta del filtre

Mirant la Figura 3.3, es veu l'efecte de la repetició de la resposta a múltiples de la freqüència central. Al mateix temps, en ser un filtre amb un rissat de 0,01 dB, s'agafa el valor per veure l'amplada de banda quan la resposta arriba al valor abans esmentat, fins que decau a aquest valor. S'ha vist que la banda de pas del filtre va de la freqüència de 0,761 GHz fins a 1,231 GHz. Fent la resta, es pot comprovar que el filtre presenta un *FBW* del 50%. Per tant, concorda amb les condicions indicades a l'inici.

A continuació, s'implementarà el filtre amb només línies de transmissió; per tant, es substitueixen els blocs per línies de transmissió. Aquest filtre s'anomenarà "Filtre Canònic", ja que a partir d'aquest filtre es faran les modificacions necessàries per arribar als objectius presentats:

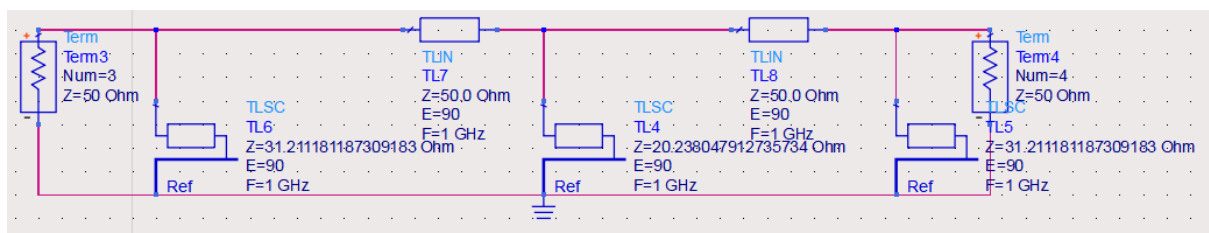


Figura 3.4: Filtre canònic

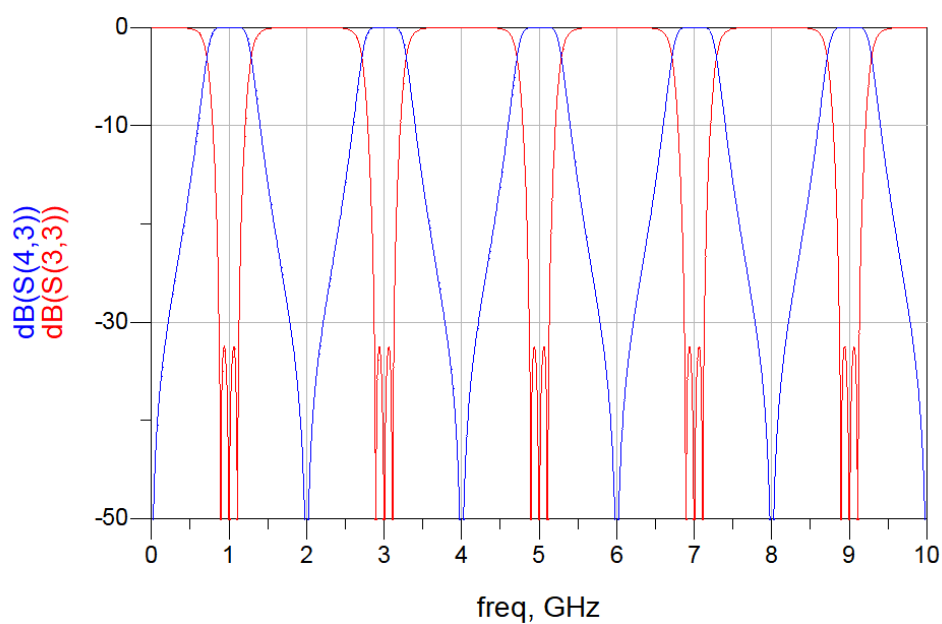


Figura 3.5: Resposta del Filtre Canònic

Es pot apreciar que l'amplada de banda s'ha reduït de manera considerable i que els espuris segueixen presents. Cal veure en què ha canviat aquest Filtre Canònic respecte a l'anterior. Llavors, es compararan les respostes i l'amplada de banda.

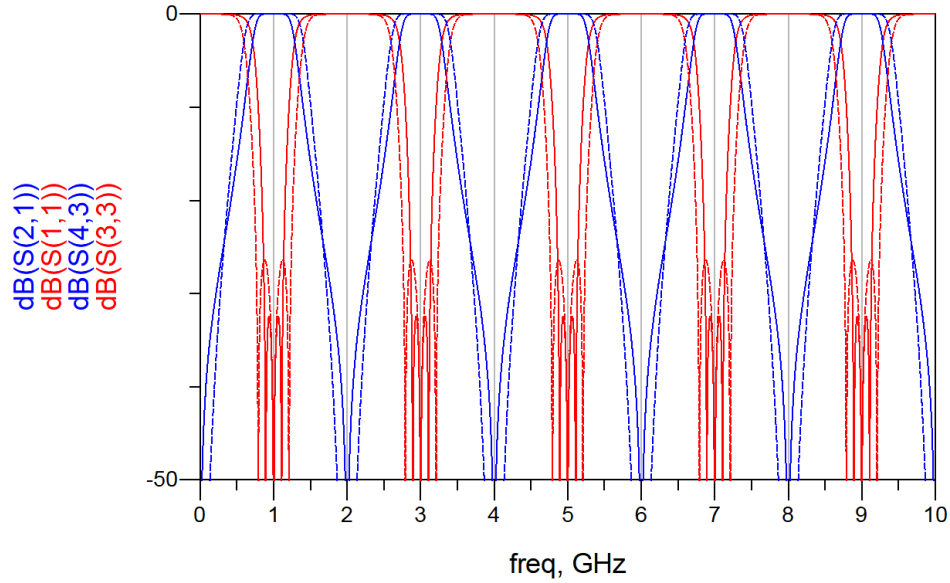


Figura 3.6: Resposta del Filtre Canònic, respecte al filtre ideal

Analitzant la imatge, es pot confirmar la reducció de l'amplada de banda. Concretament, ja que el filtre deixa de ser ideal per estar utilitzant línies de transmissió, i es degrada la resposta, s'han d'utilitzar de referència els zeros de transmissió per comparar les amplades de banda dels diferents filtres. En aquest cas, l'amplada de banda s'ha reduït un 48,31%. A partir d'aquí, es veurà que quantes més modificacions es facin, menor serà l'amplada de banda.

Seguidament d'aquest disseny, es modificarà el que sigui necessari per obtenir els objectius. En aquest cas, se substituiran les línies de transmissió per unes línies de transmissió carregades amb elements paràsits; totes les transformacions s'han dut a terme fent servir un factor de "slow-wave" (*swr*) amb un valor de 0,8. La raó és senzillament perquè es vol reduir una mica el filtre, però l'objectiu final, al cap i a la fi, és eliminar els espuris.

3.2 Implementació del Filtre Canònic mitjançant les dues tècniques de miniaturització

3.2.1 Transformació del filtre utilitzant inductàncies

En aquesta part de la memòria, es mostrarà com s'ha transformat un filtre amb línies convencionals en un filtre amb línies carregades inductivament. Primerament, s'han de calcular els nous valors dels diferents elements del filtre. Per fer-ho, s'ha utilitzat l'eina matemàtica *MATLAB* per executar un codi que, mitjançant les equacions 2.7 i 2.8, doni els valors necessaris per fer les diferents transformacions a les línies originals. Després d'executar i extreure els valors dels

diferents paràmetres, ha quedat la següent configuració:

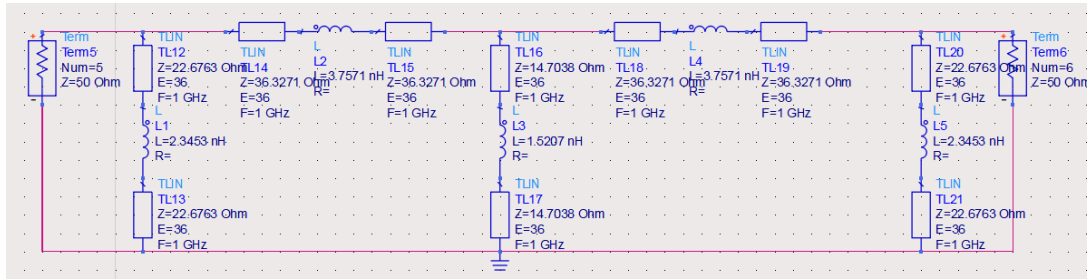


Figura 3.7: Filtre configurat amb línies de transmissió carregades paràsitament utilitzant inductàncies

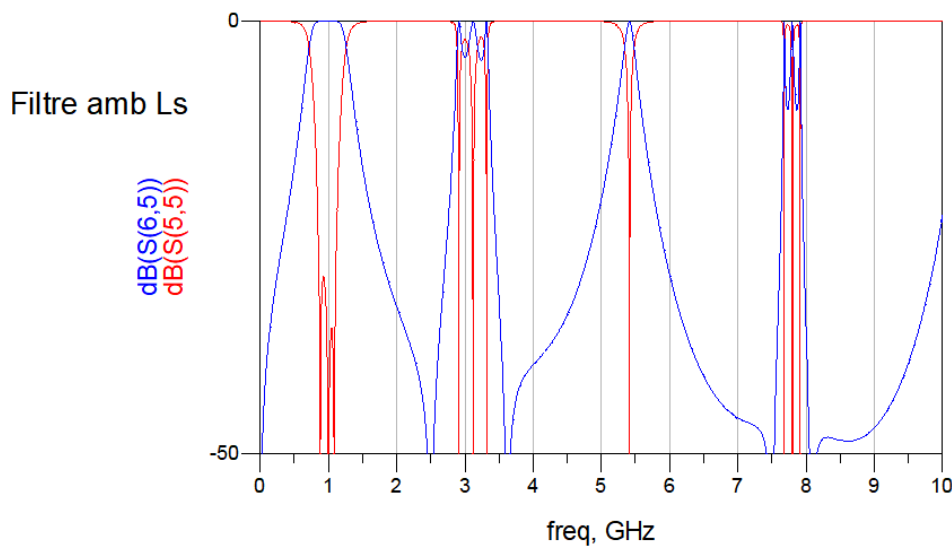


Figura 3.8: Resposta del filtre amb la configuració inductiva

Procedint a fer una anàlisi de les imatges, es pot notar que en la primera es veu clarament com la mida de les línies de transmissió s'ha reduït amb la nova configuració. Però també s'ha vist reduïda la impedància d'aquestes; això pot portar problemàtiques a l'hora de dissenyar el filtre amb tires de coure, ja que poden sortir línies *microstrip* massa gruixudes depenent del substrat.

Seguidament, s'analitzarà la resposta del filtre. Fixant-se en la zona d'interès, que són les ressonàncies, es veu que a $3f_o$ s'ha atenuat una mica i que a $5f_o$ l'únic que romandrà és un pic.

Per tant, es pot concloure que seguint aquesta tècnica es va ben encaminat cap a l'objectiu; el problema és que l'espuri més difícil i més important d'eliminar (ja que és el més proper a la banda de pas), el de $3f_o$, no s'acaba d'atenuar del tot i caldria veure com es comporta el filtre amb capacitats abans de treure unes conclusions globals.

Però abans, s'ha de recalcar que un dels resultats clau és que, en realitzar la miniaturització, s'obtenen línies de transmissió amb una impedància més baixa. El motiu és com es dona el factor de la impedància característica de la línia en l'Equació 2.7. Aquest fenomen serà utilitzat més endavant en el procés de dissenyar el filtre a implementar.

3.2.2 Transformació del filtre utilitzant capacitats

En aquesta part del procés, s'ha seguit el mateix procediment que en la secció anterior, però aquí s'utilitzaran les equacions 2.5 i 2.6 per calcular els paràmetres. Finalment, quedaria una configuració d'aquesta manera:

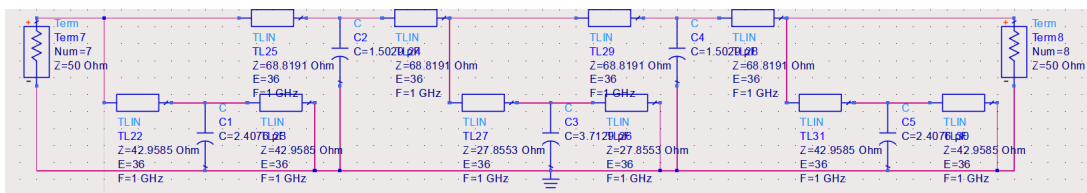


Figura 3.9: Filtre configurat amb línies de transmissió carregades paràsitament utilitzant capacitats

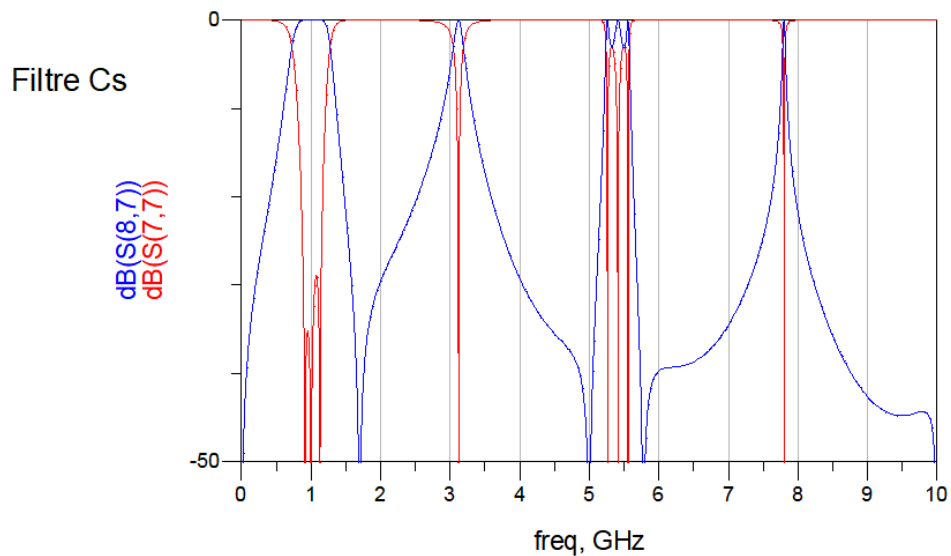


Figura 3.10: Resposta del filtre amb la configuració capacitiva

Després de veure els resultats, s'analitzaran. En primer lloc, es pot veure que a l'hora d'implementar una transformació capacitiva del filtre, les línies resultants surten amb una impedància major que anteriorment; això també pot donar problemes a l'hora d'implementar, ja que si surten les línies massa estretes no es podrà fabricar la PCB. Seguidament, quan el filtre

és carregat capacitivament, es veu que en la seva resposta s'atenua bastant bé l'espuri de $3f_o$, i a $5f_o$ hi ha una petita atenuació. En termes d'atenuació d'espuris es pot dir que certament aquesta configuració és millor per als objectius.

Tancant aquesta secció, s'ha vist que per als objectius, la transformació del filtre utilitzant capacitats ha donat millors resultats que amb les inductàncies, ja que atenua més el primer espuri i degrada menys la banda de pas. Però no s'aconsegueix eliminar els espuris com a tals, només s'atenuen.

