

Joan Torres Flores

**REALITZACIÓ D'UN RECEPTOR
SUPERHETERODÍ PER A LES PRÀCTIQUES
D'EMISSORS I RECEPTORS**

TREBALL DE FI DE GRAU

Dirigit pel Sr. David Girbau Sala i pel Sr. Ramon Maria Villarino Villarino

Grau d'Enginyeria en Sistemes i Serveis de Telecomunicacions



Tarragona

2023

Resum

Aquest Treball de Fi de Grau es centra en el disseny i construcció d'un receptor superheterodí amb l'objectiu de que alumnes de l'assignatura "Emissors i Receptors" puguin fer-ne ús en unes futures pràctiques de l'assignatura. S'han realitzat els dissenys de tots els elements que formen part del receptor superheterodí seguint uns paràmetres de funcionament prèviament establerts. Els dissenys dels circuits s'han dut a terme principalment a través del programa ADS, encara que també s'han utilitzat altres programes com RFSim99, Matlab i Rimu PCB. Per verificar el correcte funcionament del receptor superheterodí, s'han fabricat els circuits i posteriorment s'han realitzat diverses proves al laboratori amb el sistema muntat.

Resumen

Este Trabajo de Fin de Grado se centra en el diseño y construcción de un receptor superheterodino con el objetivo de que alumnos de la asignatura "Emisores y Receptores" puedan utilizarlos en unas futuras prácticas de la asignatura. Se han realizado los diseños de todos los elementos que forman parte del receptor superheterodino siguiendo unos parámetros de funcionamiento previamente establecidos. Los diseños de los circuitos se han realizado principalmente a través del programa ADS, aunque también se han utilizado otros programas como RFSim99, Matlab y Rimu PCB. Para verificar el correcto funcionamiento del receptor superheterodino, se han fabricado los circuitos y posteriormente se han realizado diversas pruebas en el laboratorio con el sistema montado.

Abstract

This Final Degree Project focuses on the design and construction of a superheterodyne receiver with the aim that students of the subject "Emitters and Receivers" can make use of it in future practices of the subject. The designs of all the elements that are part of the superheterodyne receiver have been carried out according to previously established operating parameters. The designs of the circuits have been made mainly through the ADS program, although other programs such as RFSim99, Matlab and Rimu PCB have also been used. To verify the correct operation of the superheterodyne receiver, the circuits have been manufactured and subsequently several tests have been performed in the laboratory with the assembled system.

ÍNDIX

1	Introducció.....	9
1.1	Motivació.....	9
1.2	Objectius.....	9
1.3	Estructura del projecte.....	10
2	Receptor superheterodí.....	11
2.1	Conceptes bàsics.....	11
2.2	Aspectes teòrics.....	11
2.3	Elements i funcionament.....	12
3	Filtres pas baix.....	14
3.1	Filtre pas baix step-impedance amb freqüència de tall de 500 MHz.....	15
3.2	Filtre pas baix L-C amb freqüència de tall de 500 MHz.....	19
3.3	Filtre pas baix step-impedance amb freqüència de tall de 1800 MHz.....	22
3.4	Filtre pas baix L-C amb freqüència de tall de 1800 MHz.....	28
3.5	Filtre pas baix 500 MHz comercial.....	31
4	Acoblador direccional.....	33
4.1	Fonaments teòrics i especificacions.....	33
4.2	Disseny.....	33
5	Filtre pas banda.....	38
5.1	Fonaments teòrics i especificacions.....	38
5.2	Disseny.....	38
6	Antena UWB.....	45
6.1	Fonaments teòrics i especificacions.....	45
6.2	Disseny.....	45
7	Mesclador.....	49
7.1	Especificacions.....	49
7.2	Disseny.....	50
8	Fabricació.....	51
8.1	Procés de fabricació de PCB.....	51
8.2	Imatges dels elements fabricats.....	51
9	Comparació de les simulacions dels dissenys i les mesures del disseny final.....	55
10	Sistema.....	64
10.1	Mesura a la sortida de l'oscil·lador local sense filtre.....	64
10.2	Mesura a la sortida de l'oscil·lador local amb filtre.....	65
10.3	Mesura del senyal de RF.....	66
10.4	Mesura dels senyals a la sortida FI del mesclador.....	67
10.5	Mesura dels senyals a la sortida FI del mesclador radiant el senyal RF.....	69
11.	Conclusions.....	71
12.	Annexes.....	72
13.	Referències.....	73

ÍNDIX DE FIGURES

Figura 2.1. Espectre freqüencial dels senyals principals del receptor superheterodí.....	11
Figura 2.2. Diagrama d'un receptor superheterodí.....	13
Figura 3.2. Resposta freqüencial d'un filtre pas baix.....	14
Figura 3.1. Esquemàtic del filtre pas baix amb les seves especificacions.....	15
Figura 3.2. Simulació dels paràmetres S21 (vermell) i S11 (blau).....	16
Figura 3.3. Esquemàtic del filtre prototipus pas baix.....	16
Figura 3.4. Esquemàtic del filtre pas baix 500 MHz dissenyat amb línies de transmissió microstrip.....	18
Figura 3.5. Simulació del paràmetre S11 i S21 del filtre step impedance 500 MHz.....	18
Figura 3.6. Layout generat a ADS Momentum.....	18
Figura 3.7. Simulació EM del paràmetre S21 del filtre pas baix.....	19
Figura 3.8. Esquemàtic del filtre L-C 500 MHz amb els seus elements.....	19
Figura 3.9. Resposta en freqüència del filtre.....	20
Figura 3.10. Esquemàtic ADS del filtre L-C 500 MHz amb tots els components necessaris. 20	
Figura 3.11. Simulació del paràmetre S11 i S21 del filtre.....	21
Figura 3.12. Layout generat per ADS.....	21
Figura 3.13. Modificació dels valors dels dos condensadors.....	22
Figura 3.14. Nova resposta en freqüència del filtre L-C 500 MHz.....	22
Figura 3.15. Esquemàtic del filtre pas baix 1800 MHz amb les seves característiques.....	23
Figura 3.16. Simulació dels paràmetres S21 i S11.....	23
Figura 3.17. Esquemàtic de ADS del filtre 1800 MHz step impedance amb línies, tapers i corns.....	25
Figura 3.18. Simulació del paràmetre S11 i S21 del filtre step impedance 1800 MHz.....	25
Figura 3.19. Layout obtingut a ADS Momentum.....	25
Figura 3.20. Simulació EM del paràmetre S11 i S21 del filtre pas baix.....	26
Figura 3.21. Esquemàtic de ADS de la segona versió del filtre step impedance 1800 MHz... 26	
Figura 3.22. Paràmetres S11 i S21 de la segona versió del filtre step impedance 1800 MHz. 27	
Figura 3.23. Layout obtingut a ADS Momentum.....	27
Figura 3.24. Simulació EM del paràmetre S21 de la segona versió del filtre step impedance 1800 MHz.....	28
Figura 3.25. Esquemàtic del filtre L-C 1800 MHz amb els elements reactius adients.....	28
Figura 3.26. Simulació del paràmetre S21 i S11 en RFSim.....	29
Figura 3.27. Esquemàtic ADS del filtre L-C 1800 MHz.....	29
Figura 3.28. Simulació del paràmetre S11 i S21 del filtre L-C 1800 MHz.....	30
Figura 3.29 Variació del valor dels condensadors.....	30
Figura 3.30. Simulació del paràmetre S11 i S21 del filtre L-C 1800 MHz amb capacitats modificades.....	31

Figura 3.31. Imatge del filtre RLP -470+.....	32
Figura 3.32. Layout de la PCB suggerit al datasheet.....	32
Figura 3.33. Disseny final de la PCB.....	32
Figura 4.1. Paràmetres del acoblador dissenyat amb LineCalc.....	33
Figura 4.2. Esquemàtic bàsic del acoblador direccional.....	34
Figura 4.3. A l'esquerra: simulació del paràmetre S11 (adaptació) del acoblador direccional. A la dreta: simulació del paràmetre S21 (sortida directa) del acoblador direccional. Versió bàsica.....	34
Figura 4.4. A l'esquerra: simulació del paràmetre S31 (aïllat) del acoblador direccional. A la dreta: simulació del paràmetre S41 (acoblat) del acoblador direccional. Versió bàsica..	34
Figura 4.5. Esquemàtic final del acoblador direccional.....	35
Figura 4.6. A l'esquerra: simulació del paràmetre S11 (adaptació) del acoblador direccional. A la dreta: simulació del paràmetre S21 (sortida directa) del acoblador direccional. Versió final.....	36
Figura 4.7. A l'esquerra: simulació del paràmetre S31 (aïllat) del acoblador direccional. A la dreta: simulació del paràmetre S41 (acoblat) del acoblador direccional. Versió final.....	36
Figura 4.8. Layout del acoblador direccional.....	37
Figura 4.9. A l'esquerra: simulació EM del paràmetre S11 (adaptació) del acoblador direccional. A la dreta: simulació EM del paràmetre S21 (inserció) del acoblador direccional. Versió final.....	37
Figura 4.10. A l'esquerra: simulació EM del paràmetre S31 (aïllat) del acoblador direccional. A la dreta: simulació EM del paràmetre S41 (acoblat) del acoblador direccional. Versió final.....	37
Figura 5.1. Resposta freqüencial d'un filtre pas banda.....	38
Figura 5.2. Prototip pas baix.....	39
Figura 5.3. Càlcul de les dimensions físiques de la primera línia acoblada.....	40
Figura 5.4. Càlcul de les dimensions físiques de la segona línia acoblada.....	41
Figura 5.5. Càlcul de les dimensions físiques de la tercera línia acoblada.....	41
Figura 5.6. Càlcul de les dimensions físiques de la última línia acoblada.....	42
Figura 5.7. Esquemàtic del filtre pas banda amb línies acoblades.....	42
Figura 5.8. Simulació del paràmetre S21 del filtre pas banda.....	43
Figura 5.9. Esquemàtic amb línies d'accessos i tapers del filtre pas banda amb línies acoblades.....	43
Figura 5.10. Simulació del paràmetres S11 i S21 del filtre pas banda amb les modificacions.....	44
Figura 4.12. Simulació EM filtre pas banda.....	44
Figura 6.1. Layout de la antena UWB (sense taper).....	45
Figura 6.2. Simulació del paràmetre S11 de l'antena (sense taper).....	46
Taula 6.2. Dimensions de l'antena modificada.....	46
Figura 6.3 Taper.....	47
Figura 6.4 Layout de la antena UWB (amb taper).....	47
Figura 7.1. Pèrdues de conversió i aïllaments del mesclador.....	49
Figura 7.2. Layout de la PCB suggerida al full d'especificacions [6].....	50

Figura 7.3. Layout final del mesclador.....	50
Figura 8.1. Estructura dels filtres L-C.....	51
Figura 8.2. Esquerra (L-C 500 MHz) i dreta (L-C 1800 MHz).....	52
Figura 8.3. Inferior (primera versió) i superior (segona versió).....	52
Figura 8.4. Filtre pas banda.....	52
Figura 8.5. Acoblador direccional.....	53
Figura 8.6. Esquerra (antena amb taper) i dreta (antena sense taper).....	53
Figura 8.7. Esquerra (layout) i dreta (integració del layout, el mesclador i els connectors)....	54
Figura 8.8. Esquerra (layout) i dreta (integració del layout, el filtre pas baix i els connectors).....	54
Figura 9.1. Exemple del esquemàtic per importar les mesures del analitzador de xarxes (LPF 500 MHz amb L-C amb condensadors de 5.6 pF).....	55
Figura 9.2. Comparació LPF 500 MHz amb C=8.3 pF. Blau (mesura real) i en vermell (disseny).....	56
Figura 9.3. Comparació LPF 500 MHz amb C=5.6 pF. Blau (mesura real) i en vermell (disseny).....	56
Figura 9.4. Comparació LPF 1800 MHz amb C=0.8 pF. Blau (mesura real) i en vermell (disseny).....	57
Figura 9.5. Comparació LPF 1800 MHz amb C=0.5 pF. Blau (mesura real) i en vermell (disseny).....	57
Figura 9.6. Comparació LPF 1800 MHz step impedance . Blau (mesura real) i en vermell (disseny).....	58
Figura 9.7. Comparació LPF 1800 MHz step impedance. Blau (mesura real) i en vermell (disseny).....	59
Figura 9.8. Comparació BPF 1660 MHz. Blau (mesura real) i en vermell (disseny).....	59
Figura 9.9. Mesura real del filtre pas baix 500 MHz comercial.....	60
Figura 9.10. Numeració dels ports del acoblador direccional.....	60
Figura 9.11. Comparació del paràmetre S41 (entrada-acoblat) del acoblador direccional 1570 MHz. Blau (mesura real) i en vermell (disseny).....	61
Figura 9.12. Comparació del paràmetre S21 (entrada-sortida directa) del acoblador direccional 1570 MHz. Blau (mesura real) i en vermell (disseny).....	61
Figura 9.13. Comparació del paràmetre S31 (sortida-acoblament) del acoblador direccional 1570 MHz. Blau (mesura real) i en vermell (disseny).....	62
Figura 9.14. Comparació Antena UWB amb taper. Blau (disseny) i vermell (mesura real)...	62
Figura 9.15. Comparació Antena UWB sense taper. Blau (disseny) i vermell (mesura real)..	63
Figura 10.1. OL 433 MHz sense filtre pas baix.....	64
Figura 10.2. Diagrama de blocs de la connexió.....	65
Figura 10.3. OL 433 MHz amb filtre.....	65
Figura 10.4. Senyal RF 1660 MHz.....	66
Figura 10.4. Diagrama de blocs de la connexió.....	67
Figura 10.5. Senyals FI de major interès.....	67

Figura 10.6. Diagrama de blocs de la connexió.....	69
Figura 10.6. Senyals FI suma i diferència (camp radiat).....	70
Figura 10.8. Esquema final del muntatge del receptor.....	70

ÍNDIX DE TAULES

Taula 3.1. Valors d'amplada i longitud física de cada línia, calculats amb LineCalc, step impedance 500 MHz.....	17
Taula 3.2. Valors d'amplada i longitud física de cada línia, calculats amb LineCalc, step impedance 1800 MHz.....	25
Taula 3.3 Especificacions del filtre a temperatura ambient de 25°C. [7].....	32
Taula 4.1. Identificació de cada port del acoblador direccional.....	36
Taula 5.1. Valors i dimensions de cada línia acoblada del filtre pas banda.....	43
Taula 6.1. Dimensions de l'antena (taper).....	46
Taula 10.1. Senyals captats a la sortida del oscil·lador local (sense filtre).....	65
Taula 10.2. Senyals captats a la sortida del oscil·lador local (amb filtre).....	66
Taula 10.3. Senyals a la sortida del mesclador.....	69

1 Introducció

Desde la invenció del telègraf a mitjans del segle XIX a càrrec de Samuel Morse fins l'actualitat, les telecomunicacions han experimentat un enorme creixement i desenvolupament. Els sistemes de comunicació presents avui en dia han esdevingut un element vital en el desenvolupament social, humà i econòmic de la població, permetent així un món més globalitzat e interconnectat on es possible establir comunicacions de qualsevol tipus (telefonía, missatgeria, streaming, videojocs ...) de manera instantània, d'una punta a l'altra del planeta. Aquest ús massiu de les tecnologies de la informació i comunicació, conegudes com a TIC, ha conduït a la societat a invertir molts recursos, tant humans com econòmics, al desenvolupament i control d'eines per a la comunicació [5].

La manera en la que s'envien i es reben les dades evoluciona constantment, de manera que es necessiten modelar sistemes de comunicació cada vegada més complexos e intel·ligents per estar a l'altura de les noves demandes tecnològiques. La societat tendeix cap a una era digital en la que les telecomunicacions adquiriran un paper fonamental.

Aquest treball es centra en el disseny i la construcció d'un receptor superheterodí. Es tracta del receptor d'ones de radiofreqüència més utilitzat en el món de les telecomunicacions, tant en ràdios AM o FM, televisors, telèfons mòbils, dispositius amb connectivitat WiFi, Bluetooth, etc.

1.1 Motivació

Aquest treball sorgeix de l'interès per aprofundir en els coneixements sobre el receptor superheterodí de l'assignatura Emissors i Receptors impartida en el Grau d'Enginyeria de Sistemes i Serveis de Telecomunicacions (GESST). Concretament es vol aportar una visió pràctica als alumnes de l'assignatura sobre la estructura i el funcionament d'un receptor superheterodí, així doncs podran identificar i entendre els coneixements teòrics sobre un model real de receptor. Aquest treball es centra en el desenvolupament d'un sistema que podrà ser utilitzat en les pràctiques d'aquesta assignatura.

Personalment, és molt interessant poder realitzar un prototip d'un receptor superheterodí dissenyant pas a pas cadascun dels elements que el conformen i com conjuntament, són capaços de rebre un senyal que viatja per l'aire i processar-lo per a ser desmodulat i finalment, extreure la informació que conté.

1.2 Objectius

L'objectiu del Treball de Fi de Grau és construir un receptor superheterodí a través del previ disseny de tots els elements que en formen part, per a que pugui ser utilitzat pels alumnes del GESST en una futura pràctica de l'assignatura Emissors i Receptors. D'aquesta manera, els alumnes podran complementar els conceptes teòrics abordats prèviament a classe sobre el receptor superheterodí amb la manipulació i anàlisi d'un receptor superheterodí.

1.3 Estructura del projecte

El contingut del Treball de Fi de Grau està estructurat de la mateixa manera en la que s'han anat realitzant els diversos processos per acabar complint l'objectiu establert.

Dins de la memòria descriptiva es poden distingir sis blocs diferents:

- El primer bloc és la introducció. Inclou una petita explicació per contextualitzar el treball, la motivació, l'objectiu i l'estructura del projecte.
- El segon bloc inclou l'apartat 2. Es tracta d'una explicació teòrica sobre el receptor superheterodí, on s'expliquen les característiques principals, els elements i el funcionament.
- El tercer bloc inclou els apartats 3 a 7. S'exposen tots els dissenys realitzats dels diferents elements que formen el receptor. S'expliquen pas a pas tots els procediments duts a terme.
- El quart bloc inclou l'apartat 8. S'explica el procés de fabricació dels components i el resultat de la fabricació.
- El cinquè bloc inclou l'apartat 9. Es realitza una comparació entre el comportament dels diferents components en la fase de disseny i el comportament un cop fabricat.
- El sisè bloc inclou l'apartat 10. S'exposen els resultats obtinguts al realitzar el muntatge final del receptor. On s'analitzen, mitjançant un analitzador d'espectres, els senyals que apareixen durant el procés de recepció i processat del senyal.

2 Receptor superheterodí

2.1 Conceptes bàsics

Un receptor superheterodí és el tipus de receptor d'ones de radiofreqüència més utilitzat en aplicacions comercials actualment. El seu mode de funcionament es basa en la conversió de la freqüència del senyal original (captat per l'antena receptora) a una freqüència intermitja fixa (f_{FI}).

El receptor superheterodí realitza la majoria d'etapes d'amplificació, filtrat i conversió a freqüència intermitja (baixa freqüència), d'aquesta manera s'aconsegueixen diversos avantatges en el tractament del senyal, com ara: major estabilitat i selectivitat, i millors prestacions tecnològiques (màxim aprofitament dels components utilitzats) [4].

2.2 Aspectes teòrics

El receptor superheterodí rep aquest nom degut a què es basa en l'acció d'heterodinar. En telecomunicacions, heterodinar significa generar una freqüència a través de la mescla entre dos de diferents. És a dir, considerant que un mesclador a la seva entrada rep dos freqüències definides com f_1 i f_2 ; a la sortida apareixen dos noves freqüències provinents de la suma i la diferència de les freqüències inicials: $f_1 + f_2$, $f_1 - f_2$.

Extrapolant aquest fenomen al receptor superheterodí, les freqüències f_1 i f_2 representen la freqüència originada per un oscil·lador local i la freqüència del senyal útil rebut. I el senyal obtingut com a mescla dels dos, que en aquest cas és la component diferència (en un receptor es vol fer una translació a una freqüència menor que la d'entrada), correspon al senyal de freqüència intermitja amb el qual es pot recuperar el missatge rebut.

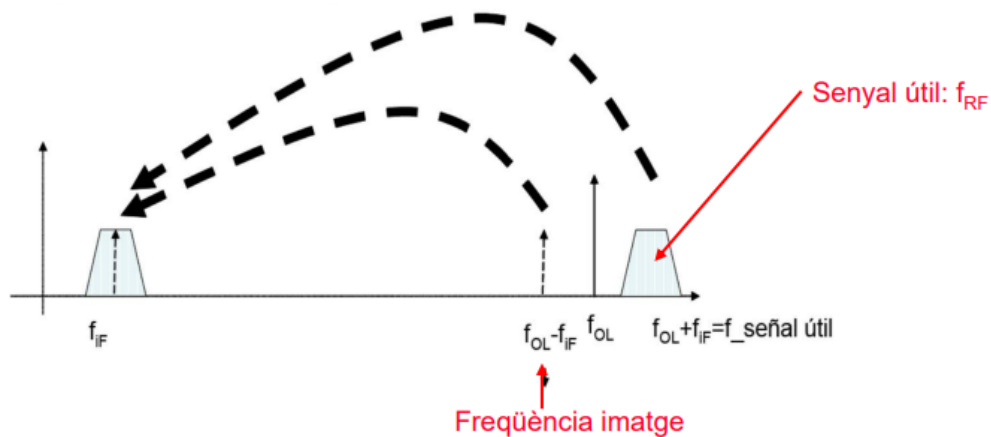


Figura 2.1. Espectre freqüencial dels senyals principals del receptor superheterodí.

En la Figura 2.1 es poden visualitzar les freqüències dels diferents senyals amb els que treballa un receptor superheterodí.

Un aspecte de gran importància és l'anomenat senyal imatge. Aquest senyal es situa en una freqüència definida pels altres senyals, i pot ser un gran problema perquè si no s'elimina abans de fer la mescla de senyals, es trasllada a la freqüència intermitja i acaba provocant interferències al senyal útil. La freqüència en la qual es situa aquest senyal s'explica de la següent manera: tot depèn de si f_{RF} (senyal útil captat a l'antena) és major que f_{OL} , en la Figura 2.1 es dona aquest cas. Aleshores, el senyal imatge es troba a una

frequència que és el resultat de la resta entre f_{OL} i f_{FI} . En cas contrari, que f_{RF} sigui menor que f_{OL} , el senyal imatge es trobaria a una freqüència que és el resultat de la suma entre f_{OL} i f_{FI} . Així doncs, si es capta un senyal situat a la freqüència imatge, serà de vital importància eliminar-lo mitjançant un filtre.

2.3 Elements i funcionament

El receptor superheterodí està format per un conjunt de components electrònics que permeten captar el senyal ràdio que arriba al receptor i acabar entregant el senyal a freqüència intermitja al desmodulador per tal de poder recuperar l'espectre del senyal original. Els diferents elements s'expliquen en funció de l'ordre en el que avança el senyal a través del receptor superheterodí [13, 14].

- Antena receptora: s'encarrega de captar el senyal ràdio que viatja per l'aire.
- Amplificador de RF: Aquest element amplifica el senyal però la seva funció més important és fixar el factor de soroll de tota la cadena, ja que els senyals que es reben normalment són de potències dèbils.
- Filtre RF: elimina tots els senyals indesitjats que capta l'antena. Habitualment, es tracta d'un filtre pas banda, en el que la banda de pas comprèn la freqüència del senyal que es vol rebre. És possible posar-lo abans que l'amplificador de RF, amb l'objectiu d'eliminar els senyals indesitjats i així no amplificar-los tots; però triant aquesta opció, el factor de soroll del receptor seria més elevat. Aquest filtre també es pot denominar filtre anti-freqüència imatge, ja que s'utilitza per eliminar el senyal interferent que apareix a la freqüència imatge, que pot ser $f_{OL} - f_{FI}$ o $f_{OL} + f_{FI}$ depenent de les freqüències del senyal d'entrada del receptor i del senyal proporcionat per l'oscil·lador local. És molt important eliminar els senyals a freqüència imatge abans del mesclador perquè sinó podrien arribar a superposar-se amb el senyal útil a freqüència intermitja i que el missatge no es pogués desxifrar.
- Oscil·lador local: genera un to a una determinada freqüència. Aquest senyal serà mesclat pel mesclador amb el senyal o senyals provinents del filtre RF. També es pot utilitzar un sintetitzador de freqüències, amb el qual es pot seleccionar una determinada freqüència d'entre un rang de freqüències i per tant, poder rebre diferents senyals.
- Mesclador: un mesclador és un element de 3 ports (dos d'entrada i un de sortida) que proporciona a la seva sortida la component suma i resta de les dos freqüències d'entrada. És a dir, considerant f_1 i f_2 les freqüències d'entrada del mesclador, les components freqüencials que generarà el mesclador a la sortida seran: $|f_1 - f_2|$ i $f_1 + f_2$. Depenent de la component que interressi, el mesclador treballa com a up-converter (Transmissor) o down-converter (Receptor).
- Amplificador FI: amplifica el senyal que treu el mesclador. Aquest senyal cal amplificar-se, ja que va perdent potència a mesura que passa pels diferents elements.