3.3 Filtre amb línies de transmissió carregades reactivament

Anteriorment, s'ha vist que cada tècnica de miniaturització té el seu efecte en la resposta del filtre; per tant, si s'intenta utilitzar les dues tècniques és probable que també es tingui un efecte diferent en la resposta del filtre. Com s'ha vist abans, la configuració que ha donat resultats més plausibles ha estat la capacitiva.

Llavors, el següent pas és realitzar la tècnica de miniaturització inductiva a la configuració capacitiva. De manera que, no només es reduiran les longituds de les línies de transmissió, sinó que també, en fer més petites les impedàncies de les línies quan s'utilitza una transformació inductiva, es compensa l'efecte d'augment d'impedància quan s'utilitza la tècnica de miniaturització amb capacitats, fent les línies més implementables. El que queda per demostrar és si es presentaran els efectes de les dues configuracions, i si la resposta de la banda de pas no es veu altament alterada.

Es procedeix a fer servir la tècnica de miniaturització inductiva a les línies que han sortit com a resultat de fer una tècnica de miniaturització capacitiva al Filtre Canònic. Aquesta s'ha dut a terme amb un *sur* del 80%, donant el següent resultat:

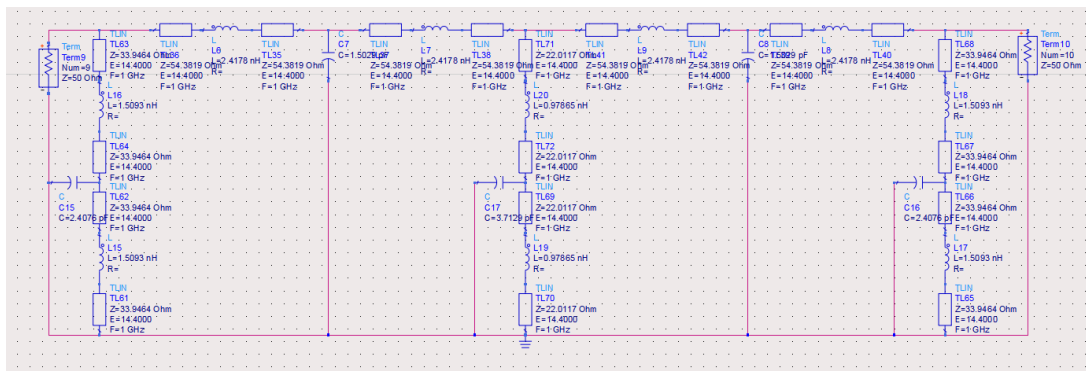


Figura 3.11: Filtre resultant de fusionar les dues tècniques de miniaturització

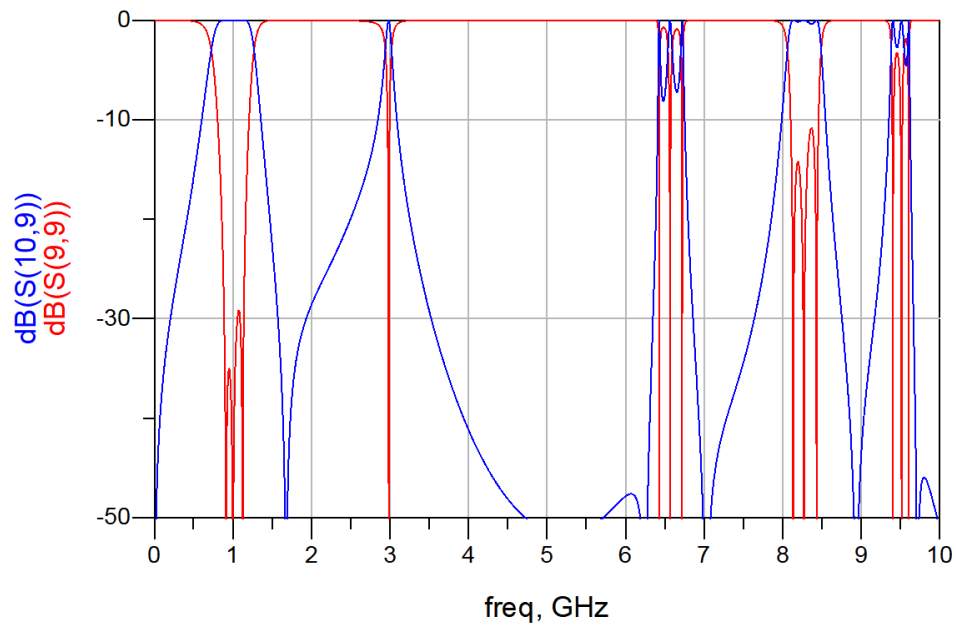


Figura 3.12: Resposta del filtre miniaturitzat amb dos elements paràsits

El resultat del procés anterior és un circuit amb unes dimensions encara més petites que els circuits implementant una sola tècnica. Alhora, el valor de les impedàncies ha quedat més similar al filtre canònic, i també el valor dels elements paràsits, encara que hagin variat una mica, semblen implementables. Ara bé, encara que els valors i la configuració del circuit agradin, el més important és com és la resposta del filtre amb aquesta nova configuració.

Analitzant la figura 3.11, començant per la banda de pas, es degrada una mica i sembla que també es redueix l'amplada de banda. Per assegurar l'afirmació, es compara l'amplada de banda amb el Filtre Canònic.

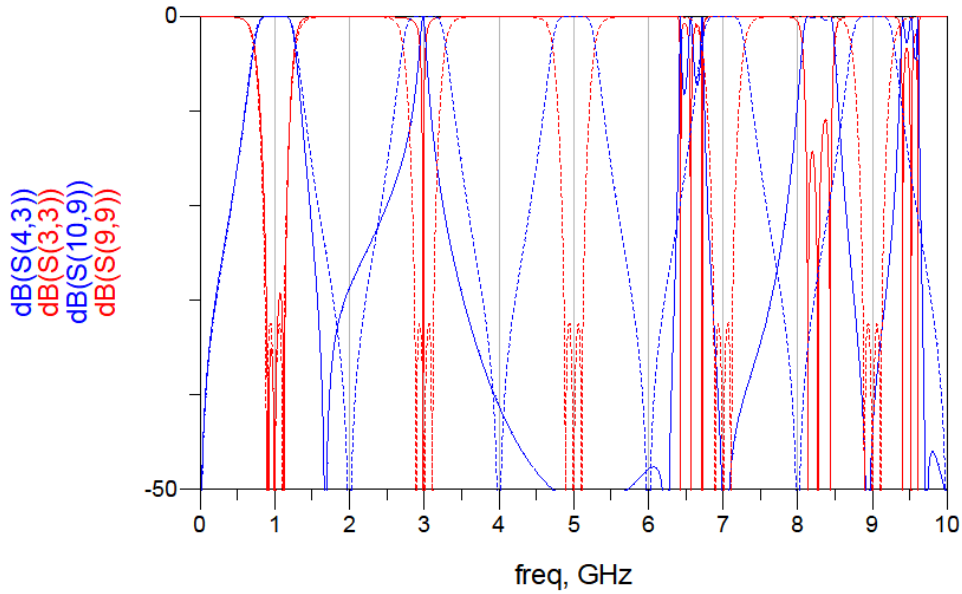


Figura 3.13: Comparació de la resposta del filtre amb el del Filtre Canònic

Després de comparar les amplades de banda utilitzant el mateix mètode que s'ha vist abans, s'ha determinat que aquest filtre presenta una baixada del 1,7137% de l'amplada de banda. Seguidament, el primer espuri ha quedat com a només un sobrepic que, teòricament, serà fàcil d'eliminar en un futur, ja que no abasta molta amplada de freqüència. A part, el segon també s'ha atenuat considerablement.

Veient els resultats, es pot treure una conclusió bastant positiva dels resultats del filtre quan s'implementen les dues tècniques de miniaturització, i es podria passar a la part d'implementació utilitzant línies *microstrip*. Ara bé, és possible que si es canvia la simetria del filtre s'obtinguin canvis en la resposta que podrien fer que el filtre s'apropés més a l'objectiu.

3.3.1 Filtre amb línies de transmissió carregades reactivament en composició asimètrica

Es pot afegir una condició d'asimetria de tres maneres diferents al filtre, mitjançant l'asimetria de les línies de $\lambda/4$. La primera és canviant la branca sèrie, és a dir, la branca del filtre que connecta els ports. Per altra banda, es pot aplicar a la branca en derivació (les línies curtcircuitades); això significa que si es canvia una de les dues també s'afegiria aquesta condició. Finalment, l'última opció és ajuntar les dues maneres anteriorment esmentades.

3.3.1.1 Asimetria de la branca sèrie

S'analitzen els resultats que es donen si hi ha asimetria a la branca sèrie del filtre:

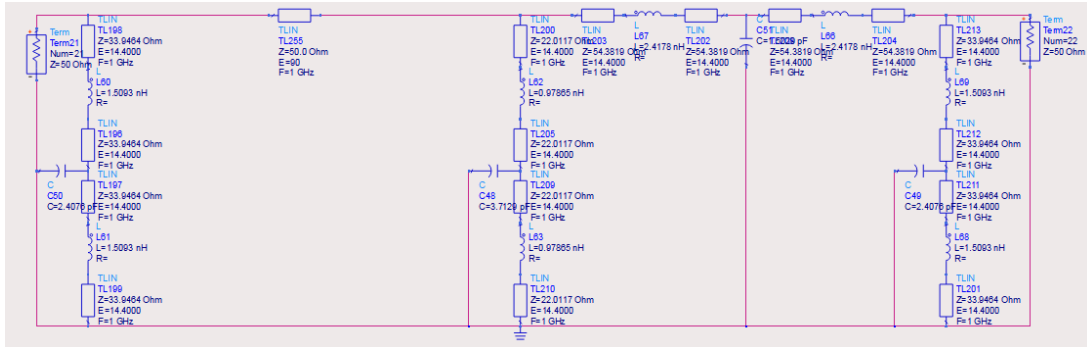


Figura 3.14: Filtre miniaturitzat amb asimetria a la branca sèrie

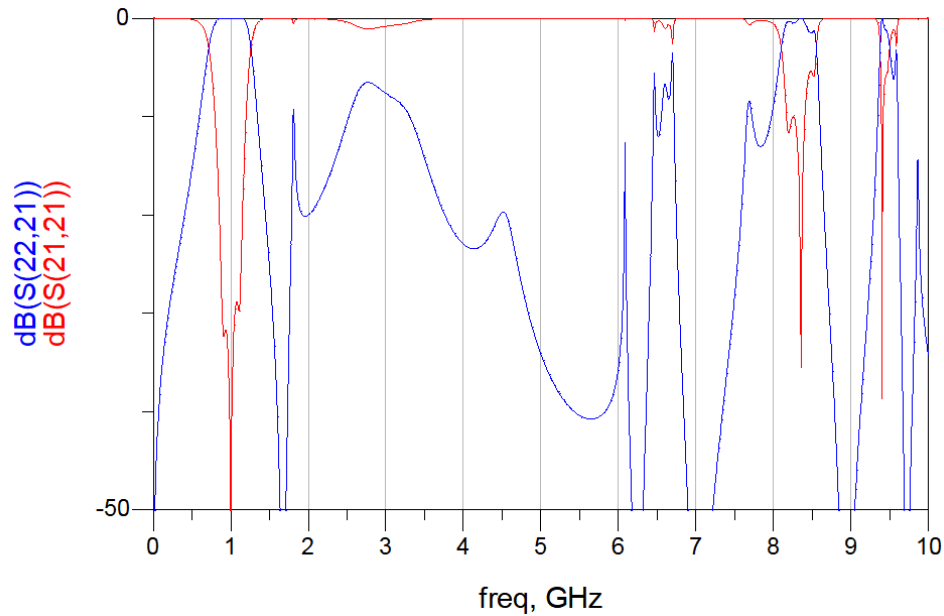


Figura 3.15: Resposta del filtre amb asimetria a la branca sèrie

Fent una anàlisi dels resultats, es veu que la resposta del filtre, tot i que ha atenuat el pic del primer espuri, ha augmentat el valor del segon espuri, i encara es presenten interferències per sobre dels -20 dB. Per tant, de moment no serveix aquesta configuració del filtre.

3.3.1.2 Asimetria a les branques en derivació

Seguidament, es veuran el circuit i els resultats en implementar una asimetria en una de les branques en derivació al filtre. No pot ser la del mig, ja que en ser un filtre $N = 3$ no causa

asimetria per un port o un altre:

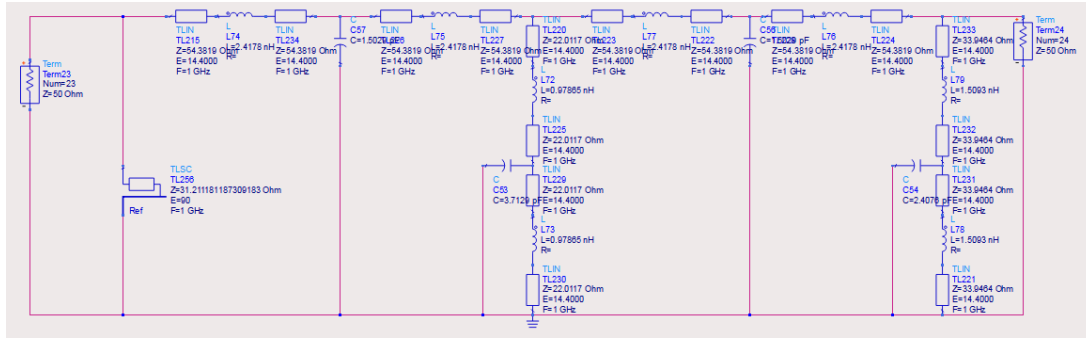


Figura 3.16: Filtre miniaturitzat amb asimetria en branques en derivació

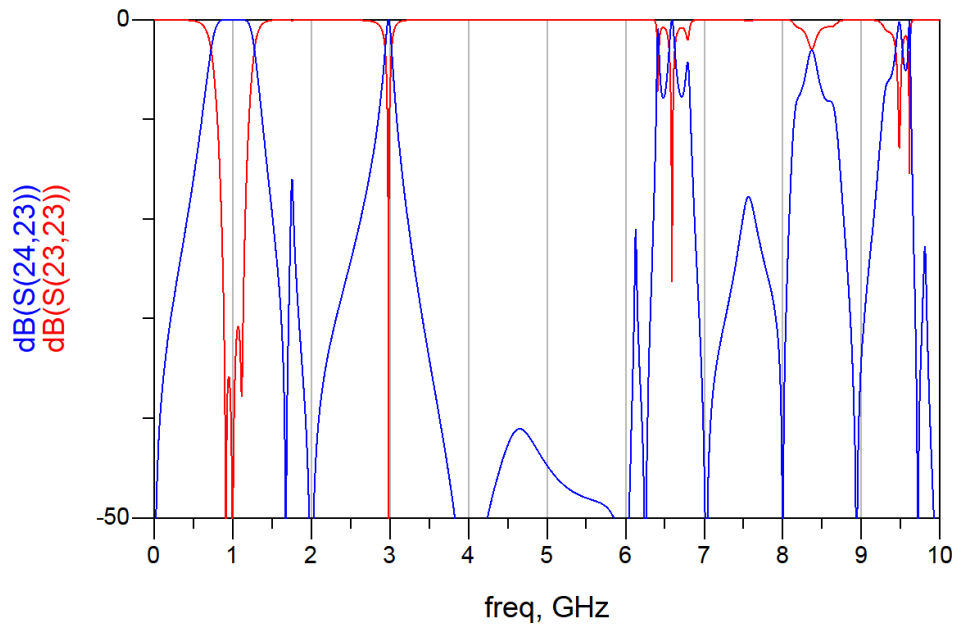


Figura 3.17: Resposta del filtre amb asimetria a una de les branques en derivació del filtre

Fent una visualització dels resultats, es pot concloure que la resposta ha millorat en el sentit que el segon espuri està eliminat i el primer només és un pic. De fet, el pic del primer espuri s'ha vist reduït encara més. L'únic problema visible és que ha sortit un pic de freqüència a prop de la banda de pas, que s'haurà de veure si dona problemes en implementar el filtre en *Layout*.

3.3.1.3 Asimetria en la branca sèrie i les branques en derivació

En aquest cas, l'últim que queda és veure si estan presents les dues condicions d'asimetria, com seria la resposta del filtre. Després de fer les modificacions corresponents, els resultats han estat els següents:

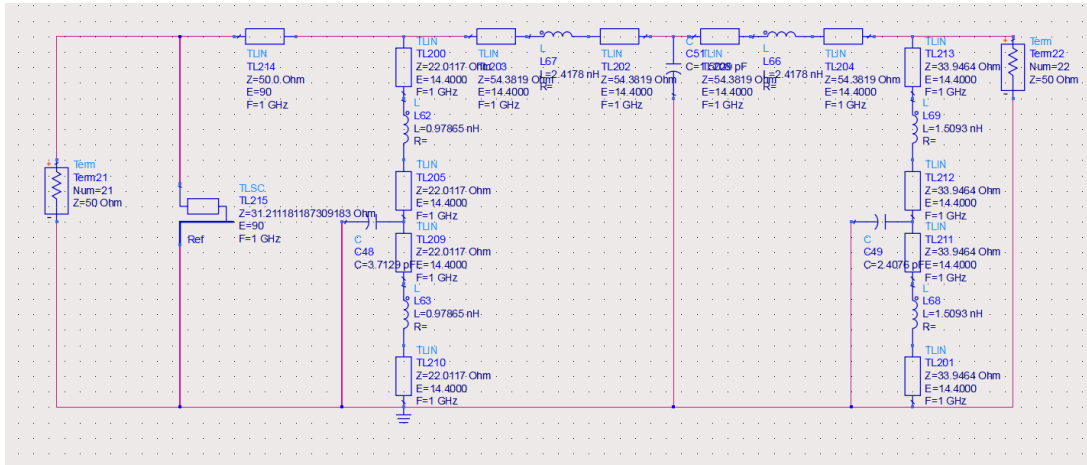


Figura 3.18: Disseny del filtre implementant les dues asimetries

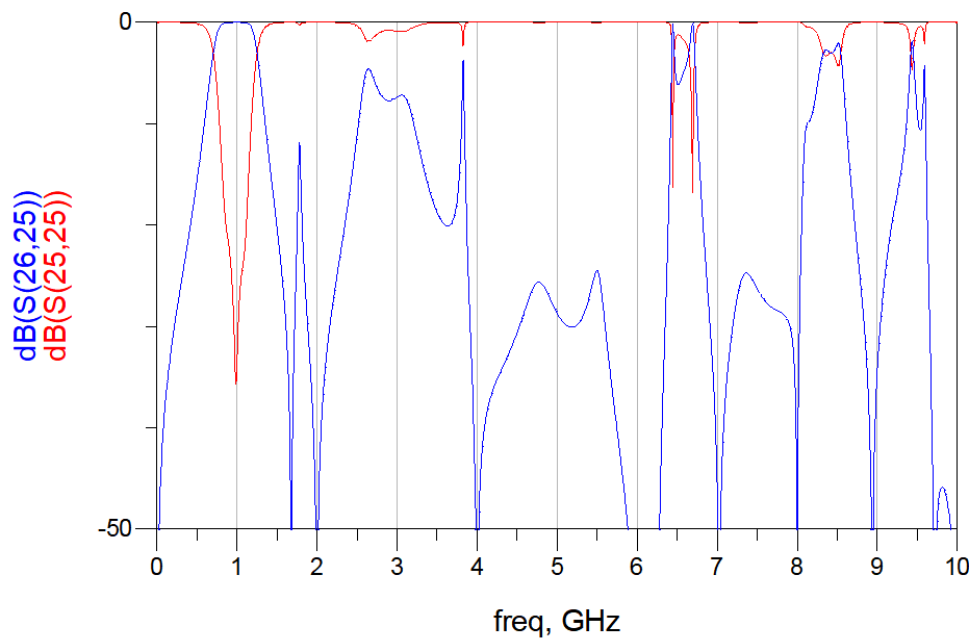


Figura 3.19: Resposta del filtre amb les dues asimetries implementades

Realitzant una ullada als resultats, es pot notar que la resposta s'ha deteriorat bastant, no només a la zona dels espuris, els quals, encara que no sobresurtin, es veu que tenen una presència notable en la resposta. Sinó que, a més, la banda de pas es degrada bastant i, a aproximadament $1,5f_o$, apareix un sobrepic molt a prop de la banda de pas, que pot causar interferències.

3.3.2 Conclusions dels resultats

Per acabar aquest capítol, s'ha arribat a la conclusió que utilitzant les dues tècniques de miniatrització s'arriba a un resultat més proper a l'objectiu d'aquest projecte. Això és perquè es va atenuant cada cop més el primer espuri, i s'ha reduït encara més el filtre.

Per altra banda, en implementar el mateix filtre però en comptes de ser simètric es dissenya amb algun tipus d'asimetria, en certs casos dona una resposta que és més propera al filtre que es vol que compleixi els objectius. Però l'efecte secundari és que la banda de pas es veu afectada negativament. Per aquest motiu, la part més important d'un filtre és que deixi passar unes freqüències concretes; si no fa aquesta funció, ja deixa de ser un filtre. És a dir, s'ha de prioritzar que la banda de pas es trobi en condicions òptimes i estables.

A causa d'això, l'opció que es començarà a implementar en *Layout* serà el filtre amb línies de transmissió carregades paràsitament amb configuració simètrica.

Capítol 4

Implementació del Layout i Simulació Electromagnètica

En aquest nou capítol de la memòria s'explicarà com ha estat tot el procés d'implementar el filtre anteriorment dissenyat amb l'eina de disseny de circuits del programa *ADS*, amb línies de transmissió *microstrip* també amb el programari *ADS*.

4.1 Anàlisi i elecció del substrat

Abans de començar a implementar el filtre, s'ha de saber quin substrat s'utilitzarà per fabricar-lo en la PCB. Les dues opcions que es tenen a disposició al laboratori són les següents:

- Rogers 3010:
 - $\epsilon_r = 10,2$
 - $\tan \delta = 0,0022$
 - $H = 50 \text{ mils}$
- Rogers 4003C:
 - $\epsilon_r = 3,55$
 - $\tan \delta = 0,0022$
 - $H = 60 \text{ mils}$

Ara que se saben els paràmetres que els diferencien, s'ha de tenir en compte que la fresadora només és capaç de fresar línies amb un gruix mínim de $0,31 \text{ mm}$. Cal recalcar que el gruix

mínim que podria fresar és de 0,25 mm, però per assegurar que en fabricar el filtre no s'elimini de més o es causin pertorbacions, es dona a la fresadora més marge.

Per tant, s'ha de trobar el substrat que permeti implementar una línia amb la major impedància possible que no superi el gruix mínim que ha estat establert. Per esbrinar quin substrat pot aconseguir l'objectiu anteriorment proposat, s'utilitzarà l'eina *LineCalc* del programari. Aquesta eina permet, mitjançant la informació dels substrats que s'utilitzen, calcular la longitud i el gruix de les línies de *microstrip*, a partir de la impedància característica i la longitud elèctrica de les línies de transmissió, i viceversa.

Després de comprovar els diferents substrats, s'ha obtingut la següent informació, agafant de base línies de $\lambda/4$:

Taula 4.1: Comparativa d'impedància característica segons el substrat

Substrat utilitzat	W (mm)	Impedància característica resultant (Ω)
Rogers 3010	0,31	82,273
Rogers 4003C	0,31	139,206

Comprovant els resultats, es veu que el substrat Rogers 4003C dona més marge per poder fer línies de *microstrip*. Per aquest motiu, si no es veu que doni cap problema, serà el que s'utilitzarà d'aquí endavant.

4.2 Filtre Canònic en el *Layout*

4.3 Disseny i dimensionament dels elements paràsits al Layout

Seguidament d'haver trobat el substrat, el següent pas és dissenyar amb línies de transmissió *microstrip* els elements que fan possible aquest projecte: les bobines i les capacitats.

4.3.1 Procés utilitzat per dissenyar inductàncies en *Layout*

En aquesta part s'explicarà com s'ha fet per dissenyar les diferents inductàncies utilitzades en el filtre. Primer de tot, se sap que la impedància característica d'una línia de transmissió es defineix com:

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (4.1)$$

Tenint en compte l'equació 4.1, si es vol implementar una inductància amb una línia de

transmissió, es necessita que tingui els menors efectes paràsits possibles. Llavors, es necessita que el paràmetre C sigui el menor possible. Això causa que la impedància característica hagi de ser el més gran possible, i per conseqüència, la línia ha de ser el més estreta possible.

Tenint en compte l'anterior, s'implementaran les bobines com a seccions de línia molt estretes.

Seguidament, s'ha de comprovar que les línies tenen el mateix valor d'inductància que el valor de les bobines del circuit. Mitjançant l'*ADS*, es poden obtenir els diferents valors de la matriu ABCD de l'element creat. Gràcies a això, es pot extreure el paràmetre B (Figura 4.1), que equival a la inductància de l'element, i posteriorment amb la seva part imaginària i la freqüència, es troba el seu valor inductiu amb magnitud d'henrys (H).

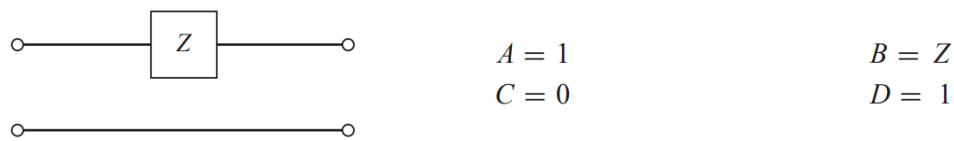


Figura 4.1: Visualització de la matriu ABCD resultant d'un element en sèrie

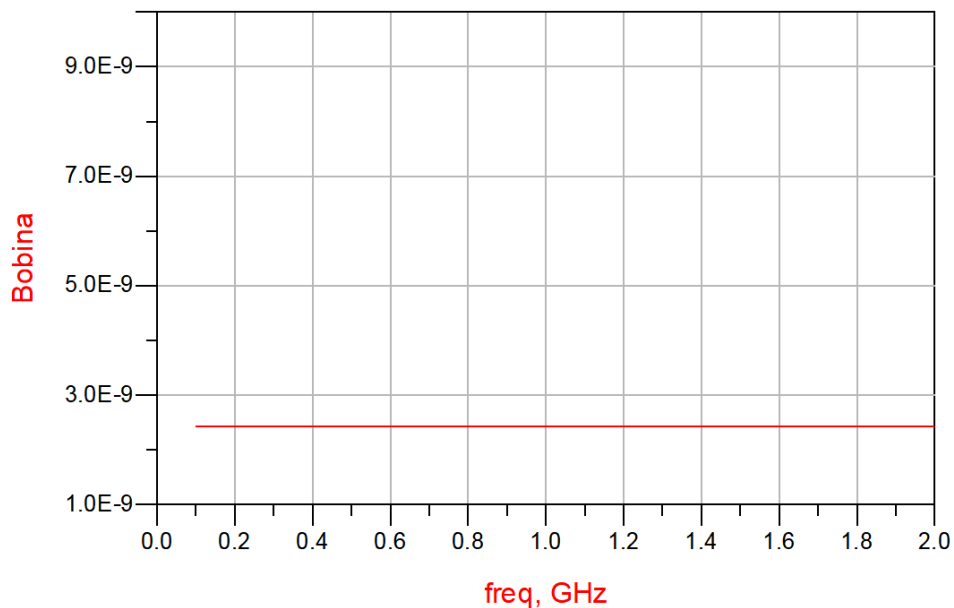


Figura 4.2: Exemple del procés realitzat per dissenyar les inductàncies

Abans d'acabar, es té en compte que el propi metall on es fabricarà genera efectes capacitius en qualsevol línia de transmissió que simuli una inductància, per això s'han fet comprovacions de si realitzava qualsevol tipus d'efecte perjudicial. El resultat ha estat que no es percep cap canvi significatiu com per tenir-lo en compte.

4.3.2 Procés utilitzat per dissenyar capacitats en *Layout*

Continuant amb el subapartat anterior, s'explicarà com s'implementaran les capacitats que estan presents en el circuit.

Primer de tot, totes les capacitats estan connectades a terra, per tant les capacitats en el *Layout* estaran directament fetes en el substrat i connectades per una línia estreta a la secció principal.

Al mateix temps, per saber si el que es dissenya té el mateix valor que s'ha definit en el circuit, s'utilitzarà el mateix procés que amb les inductàncies, però s'agafarà el paràmetre C de la matriu ABCD del disseny (veure Figura 4.3). Així, s'obtindrà el valor de l'element amb farads (F), per comprovar que coincideix amb les definides al circuit.