- Filtre FI: aquest filtre té la funció d'atenuar tots aquells senyals indesitjats, en el cas del receptor superheterodí, ha d'eliminar la component suma i quedar-se amb la component resta, que és la freqüència intermitja.

En la Figura 2.2 es mostra el diagrama de blocs d'un receptor superheterodí típic.

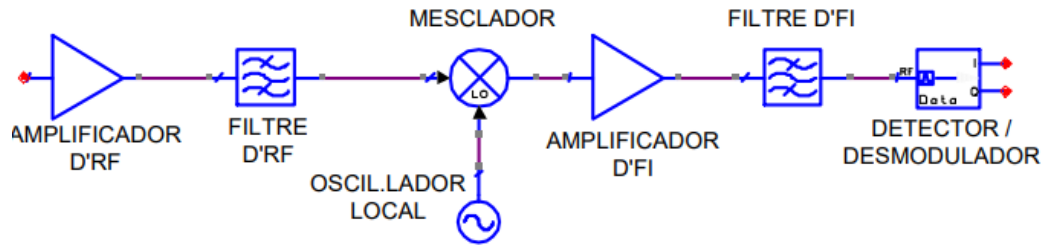


Figura 2.2. Diagrama d'un receptor superheterodí.

3 Filtres pas baix

Un filtre pas baix es tracta d'un dispositiu electrònic que permet el pas de freqüències baixes i discrimina les freqüències altes. El filtre consisteix en un quadripol, en el qual a l'entrada arriben els senyals i a la sortida només surten aquells senyals que tenen una freqüència que entra dins de la banda de pas del filtre. La característica més important del filtre és la freqüència de tall (f_c), que indica la freqüència en la qual la potència del senyal que passa pel filtre decau 3 dB. És a dir, el filtre atenua els senyals amb freqüències majors a la freqüència de tall.

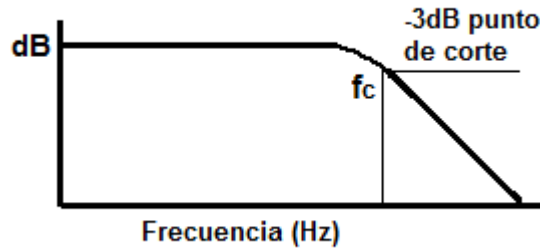


Figura 3.2. Resposta freqüencial d'un filtre pas baix.

En la Figura 3.2 s'observa gràficament el comportament d'un filtre pas baix [15].

Existeixen tres tipus de resposta en freqüència en els filtres pas baix [1]:

- Butterworth: resposta el més plana possible en la banda de pas i la banda atenuada.
- Chebyshev: resposta abrupta i pronunciada. Permeten un arrissat en la banda de pas.
- El·líptic: resposta encara més abrupta, amb arrissat constant en les dos bandes.

Amb l'objectiu de construir varies versions de receptor superheterodí, s'han dissenyat quatre filtres pas baix: un amb salt d'impedàncies amb freqüència de tall a 500 MHz, un amb salt d'impedàncies amb freqüència de tall a 1800MHz, un amb bobines i condensadors amb freqüència de tall a 500 MHz i un amb bobines i condensadors amb freqüència de tall a 1800 MHz. Aquests filtres estan col·locats entre el oscil·lador/sintetitzador i el mesclador, d'aquesta manera s'evita que arribin els harmònics del oscil·lador al mesclador, evitant d'aquesta forma múltiples mescles. S'utilitzaran dos oscil·ladors locals, un fix a 433 MHz i un basat en sintetitzador entre 1520 i 1620 MHz. La freqüència del to generat per l'oscil·lador fixe és de 433 MHz, per tant, amb el filtre pas baix amb freqüència de tall de 500 MHz, el segon harmònic ($2f_0=866$ MHz) serà eliminat abans d'arribar al mesclador. El mateix passarà si es programa amb el sintetitzador una freqüència de entre 1520 MHz i 1620 MHz, amb el filtre pas baix amb freqüència de tall a 1800 MHz el segon harmònic de la freqüència sintetitzada serà eliminat abans d'arribar al mesclador, d'aquesta manera s'aconsegueix l'objectiu establert inicialment.

El disseny dels filtres pas baix és un procés sistemàtic que s'ha realitzat per mitjà dels programes ADS i RFSim99. A continuació es detallen tots els passos que s'han seguit per a la creació dels dos filtres pas baix incorporats en el receptor superheterodí.

3.1 Filtre pas baix step-impedance amb freqüència de tall de 500 MHz

- El programa RFSim99 permet crear filtres de diversos tipus especificant les seves característiques. En aquest cas el filtre d'interès té les següents especificacions:
 - Tipus de resposta: Chebyshev
 - Topologia: Pas baix
 - Ample de banda: 500 MHz
 - Nombre de pols: 7
 - Rissat: 0.25 dB
 - $Z_{in/out}=50 \Omega$

Introduïnt les característiques del filtre, RFSim99 crea el filtre amb elements reactius (bobines i condensadors) adjunts i els seus valors.

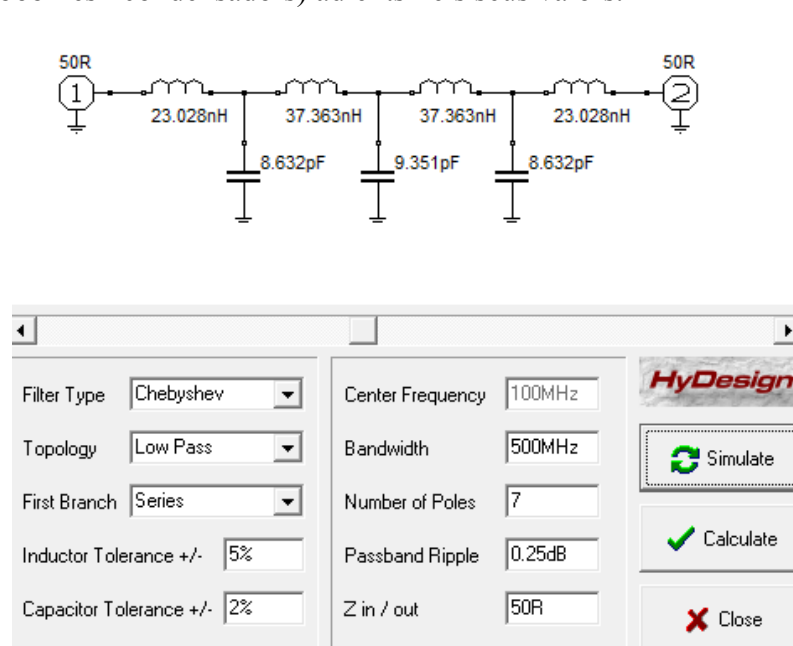


Figura 3.1. Esquemàtic del filtre pas baix amb les seves especificacions.

RFSim99 permet simular els paràmetres S del filtre per observar la resposta en freqüència. Els paràmetres S importants són el S_{21} i el S_{11} .



Figura 3.2. Simulació dels paràmetres S21 (vermell) i S11 (blau).

En la Figura 3.2 s'observa el funcionament del filtre pas baix, a partir de 500 MHz el filtre atenua el senyal, amb una resposta considerablement abrupta en freqüència.

- Amb RFSim99 simular el filtre prototipus pas baix, aquest és un filtre amb les mateixes característiques que el que es vol aconseguir però amb impedància d'entrada normalitzada a 1Ω ($Z_{in/out} = 1 \Omega$) i freqüència de tall de 1 rad/s ($f_c = 1/2\pi = 0,1592 \text{ Hz}$). Els valors normalitzats dels elements reactius obtinguts amb aquestes especificacions són els coeficients g_i . Aquests coeficients s'utilitzaran en el càlcul de les longituds elèctriques de les línies de transmissió.

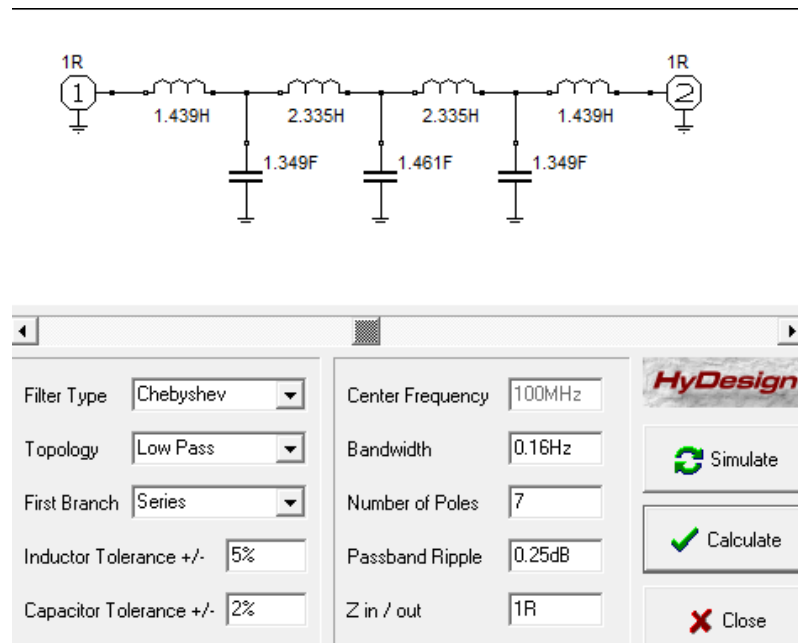


Figura 3.3. Esquemàtic del filtre prototipus pas baix.

D'acord amb la Figura 3.3, els valors normalitzats dels inductors i condensadors que conformen el filtre prototip pas baix són els següents:

$g_0 = 1$; $g_1 = g_7 = 1.439$ H; $g_2 = g_6 = 1.349$ F; $g_3 = g_5 = 2.335$ H; $g_4 = 1.461$ F

- Càlcul de les longituds elèctriques de les línies de transmissió. Per realitzar aquests càlculs, es prenen valors de $Z_0 = 50 \Omega$, $Z_h = 80 \Omega$, $Z_l = 20 \Omega$.

Per als inductors, les longituds elèctriques es calculen amb la següent fórmula:

$$\theta_L \text{ (rad)} = (\beta \cdot d)_L = g_L \cdot \frac{Z_0}{Z_h} \quad (1)$$

Per als condensadors, les longituds elèctriques es calculen amb la següent fórmula:

$$\theta_C \text{ (rad)} = (\beta \cdot d)_C = g_C \cdot \frac{Z_l}{Z_0} \quad (2)$$

Aplicant (1) i (2) s'obtenen les longituds elèctriques de cada tram de línia:

$$E1 = E7 = 0.8994 \text{ rad} = 51.53^\circ$$

$$E3 = E5 = 1.4594 \text{ rad} = 83.62^\circ$$

$$E2 = E6 = 0.5396 \text{ rad} = 30.92^\circ$$

$$E4 = 0.5844 \text{ rad} = 33.48^\circ$$

- El substrat utilitzat per construir tots els circuits d'aquest projecte i per tant les línies de transmissió d'aquest filtre, és el FR4. Es tracta d'un substrat rígid amb un gruix de 1.6 mm, $\epsilon_r = 4.55$, $\tan \delta = 0.015$ i $t=35 \mu\text{m}$.

A través de la eina LineCalc, proporcionada per ADS, es realitza el càlcul de les dimensions físiques, tant la longitud com l'amplada de les diverses línies de transmissió. En aquest cas, degut a que el nombre de pols del filtre a dissenyar és de 7 (7 elements reactius), el nombre de línies de transmissió serà de 7 també i les seves dimensions físiques estan resumides a la Taula 3.1.

	Amplada (W)	Longitud (L)
Línia 1	1.16 mm	48.01 mm
Línia 2	10.82 mm	26.12 mm
Línia 3	1.16 mm	77.91 mm
Línia 4	10.82 mm	28.28 mm
Línia 5	1.16 mm	77.91 mm
Línia 6	10.82 mm	26.12 mm
Línia 7	1.16 mm	48.01 mm

Taula 3.1. Valors d'amplada i longitud física de cada línia, calculats amb LineCalc, step impedance 500 MHz.

- En la figura 3.4 es crea l'esquemàtic en ADS amb els dos ports d'impedància, les línies de transmissió (MLIN), el substrat FR4 i els paràmetres S.

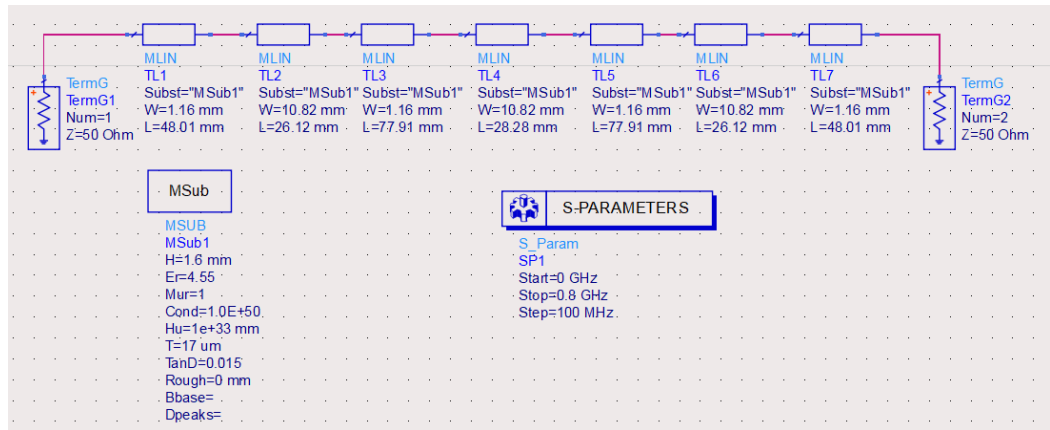


Figura 3.4. Esquemàtic del filtre pas baix 500 MHz dissenyat amb línies de transmissió microstrip.

En la Figura 3.5 s'observa la resposta en freqüència del filtre pas baix construït amb línies de transmissió microstrip sobre un substrat FR4.

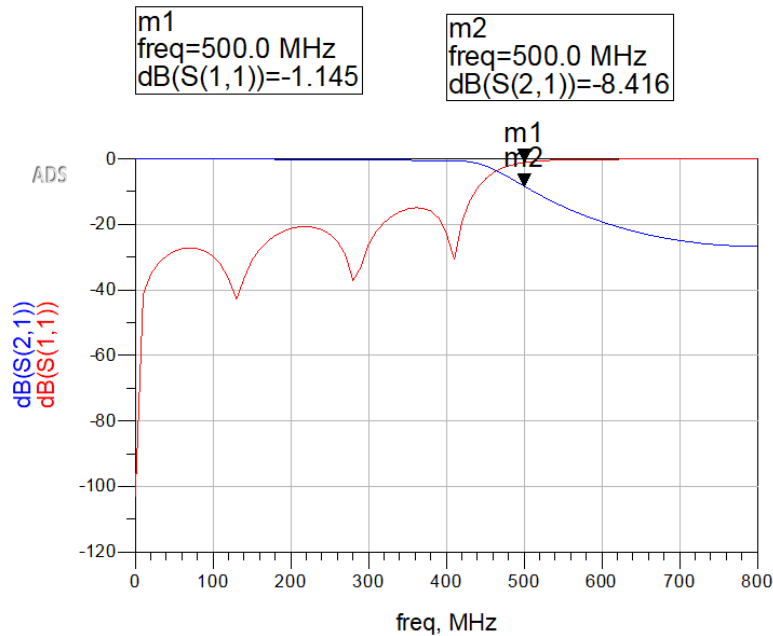


Figura 3.5. Simulació del paràmetre S11 i S21 del filtre step impedance 500 MHz.

- Es genera el layout que és exportat a ADS Momentum, on es realitza una simulació EM. Aquesta simulació serà una molt bona aproximació del comportament real del filtre pas baix dissenyat.

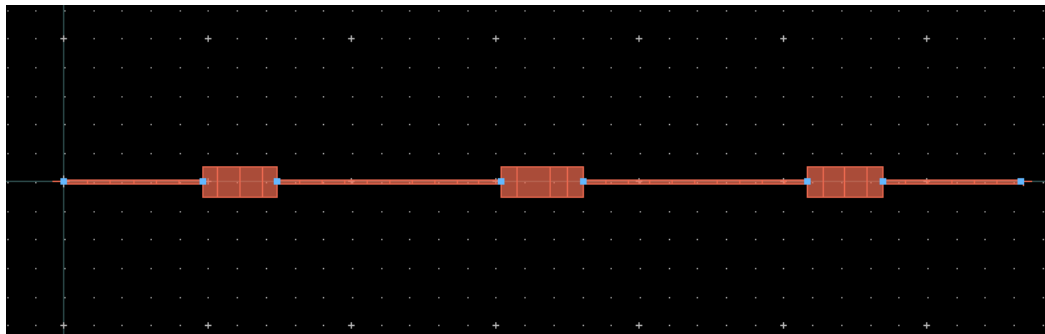


Figura 3.6. Layout generat a ADS Momentum.

Tal i com s'observa a través de les simulacions (Figures 3.5 i 3.7) i del disseny del layout (Figura 3.6), el filtre no és pràctic i en la realitat ocuparia molt d'espai (longituds de línies massa grans), per tant, per dur a terme el treball s'ha recrrit a dues alternatives: fer un filtre amb bobines i condensadors i utilitzar un filtre comercial.

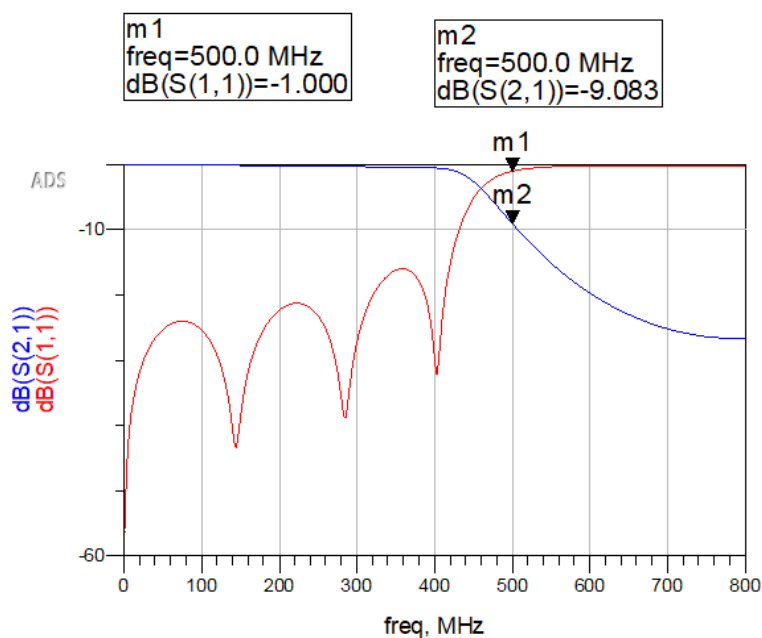


Figura 3.7. Simulació EM del paràmetre S21 del filtre pas baix.

3.2 Filtre pas baix L-C amb freqüència de tall de 500 MHz

- Amb RFSim es dissenya un filtre més petit, d'ordre 5, la resta de característiques són iguals al primer filtre explicat.

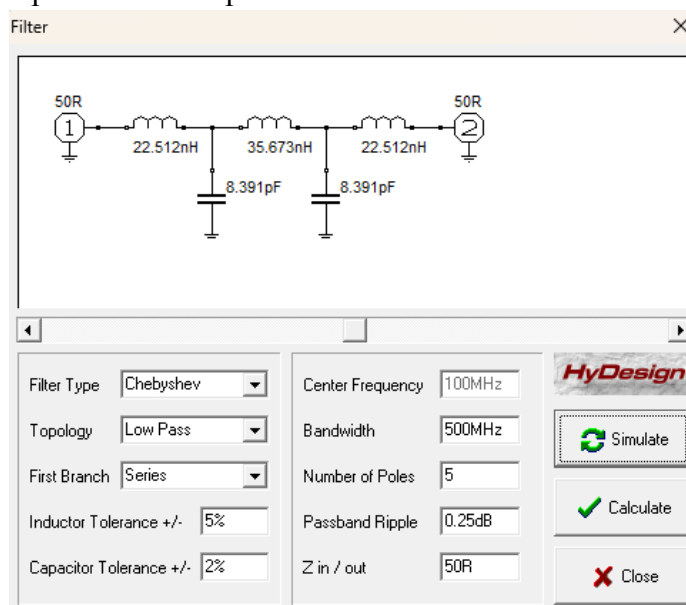


Figura 3.8. Esquemàtic del filtre L-C 500 MHz amb els seus elements.

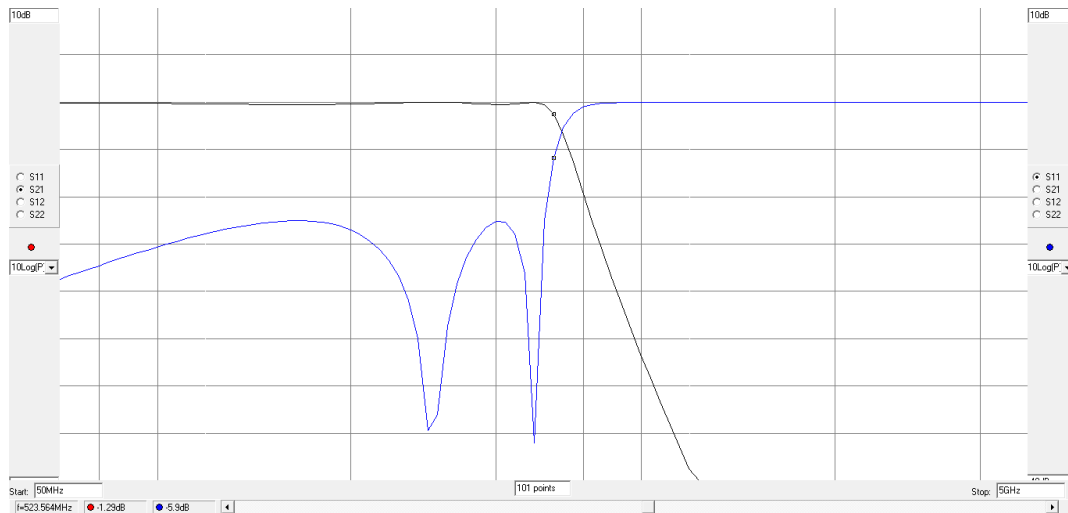


Figura 3.9. Resposta en freqüència del filtre.

- Coneixent els valors dels inductors i condensadors, es busquen els elements físics més propers als valors ideals del filtre. En aquest cas, per al inductor de 35.673 nH, l'inductor utilitzat és de 36 nH, per als inductors de 22.512 nH, l'inductor utilitzat és de 22 nH. Per al cas dels condensadors, que són de 8.391 pF, s'utilitzaran uns de 8.3 pF.

Per construir el circuit, s'incorporen línies de transmissió de 50 Ω per interconnectar tots els elements. També s'han usat els elements denominats MTEE per crear les bifurcacions.

Un altre element important que s'ha afegit són els MGAPS, que simulen una capacitança en paral·lel tant en les bobines com en els condensadors. El valor S dels MGAPS correspon a SMDC0603 per als condensadors i a SMDC0805 per als inductors.