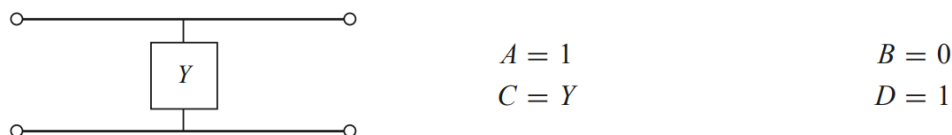


Figura 4.3: Visualització de la matriu ABCD resultant d'un element en paral·lel

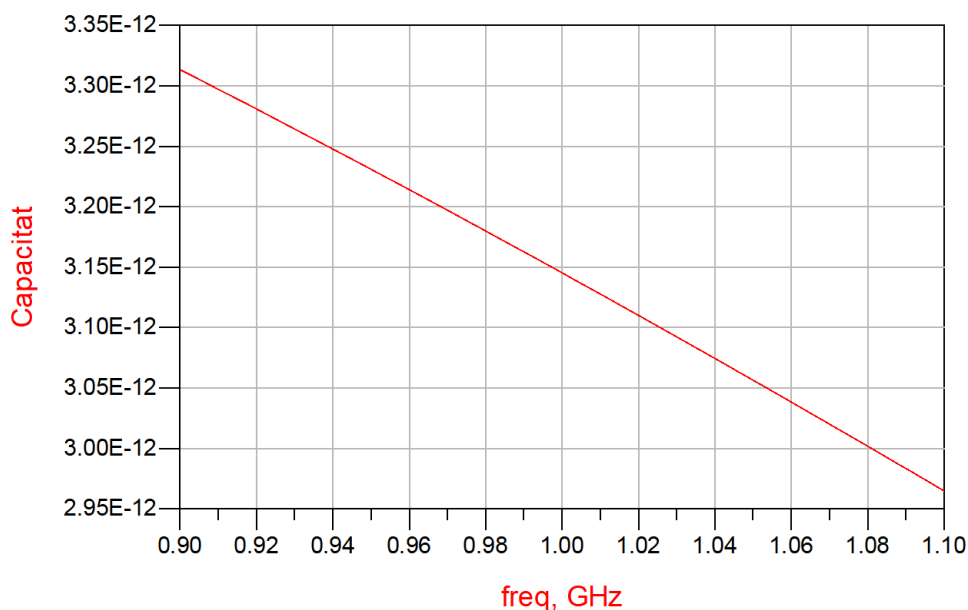


Figura 4.4: Exemple del procés realitzat per dissenyar les capacitats

4.3.3 Elements paràsits creats en el *Layout*

Després de veure com dissenyar els elements paràsits de manera que es comportin el més semblants possible al circuit, només queda dissenyar cada element que s'ha definit en el circuit. Aquí es mostra com a exemple una inductància i una capacitat resultants:

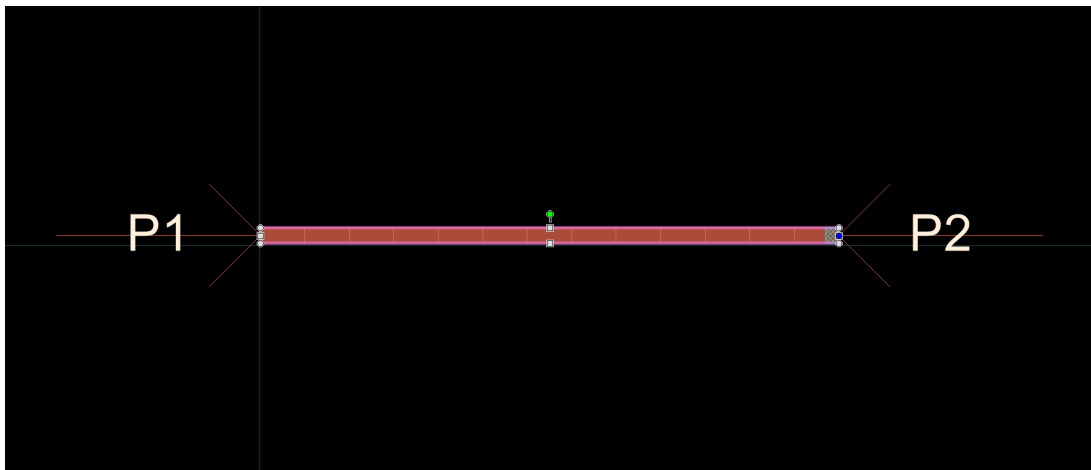


Figura 4.5: Exemple d'inductància implementada en el *Layout*

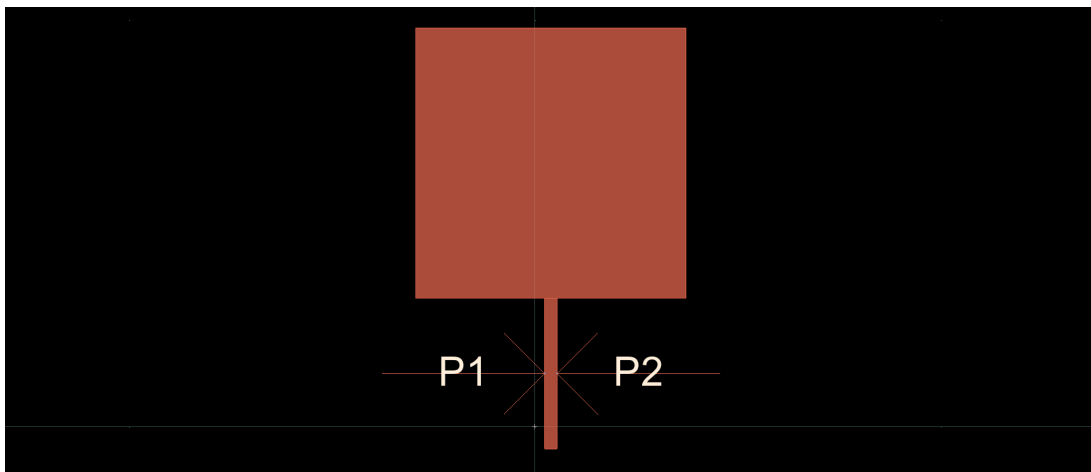


Figura 4.6: Exemple de capacitat implementada en el *Layout*

S'afegeix una taula amb les diferents dimensions de cada element paràsit en el *Layout*.

Element	Gruix (mm)	Longitud (mm)	Valor resultant
Inductància	0,31	11,335	2,4178 nH
Inductància	0,31	1,9865	1,5093 nH
Inductància	0,31	1,2878	0,97865 nH
Capacitat	6,647	6,647	1,5029 pF
Capacitat	8,085	8,085	2,4076 pF
Capacitat	7,4025	7,4025	3,7129 pF

Taula 4.2: Paràmetres i valors resultants dels elements

És important dir que l'última capacitat, si només s'implementava un element capacitiu, quedava massa gran. A causa d'aquesta raó, s'han fet dos elements amb les dimensions mostrades en paral·lel, ja que dues capacitats en paral·lel es comporten com dos elements qualsevol en sèrie. És a dir, que el seu valor se suma.

4.4 Ajust i validació dels blocs d'elements per garantir el correcte funcionament

En aquest moment, ja es disposa del mètode per dissenyar els elements paràsits; l'únic que queda és dissenyar cada secció del filtre per després ajuntar-les totes i comprovar si funciona cada bloc per separat.

El procés que s'ha seguit ha estat el següent: ja que cada línia del filtre té una capacitat on adjacentment té dues línies miniaturitzades amb la tècnica inductiva, el primer serà comprovar que aquestes línies miniaturitzades presentin els mateixos valors que si no estiguessin miniaturitzades. Gràcies al programari *ADS*, es poden simular aquests blocs d'elements, i amb les equacions 2.3 i 2.4, comprovar que aquests blocs d'elements es comporten correctament.

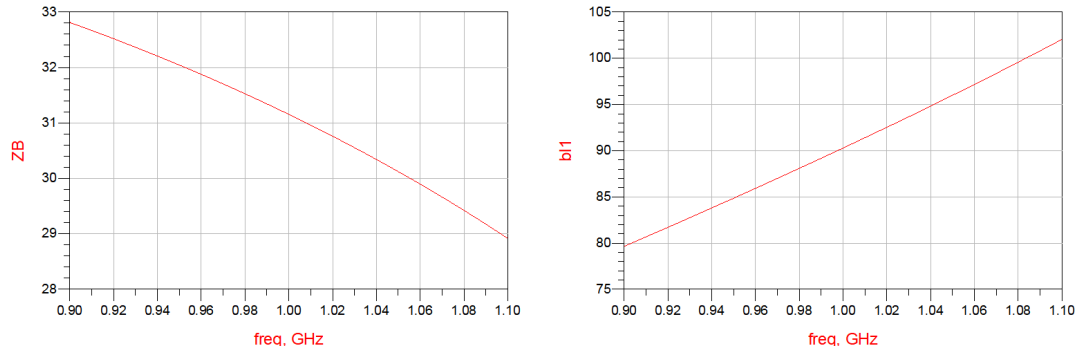


Figura 4.7: Imatge exemple de simular un bloc de paràmetres

Mitjançant l'eina de l'ADS anomenada *LineCalc*, que permetrà dibuixar les línies de transmissió adjacents, s'obtindrà, acabant d'ajustar les mides perquè doni exactament el valor d'impedància de Bloch (Z_B) i longitud elèctrica total (βl) correctes a la freqüència de 1 GHz, les seccions miniaturitzades inductivament en el *Layout*.

Finalment, s'han d'agafar les capacitats anteriorment creades i ajuntar-les amb les parts que s'acaben de dissenyar. Mitjançant el mateix mètode utilitzat per saber si els diferents elements agrupats tenen els paràmetres correctes, i acabant d'ajustar la longitud de les línies, la capacitat o la de les bobines, s'obtenen els trams de línies carregades paràsitament que s'agruparan per aconseguir el filtre.

Per concloure, s'adjunta una visualització de les línies carregades paràsitament en el *Layout*:

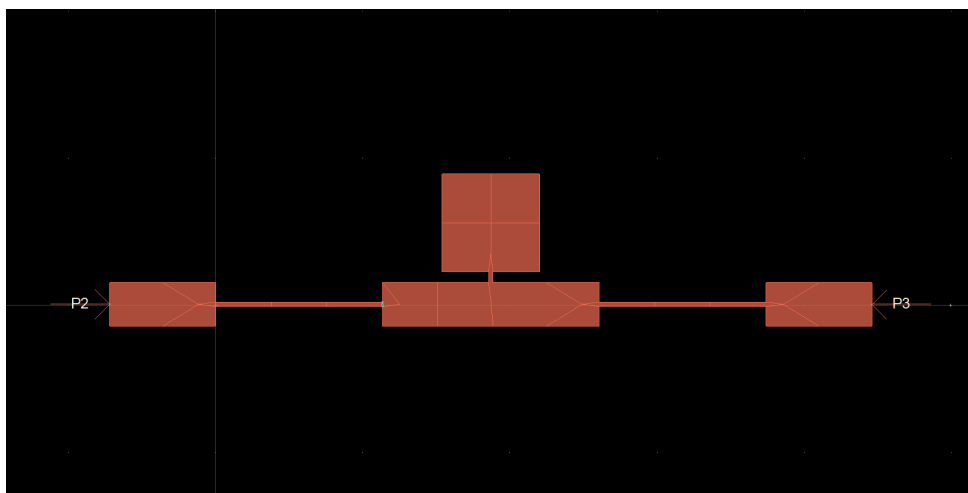


Figura 4.8: Línia carregada paràsitament de la branca en sèrie implementada en el *Layout*

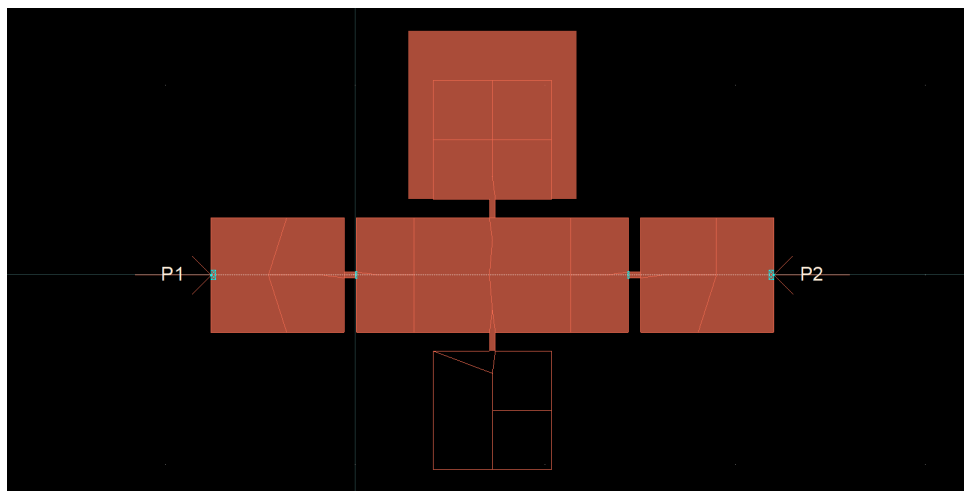


Figura 4.9: Línia carregada paràsitament de la branca en derivació no central implementada en el *Layout*

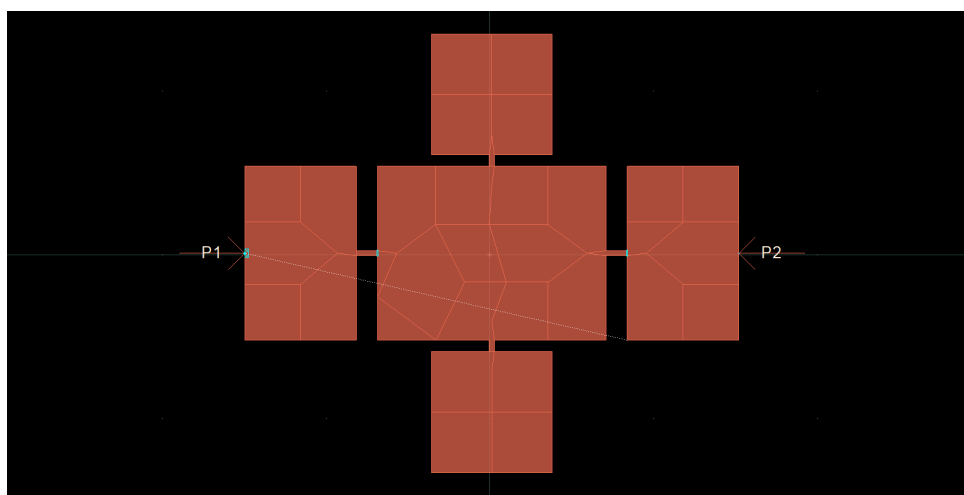
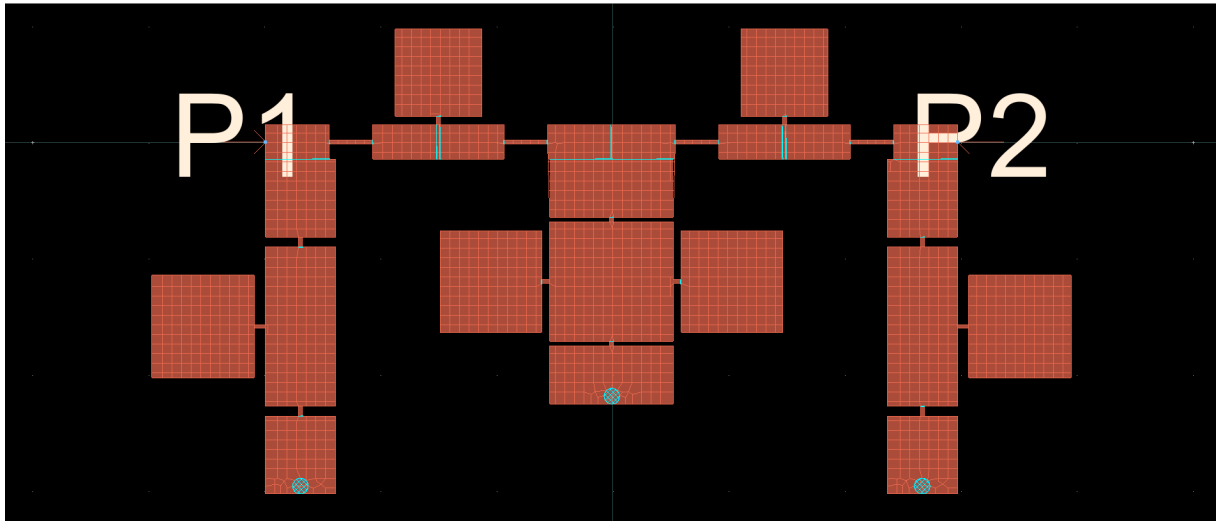


Figura 4.10: Línia carregada paràsitament de la branca en derivació central implementada en el *Layout*

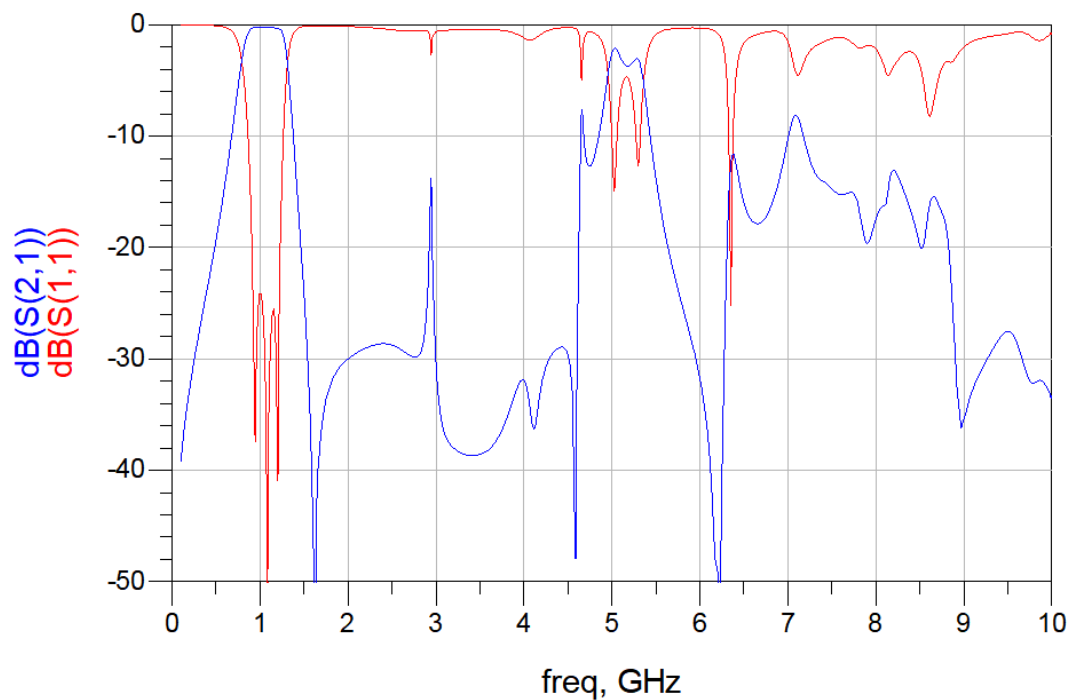
4.5 Simulació del filtre complet implementat en *Layout*

Una vegada es tenen totes les seccions, ja només queda ajuntar-les per veure quina seria la resposta que donaria el filtre en *Layout*, en comparació amb la seva homòloga ideal que s'ha dissenyat anteriorment.