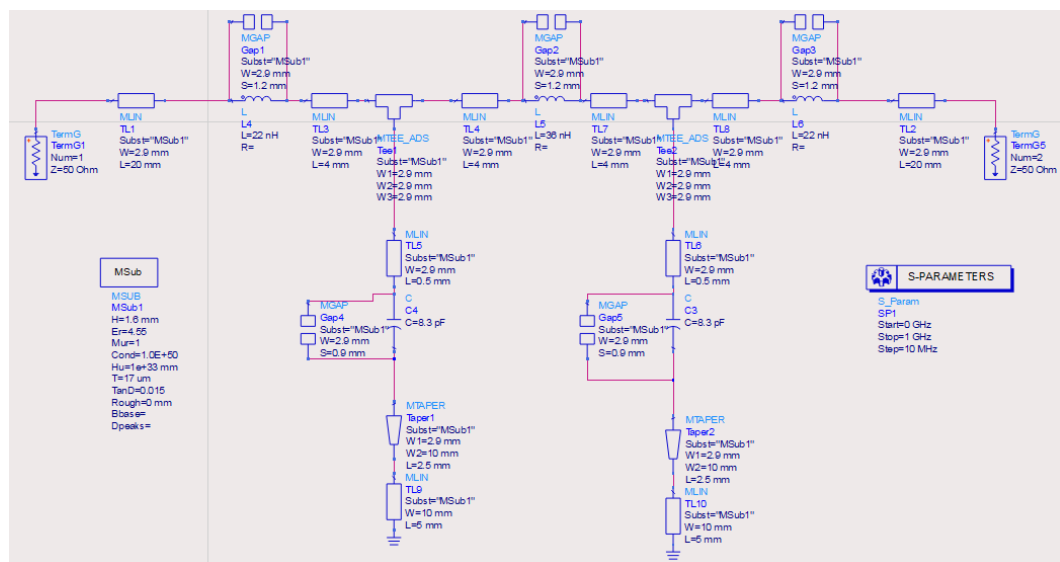


Figura 3.10. Esquemàtic ADS del filtre L-C 500 MHz amb tots els components necessaris.

Un aspecte a destacar en el disseny, és la importància en la resposta del circuit que tenen les longituds de les línies de 50 Ω que es troben situades entre els condensador i les bifurcacions (MTEE). Per tal d'aconseguir una resposta adient, cal seleccionar una longitud força petita, en aquest cas s'ha escollit 0.5 mm, ja que una longitud massa gran provoca una disminució de la freqüència de tall del filtre.

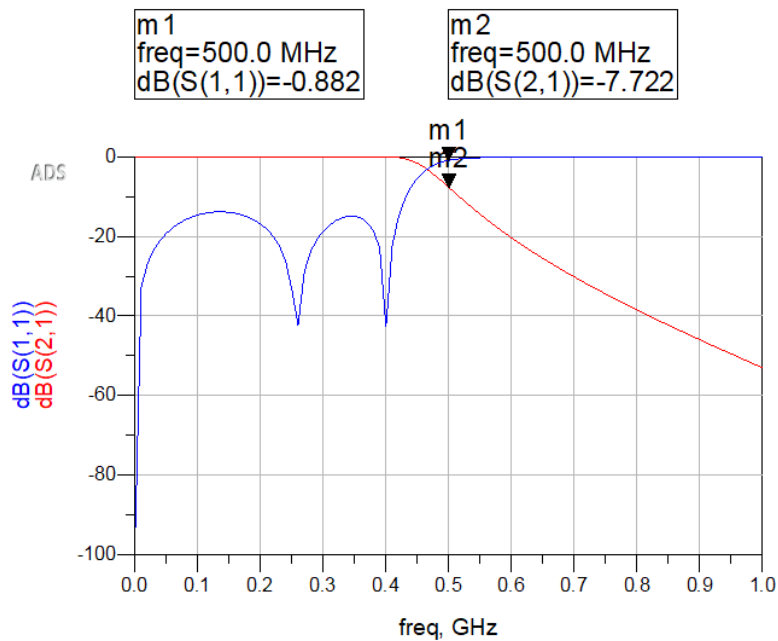


Figura 3.11. Simulació del paràmetre S11 i S21 del filtre.

- Un cop definides totes les característiques, paràmetres i elements del filtre, es passa a generar el layout.

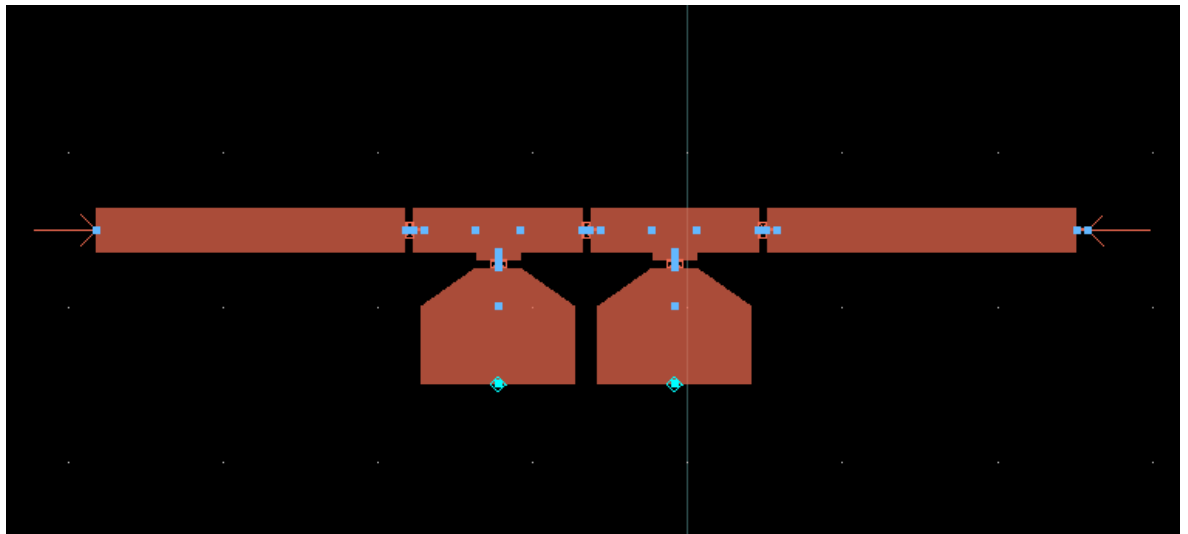


Figura 3.12. Layout generat per ADS.

Els espais existents entre les línies de 50Ω , són els gaps en els quals seran soldats els inductors i els condensadors.

Degut a que ADS no permet realitzar simulacions Momentum amb elements reactius, no ha estat possible realitzar la simulació EM dels paràmetres S del filtre.

- Com s'observa en la Figura 3.11, la resposta en freqüència del filtre és millorable. Aleshores, s'escolleixen condensadors més petits, en aquest cas de 5.6 pF , per tal de pujar la freqüència del filtre a 500 MHz .

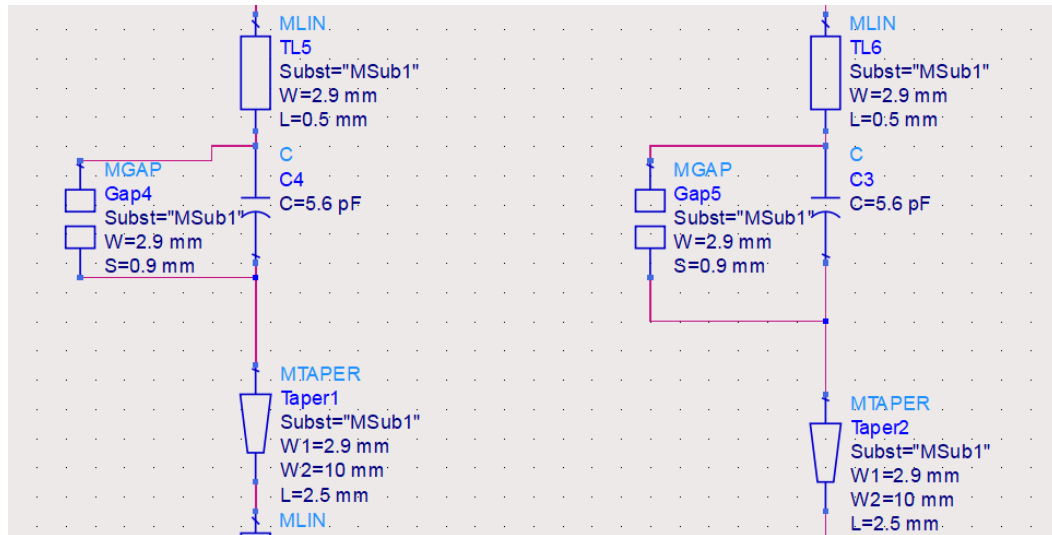


Figura 3.13. Modificació dels valors dels dos condensadors.

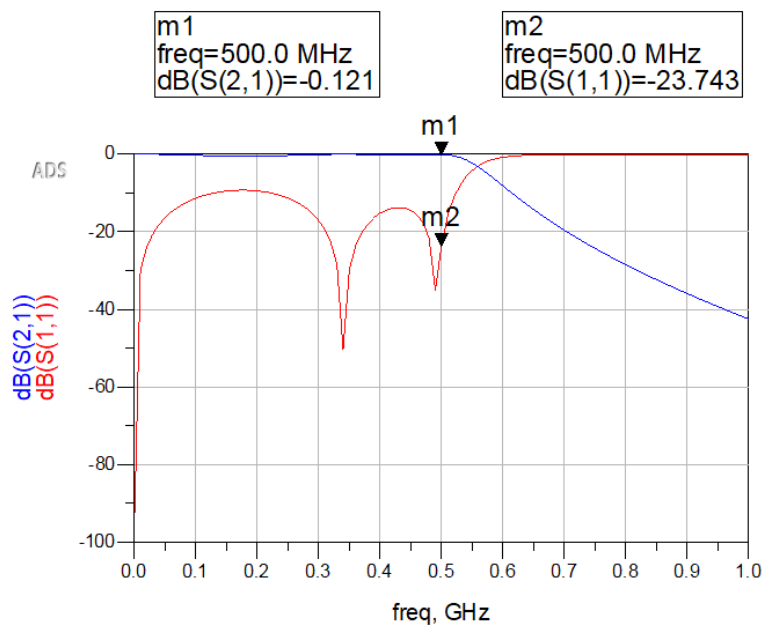


Figura 3.14. Nova resposta en freqüència del filtre L-C 500 MHz.

Ara es pot observar com s'ha pujat la freqüència de tall a valor superior de 500 MHz i per tant la resposta és l'adequada.

3.3 Filtre pas baix step-impedance amb freqüència de tall de 1800 MHz

El disseny d'aquest filtre seguirà exactament els mateixos passos que l'anterior, amb la única diferència de la freqüència de tall.

- Amb RFSim99 es realitza el disseny del filtre d'interès:
 - Tipus de resposta: Chebyshev
 - Topologia: Pas baix
 - Ample de banda: 1800 MHz
 - Nombre de pols: 7
 - Rissat: 0.25 dB
 - $Z_{in/out}=50 \Omega$

Introduïnt les característiques del filtre, RFSim99 crea el filtre amb elements reactius (bobines i condensadors) adients i els seus valors, l'esquema del filtre es veu representat a la Figura 3.15.

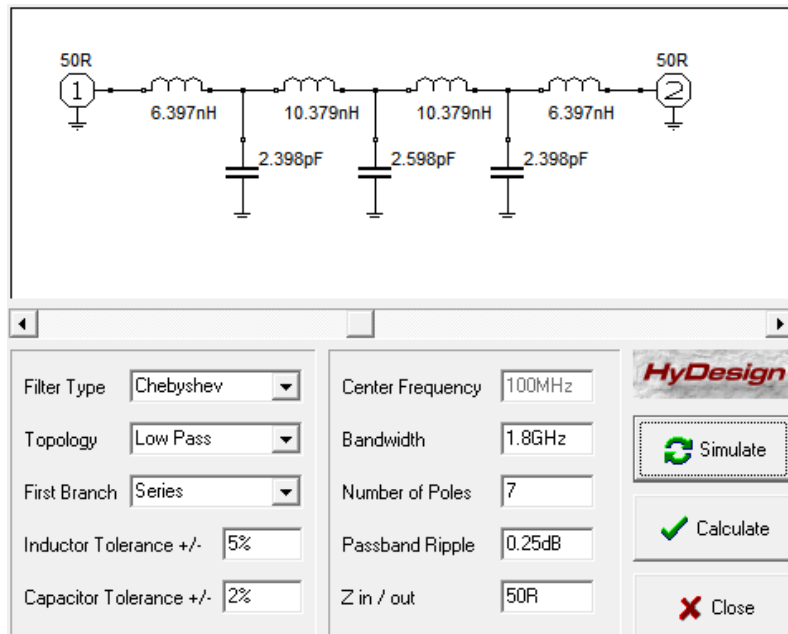


Figura 3.15. Esquemàtic del filtre pas baix 1800 MHz amb les seves característiques.

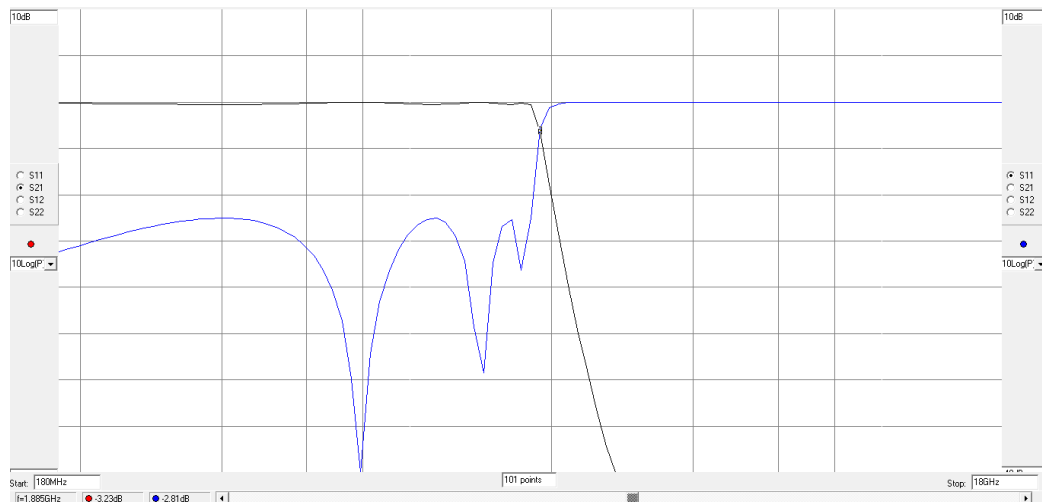


Figura 3.16. Simulació dels paràmetres S21 i S11.

- En la Figura 3.15 es mostra el disseny del filtre prototipus pas baix, que aporta els valors g_i . Per temes de fabricació, per a aquest filtre s'ha decidit posar una impedància Z_h més gran, de manera que la línia de la bobina serà més estreta que en el cas del filtre de 500 MHz. Les fases elèctriques d'aquest filtre es calcularan de la mateixa manera que al filtre anterior.

$$Z_0 = 50 \Omega, Z_h = 90 \Omega, Z_1 = 20 \Omega.$$

$$E1 = E7 = 0.799 \text{ rad} = 45.8^\circ$$

$$E3 = E5 = 1.2973 \text{ rad} = 74.33^\circ$$

$$E2 = E6 = 0.5396 \text{ rad} = 30.92^\circ$$

$$E4 = 0.5844 \text{ rad} = 33.48^\circ$$

- El substrat utilitzat per construir les línies de transmissió és el FR4. A través de la eina LineCalc, proporcionada per ADS, es realitza el càlcul de les dimensions físiques, tant la longitud com l'amplada de les diverses línies de transmissió. Aquestes dimensions sí que variaran respecte el filtre de l'apartat anterior, ja que les amplades i longituds depenen de la freqüència de tall del filtre. Les dimensions de cada línia de transmissió estan indicades en la Taula 3.2

	Amplada (W)	Longitud (L)
Línia 1	1.18 mm	13.36 mm
Línia 2	10.92 mm	7.24 mm
Línia 3	1.18 mm	21.69 mm
Línia 4	10.92 mm	7.84 mm
Línia 5	1.18 mm	21.69 mm
Línia 6	10.92 mm	7.24 mm
Línia 7	1.18 mm	13.36 mm

Taula 3.2. Valors d'amplada i longitud física de cada línia, calculats amb LineCalc, step impedance 1800 MHz.

- Creació de l'esquemàtic en ADS amb els dos ports d'impedància, les línies de transmissió (MLIN), el substrat FR4 i els paràmetres S. S'han afegit dues línies de 50Ω al inici i al final, juntament amb dos tapers per realitzar la transició entre les línies de 50 Ω i les línies pròpies del filtre. Per tal de dissenyar un filtre més pràctic i que es pugui encabir en un substrat sense necessitat d'ocupar molt d'espai, es realitzen unes modificacions en l'esquemàtic amb l'eina proporcionada per la paleta d'ADS: MCorrn.

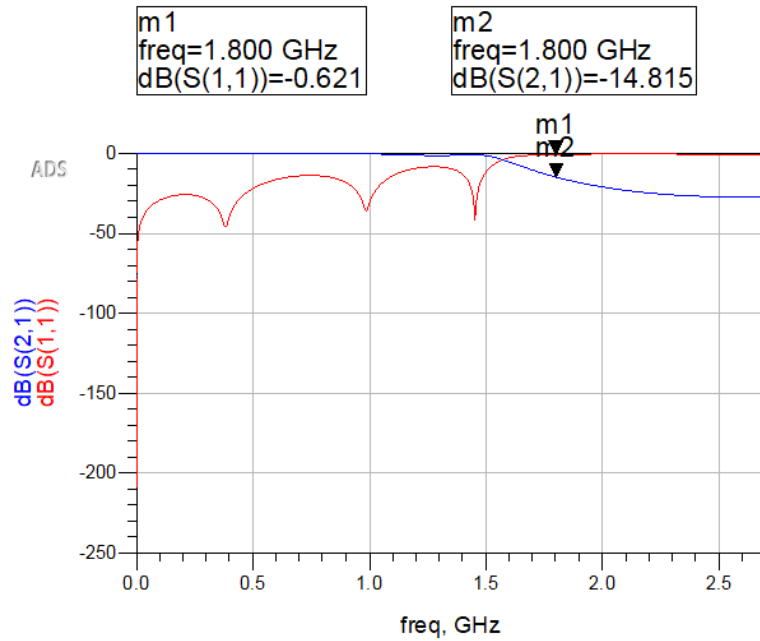


Figura 3.20. Simulació EM del paràmetre S11 i S21 del filtre pas baix.

- Per aconseguir una menor atenuació en la freqüència d'interès, es realitzen els següents canvis: augmentar la impedància de les línies de les bobines a 90Ω (correspon a una amplada de 0.86 mm) i simular amb l'eina LineCalc les línies de transmissió a 2 GHz. Així doncs, s'aconsegueix reduir l'atenuació a 1800 MHz. En el nou esquemàtic s'observa una disminució en les amplades de les línies:

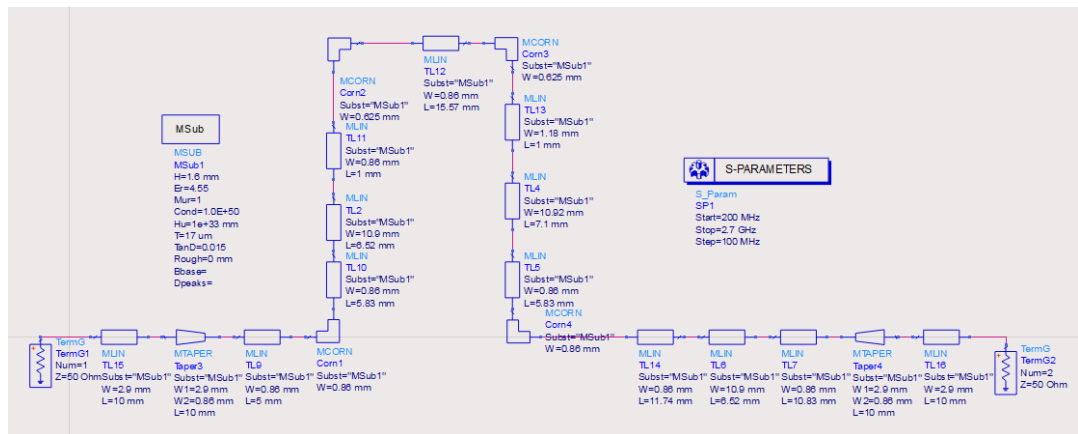


Figura 3.21. Esquemàtic de ADS de la segona versió del filtre step impedance 1800 MHz.

En la Figura 3.22 es mostren els paràmetres S_{11} i S_{21} de la nova versió de filtre que s'ha dissenyat.

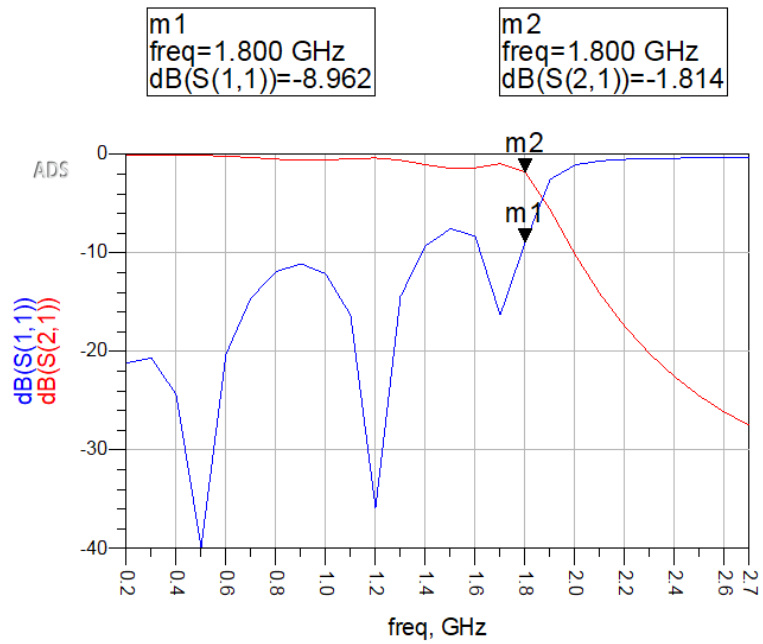


Figura 3.22. Paràmetres S11 i S21 de la segona versió del filtre step impedance 1800 MHz.

L'anterior figura demostra una clara millora en el comportament del filtre. Amb una atenuació de menys de 2 dB a 1800 MHz, la millora aconseguida ha estat molt significativa.

- Finalment, es genera el layout de la segona versió del filtre step-impedance de 1800 MHz.

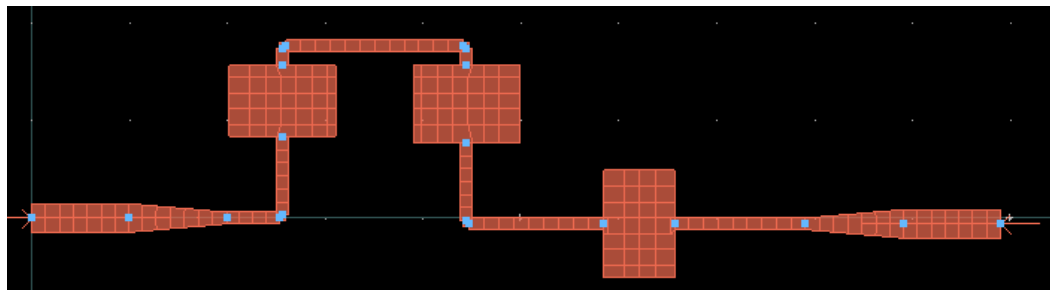


Figura 3.23. Layout obtingut a ADS Momentum

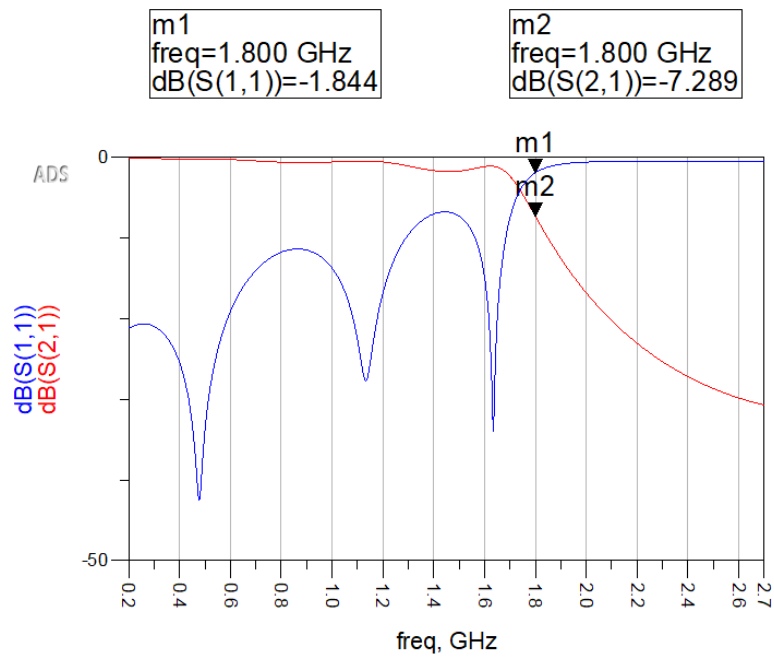


Figura 3.24. Simulació EM del paràmetre S21 de la segona versió del filtre step impedance 1800 MHz.

3.4 Filtre pas baix L-C amb freqüència de tall de 1800 MHz

Construcció a través de RFSim d'un filtre pas baix amb una freqüència de tall de 1800 MHz, cinc pols, resposta tipus Chebyshev i 0.25 dB de arrissat.

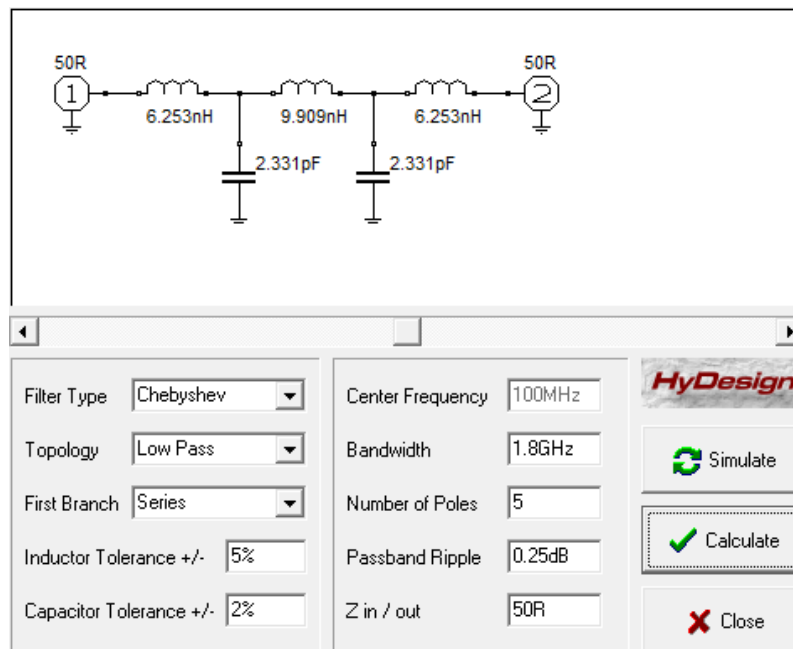


Figura 3.25. Esquemàtic del filtre L-C 1800 MHz amb els elements reactius adjents.

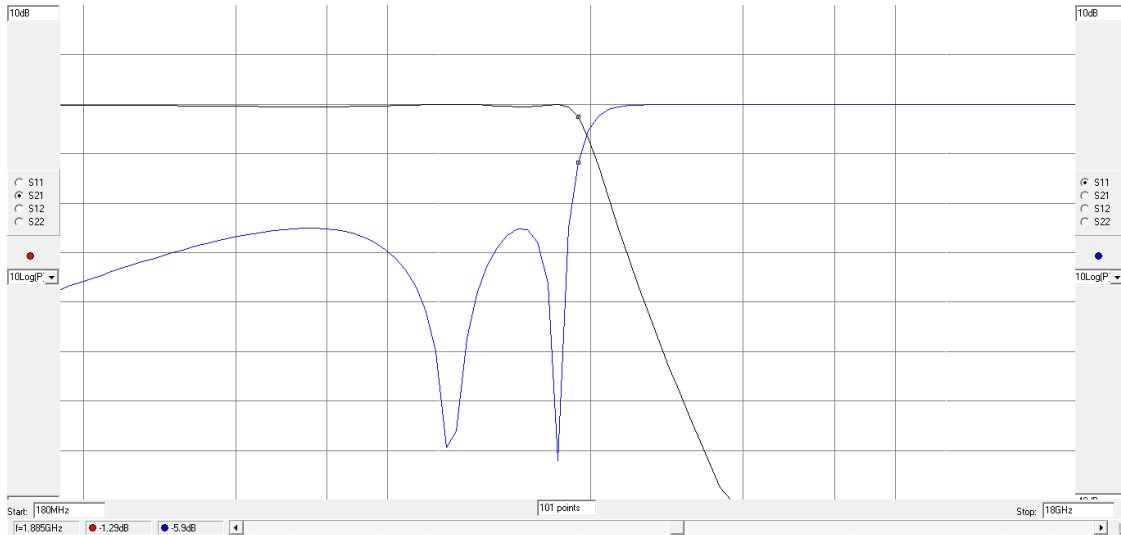


Figura 3.26. Simulació del paràmetre S21 i S11 en RFSim.

- Un cop s'obtenen els valors dels elements reactius que conformen el filtre, es procedeix de la mateixa manera que en l'apartat 3.2. Les dos diferències que hi ha són els valors dels inductors i bobines, i la longitud de les línies de 50Ω que estan entre els condensadors i les bifurcacions, que s'han reduït fins a 0.05 mm. La resta d'elements (gaps, línies de transmissió, tapers) són exactament iguals. Pel que fa als condensadors, el valor escollit és 2.3 pF; pels inductors, 6.3 nH i 10 nH.

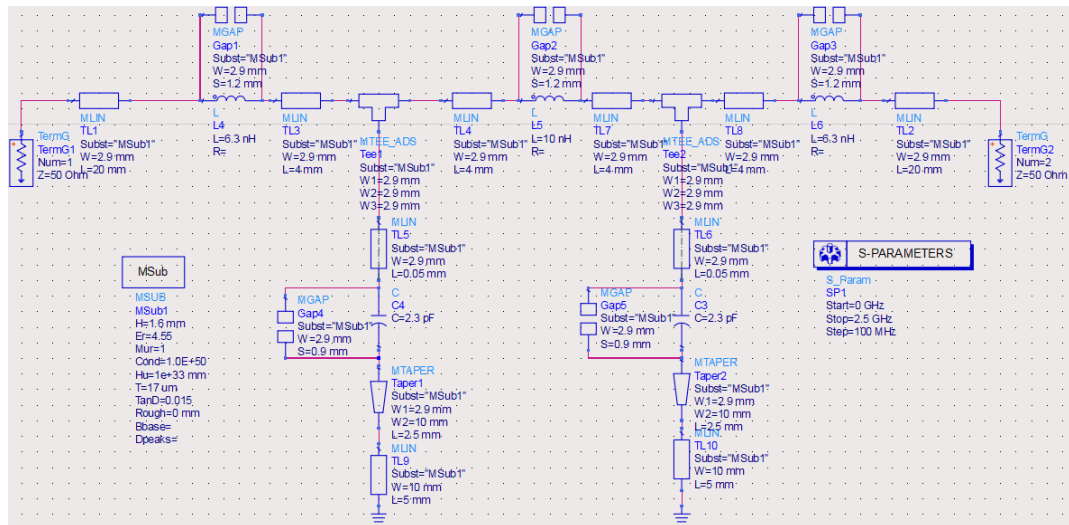


Figura 3.27. Esquemàtic ADS del filtre L-C 1800 MHz.

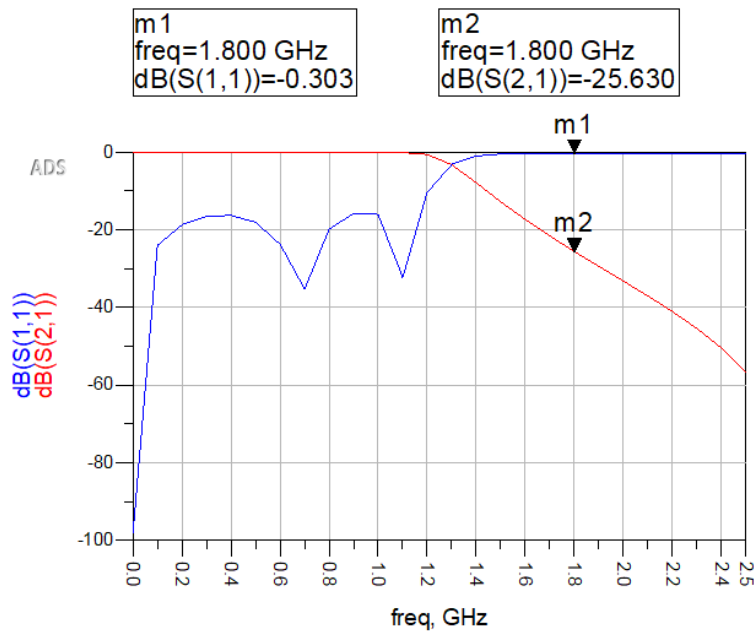


Figura 3.28. Simulació del paràmetre S11 i S21 del filtre L-C 1800 MHz.

- La resposta obtinguda és molt dolenta, ja que una atenuació de 30 dB a la freqüència de tall significa que el senyal d'interès que es vol filtrar (situat a 1,6 GHz aproximadament) es perdrà.

La raó per la qual s'obté aquesta mala resposta recau en els elements paràsits dels components (dels que no es tenia el model), ja que s'està treballant a altes freqüències (al voltant dels 2 GHz). Per mitigar aquests efectes que apareixen, una solució és disminuir els valors dels condensadors utilitzats, així doncs es compensen els efectes paràsits. Els nous condensadors escollits són de 0.5 pF.

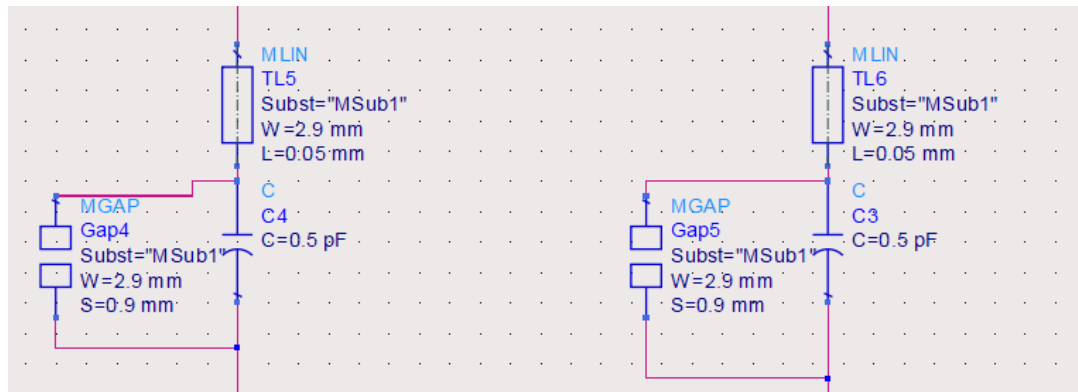


Figura 3.29 Variació del valor dels condensadors.

En la Figura 3.30 es veu reflexada la millora en el comportament del filtre gràcies a aquesta modificació en els valors dels condensadors.

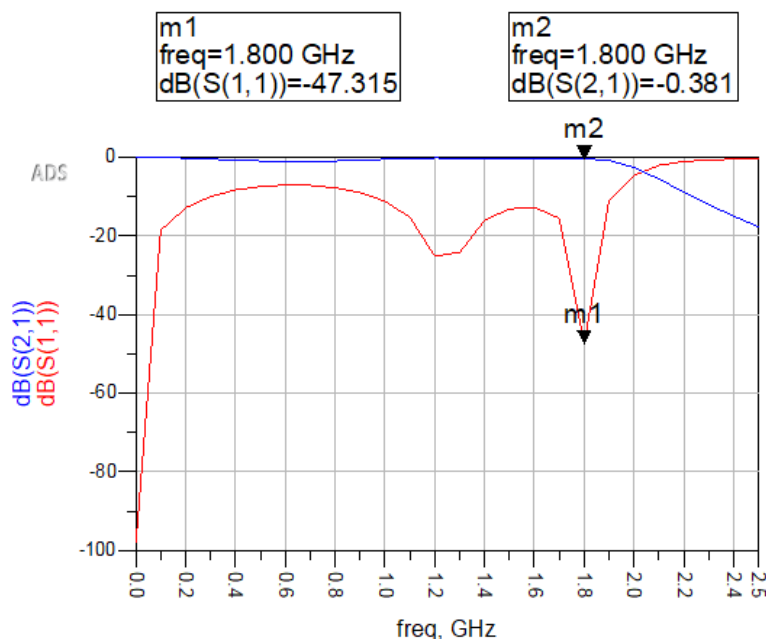


Figura 3.30. Simulació del paràmetre S11 i S21 del filtre L-C 1800 MHz amb capacitats modificades.

La simulació del paràmetre S_{21} evidencia la millora del comportament del filtre. Obtenint una atenuació per sota dels 0.5 dB a 1.8 GHz.

En quant al layout a generar, és el mateix que el que s'ha obtingut a l'apartat 3.2 (Filtre L-C de 500 MHz). Ja que la diferència entre els dos filtres L-C són els valors dels elements reactius.

3.5 Filtre pas baix 500 MHz comercial

En l'apartat 3.1 s'acaba concluint que el filtre pas baix amb salt d'impedàncies de 500 MHz no és adequat per les seves grans dimensions i, per tant, no és pràctic en la realitat. Com a alternativa, s'ha buscat un filtre pas comercial que s'adapti a les necessitats del receptor superheterodí que es desitja construir.

El producte escollit es tracta d'un filtre pas baix anomenat RLP -470+ fabricat per Mini-Circuits. La freqüència de tall es situa als 510 MHz [2,7].

En la Taula 3.3 es detallen les especificacions més importants:

	Freqüència (MHz)	Atenuació (dB)
Banda de pas	DC - 470	< 2 dB
Freqüència de tall	510	3 dB
Banda eliminada I	650 - 780	> 20 dB
Banda eliminada II	780 - 2000	> 40 dB

Taula 3.3 Especificacions del filtre a temperatura ambient de 25°C. [7]



Figura 3.31. Imatge del filtre RLP -470+.

Per tal de fer tot el connexionat del filtre, s'ha seguit el layout suggerit al full d'especificacions.

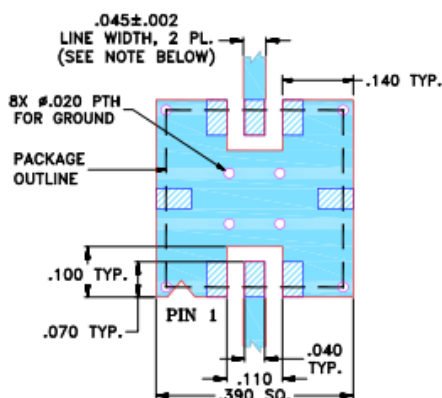


Figura 3.32. Layout de la PCB suggerit al datasheet.

El disseny de la PCB s'ha realitzat seguint minuciosament les cotes indicades al datasheet. S'ha utilitzat el programa RimuPCB per fer el disseny.

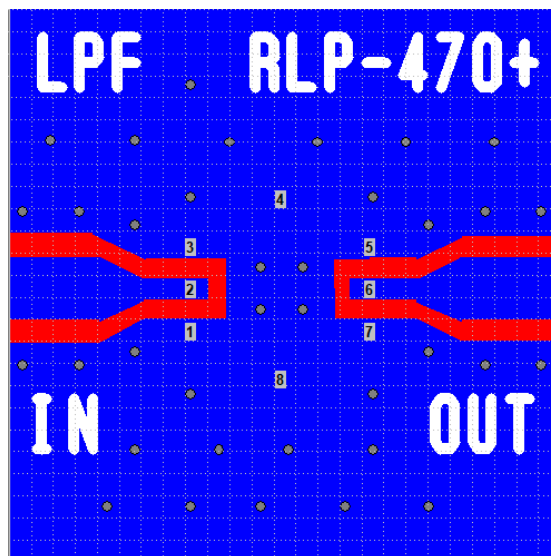


Figura 3.33. Disseny final de la PCB.

Es visualitzen de forma clara les pistes de 50Ω que corresponen a la entrada (pin 2) i a la sortida del filtre (pin 6). D'altra banda, també s'han inserit diverses vies de 0.5 mm de diàmetre.

4 Acoblador direccional

4.1 Fonaments teòrics i especificacions

Un acoblador direccional és un dispositiu passiu de quatre ports. Pel port d'entrada entra el senyal, pel port de sortida es transmet el senyal d'entrada i per un dels altres ports s'acobla una part del senyal d'entrada. El port restant queda aïllat. Generalment, estan formats per dos línies de transmissió amb una separació suficientment petita per a que el senyal que viatja per una línia es pugui acoblar a la línia adjacent [10].

En el receptor superheterodí que es vol construir és interessant afegir aquests dispositius ja que ofereixen la possibilitat de observar el senyal en un punt concret del receptor i analitzar-lo, i si bé en aquest TFG no serà molt utilitzat, si que ho serà en les pràctiques de l'assignatura per tal que els alumnes puguin obtenir el senyal en diferents punts del receptor. Així doncs, la idea és realitzar un acoblador direccional centrat a 1.57 GHz aproximadament, ja que d'aquesta manera el senyal de RF (al voltant de 1.7 GHz) i la freqüència imatge (1.44 GHz) estaran dins la banda de pas i podran ser visualitzats amb un analitzador d'espectres.

4.2 Disseny

Per dissenyar l'acoblador direccional amb les característiques especificades, s'utilitza l'eina LineCalc proporcionada per ADS amb la qual es calculen les dimensions de la línia microstrip acoblada (MCLIN). Es selecciona la freqüència del senyal a acoblar (1570 MHz), les característiques del substrat, i les característiques elèctriques [11].

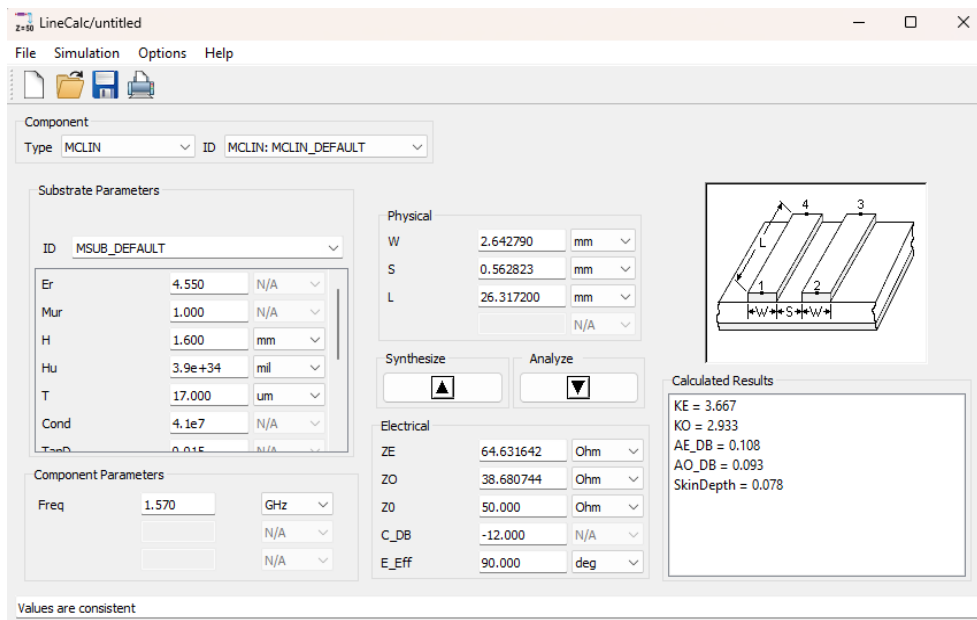


Figura 4.1. Paràmetres del acoblador dissenyat amb LineCalc.

En les característiques elèctriques, es selecciona una impedància característica de 50 Ω , una longitud elèctrica de 90° i en el camp C_DB s'especifica l'atenuació que rebrà el senyal acoblat; es seleccionen 12 dB. Seguidament, es fa la conversió i s'obtenen les

dimensions de la línia acoblada: l'amplada (W), la separació o gap entre les dues línies (S) i la longitud de les línies (L).

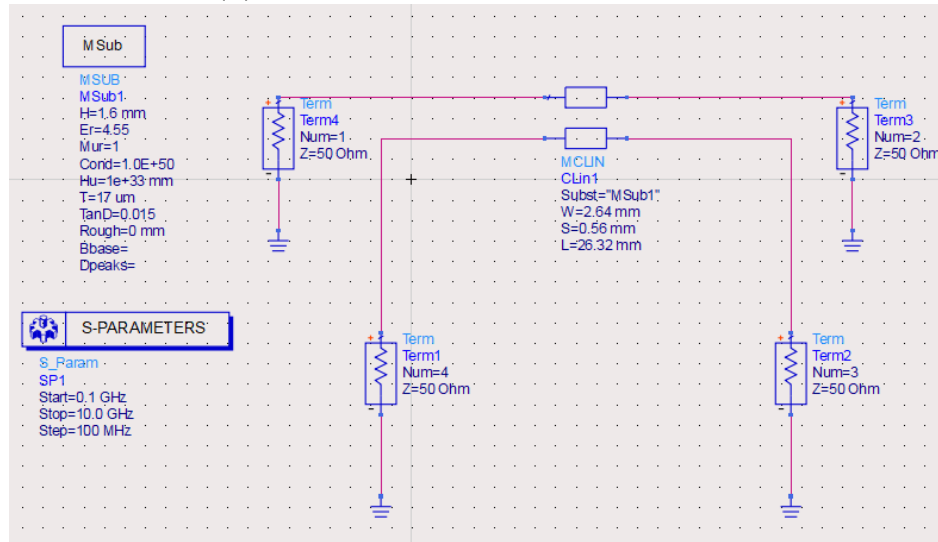


Figura 4.2. Esquemàtic bàsic del acoblador direccional.

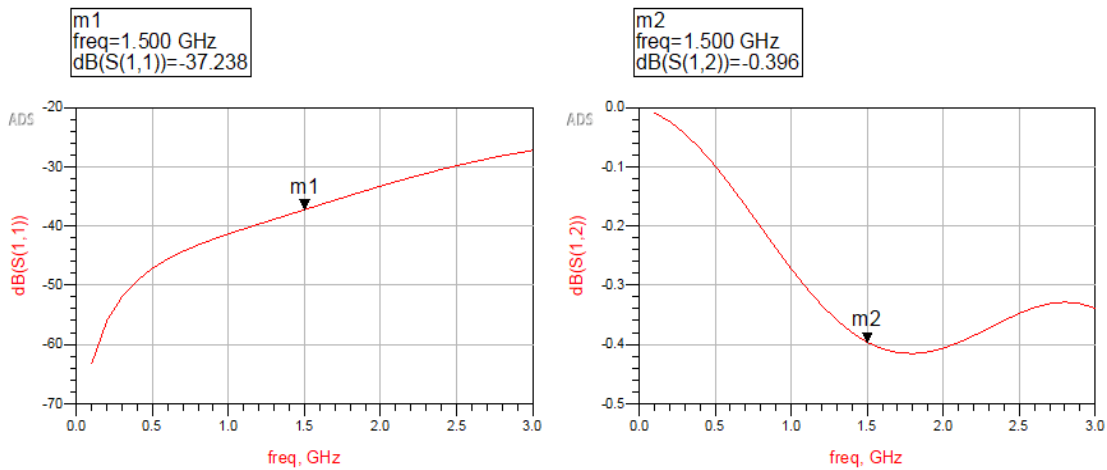


Figura 4.3. A l'esquerra: simulació del paràmetre S11 (adaptació) del acoblador direccional. A la dreta: simulació del paràmetre S21 (sortida directa) del acoblador direccional. Versió bàsica.