Figura 4.11: Filtre en el *Layout*

Aquest seria el disseny final del filtre. Es pot observar que les seccions en derivació tenen una via al pla de massa, és a dir, les línies estan curtcircuitades al pla de massa.

A continuació, es procedeix a veure la resposta del filtre fins a 10 *GHz*.

Figura 4.12: Resposta del filtre en el *Layout*

Després de simular el filtre, s'obté la resposta de la figura 4.12. En aquesta, el primer

que es nota és que s'han conservat els tres zeros a la banda de pas, i es manté estable fins aproximadament els $1,2f_o$. Seguidament, es nota que el pic que es tenia anteriorment en la figura 3.11 a $3f_o$ s'ha reduït per sota dels -10 dB , la qual cosa significaria que s'hauria eliminat el primer espuri, el més perjudicial ja que es troba molt proper a la banda de pas.

Tot i així, és veritat que hi ha pertorbacions a $5f_o$; això significaria que tot i que el primer espuri hagi estat eliminat, el segon encara té permanència en la resposta. Aquest fenomen es deu al fet que s'han construït les línies carregades paràsitament de manera que presentin els valors correctes a 1 GHz . És a dir, no es pot esbrinar com es comportaran més enllà d' 1 GHz , ja que no són línies convencionals. Per tant, i pel que sembla, l'efecte que es té a $5f_o$ s'ha vist desplaçat a més o menys $4,5f_o$. Tot i així, l'objectiu principal és eliminar l'espuri a 3 GHz .

Centrant-se en la banda de pas, i agafant els zeros de la resposta com a referència, es té el següent:

$$FBW = \frac{\omega_1 - \omega_2}{\omega_0} = \frac{f_1 - f_2}{f_0} = \frac{1,203 - 0,9446}{1,082} = 23,88\% \quad (4.2)$$

Observant els resultats, el filtre que originalment havia de ser un filtre amb una amplada de banda fraccional del 50%, ha acabat donant un FBW de 23,88%.

Veient les equacions anteriors, s'observa que el filtre, per complir l'eliminació d'espuris i la miniaturització de les seves línies de transmissió, ha hagut de sacrificar amplada de banda freqüencial i el rissat original.

Tot i així, el més important és que el filtre en *Layout* compleix els objectius presentats al principi de la memòria. Però s'ha vist en el capítol tres que implementant asimetria, el filtre podria tenir uns efectes diferents. Per aquesta raó, es realitzaran diverses modificacions al filtre per, si és possible, millorar la seva resposta.

4.6 Modificacions per a un millor resultat del filtre

Amb el *Layout* del filtre completat, es pot modificar de dues maneres diferents:

- Modificar el filtre aplicant asimetria com s'ha vist abans.
- Modificar els elements paràsits per veure si afecten les freqüències.

4.6.1 Modificacions aplicant asimetria

En aquesta secció, es veurà si aplicant asimetria es pot trobar una millor resposta que si el filtre fos simètric.

4.6.1.1 Asimetria a la branca en sèrie

Començant pel primer cas, s'aplicarà asimetria a la branca en sèrie. Per dissenyar la línia de *microstrip*, s'ha utilitzat l'eina *LineCalc*.

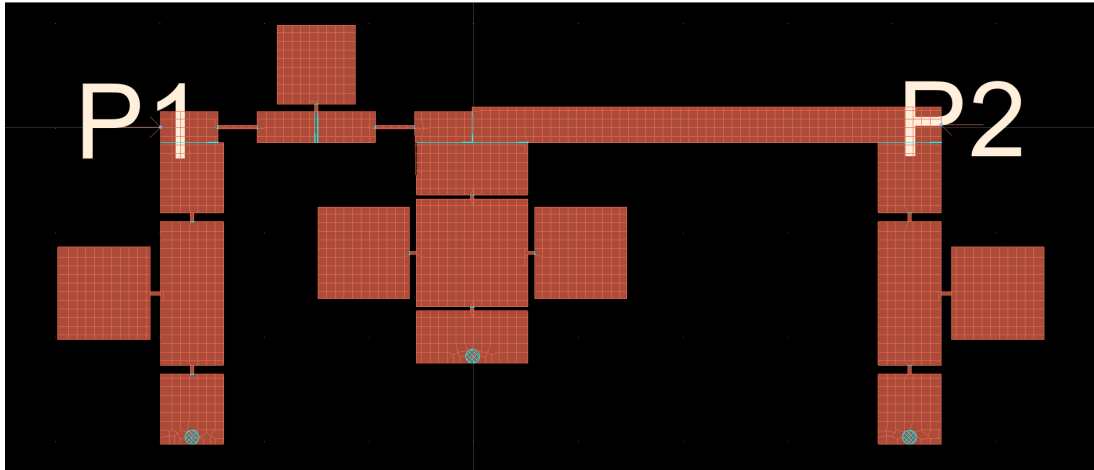


Figura 4.13: Filtre amb asimetria en el *Layout*

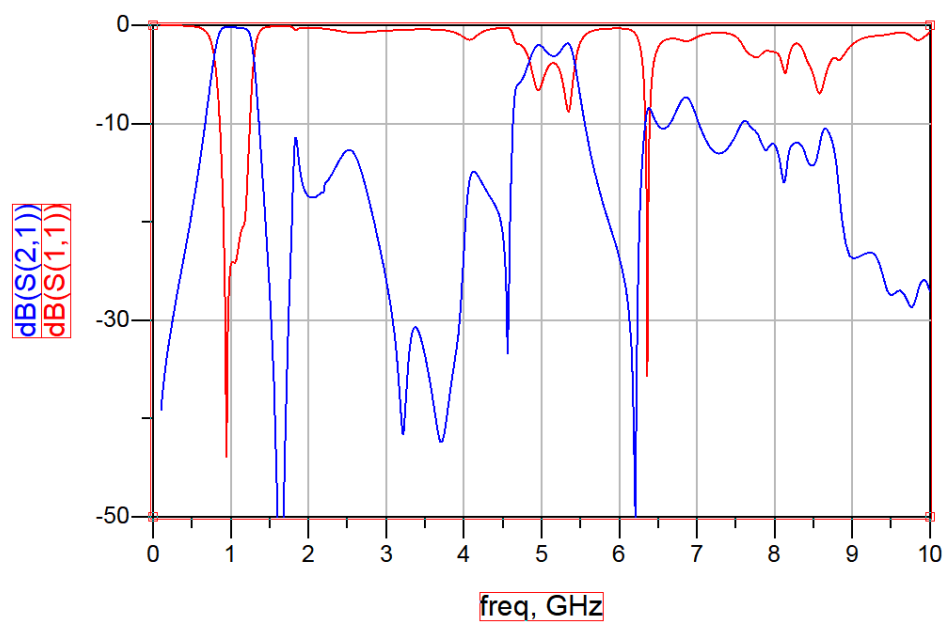


Figura 4.14: Resposta del filtre amb asimetria a la branca en sèrie

Si es fixa l'atenció en la resposta, es pot veure que no ha donat uns resultats gaire bons. En primer lloc, els zeros de la banda passant s'han vist perjudicats, i es tenen bastantes interferències en la zona que abans s'havia atenuat.

Després de veure els resultats, s'ha pensat que una altra manera seria aplicar la tècnica

de miniaturització capacitiva a la línia, ja que d'aquesta manera es continua tenint asimetria però totes les línies segueixen carregades paràsitament. S'utilitzarà la capacitat dissenyada de la figura 4.6.

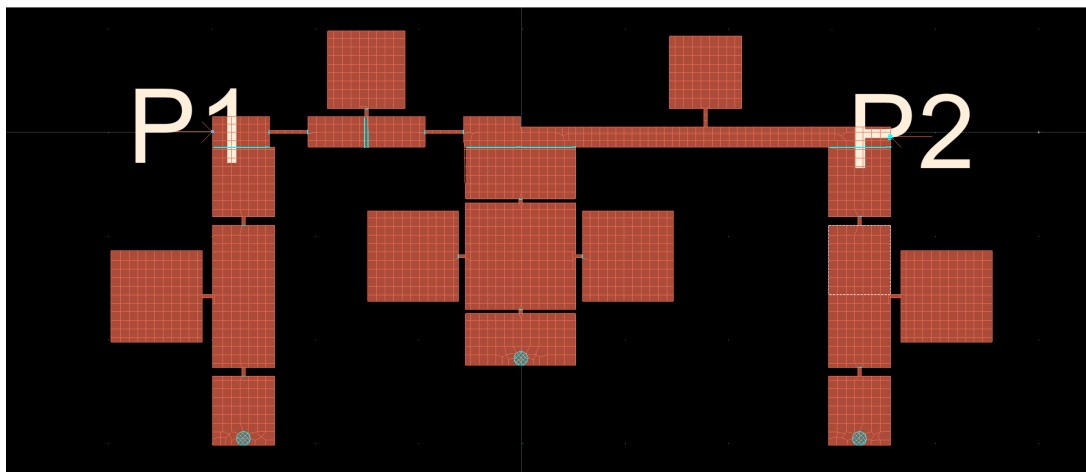


Figura 4.15: Filtre amb asimetria carregat capacitivament en la branca en sèrie asimètrica

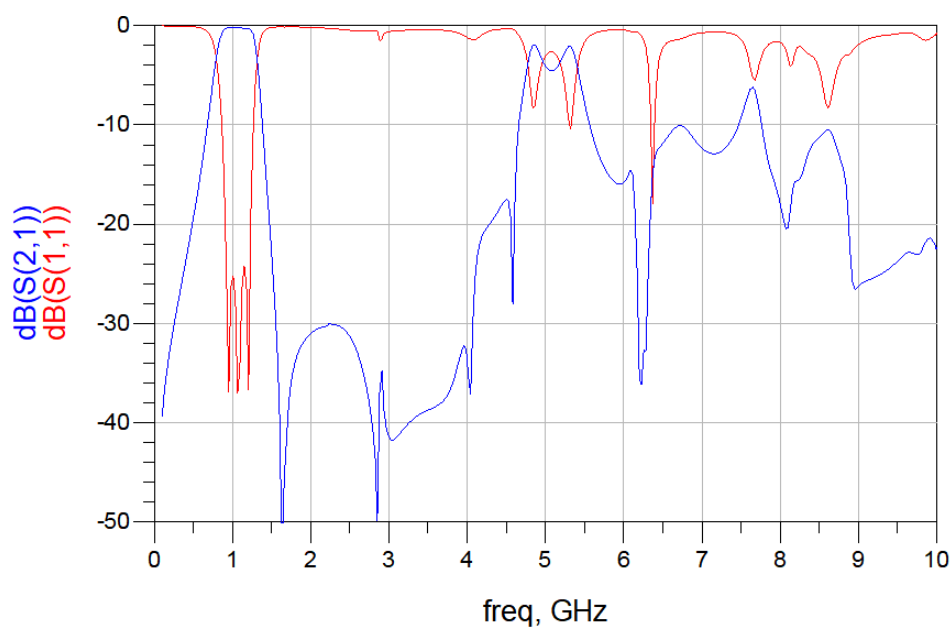


Figura 4.16: Resposta del filtre amb càrrega capacitiva a la branca en sèrie asimètrica

Els resultats dels canvis plantejats han sorgit bastant positivament. El motiu es troba en què la banda de pas manté els tres zeros i no es veu pràcticament alterada en termes de desplaçament. Al mateix temps, i el motiu més important, es deu al fet que el primer espuri està per sota dels -40 dB. El qual és una eliminació pràcticament total de l'espuri.

4.6.1.2 Asimetria a les branques en derivació

Continuant amb l'aplicació d'asimetria, es comprovaran els efectes d'aplicar-la en les branques en derivació del filtre.

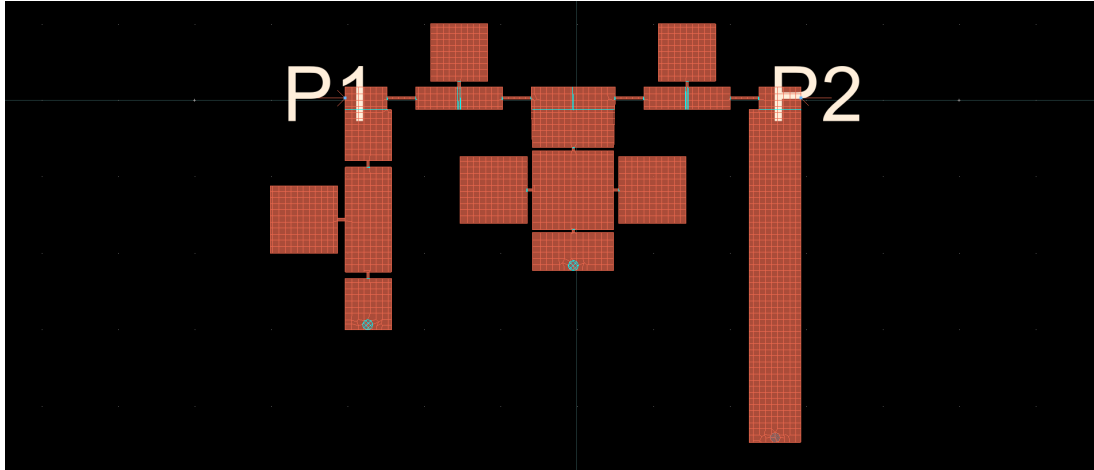


Figura 4.17: Filtre amb asimetria a les branques en derivació

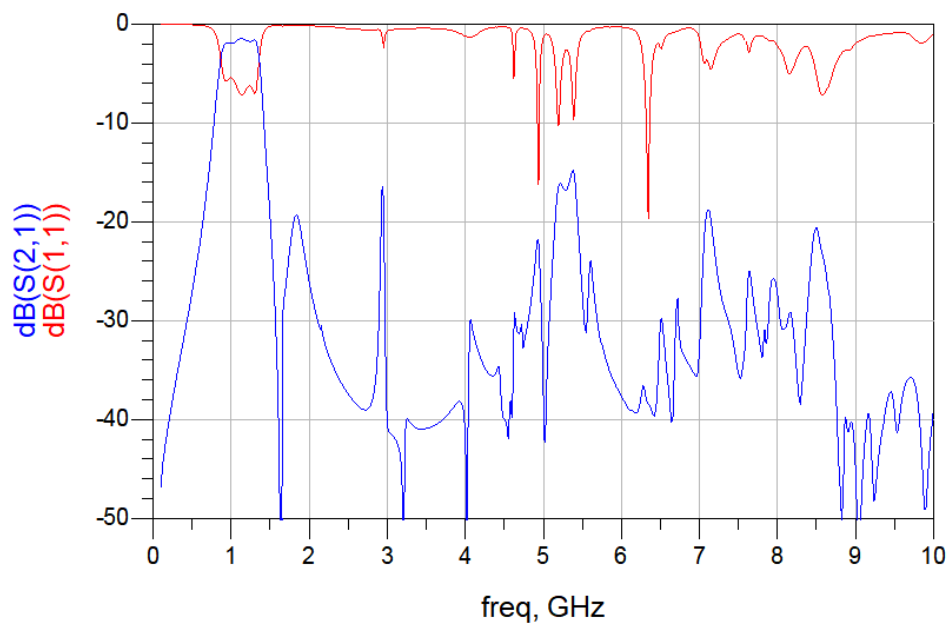


Figura 4.18: Resposta de la figura 4.19

Es veu que els resultats no són tan bons com en casos anteriors, ja que la banda de pas es veu afectada negativament i, per tant, si el filtre no deixa passar les freqüències desitjades, no està funcionant correctament. L'única opció que queda és provar, com en el cas anterior, d'utilitzar una línia carregada paràsitament.

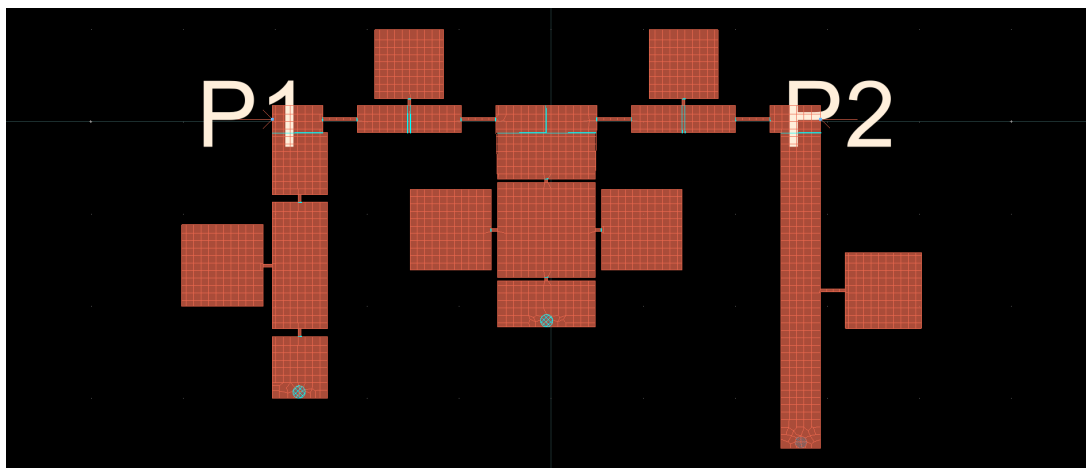


Figura 4.19: Filtre amb asimetria a les branques en derivació amb miniaturització capacitiva

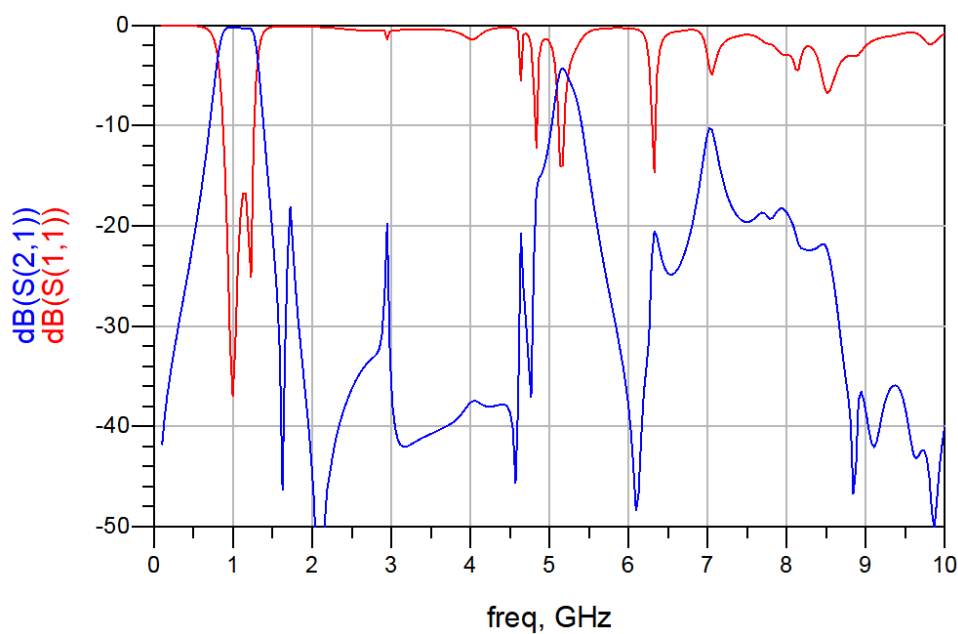


Figura 4.20: Resposta de la figura 4.21

La resposta d'aquesta modificació al filtre és bona a nivell d'espuris, ja que el primer és pràcticament eliminat, i atenua a un bon nivell el segon. El que passa és que molt a prop de la banda passant hi ha un pic que es creu que a l'hora de fabricar el prototip podria afectar la banda de pas. Per aquest motiu, es descarta aquesta modificació com a possible candidata a la fabricació.

4.6.2 Modificacions dels elements paràsits

Una altra modificació que s'havia plantejat era la de modificar les capacitats de les línies acoblades. Consisteix a utilitzar dues capacitats en paral·lel en comptes d'una. D'aquesta manera es podria augmentar l'efecte d'aquestes, atès que en tocar el substrat que fa efectes capacitius es podria retallar més l'espuri de $5f_o$.

S'ha refet tot el procés per dissenyar les branques en derivació al *Layout*; l'única diferència és que, en lloc d'una capacitat, s'utilitzen dues en paral·lel.

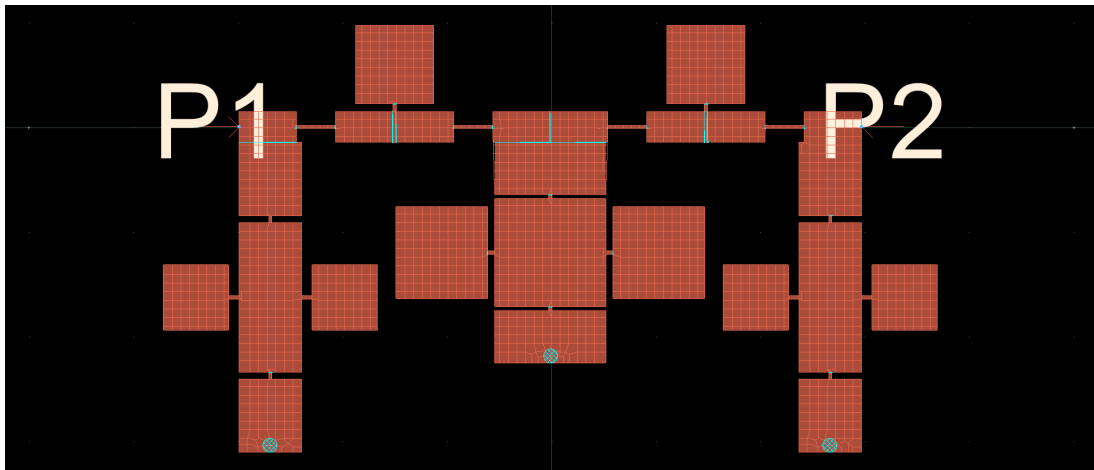


Figura 4.21: Filtre amb dues capacitats a branques en derivació

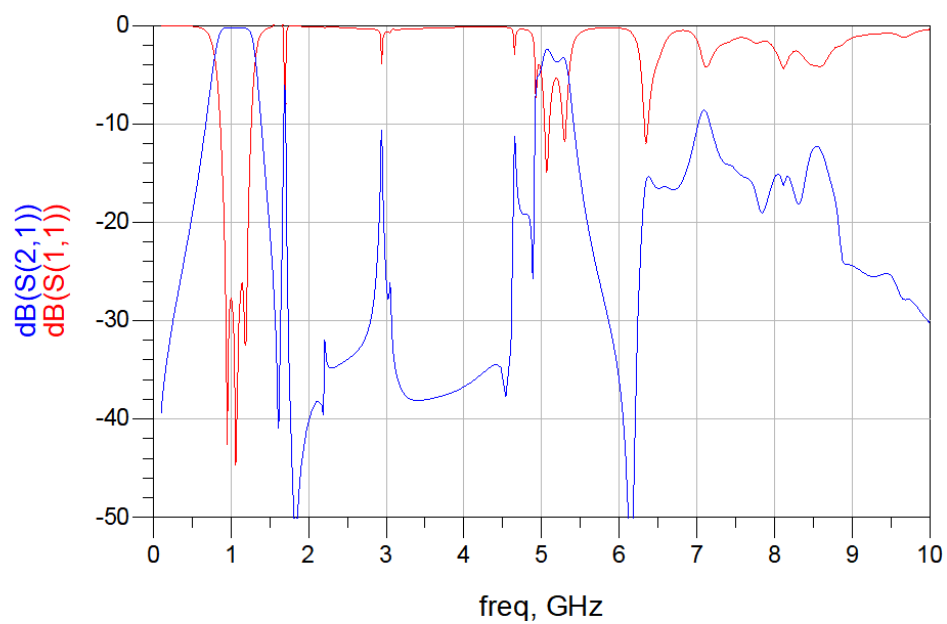


Figura 4.22: Resposta del filtre amb les capacitats en paral·lel

Si es fixa l'atenció en la resposta de la figura 4.24, es veu que aquesta opció no és viable. El principal motiu és que es genera un pic molt a prop de la banda de pas, el qual pot provocar problemes d'interferències. En conclusió, es descarta aquesta opció.

Després d'analitzar totes les opcions que es poden fabricar, s'ha decidit triar dos dissenys que han donat els resultats més propers als objectius.

El primer és el filtre implementat en *Layout* sense asimetria, ja que la banda de pas es veu el menys afectada possible. Al mateix temps, es compleix una reducció del primer espuri. Concretament, per sota dels -10 dB. I si també es considera que s'aplica una bona reducció al segon espuri, fa més clar que és un model que s'ha de fabricar.

El segon és el filtre amb asimetria a la branca en sèrie i carregat capacitivament. El principal motiu és perquè de tots els dissenys realitzats en el *Layout*, és el que més a sota té el primer espuri (a menys de -40 dB). S'ha de considerar també que de tots els models asimètrics, és el que menys pertorbada té la banda de pas.

4.6.3 Anàlisi dels amples de banda dels models triats per fabricar

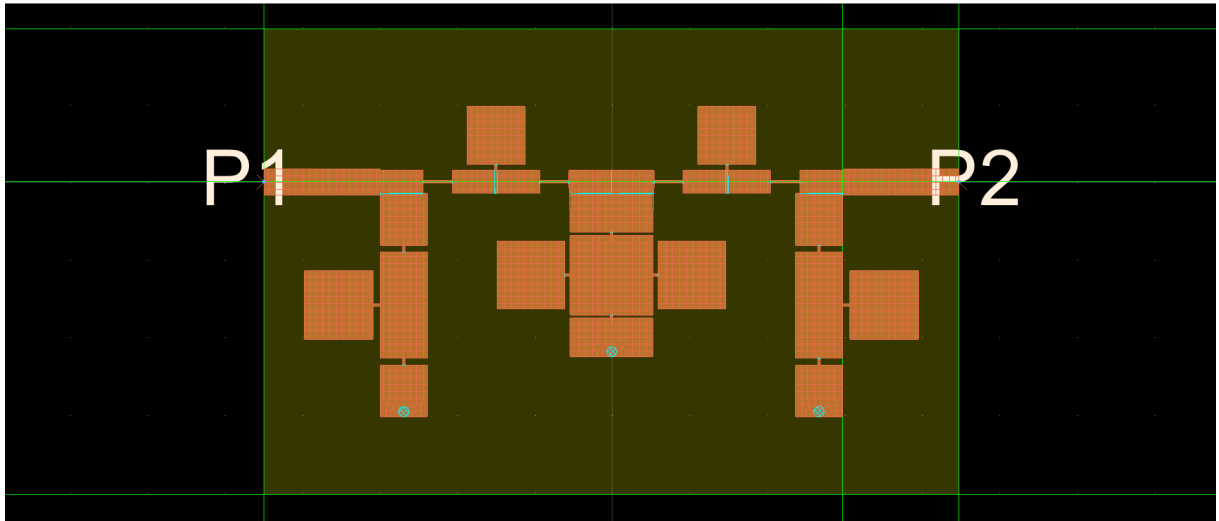
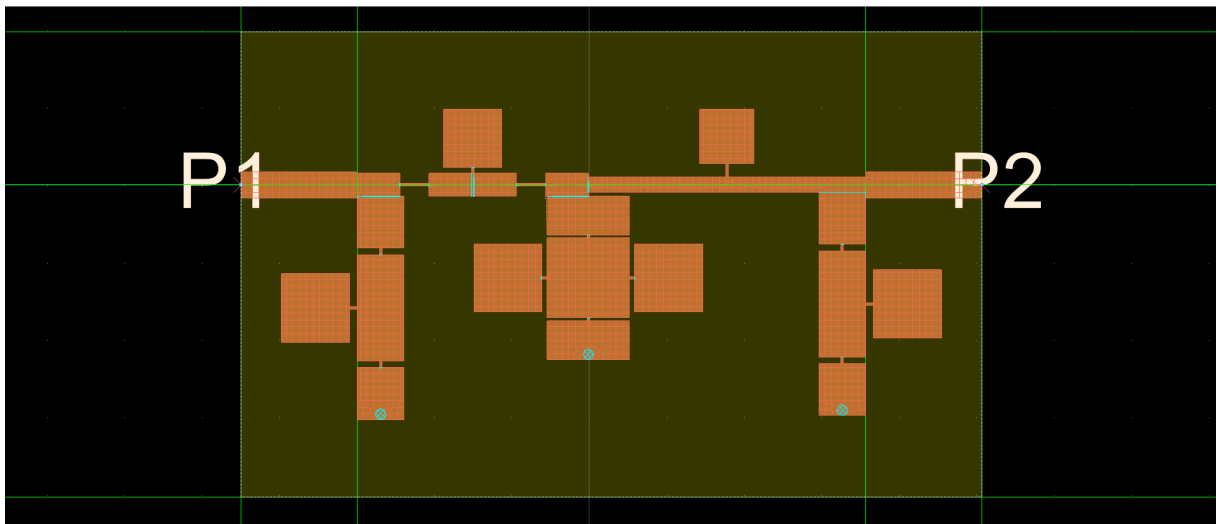
Abans de començar la prèvia de la fabricació, hem de conèixer l'amplada que presenten els filtres en comparació al que es vol originalment. S'han donat els següents resultats:

Filtre analitzat	f1 (GHz)	f2 (GHz)	f0 (GHz)	Amplada de banda freqüencial
Filtre simètric	0,9446	1,203	1,082	23,88%
Filtre amb asimetria	0,9510	1,206	1,064	23,97%

Aquests resultats seran analitzats quan es comparin els models en el *Layout*, i els prototips fabricats.