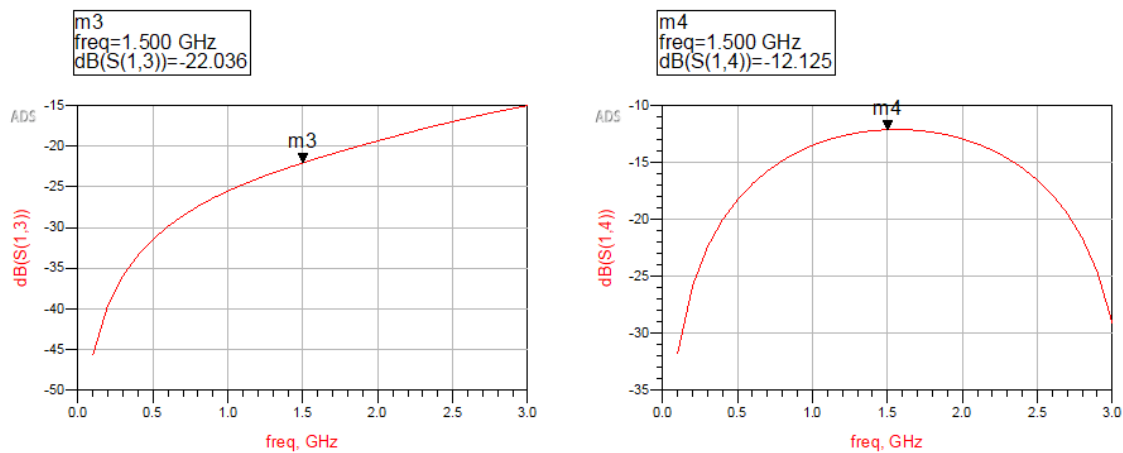


Figura 4.4. A l'esquerra: simulació del paràmetre S31 (aïllat) del acoblador direccional. A la dreta: simulació del paràmetre S41 (acoblats) del acoblador direccional. Versió bàsica.

Ja calculats els valors de la línia acoblada, per al disseny complet s'inclouen els accessos de 50 Ω , tapers per fer la transició de les línies de transmissió d'entrada a les línies acoblades i els elements MSABND per fer els angles de 90°. En el port aïllat es connecta una càrrega de 50 Ω cap a massa. En la Taula 4.1 s'indica a quin número, referit al esquemàtic de la Figura 4.2, correspon cadascun dels ports.

Port d'entrada del senyal	1
Port de sortida del senyal	2
Port aïllat	3
Port acoblat	4

Taula 4.1. Identificació de cada port del acoblador direccional.

Cal incloure també un MGap per simular el acoblament elèctric produït en el salt de pistes.

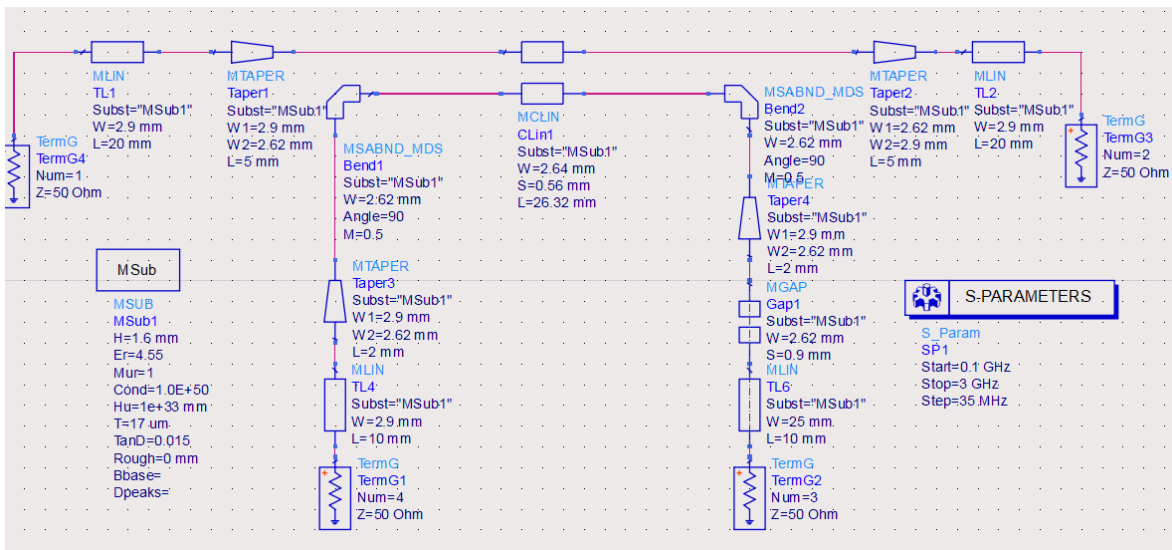


Figura 4.5. Esquemàtic final del acoblador direccional.

En la Figura 4.6, s'observa l'adaptació i les pèrdues per inserció del acoblador direccional. En la Figura 4.7, s'observa l'aïllament i l'acoblament.

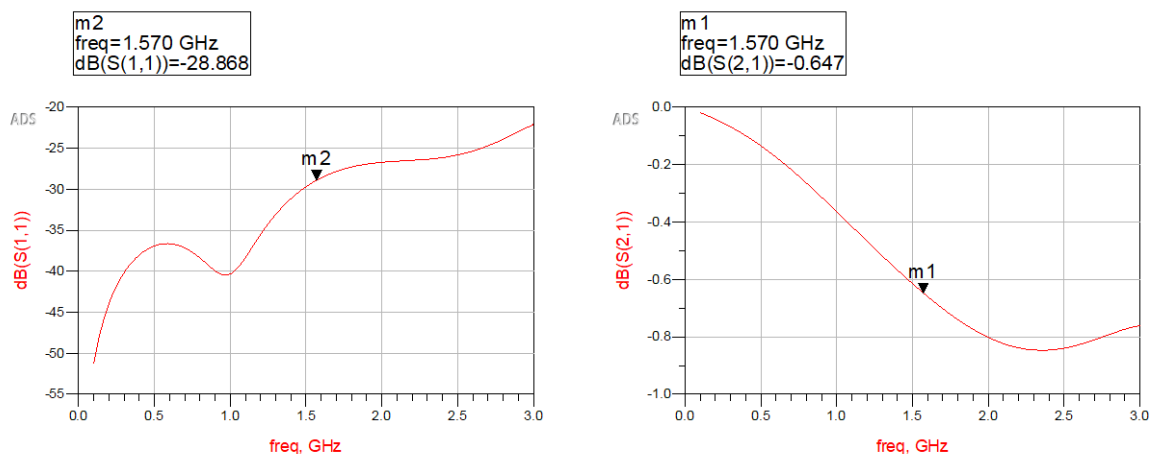


Figura 4.6. A l'esquerra: simulació del paràmetre S11 (adaptació) del acoblador direccional. A la dreta: simulació del paràmetre S21 (sortida directa) del acoblador direccional. Versió final.

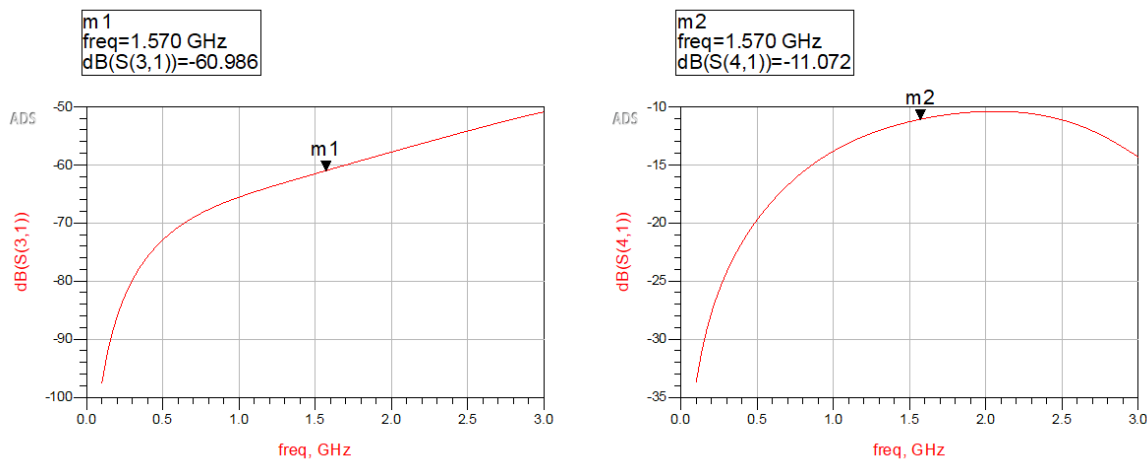


Figura 4.7. A l'esquerra: simulació del paràmetre S31 (aïllat) del acoblador direccional. A la dreta: simulació del paràmetre S41 (acoblat) del acoblador direccional. Versió final.

En la Figura 4.7, en la simulació del paràmetre S_{14} s'observa com el nivell d'acoblament de senyal correspon amb el especificat en el LineCalc (Figura 4.1), de -12 dB.

Comparant les Figures 4.3 i 4.4 amb la 4.6 i la 4.7, s'observa alguna petita diferència en el comportament degut als diversos elements que s'han introduït en el disseny final. L'últim pas és generar el layout corresponent.

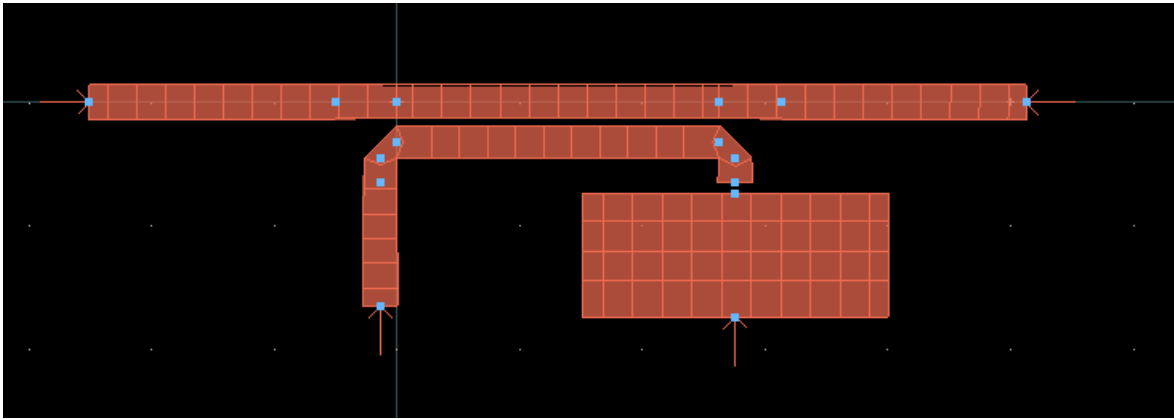


Figura 4.8. Layout del acoblador direccional.

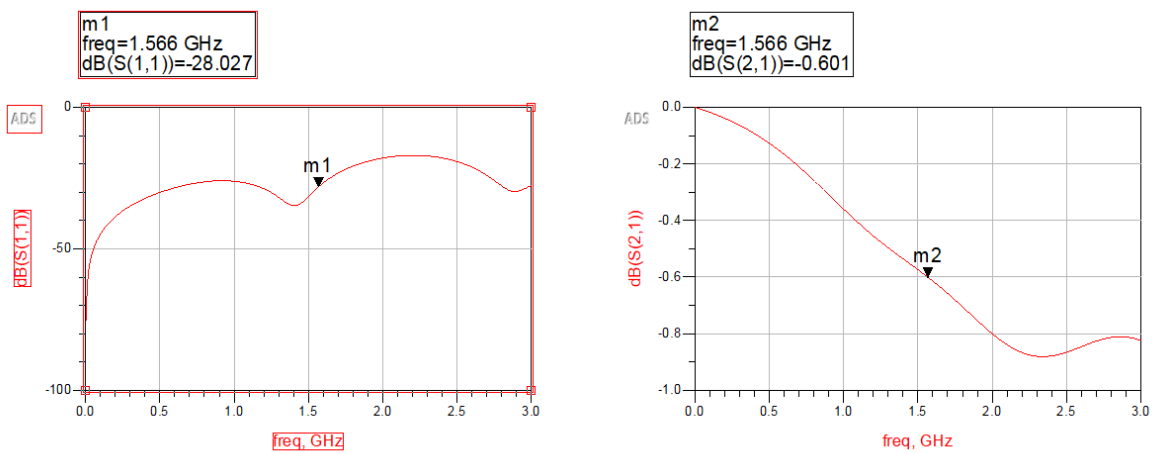


Figura 4.9. A l'esquerra: simulació EM del paràmetre S11 (adaptació) del acoblador direccional. A la dreta: simulació EM del paràmetre S21 (inserció) del acoblador direccional. Versió final.

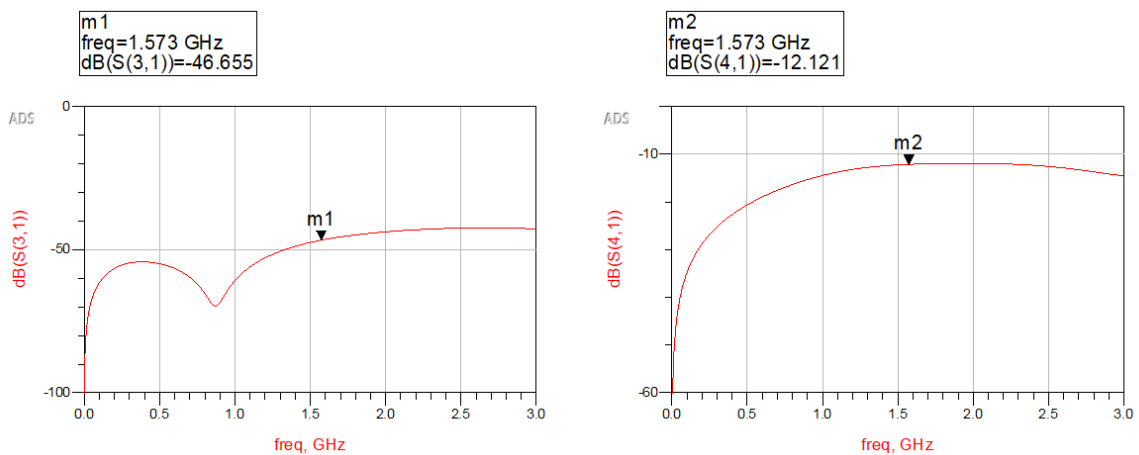


Figura 4.10. A l'esquerra: simulació EM del paràmetre S31 (aïllat) del acoblador direccional. A la dreta: simulació EM del paràmetre S41 (acoblat) del acoblador direccional. Versió final.

La resposta és la esperada, -12 dB a 1.5 GHz, aproximadament.

5 Filtre pas banda

5.1 Fonaments teòrics i especificacions

Un filtre pas banda és un tipus de filtre que permet el pas de freqüències compreses entre dos límits i atenúa tots aquells senyals que no formen part del rang de freqüències de pas. D'una manera semblant al filtre pas baix, el tipus de resposta pot ser Butterworth (resposta plana) o Chebyshev (resposta més abrupta i oscil·lant) [12]. En la Figura 5.1 apareix un gràfic que representa el comportament freqüencial d'un filtre pas banda.

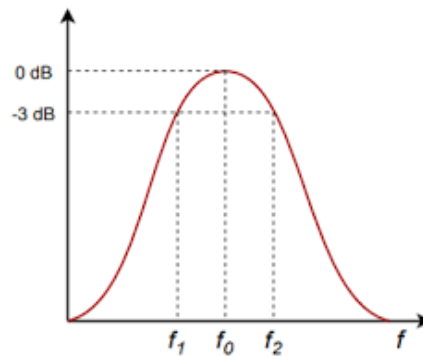


Figura 5.1. Resposta freqüencial d'un filtre pas banda.

En la figura 5.1 es pot apreciar com les freqüències f_1 i f_2 representen els límits de la banda de pas del filtre.

Tal i com s'explica en l'apartat 3.2, un dels elements més importants del receptor superheterodí és el filtre d'RF o filtre anti-freqüència imatge. La freqüència RF amb la què es treballa és de al voltant de 1660 MHz, el sintetitzador sintetitzarà freqüències compreses entre 1520 MHz i 1620 MHz, de manera que suposant la freqüència central del sintetitzador (1570 MHz), la freqüència intermitja que s'obté és de 90 MHz (1660 MHz - 1570 MHz = 90 MHz). Per tant, la freqüència imatge es calcularà de la següent manera:

$$f_{RF} > f_{OL} \rightarrow f_{IM} = f_{OL} - f_{FI} \quad (3)$$

S'obté una f_{IM} de 1480 MHz. Aquest senyal haurà de ser atenuat abans d'arribar al mesclador, per aconseguir-ho cal dissenyar un filtre pas banda que atenuï aquest senyal però que deixi passar el senyal de RF, situat a 1.66 GHz, que és el senyal d'interès.

5.2 Disseny

El disseny del filtre pas banda es tracta d'un procés sistemàtic que es realitzarà amb els programes RFSim99 i ADS.

- Primerament, caldrà utilitzar RFSim per crear el prototip pas baix a partir del qual es realitzarà el pas banda amb salt d'impedàncies. S'indiquen les següents característiques del filtre:

- Tipus de resposta: Chebyshev
- Topologia: Pas baix
- Ample de banda: 0.16 Hz
- Nombre de pols: 3
- Rissat: 0.25 dB
- $Z_{in/out}=1 \Omega$

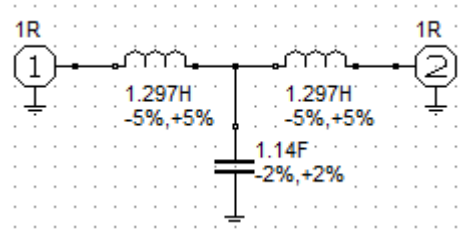


Figura 5.2. Prototip pas baix.

D'aquesta manera s'obtenen els coeficients g_i : $g_1 = g_3 = 1.297 \text{ H}$; $g_2 = 1.14\text{F}$.

- El filtre pas banda es dissenyarà mitjançant inversos d'admitàncies J i ressonadors LC paral·lel connectats en cascada. Els inversos d'admitàncies es calculen a partir dels elements de l'equivalent pas baix:

$$J_{01} = \sqrt{\frac{\pi * W}{2 * g_1}} \quad (4)$$

$$J_{i-1,i} = \frac{\pi * W}{2 * \sqrt{g_{i-1} * g_i}} \quad (5)$$

$$J_{n,n+1} = \sqrt{\frac{\pi * W}{2 * g_n * g_{n+1}}} \quad (6)$$

La variable W expressa l'ample de banda relatiu del filtre. Es pot calcular de la següent manera:

$$W = \frac{f_2 - f_1}{f_c} \quad (7)$$

On f_2 i f_1 són les freqüències que delimiten la banda de pas i f_c és la freqüència central del filtre. Per tal de deixar passar el senyal d'RF, la freqüència central del filtre serà de 1660 MHz i l'ample de banda desitjat és de 70 MHz, per tant ja queden fixades f_1 i f_2 a MHz 1625 i 1695 MHz, respectivament. Finalment, s'obté una $W = 0.04$.

Ja que el filtre és de tercer ordre i per tant, hi ha tres elements reactius, sortiran quatre inversos d'admitàncies.

Amb les expressions 4, 5 i 6 es calculen els valors J dels inversors:

$$J_{01} = 0.2201$$

$$J_{12} = 0.0517$$

$$J_{23} = 0.0517$$

$$J_{34} = 0.2201$$

- Aquests inversors d'admitàncies es poden substituir per línies acoblades de longitud $\lambda/4$. Una línia acoblada queda determinada per la impedància característica en mode parell (Z_{0e}) i senar (Z_{0o}), que es poden calcular a través dels valors dels inversors d'admitàncies (J) i la impedància característica de la línia Z_0 .

$$Z_{0e} = Z_0 (\sqrt{1 + J^2} + J) \quad (8)$$

$$Z_{0o} = Z_0 (\sqrt{1 + J^2} - J) \quad (9)$$

$$Z_{01e} = 62.20 \, \Omega$$

$$Z_{01o} = 40.20 \, \Omega$$

$$Z_{012e} = 52.65 \, \Omega$$

$$Z_{012o} = 47.48 \, \Omega$$

$$Z_{023e} = 52.65 \, \Omega$$

$$Z_{023o} = 47.48 \, \Omega$$

$$Z_{034e} = 62.20 \, \Omega$$

$$Z_{034o} = 40.20 \, \Omega$$

- Amb tots els paràmetres caracteritzats, el següent pas és calcular les dimensions físiques (longitud, amplada i separació) de les línies acoblades (MCLIN) mitjançant l'eina LineCalc. Per aconseguir-ho, en el LineCalc cal especificar els paràmetres del substrat utilitzat (FR4), la freqüència de treball (1700 MHz) i en l'apartat elèctric, les impedàncies característiques en mode parell, senar i la impedància característica de la línia. Seguidament, al fer la síntesi, LineCalc calcularà les dimensions físiques de la línia acoblada en qüestió:

J_{01} :

Figura 5.3. Càlcul de les dimensions físiques de la primera línia acoblada.

J₁₂ :

Component
Type: MCLIN ID: MCLIN: MCLIN_DEFAULT

Substrate Parameters
ID: MSUB_DEFAULT

Er	4.550	N/A
Mur	1.000	N/A
H	1.600	mm
Hu	3.9e+34	mil
T	17.000	um
Cond	4.1e7	N/A
TanD	0.015	N/A

Physical
W: 2.950170 mm
S: 3.683590 mm
L: 23.874500 mm

Synthesize [▲] Analyze [▼]

Electrical
ZE: 52.650 Ohm
ZO: 47.480 Ohm
ZO: 49.998220 Ohm
C_DB: -25.741473 N/A
E_Eff: 90.000 deg

Component Parameters
Freq: 1.660 GHz

Figura 5.4. Càlcul de les dimensions físiques de la segona línia acoblada.

J₂₃ :

Component
Type: MCLIN ID: MCLIN: MCLIN_DEFAULT

Substrate Parameters
ID: MSUB_DEFAULT

Er	4.550	N/A
Mur	1.000	N/A
H	1.600	mm
Hu	3.9e+34	mil
T	17.000	um
Cond	4.1e7	N/A
TanD	0.015	N/A

Physical
W: 2.950170 mm
S: 3.683590 mm
L: 23.874500 mm

Synthesize [▲] Analyze [▼]

Electrical
ZE: 52.650 Ohm
ZO: 47.480 Ohm
ZO: 49.998220 Ohm
C_DB: -25.741473 N/A
E_Eff: 90.000 deg

Component Parameters
Freq: 1.660 GHz

Figura 5.5. Càlcul de les dimensions físiques de la tercera línia acoblada.

J₃₄ :

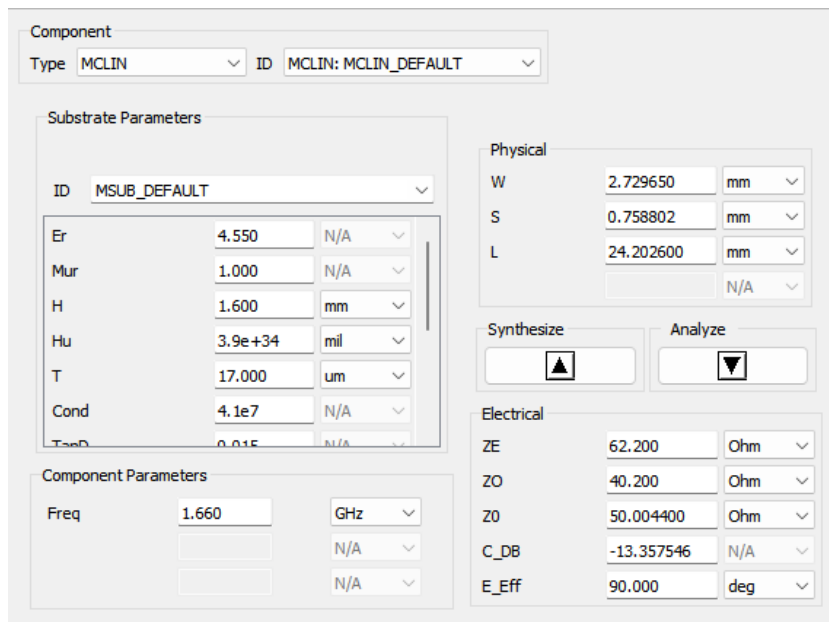


Figura 5.6. Càlcul de les dimensions físiques de la última línia acoblada.

En la Taula 5.1 queden resumits els valors J, les impedàncies característiques (mode senar i parell) i les dimensions físiques de cada línia acoblada.

	J	Z _{Oe} (Ω)	Z _{0o} (Ω)	Longitud (mm)	Amplada (mm)	Gap (mm)
01	0.2201	62.20	40.20	24.2	2.73	0.76
12	0.0517	52.65	47.48	23.87	2.95	3.68
23	0.0517	52.65	47.48	23.87	2.95	3.68
34	0.2201	62.20	40.20	24.2	2.73	0.76

Taula 5.1. Valors i dimensions de cada línia acoblada del filtre pas banda.