4.6.4 Preparació del *Layout* per a la fabricació

El pas previ per a la fabricació del filtre és exportar el disseny realitzat en *Layout*, amb certes modificacions perquè es permeti compensar el procés de fabricació. En els dissenys hi falten tres elements per a la fabricació: els trams on es connectarà l'entrada de senyal amb el filtre, els límits de fabricació, i el substrat que anirà per sota. Després d'aplicar les següents modificacions, els dissenys han quedat de la següent manera:

Figura 4.23: *Layout* del filtre simètric modificat per fabricar-loFigura 4.24: *Layout* del filtre asimètric carregat capacitivament modificat per fabricar-lo

Explicant més detingudament el procés de preparació del disseny per a la seva fabricació, els trams de línia que connecten el filtre amb l'entrada i la sortida estan fets perquè tinguin una impedància de 50Ω . Ja que, si no tinguessin aquella impedància característica, el filtre estaria desadaptat i no es tindria una bona resposta en freqüència. En canvi, la longitud d'aquestes ha estat determinada per l'espai dels components del filtre, no pel desfasament. No es mira la fase, sinó la magnitud.

Seguidament, s'han establert els límits de fabricació de manera que tots els components tinguessin prou espai per ser fabricats correctament. Finalment, s'ha ajustat la circumferència dels forats del disseny i s'ha exportat el projecte per a la seva fabricació mitjançant fresatge.

Capítol 5

Fabricació i Mesures

En aquest capítol de la memòria s'explicarà com ha estat tot el procés de fabricació del filtre que anteriorment s'havia implementat en el *Layout*, per després comprovar la seva resposta i extreure conclusions dels resultats.

5.1 Fabricació del filtre

5.1.1 Procés de fabricació

Per fabricar el prototip, es va optar per una fresadora, una màquina que permet obtenir peces amb gran precisió a partir d'un bloc de material sòlid. El fresatge és un procés sustractiu: en lloc d'afegir material capa a capa, l'eina de tall va eliminant el material sobrant fins a revelar la forma final desitjada. Es procedeix a mostrar els resultats del fresatge, amb els dos prototips fabricats:

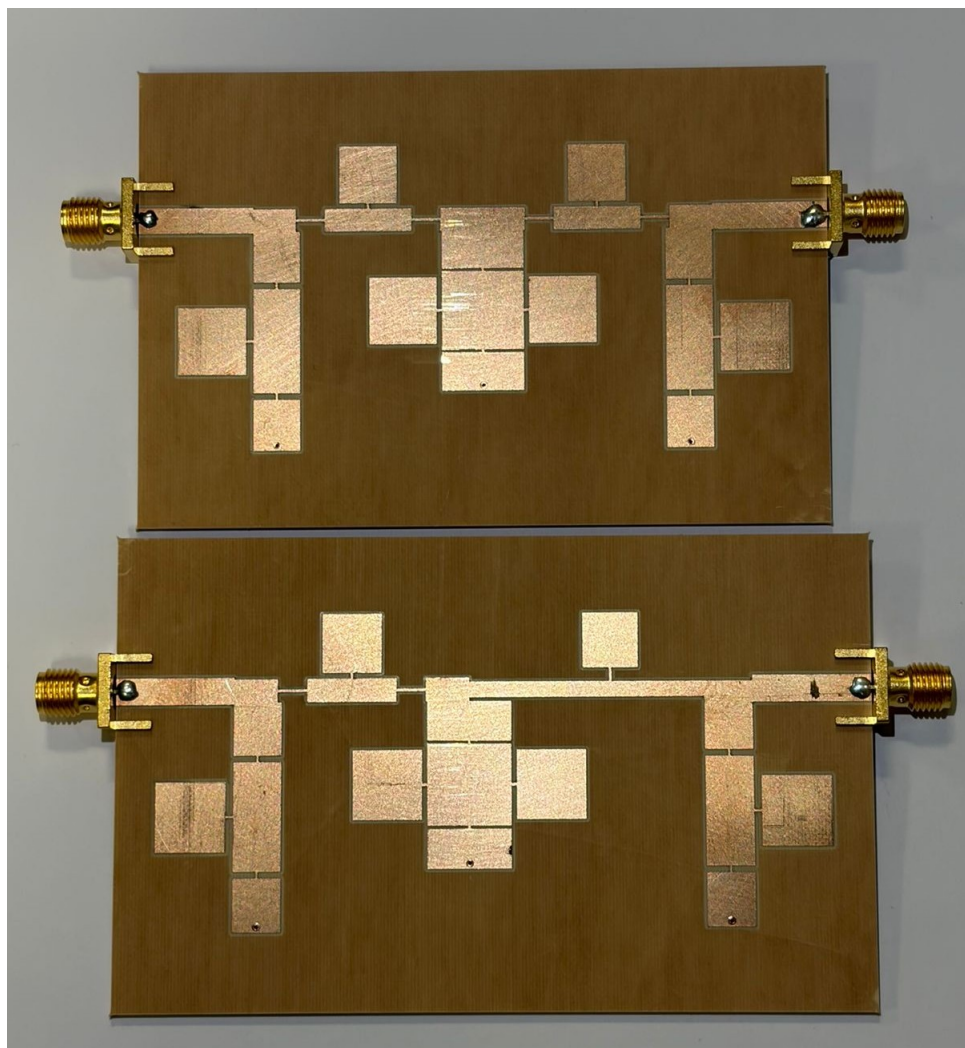


Figura 5.1: Prototips fabricats

Després de comprovar que el resultat de la fabricació és el correcte i no hi ha cap imperfecció, es duu a terme la comprovació de la resposta dels prototips. També es podria dir que es van a comprovar els paràmetres S.

5.2 Comprovació dels paràmetres S

En aquesta secció, es procedeix a veure els resultats de les fabricacions.

Per verificar el correcte funcionament del filtre un cop fabricat en PCB, es va utilitzar un VNA (*Vector Network Analyzer*), un instrument de mesura àmpliament utilitzat en radiofreqüència que permet caracteritzar el comportament d'un circuit injectant un senyal conegut pels seus ports i mesurant tant la magnitud com la fase del senyal reflectit i transmès a la resta de ports.

Els paràmetres analitzats van ser principalment el S_{21} , que reflecteix la resposta en freqüència del filtre indicant quines freqüències deixa passar i quines atenua, i el S_{11} , que mesura el senyal reflectit a l'entrada i permet avaluar l'adaptació d'impedàncies.

Abans de realitzar qualsevol mesura, va ser necessari calibrar l'equip mitjançant un kit de calibració, per tal d'eliminar els errors introduïts pels cables i connectors del sistema, que podrien distorsionar els resultats, especialment a freqüències altes. El procediment utilitzat va ser el mètode *SOLT* ("Short, Open, Load, Thru"), que consisteix a connectar successivament quatre terminacions de referència conegudes als ports del *VNA*. A partir d'aquestes mesures, l'equip corregeix els errors sistemàtics i trasllada el pla de referència directament als connectors del dispositiu, garantint així la fiabilitat dels resultats obtinguts.

Aquest aparell també permet extreure els resultats de la resposta de cada filtre i, posteriorment, veure els resultats en un entorn més còmode com és l'*ADS*. Dit això, es veuran els resultats obtinguts per, d'aquesta manera, comparar els resultats anteriors.

5.3 Comparativa amb els resultats anteriors

5.3.1 Resultats del filtre simètric

Primer de tot, es veurà com funciona el filtre simètric en condicions reals:

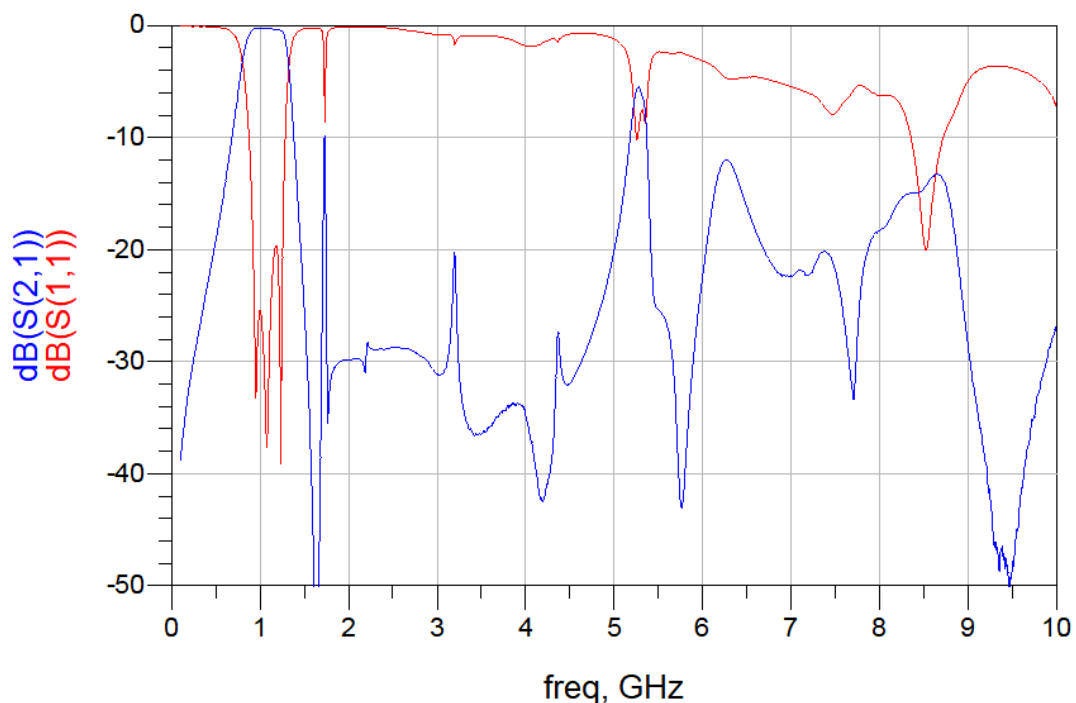


Figura 5.2: Resultats del filtre simètric

Primerament, es destaca que els tres pics en el $S(1,1)$ estan presents en el filtre. Aquest fet és molt positiu ja que això significa que la nostra banda de pas és estable. Per altra banda, és precís trobar l'amplada de banda del filtre en un entorn real. S'ha vist que l'amplada freqüencial va de la freqüència de $0,950\text{ GHz}$, fins a $1,235\text{ GHz}$. Fent els càlculs necessaris, arribem al fet que aquest prototip presenta una amplada de banda freqüencial del $26,44\%$. El filtre presenta un augment en l'amplada de banda respecte a quan s'ha analitzat el filtre en el *Layout*.

Quant al primer espuri, situat a $3f_o$ (3 GHz), els resultats obtinguts amb el *VNA* confirmen que el nivell d'atenuació en aquesta freqüència se situa per sota dels -20 dB , la qual cosa representa una supressió satisfactòria de l'harmònic i valida la tècnica de càrrega reactiva com a mecanisme eficaç per a l'eliminació d'aquest espuri.

Pel que fa al segon espuri, a $5f_o$ (5 GHz), s'observa una resposta menys favorable: apareixen lòbuls que se situen entre -5 i -20 dB , de manera que aquest harmònic no queda eliminat.

En termes globals, les diferències entre la simulació i la mesura real s'atribueixen principalment a tres factors: les toleràncies geomètriques introduïdes durant el procés de fresatge, les desadaptacions paràsites dels connectors i les vies no modelades en la simulació, i la sensibilitat pròpia de les línies carregades fora del seu punt de disseny nominal. Tot i això, es considera que el filtre simètric fabricat compleix els objectius principals del projecte de manera satisfactòria.

5.3.2 Resultats del filtre asimètric

Seguidament, es veurà com és la resposta del filtre amb asimetria a la branca en sèrie i implementada una tècnica de miniaturització utilitzant capacitats:

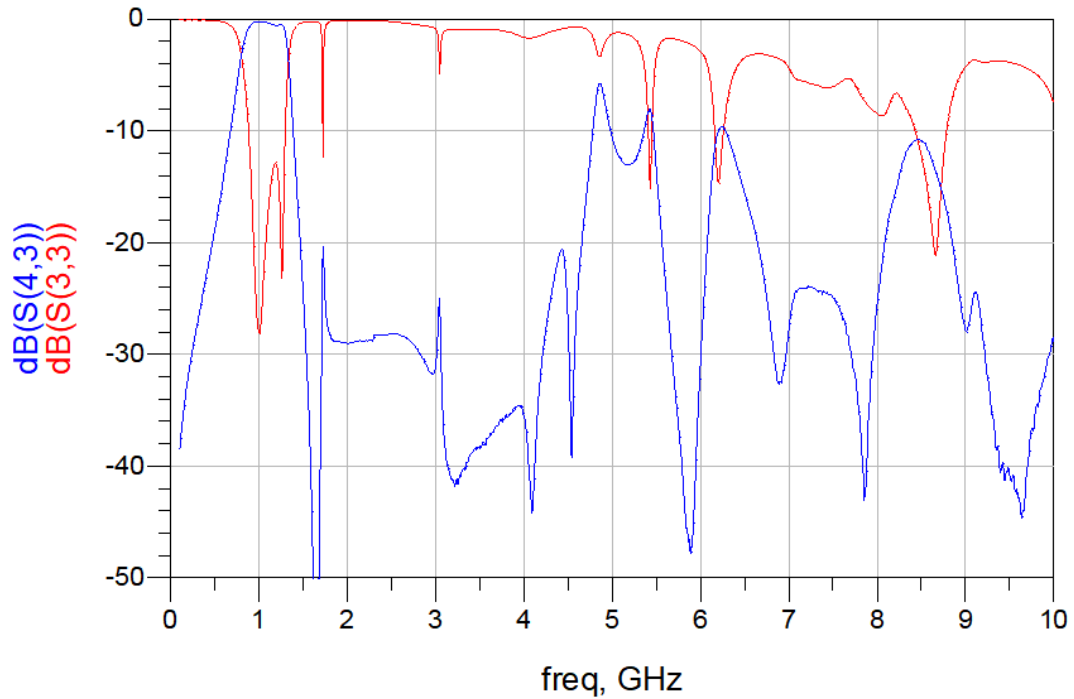


Figura 5.3: Resultats del filtre asimètric

Començant per la banda de pas, el primer que ens fixem és en la degradació d'aquesta. No s'obtenen els tres zeros del $S(1,1)$ que es tenia anteriorment, ja que dos zeros se solapen en la mateixa freqüència. També és important conèixer com serà l'amplada de banda d'aquest filtre. Després de realitzar les mesures corresponents, s'ha vist que l'amplada de banda fraccional ha arribat al valor del 25,37%. El qual també és un augment respecte al que s'ha vist en implementar-ho en el *Layout*.

Quant al primer espuri, a $3f_o$ (3 GHz), els resultats obtinguts amb el VNA confirmen un rebuig molt profund, amb un nivell clarament per sota dels -40 dB. La combinació de l'asimetria a la branca en sèrie amb la càrrega capacitiva ha demostrat ser especialment eficaç per a la supressió d'aquest espuri concret.

Tanmateix, el segon espuri, a $5f_o$ (5 GHz), representa el punt feble més important d'aquest disseny. S'observa un pic espuri molt pronunciat que arriba fins a aproximadament -8/-10 dB, trencant de manera clara la continuïtat de la banda de rebuig i convertint-se en la limitació més crítica de la resposta del filtre asimètric. Aquesta degradació a $5f_o$ s'atribueix als mateixos factors ja apuntats en el cas del filtre simètric: el comportament de les línies carregades paràsitament no queda controlat a freqüències allunyades del punt de disseny nominal (1 GHz), i la introducció de l'asimetria, tot i beneficiar el rebuig a $3f_o$, sembla perjudicar la resposta en la zona del segon harmònic.

En comparació amb el filtre simètric, el filtre asimètric presenta, per tant, un comportament complementari: millora significativament el rebuig a $3f_o$ però la banda de pas es veu greument afectada ja que no tenim els tres zeros.

Capítol 6

Conclusions i Treball Futur

En aquest darrer capítol es recullen les conclusions extretes al llarg del projecte i es plantegen les principals línies de treball futur per a la millora del disseny.

6.1 Conclusions

L'objectiu d'aquest treball ha estat el disseny, simulació, implementació en *Layout* i fabricació d'un filtre passa-banda de Chebyshev d'ordre 3, amb un rissat nominal de 0,01 dB, freqüència central a 1 GHz i una amplada de banda fraccional objectiu del 50%. Sobre aquest filtre s'ha aplicat la tècnica de línies de transmissió carregades paràsitament, amb un doble propòsit: suprimir el primer espuri (a $3f_o$) i, si era possible, també el segon (a $5f_o$), i, alhora, reduir les dimensions físiques del dispositiu aprofitant l'efecte *slow-wave*.

El procés de disseny ha consistit a partir d'un filtre canònic implementat amb línies de transmissió convencionals i aplicar-hi, de manera combinada, les dues tècniques de miniaturització estudiades: la càrrega inductiva i la càrrega capacitiva. La fusió d'ambdues ha permès atenuar significativament el primer espuri i deixar només un petit sobrepic en el segon, mantenint una banda de pas raonablement estable. Posteriorment, s'ha explorat la introducció d'asimetries en diferents trams del circuit (branca en sèrie i branques en derivació). Els resultats han mostrat que, tot i que certes configuracions asimètriques milloren l'atenuació dels espuris, ho fan a costa de degradar la banda de pas, en major o menor mesura segons el cas.

Un cop validat el comportament del circuit ideal, s'ha dut a terme la implementació física dels elements paràsits (bobines i capacitats) mitjançant línies de transmissió *microstrip* sobre el substrat Rogers 4003C. Cada bloc ha estat validat de manera independent calculant la impedància de Bloch (Z_B) i la longitud elèctrica total (βl) a partir dels paràmetres de la matriu ABCD. La simulació electromagnètica del filtre complet (Figura 4.12) ha confirmat l'eliminació

satisfactòria del primer espuri, mentre que el segon es mantenia parcialment present, encara que lleugerament desplaçat en freqüència respecte al disseny ideal.

Finalment, s'han fabricat dos prototips sobre PCB —el filtre simètric i el filtre asimètric amb càrrega capacitiva a la branca en sèrie— i s'han caracteritzat amb un analitzador vectorial de xarxes (VNA), prèvia calibració mitjançant el mètode SOLT. La comparació dels resultats mesurats (Figures 5.4 i 5.5) amb les simulacions prèvies (Figures 4.12 i 4.18) revela, en ambdós casos, una certa degradació respecte al comportament simulat, especialment pel que fa a l'aparició de lòbuls espuris al voltant de $5f_o$. Aquesta degradació s'atribueix a tres factors principals: les toleràncies geomètriques pròpies del procés de fresatge, les desadaptacions paràsites dels connectors i les vies no modelades en la simulació, i la sensibilitat de les línies carregades quan operen fora del seu punt de disseny nominal.

En comparar els dos prototips fabricats, el filtre simètric (Figura 5.4) és el que millor compleix de manera global els objectius plantejats inicialment. Manté una banda de pas més àmplia i estable que la versió asimètrica, amb els tres zeros de transmissió clarament definits, i, tot i que el segon espuri no queda totalment eliminat, els nivells d'aïllament en aquesta regió són superiors als del prototip asimètric. Per contra, el filtre asimètric, malgrat oferir un rebuig molt profund a $3f_o$ (per sota dels -40 dB), sacrifica excessivament la banda útil —perdent un dels zeros de transmissió— i presenta un lòbul espuri molt marcat justament a $5f_o$, que és la freqüència més crítica a eliminar segons els objectius del projecte.

La Taula 6.1 resumeix l'evolució dels paràmetres més rellevants al llarg de les diferents etapes del projecte: el filtre canònic (Figura 3.4), el filtre miniaturitzat simulat en *Layout* (Figura 4.12) i el filtre simètric finalment fabricat i mesurat (Figura 5.4).

Etapa del disseny	FBW	Rissat (dB)	Atenuació $5f_o$ (dB)
Filtre canònic (Fig. 3.4)	$\sim 26\%$	0,01	—
Filtre miniaturitzat ideal (Fig. 3.11)	$\sim 25\%$	—	Pic únic (sense lòbuls)
Filtre en <i>Layout</i> simulat (Fig. 4.12)	23,88%	—	Desplaçat a $\sim 4,5f_o$
Filtre simètric fabricat (Fig. 5.4)	26,44%	—	-5 a -20

Taula 6.1: Comparativa dels paràmetres principals del filtre al llarg de les diferents etapes de disseny, simulació i fabricació.

Com es desprèn de la Taula 6.1, l'amplada de banda fraccional s'ha vist progressivament reduïda respecte al valor objectiu del 50% a mesura que s'han introduït els elements paràsits necessaris per suprimir els espuris. Aquest comportament confirma una idea ja apuntada al Capítol 3: la millora en el rebuig dels espuris i la reducció de dimensions físiques comporten, de manera inevitable, un compromís en termes d'amplada de banda i de planitud de la banda de

pas.

En conjunt, es pot considerar que els objectius del projecte s'han assolit de manera parcial però satisfactòria. S'ha dissenyat un filtre amb dimensions reduïdes respecte a una implementació convencional, que elimina gairebé per complet el primer espuri —el més crític per la seva proximitat a la banda de pas— i que atenua, encara que no elimina del tot, el segon. A més, s'ha validat experimentalment tot el procés, des del disseny teòric fins a la mesura del prototip fabricat, posant de manifest tant la viabilitat de la tècnica de línies carregades paràsitament com les seves limitacions pràctiques.

6.2 Línies d'investigació futures i possibles millores del disseny

A partir dels resultats obtinguts i de les limitacions detectades, es proposen tres línies de treball futur, totes elles orientades, principalment, a millorar la supressió de l'espuri situat a $5f_o$, identificat com el punt feble més rellevant tant en simulació com en mesura.

La primera línia consisteix a redissenyar els elements paràsits imposant restriccions multifreqüència. En el present treball, les línies carregades s'han ajustat únicament perquè presentin la impedància de Bloch i la longitud elèctrica correctes a la freqüència central d'1 GHz, de manera que el seu comportament a freqüències superiors no queda explícitament controlat. Caldria, doncs, explorar mètodes de síntesi que imposin simultàniament condicions a f_o i a $5f_o$, de manera que la resposta del filtre quedi controlada en ambdues bandes.

La segona línia consisteix a ampliar l'estudi de la topologia dels elements paràsits més enllà de les configuracions simples emprades en aquest projecte (una única bobina o capacitat per secció). Tal com s'ha apuntat al Capítol 4, la prova feta amb dues capacitats en paral·lel a les línies acoblades no ha donat bons resultats, però no es descarta que altres topologies més elaborades —com ara combinacions sèrie de bobines i capacitats o l'addició d'estructures ressonants— puguin aportar el grau de llibertat addicional necessari per sintonitzar específicament el rebuig a $5f_o$ sense penalitzar la banda de pas ni introduir nous pics espuris.

Finalment, es recomana fer un estudi de sensibilitat del disseny davant les toleràncies de fabricació. Les diferències observades entre les simulacions electromagnètiques i les mesures dels prototips suggereixen que el comportament del filtre —i, en particular, el nivell d'atenuació a $5f_o$ — és sensible a petites variacions geomètriques introduïdes durant el fresatge. Un anàlisi paramètric previ (*tolerance analysis*) permetria identificar quins elements del disseny són més crítics i requereixen un control dimensional més estricte, de manera que el comportament del prototip final s'aproximi millor al simulat.

Bibliografia

- [1] Pozar, D. M. (2012). *Microwave Engineering* (4th ed.). John Wiley & Sons.
- [2] Coromina, J., Selga, J., Vélez, P., Bonache, J., & Martín, F. (2017). Size reduction and harmonic suppression in branch line couplers implemented by means of capacitively loaded slow-wave transmission lines. *Microwave and Optical Technology Letters*, 59, 2822–2830. <https://doi.org/10.1002/mop.30837>
- [3] Vélez, P., Selga, J., Bonache, J., & Martín, F. (2016). Slow-Wave Inductively-Loaded Electromagnetic Bandgap (EBG) Coplanar Waveguide (CPW) Transmission Lines and Application to Compact Power Dividers. *Proceedings of the 46th European Microwave Conference*, 3–7.
- [4] Naqui, J., & Martín, F. (2015). Microwave Sensors Based on Symmetry Properties of Resonator-Loaded Transmission Lines. *Journal of Sensors*, vol. 2015, Article ID 741853, 10 pages. <https://doi.org/10.1155/2015/741853>
- [5] Kianinejad, A., Chen, Z. N., & Qiu, C.-W. (2015). Design and Modeling of Spoof Surface Plasmon Modes-Based Microwave Slow-Wave Transmission Line. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 63, no. 6, pp. 1817–1825.
- [6] Kianinejad, A., Chen, Z. N., & Qiu, C.-W. (2016). Low-Loss Spoof Surface Plasmon Slow-Wave Transmission Lines With Compact Transition and High Isolation. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 10, pp. 3078–3086.
- [7] Wang, J., Wang, B.-Z., Guo, Y.-X., Ong, L. C., & Xiao, S. (2007). A Compact Slow-Wave Microstrip Branch-Line Coupler With High Performance. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol. 17, no. 7, pp. 501–503.
- [8] Eleftheriades, G. V., Iyer, A. K., & Kremer, P. C. (2002). Planar Negative Refractive Index Media Using Periodically L–C Loaded Transmission Lines. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 50, no. 12, pp. 2702–2712.
- [9] Hawthorne, N. (1850). *The Scarlet Letter*. Ticknor, Reed & Fields.
- [10] Martín, F. (2026). *Amplificadors i oscil·ladors* [Diapositives de presentació]. Departament d’Enginyeria Electrònica, Universitat Autònoma de Barcelona.
- [11] Martín, F. (2026). *Circuits passius* [Diapositives de presentació]. Departament d’Enginyeria Electrònica, Universitat Autònoma de Barcelona.
- [12] Martín, F. (2026). *Filtres de Microones* [Diapositives de presentació]. Departament d’Enginyeria Electrònica, Universitat Autònoma de Barcelona.

-
- [13] Martín, F. (2026). *Línies de transmissió* [Diapositives de presentació]. Departament d'Enginyeria Electrònica, Universitat Autònoma de Barcelona.
 - [14] Martín, F. (2026). *Mescladors* [Diapositives de presentació]. Departament d'Enginyeria Electrònica, Universitat Autònoma de Barcelona.
 - [15] Martín, F. (2026). *Sustratos y tecnologías de microondas* [Diapositives de presentació]. Departament d'Enginyeria Electrònica, Universitat Autònoma de Barcelona.
 - [16] Martín, F. (2026). *Diseño de Filtros* [Diapositives de presentació]. Departament d'Enginyeria Electrònica, Universitat Autònoma de Barcelona.
 - [17] Martín, F. (2026). *Implementación de componentes microstrip* [Diapositives de presentació]. Departament d'Enginyeria Electrònica, Universitat Autònoma de Barcelona.
 - [18] Martín, F. (2026). *Fabricación y caracterización* [Diapositives de presentació]. Departament d'Enginyeria Electrònica, Universitat Autònoma de Barcelona.

Apèndix A

Sobre l'ús d'intel·ligència artificial en aquest treball

En aquest annex vull deixar constància de com he fet servir eines d'intel·ligència artificial durant la realització d'aquest Treball de Final de Grau. Crec que és important explicar-ho de manera oberta, ja que avui dia aquestes eines formen part del dia a dia de molts estudiants i, en el meu cas, m'han estat útils sobretot a l'hora de redactar la memòria.

Durant l'escriptura del document he utilitzat models de llenguatge per ajudar-me a millorar la qualitat del text. Bàsicament, el procediment ha estat sempre el mateix: jo escrivia el contingut original a partir del que havia fet, del que havia mesurat i del que havia entès durant el projecte, i després feia servir l'IA per repassar la redacció. M'ha servit, per exemple, per detectar faltes d'ortografia i d'accentuació que m'havien passat per alt, per reformular alguna frase que em quedava massa enrevessada o repetitiva, i per fer més fluida la lectura d'algun paràgraf concret quan veia que no acabava de dir bé el que volia explicar.

Vull insistir, però, en què tota la part tècnica del treball és íntegrament meva. El disseny del filtre, les decisions preses durant el procés, les simulacions fetes amb *ADS*, els càlculs amb *MATLAB*, la implementació en *Layout*, la fabricació del prototip i les mesures amb el *VNA* les he realitzat jo, amb la supervisió dels meus tutors. De la mateixa manera, l'anàlisi dels resultats, la interpretació de les respostes obtingudes i les conclusions a les quals he arribat són fruit del meu propi raonament i del que he après al llarg de la carrera i durant aquests mesos de treball.

També he revisat manualment tot el text un cop fetes les correccions, per assegurar-me que el que quedava escrit reflectia realment el que jo volia dir i que no s'havia introduït cap error o cap afirmació que no fos correcta. Al cap i a la fi, encara que l'IA pugui ajudar a polir la forma, el contingut i les idees són responsabilitat meva.

En resum, considero que l'ús que he fet d'aquestes eines ha estat similar al que es podria fer amb un corrector ortogràfic avançat o amb el consell d'algú que t'ajuda a repassar un text abans d'entregar-lo. Sempre com a suport, mai com a substitut del treball propi.