- El següent pas consisteix a incorporar les quatre línies acoblades connectades en cascada. Cadascuna amb les dimensions físiques calculades prèviament.

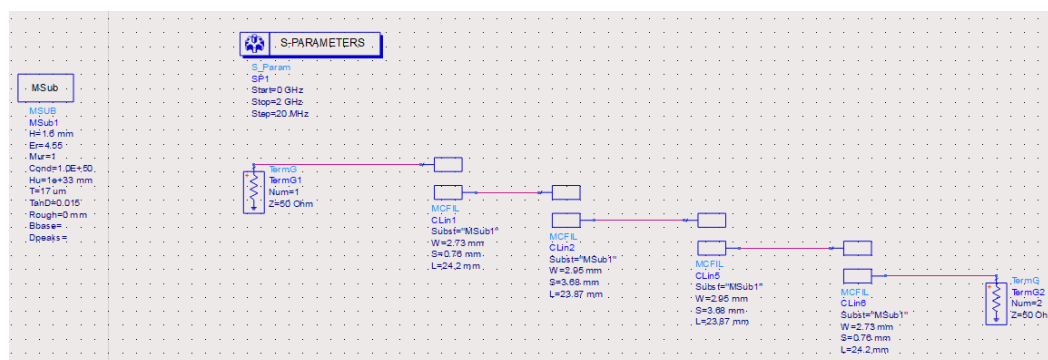


Figura 5.7. Esquemàtic del filtre pas banda amb línies acoblades.

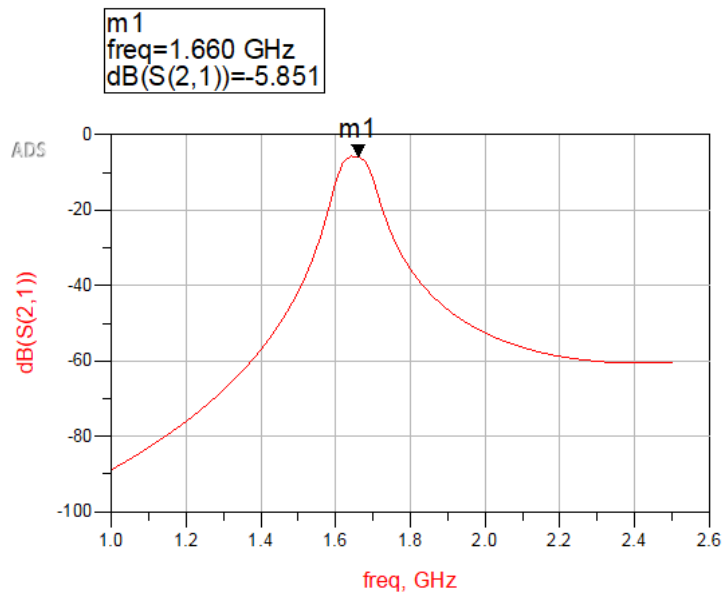


Figura 5.8. Simulació del paràmetre S21 del filtre pas banda.

- Per tal de procedir amb la fabricació del filtre, igual que s'ha fet amb els altres filtres, es col·loquen línies de 50Ω i tapers (per fer les transicions entre les longituds dels accessos i les línies acoblades) a l'entrada i la sortida del filtre.

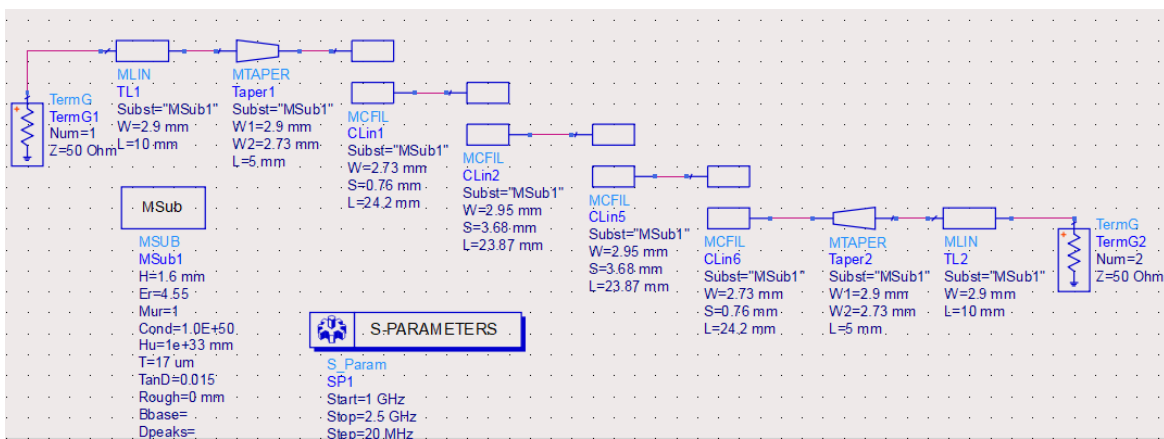


Figura 5.9. Esquemàtic amb línies d'accessos i tapers del filtre pas banda amb línies acoblades.

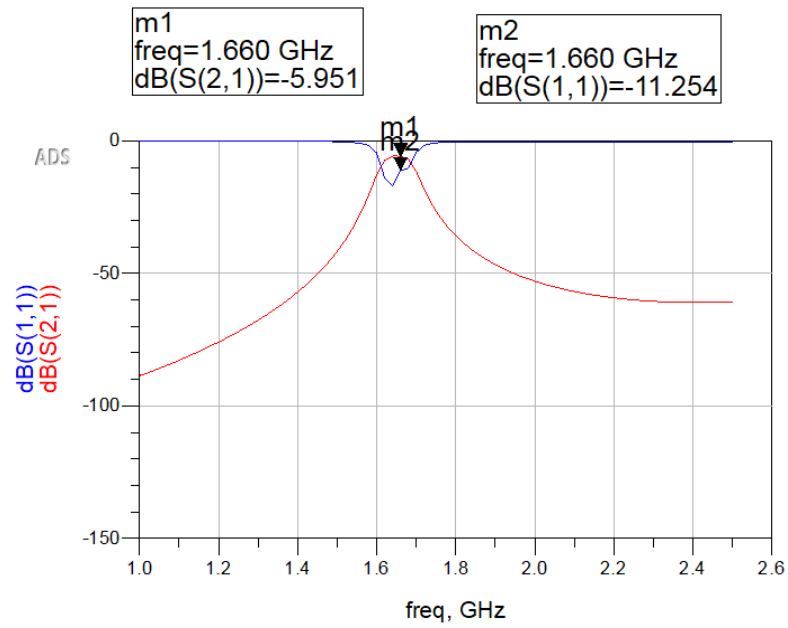


Figura 5.10. Simulació del paràmetres S11 i S21 del filtre pas banda amb les modificacions.

S'observa com el comportament del filtre és pràcticament el mateix que l'inicial. Per últim, ja aconseguir el disseny final del filtre, es genera el layout.

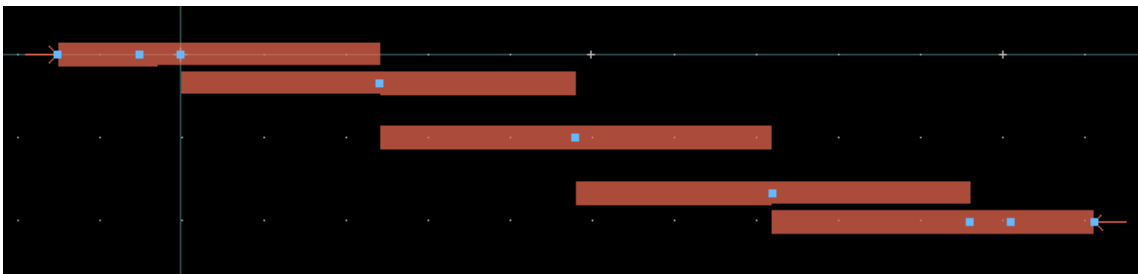


Figura 5.11 Layout del filtre pas banda.

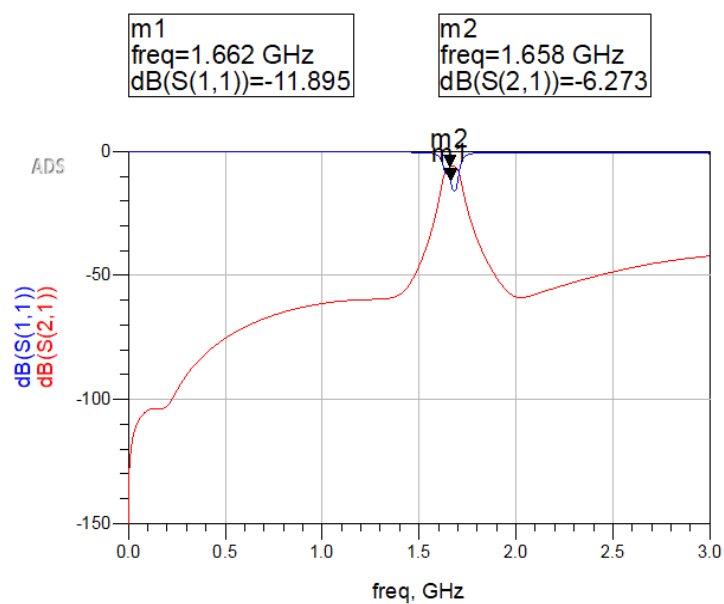


Figura 4.12. Simulació EM filtre pas banda.

6 Antena UWB

6.1 Fonaments teòrics i especificacions

Amb l'objectiu de captar el senyal de radiofreqüència (1.66 GHz) i la freqüència imatge (al voltant de 1.48 GHz) es dissenya una antena UWB (Ultra Wide Band).

6.2 Disseny

Per caracteritzar i crear l'antena, s'ha utilitzat el programa ADS on es construeix un layout en el qual es defineixen les dimensions de l'antena, com ara: el radi de la circumferència, separació amb el pla de massa, paràmetres que influeixen directament en el comportament. Les dimensions s'han escollit per tal de que l'antena estigui ben adaptada a 1.3 GHz aproximadament [9].

Inicialment, l'antena dissenyada té les característiques indicades en la Taula 6.1.

Radi	34 mm
APM¹	69 mm
LPM²	23 mm
SPM³	0.9 mm
ALA⁴	2.1 mm

Taula 6.1. Dimensions de l'antena (taper).

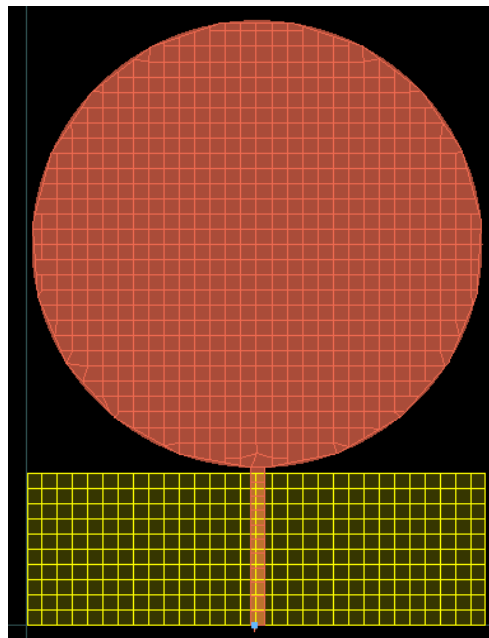


Figura 6.1. Layout de la antena UWB (sense taper).

¹ Amplada del pla de massa

² Llargada del pla de massa

³ Separació amb el pla de massa

⁴ Amplada de la línia d'accés

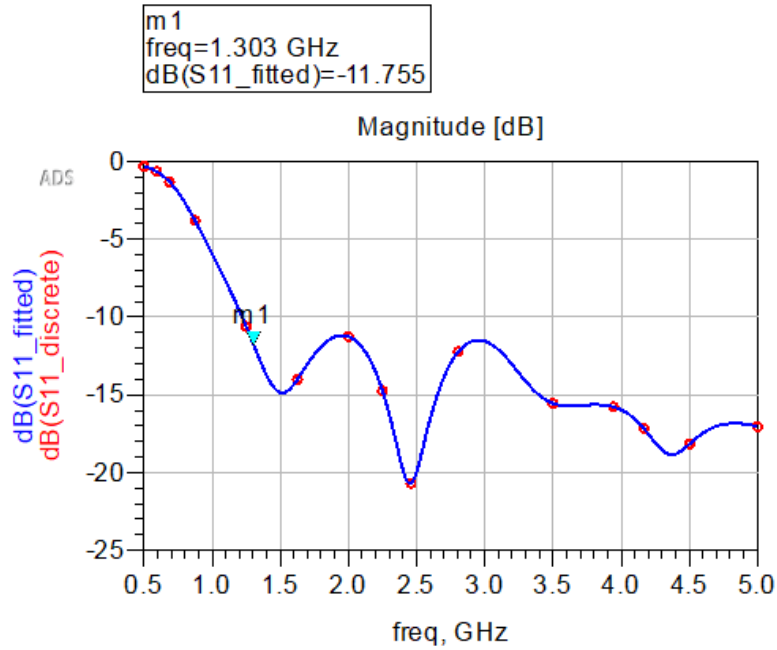


Figura 6.2. Simulació del paràmetre S11 de l'antena (sense taper).

L'adaptació de l'antena a la freqüència d'interès, 1.3 GHz, està per sota de -10 dB, cosa que significa que es rebran correctament els senyals.

S'ha realitzat un segon disseny d'antena UWB, per tenir un ventall de dues per poder comparar-les, amb aquestes dimensions (sobretot s'ha modificat la part de l'accés):

Radi	34 mm
APM	69 mm
LPM	23 mm
SPM	2.5 mm
ALA	2.9 mm

Taula 6.2. Dimensions de l'antena modificada.

El canvi que s'ha realitzat ha estat augmentar l'amplada de la línia d'accés a l'antena fins a 2.9 mm (línia de 50 Ω) i fer un taper per a passar dels 2.9 mm als 2.1 mm que és l'amplada de la línia que connecta amb la circumferència de l'antena.

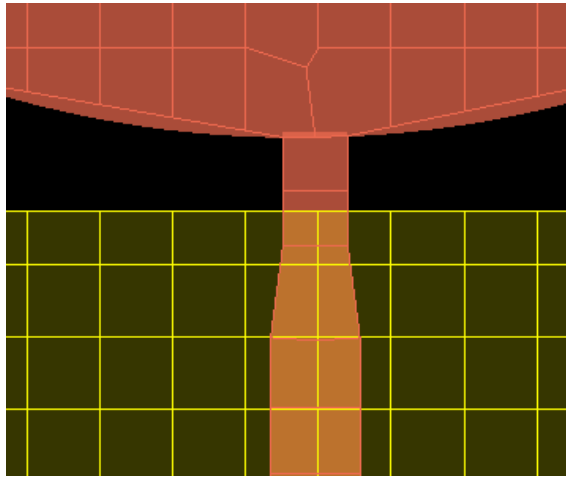


Figura 6.3 Taper.

El resultat final és el següent:

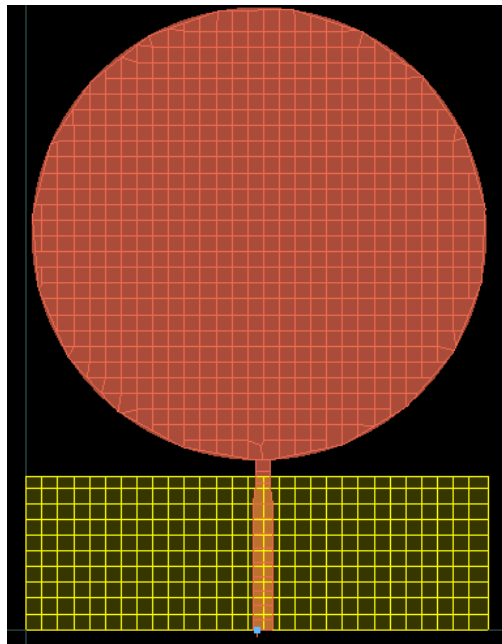


Figura 6.4 Layout de la antena UWB (amb taper).

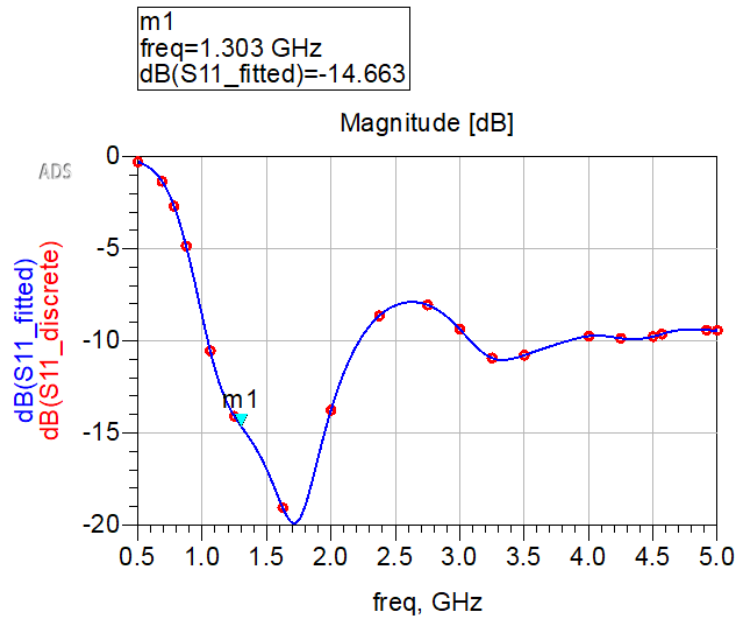


Figura 6.5 Simulació del paràmetre S11 (amb taper).

El resultat aconseguit amb aquesta modificació millora el primer disseny. S'aconsegueix una adaptació al voltant dels -14 dB per a la freqüència de 1.3 GHz.

7 Mesclador

7.1 Especificacions

El mesclador serà l'element que realitzarà la conversió en freqüència del senyal rebut (RF), concretament farà una translació a una freqüència més baixa, l'anomenada freqüència intermitja (f_{FI}).

El mesclador és un dispositiu de tres ports (dos entrades i una sortida), a les entrades arribaran el senyal de RF (situat a 1.66 GHz) captat per l'antena i el senyal provient del sintetitzador (situat entre 1.52 GHz i 1.62 GHz). Finalment, a la sortida del mesclador apareixerà tant la suma com la diferència dels dos senyals rebuts a les entrades.

El mesclador implementat en el receptor superheterodí es tracta del model LRMS-30J fabricat per Mini-Circuits, té la capacitat de treballar en un rang de freqüències desde 200 MHz a 3000 MHz. Les pèrdues de conversió són baixes, el valor típic està en els 5.9 dB [3,6].

En la figura 7.1 es mostra una taula (extreta del full d'especificacions) on s'especifiquen les pèrdues de conversió, aïllament OL-RF i aïllament OL-FI en funció de les freqüències RF i OL.

Frequency (MHz)		Conversion Loss (dB)	Isolation L-R (dB)	Isolation L-I (dB)
RF	LO	LO +7dBm	LO +7dBm	LO +7dBm
200.00	230.00	5.80	33.50	31.67
375.00	405.00	5.01	40.50	26.84
500.00	530.00	5.01	29.00	25.17
550.00	580.00	4.88	29.16	24.33
725.00	755.00	5.33	29.00	22.67
900.00	930.00	6.56	28.17	21.34
1000.00	1030.00	5.94	28.84	20.50
1075.00	1105.00	5.61	31.50	20.17
1250.00	1280.00	5.97	40.83	20.33
1425.00	1455.00	6.85	31.50	19.50
1600.00	1630.00	7.56	23.84	18.50
1775.00	1805.00	7.49	20.66	17.50
1950.00	1980.00	7.68	19.16	16.16
2000.00	2030.00	7.74	19.00	15.50
2125.00	2155.00	7.71	18.67	14.50
2300.00	2330.00	7.58	31.66	17.33
2475.00	2505.00	6.90	25.50	15.00
2650.00	2680.00	6.32	24.34	14.50
2825.00	2855.00	6.68	24.83	15.33
3000.00	3030.00	7.55	27.00	15.17

Figura 7.1. Pèrdues de conversió i aïllaments del mesclador.

7.2 Disseny

De la mateixa manera que s'ha procedit amb el filtre comercial de 500 MHz explicat en l'apartat 3.5, s'ha realitzat el layout de la PCB mitjançant el programa RimuPCB seguint la PCB suggerida al full d'especificacions del mesclador.

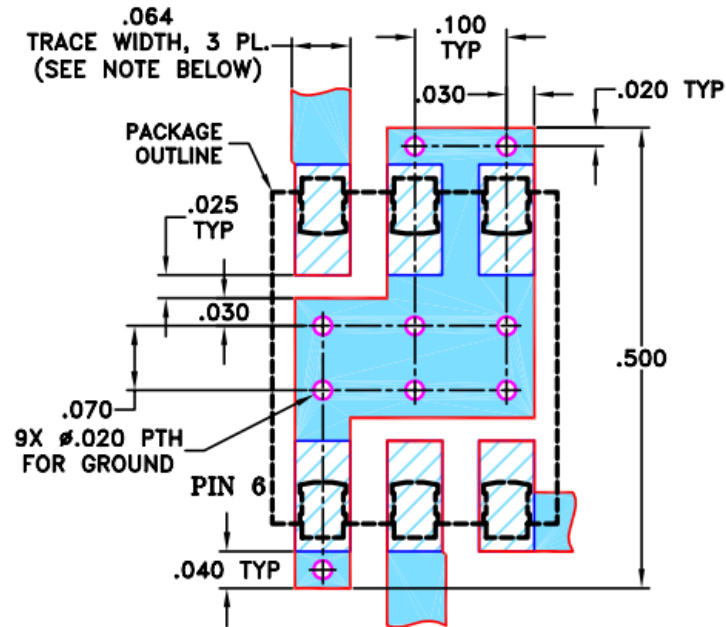


Figura 7.2. Layout de la PCB suggerida al full d'especificacions [6].

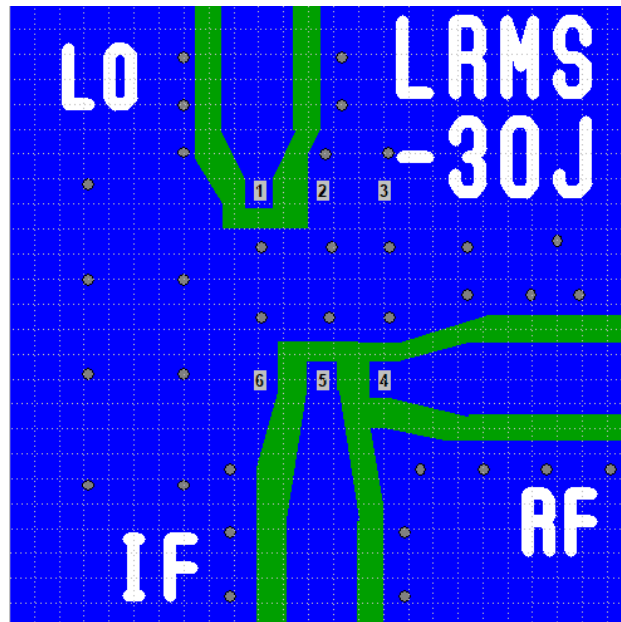


Figura 7.3. Layout final del mesclador.

El pin 1 correspon a l'entrada del senyal del sintetitzador (oscil·lador local), el pin 4 correspon a la entrada del senyal de radiofreqüència i el pin 5 és la sortida del mesclador, és a dir, on s'obté el senyal d'interès (freqüència intermitja).

8 Fabricació

8.1 Procés de fabricació de PCB

Un cop dissenyats tots els elements que formen part del receptor superheterodí, es procedeix a fabricar la PCB (Printed Circuit Board) de cadascun dels dissenys. S'han dissenyat un total de sis elements a construir: filtre pas baix L-C de 1800 MHz i de 500 MHz, filtre amb salt d'impedàncies de 1800 MHz, filtre pas banda centrat a 1700 MHz, antena UWB i acoblador direccional. Addicionalment, per incorporar el filtre pas baix comercial RLP-470 i el mesclador LRMS-30J, es construeixen els layouts respectius sobre els quals aniran connectats.

Per fabricar les PCB (Printed Circuit Board), s'importa el layout generat per ADS en format .dxf. A través d'aquest format, es realitzen els últims detalls (mitjançant programes de disseny gràfic) per preparar la PCB per ser construïda.

A través del procés de fabricació químic s'aconsegueix el circuit. Per a l'elaboració de les PCB, es realitzen els següents passos [8]:

- Obtenció d'un fotolit.
- Laminat fotosensible del substrat.
- Insolació del circuit.
- Revelat del circuit.
- Atacat del circuit.
- Eliminació dels residus.

8.2 Imatges dels elements fabricats

A continuació es mostren imatges del resultat final de fabricació de cada disseny:

- Filtre L-C de 1800 MHz i de 500 MHz:

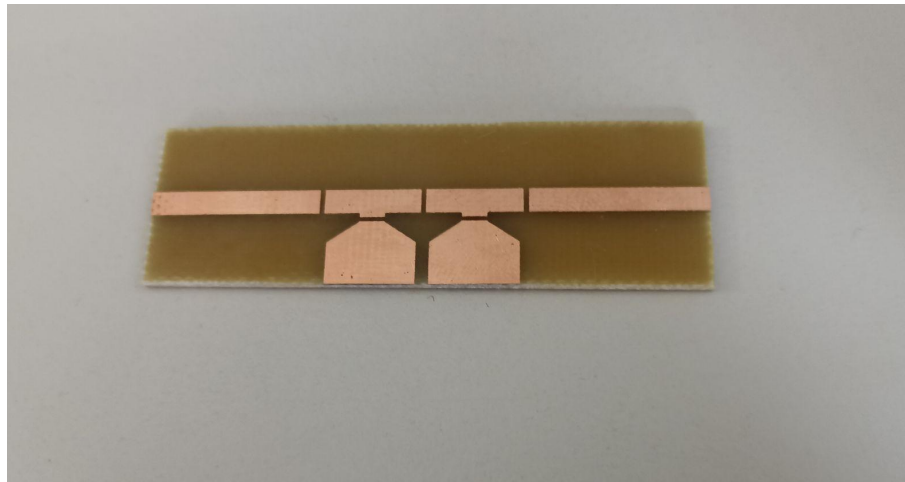


Figura 8.1. Estructura dels filtres L-C.

Els dos filtres L-C tenen la mateixa estructura i les mateixes dimensions, la única diferència són els valors de les bobines i els condensadors.

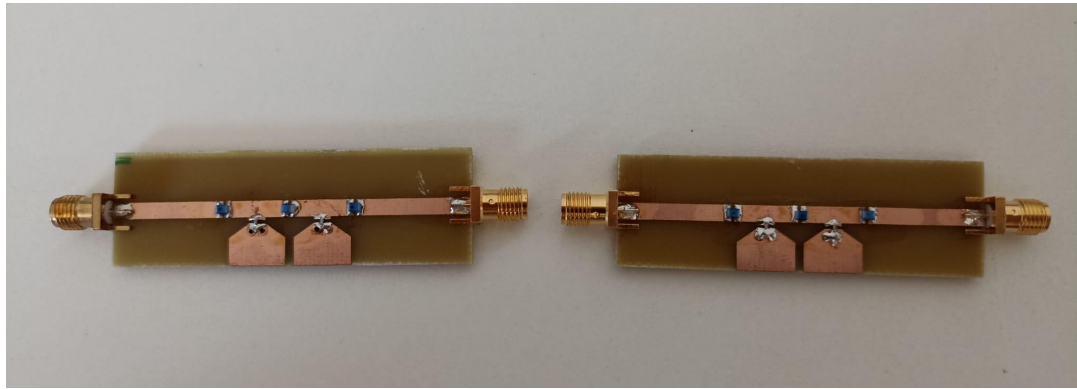


Figura 8.2. Esquerra (L-C 500 MHz) i dreta (L-C 1800 MHz).

- Filtre pas baix amb salt d'impedàncies:

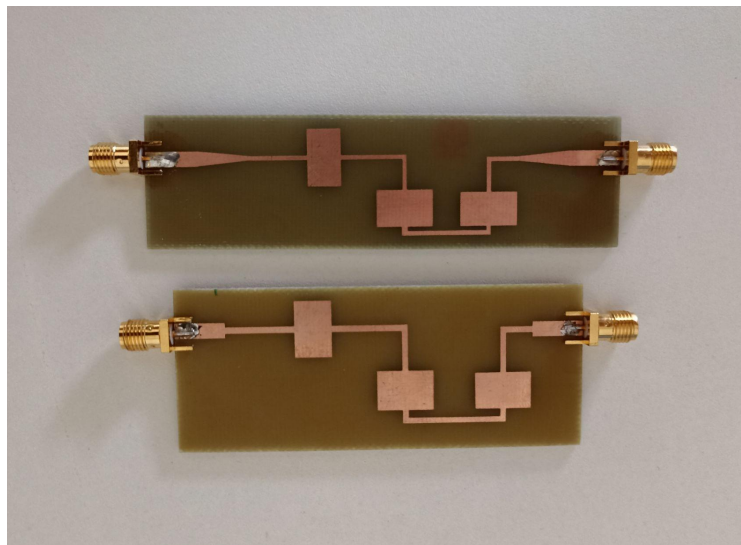


Figura 8.3. Inferior (primera versió) i superior (segona versió).

En el punt 3.3 s'explica la diferència i el perquè de la fabricació de cadascun.

- Filtre pas banda:

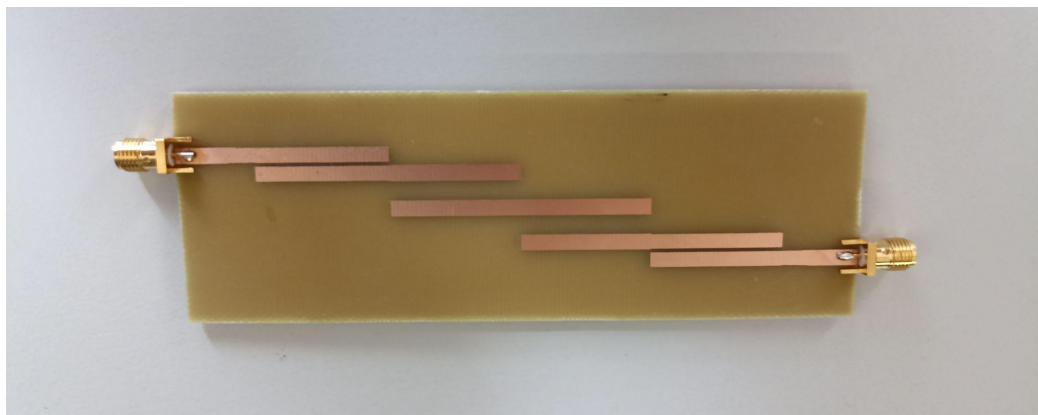


Figura 8.4. Filtre pas banda.

- Acoblador direccional:

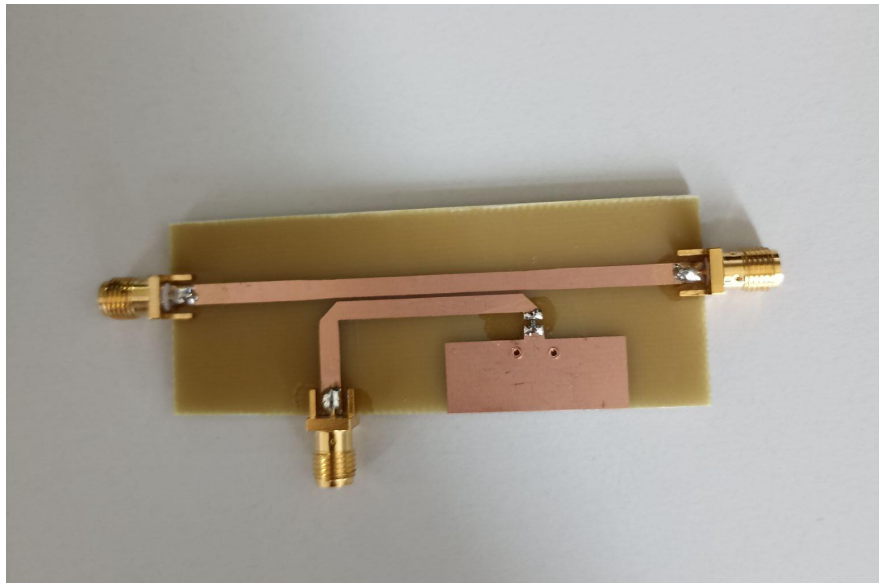


Figura 8.5. Acoblador direccional.

- Antena UWB:

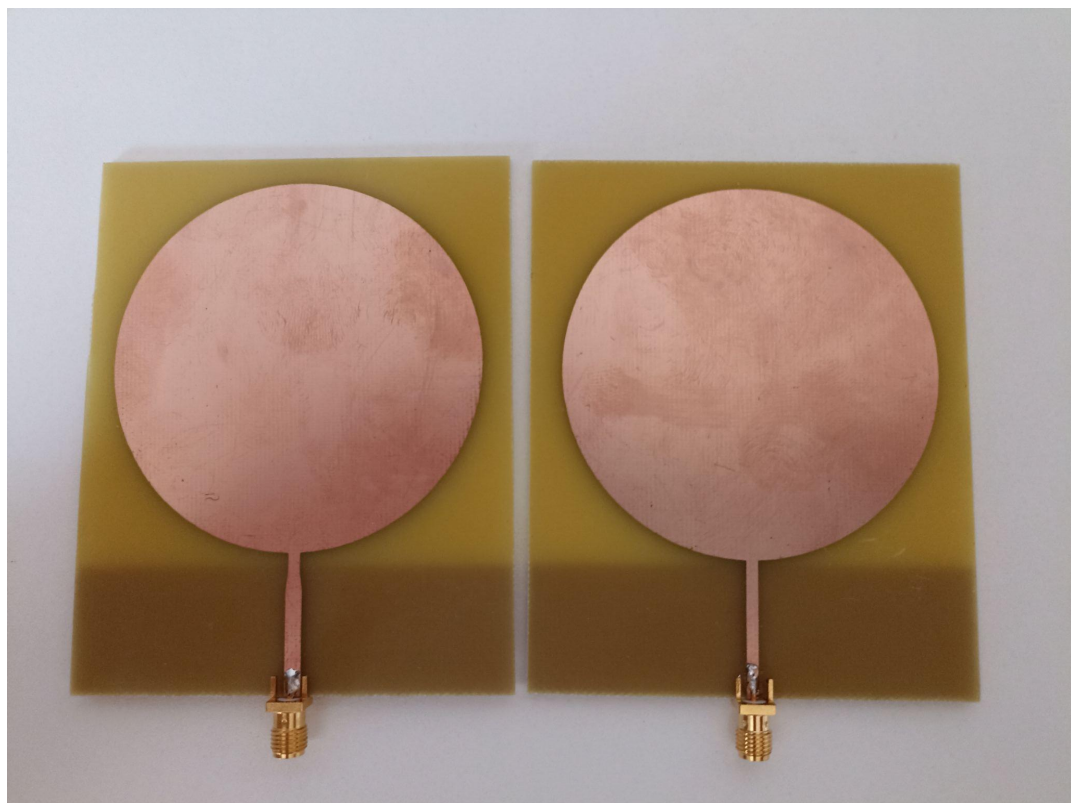


Figura 8.6. Esquerra (antena amb taper) i dreta (antena sense taper).

En el punt 6 s'expliquen les dos versions.

- Mesclador LRMS -30J:

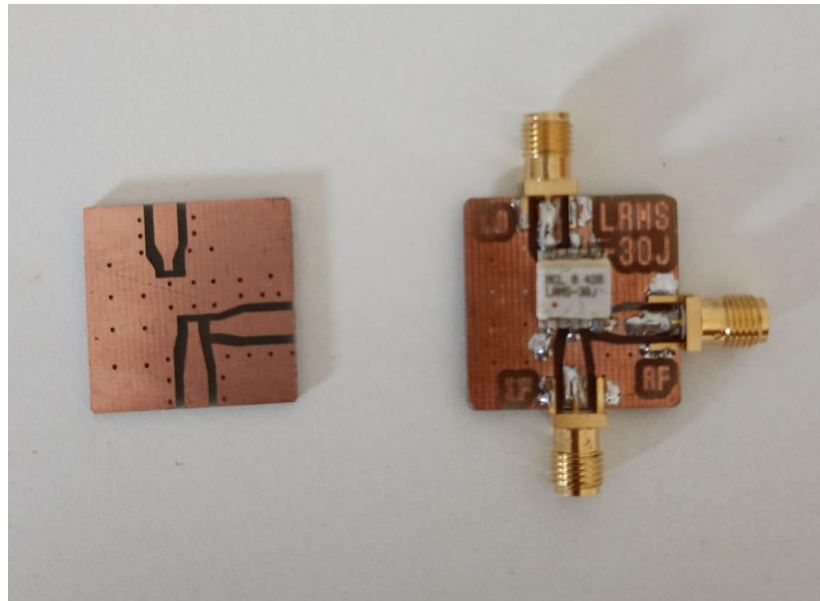


Figura 8.7. Esquerra (layout) i dreta (integració del layout, el mesclador i els connectors).

- Filtre pas baix RLP -470:

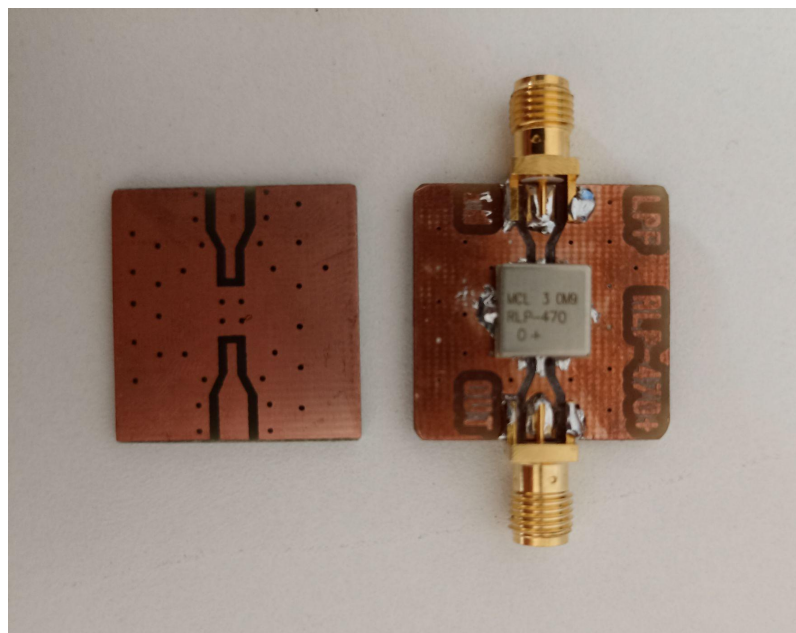


Figura 8.8. Esquerra (layout) i dreta (integració del layout, el filtre pas baix i els connectors).

9 Comparació de les simulacions dels dissenys i les mesures del disseny final

Un cop fabricats tots els elements que formaran part del receptor superheterodí, es realitza una comparació entre cadascun dels elements simulats en ADS i el prototip que s'ha fabricat. D'aquesta manera, es poden observar les variacions entre el comportament en la fase de disseny (comportament ideal) i el comportament final del dispositiu ja fabricat.

Les mesures dels dispositius fabricats s'han realitzat amb un analitzador de xarxes VNA⁵. Prèviament a la realització de les mesures, cal fer una calibració OSLT⁶ per obtenir unes mesures precises i minimitzar els errors introduïts pel propi sistema de mesura.

Una característica important a tenir en compte a l'hora de fer les mesures és el nombre de punts de mesura, que determina la qualitat d'aquesta. En aquest cas, s'han utilitzat 801 punts de mesura en el rang de 10 MHz a 3 GHz. El límit superior del rang és 3 MHz degut a que cap sistema mesurat treballa per sobre d'aquesta freqüència.

Les comparacions dels dos comportaments s'han dut a terme a través d'ADS mitjançant l'eina S2P (2-port S-Parameter File), on se li carrega el fitxer .s2p proporcionat pel analitzador de xarxes. A continuació, es procedeix a simular i es fa una representació conjunta del paràmetre S_{21} (disseny) i del paràmetre S_{43} (mesura real).

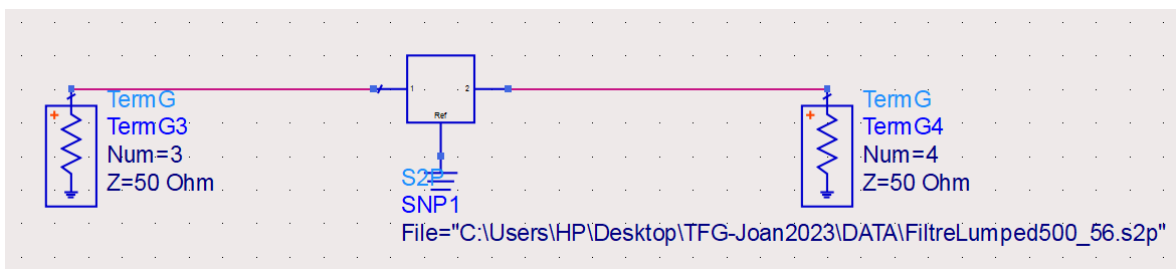


Figura 9.1. Exemple del esquemàtic per importar les mesures del analitzador de xarxes (LPF 500 MHz amb L-C amb condensadors de 5.6 pF).

⁵ Vector Network Analyzer

⁶ Open Short Load Through

- Filtre pas baix L-C amb freqüència de tall de 500 MHz (Versió amb C=8.3 pF):

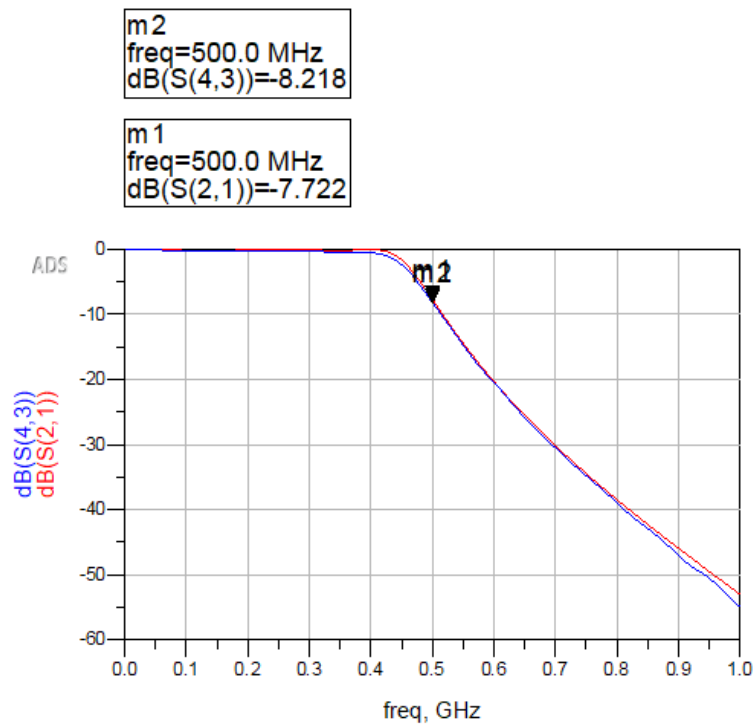


Figura 9.2. Comparació LPF 500 MHz amb C=8.3 pF. Blau (mesura real) i en vermell (disseny).

- Filtre pas baix L-C amb freqüència de tall de 500 MHz (Versió amb C=5.6 pF):

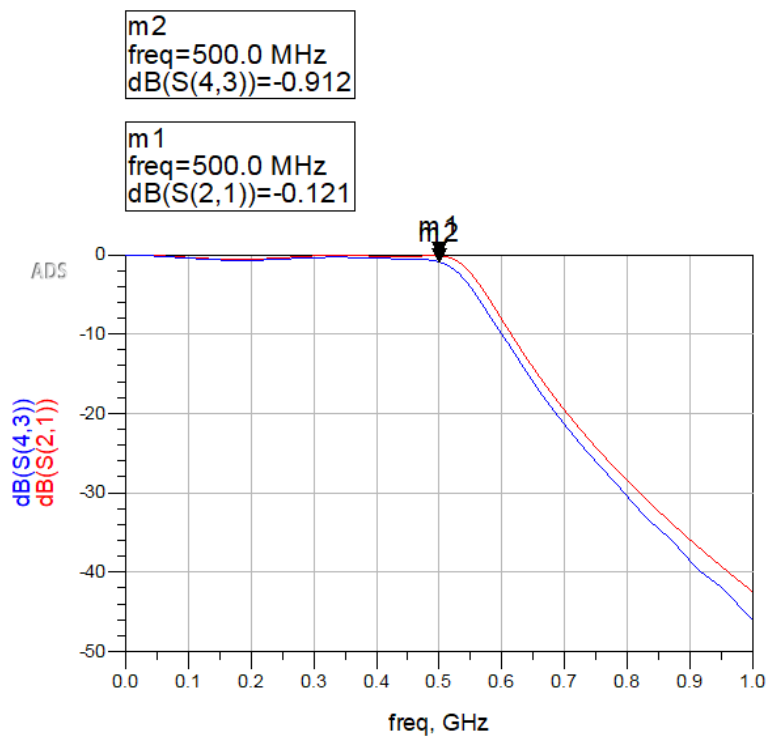


Figura 9.3. Comparació LPF 500 MHz amb C=5.6 pF. Blau (mesura real) i en vermell (disseny).

- Filtre pas baix L-C amb freqüència de tall de 1800 MHz (Versió amb C=0.8 pF):

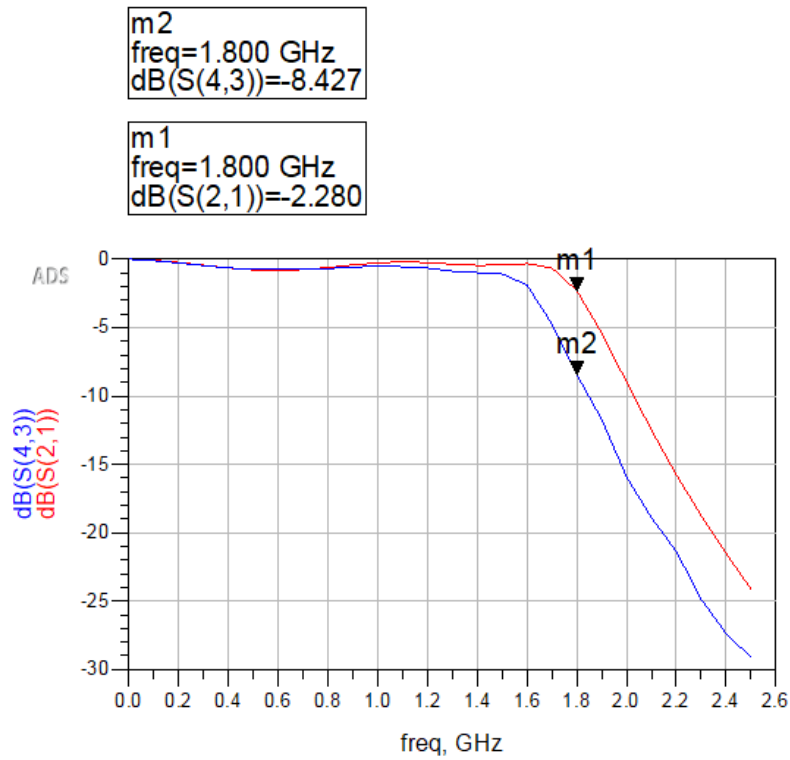


Figura 9.4. Comparació LPF 1800 MHz amb C=0.8 pF. Blau (mesura real) i en vermell (disseny).

- Filtre pas baix L-C amb freqüència de tall de 1800 MHz (Versió amb C=0.5 pF):

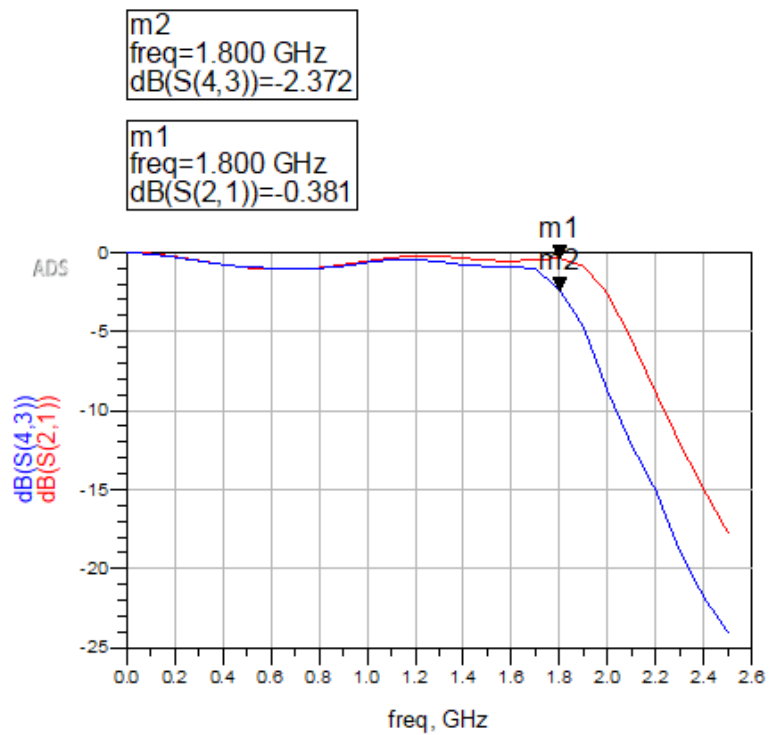


Figura 9.5. Comparació LPF 1800 MHz amb C=0.5 pF. Blau (mesura real) i en vermell (disseny).

Hi ha un aspecte molt important que cal destacar, que fa referència a les mesures reals de les respostes dels filtres L-C de 500 MHz i els filtres L-C de 1800 MHz. Si observem la diferència de dB d'atenuació entre la mesura real i la de disseny en el cas del filtre L-C de 500 MHz amb $C=8.3$ pF, aquesta és de 0.496 dB. I si fem la mateixa operació però per al filtre L-C de 1800 MHz amb $C=0.8$ pF, el resultat obtingut és de 6.147 dB. L'explicació sobre aquesta gran diferència entre les mesures del filtre de 500 MHz i el de 1800 MHz, recauen en que no s'han utilitzat models reals per a fer el disseny, sinó que han estat aproximacions. Aleshores, existeixen efectes paràsits i al treballar a altes freqüències, com és el cas del filtre de 1800 MHz, aquests efectes paràsits tenen molta més influència que si es treballa a baixes freqüències (500 MHz).

- Filtre pas baix step impedance amb freqüència de tall de 1800 MHz (Versió 1):

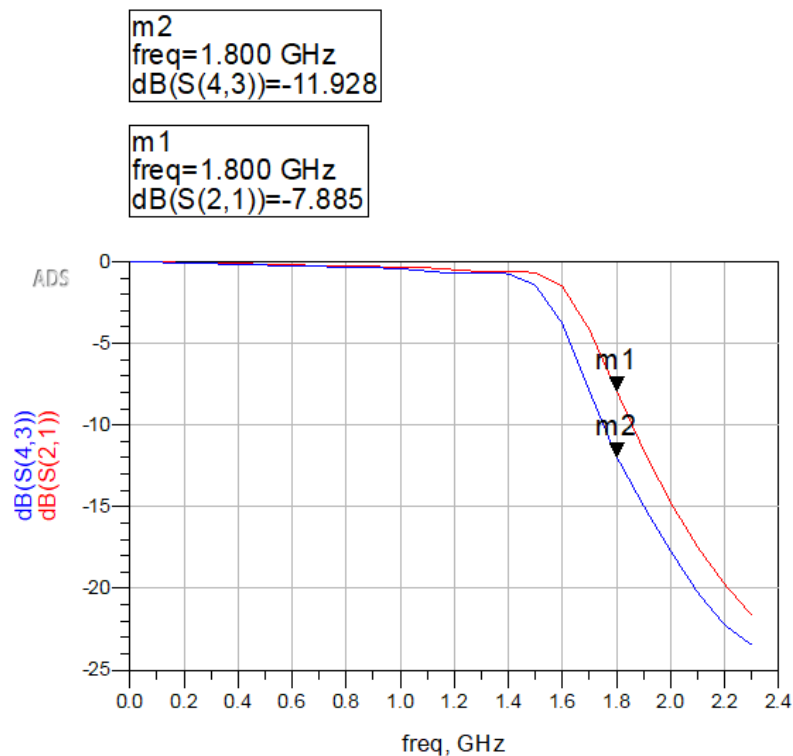


Figura 9.6. Comparació LPF 1800 MHz step impedance . Blau (mesura real) i en vermell (disseny).

La versió 1 correspon al filtre step impedance realitzat a partir de la simulació amb LineCalc a una freqüència de 1800 MHz de les línies de transmissió.

- Filtre pas baix step impedance amb freqüència de tall de 1800 MHz (Versió 2):

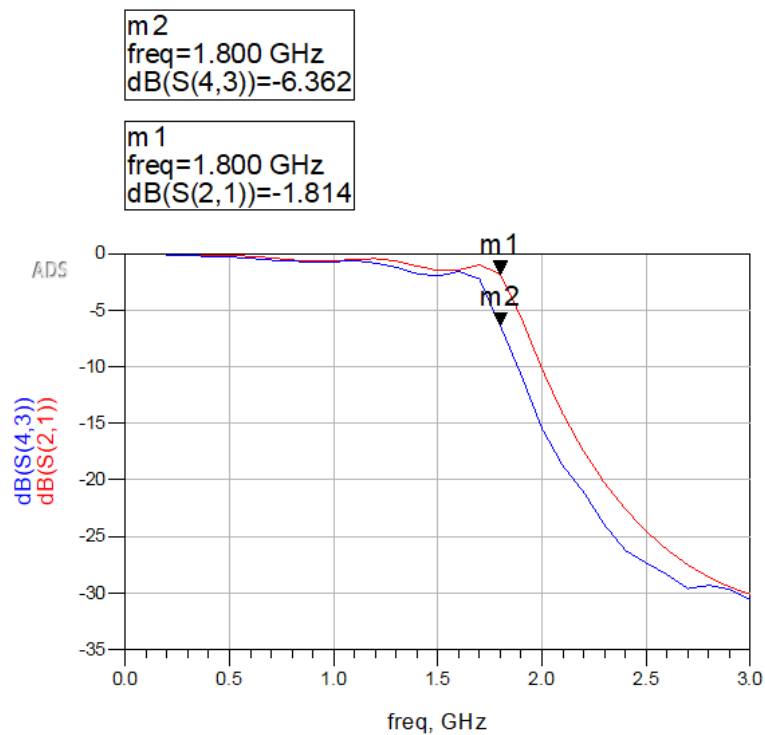


Figura 9.7. Comparació LPF 1800 MHz step impedance. Blau (mesura real) i en vermell (disseny).

La versió 2 correspon al filtre step impedance realitzat a partir de la simulació a LineCalc amb una freqüència de 2000 MHz de les línies de transmissió.

- Filtre pas banda amb línies acoblades de 1660 MHz:

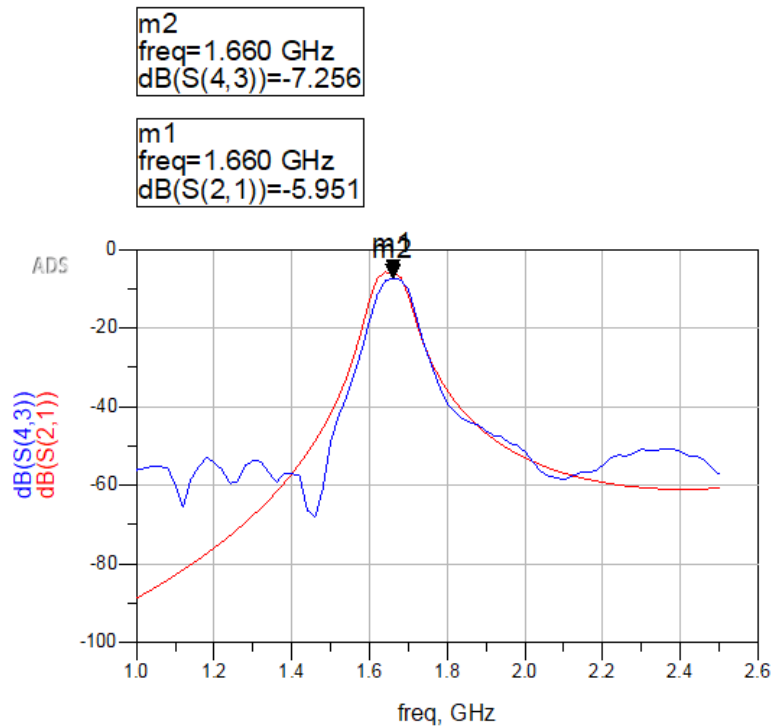


Figura 9.8. Comparació BPF 1660 MHz. Blau (mesura real) i en vermell (disseny).

- Filtre pas baix comercial 500 MHz:

En la figura 9.9 es mostra la resposta mesurada amb l'analitzador de xarxes, després d'haver fabricat la PCB i caracteritzat el filtre comercial. Si s'observa la taula (en el full d'especificacions) on s'indica el valor mig de pèrdues d'inserció en funció de la freqüència, per a una freqüència de 500 MHz les pèrdues són de 2.14 dB. Tal i com es mostra a la figura 9.9, el valor mesurat, 2.278 dB, és molt proper al anunciat pel fabricant.

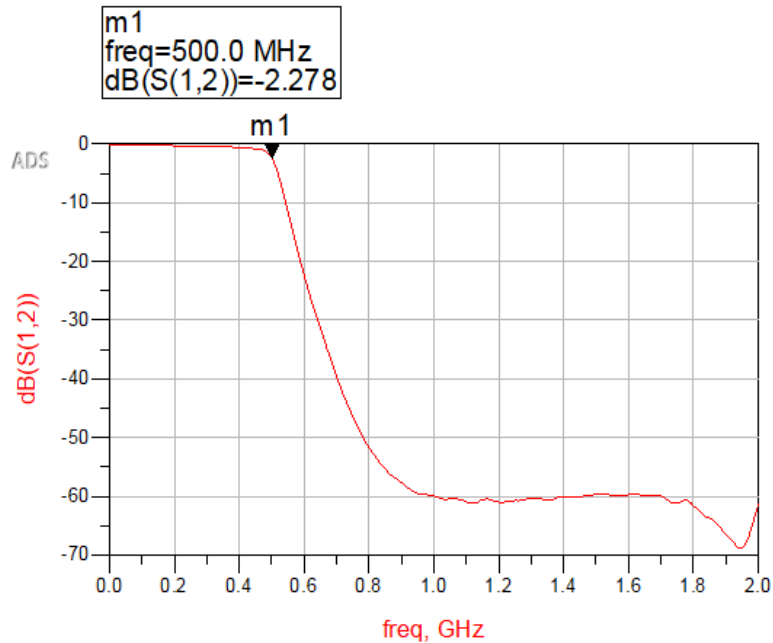


Figura 9.9. Mesura real del filtre pas baix 500 MHz comercial.

- Acoblador direccional 1570 MHz:

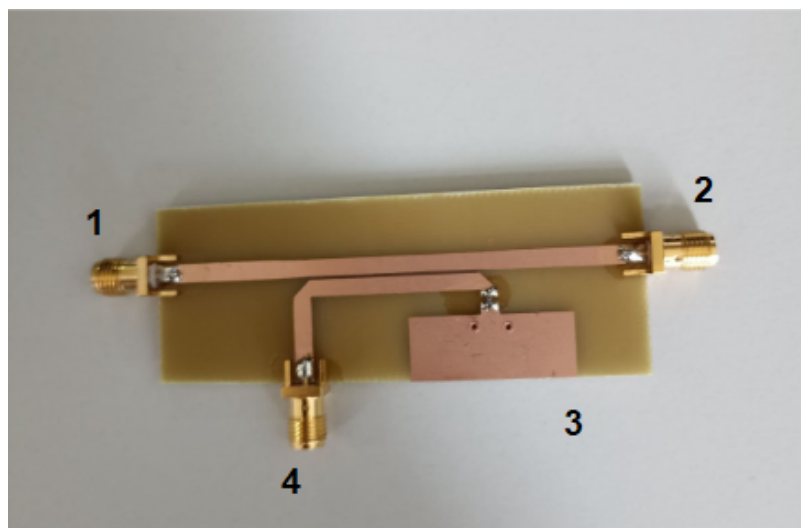


Figura 9.10. Numeració dels ports del acoblador direccional.

Del acoblador direccional s'han mesurat tres paràmetres S diferents: S21 (entrada-sortida directa), S41 (entrada-sortida acoblada) i S31 (entrada-sortida aïllada). per tant a continuació apareix la comparativa de tots tres:

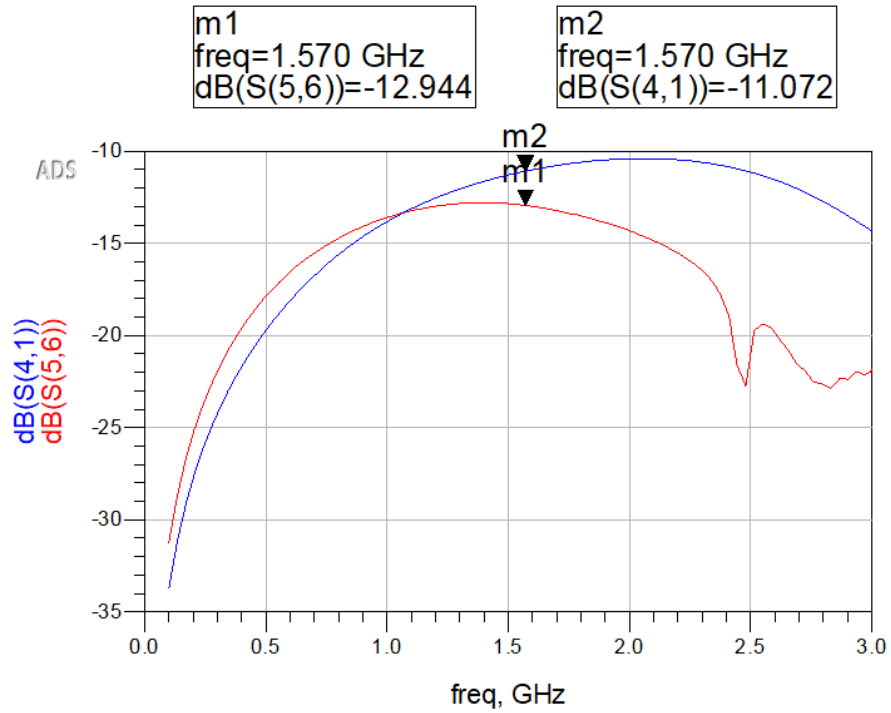


Figura 9.11. Comparació del paràmetre S41 (entrada-acoblat) del acoblador direccional 1570 MHz. Blau (mesura real) i en vermell (disseny).

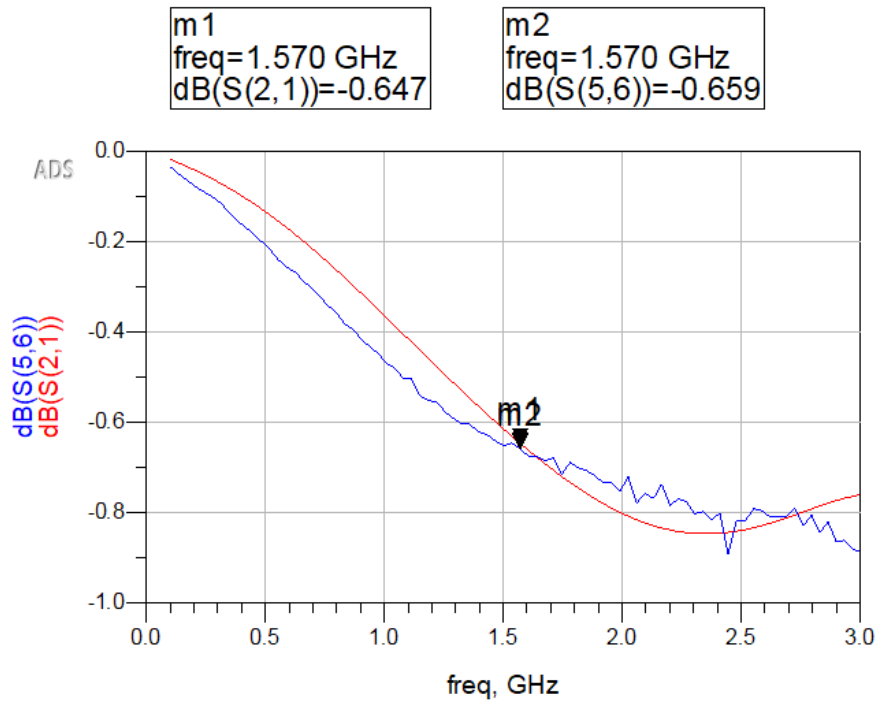


Figura 9.12. Comparació del paràmetre S21 (entrada-sortida directa) del acoblador direccional 1570 MHz. Blau (mesura real) i en vermell (disseny).

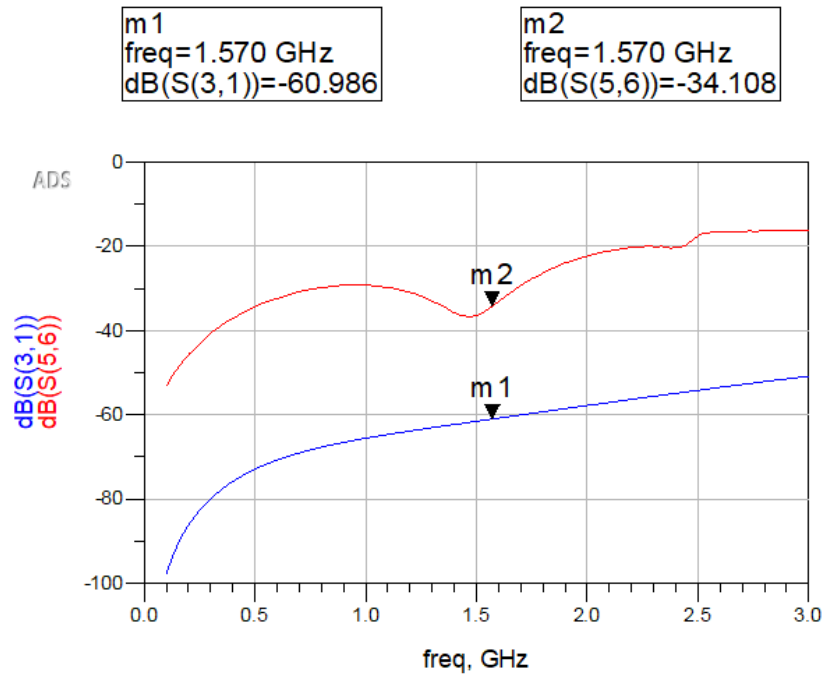


Figura 9.13. Comparació del paràmetre S31 (sortida-acoblament) del acoblador direccional 1570 MHz. Blau (mesura real) i en vermell (disseny).

- Antena UWB (Versió AmbTaper):

En el cas de l'antena, es representa el paràmetre S_{11} , que representa l'adaptació de l'antena. Idealment, aquest paràmetre en la freqüència d'interès ha d'estar per sota dels -10 dB.

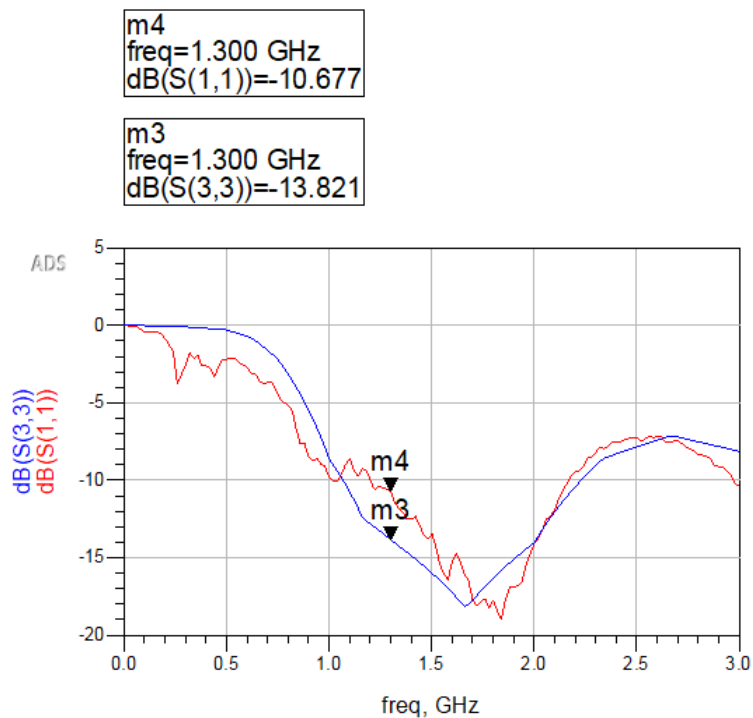


Figura 9.14. Comparació Antena UWB amb taper. Blau (disseny) i vermell (mesura real).

- Antena UWB (Versió SenseTaper):

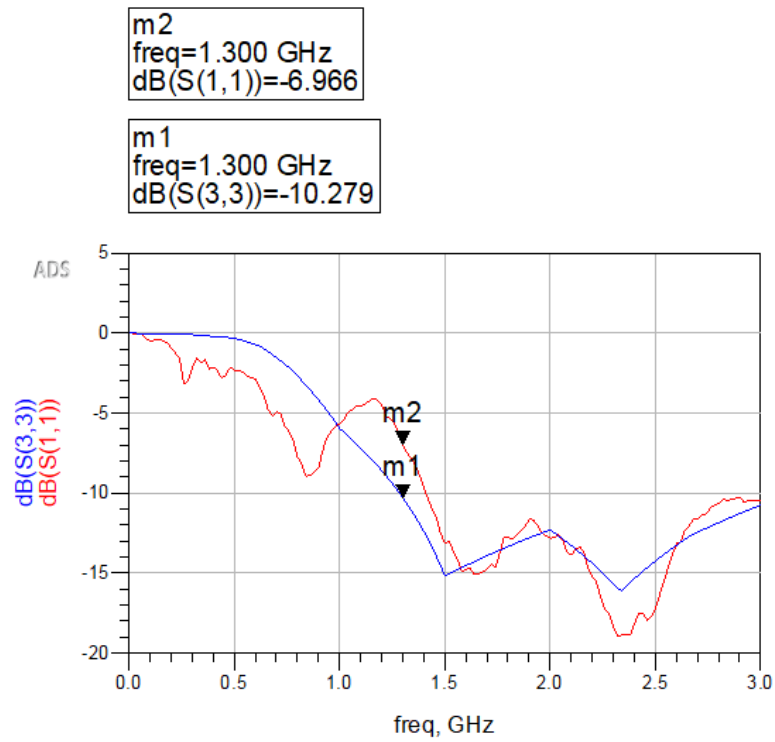


Figura 9.15. Comparació Antena UWB sense taper. Blau (disseny) i vermell (mesura real).

Comparant les mesures reals de cadascuna de les versions de les antenes, es pot concluir que la versió que incorpora el taper té molt millor rendiment. Ja que l'adaptació és de -10.7 dB i en la versió sense taper, l'adaptació és de gairebé -7 dB.

10 Sistema

Per aconseguir l'objectiu establert en aquest Treball de Fi de Grau, s'ha realitzat un muntatge final del receptor superheterodí per observar el comportament de manera conjunta de tots els elements fabricats que formen part del receptor.

Per demostrar el funcionament del receptor superheterodí, s'han realitzat diferents mesures del procés mitjançant un analitzador d'espectres. D'aquesta manera, s'explica la procedència de cada senyal observat.

A continuació s'expliquen les mesures que s'han realitzat, anomenant els diferents elements que han intervingut.

Important: Totes les mesures (excepte les dues primeres) s'han realitzat amb un atenuador de 20 dB de protecció connectat a l'entrada de l'analitzador d'espectres. Per tant, tots els senyals que apareixen, estan atenuats 20 dB.

10.1 Mesura a la sortida de l'oscil·lador local sense filtre

Mesura dels senyals a la sortida de l'oscil·lador local que emet senyal a 433 MHz amb una potència de 10 dBm. No s'ha col·locat cap filtre pas baix de 500 MHz. Aleshores, és d'esperar que apareguin els harmònics.

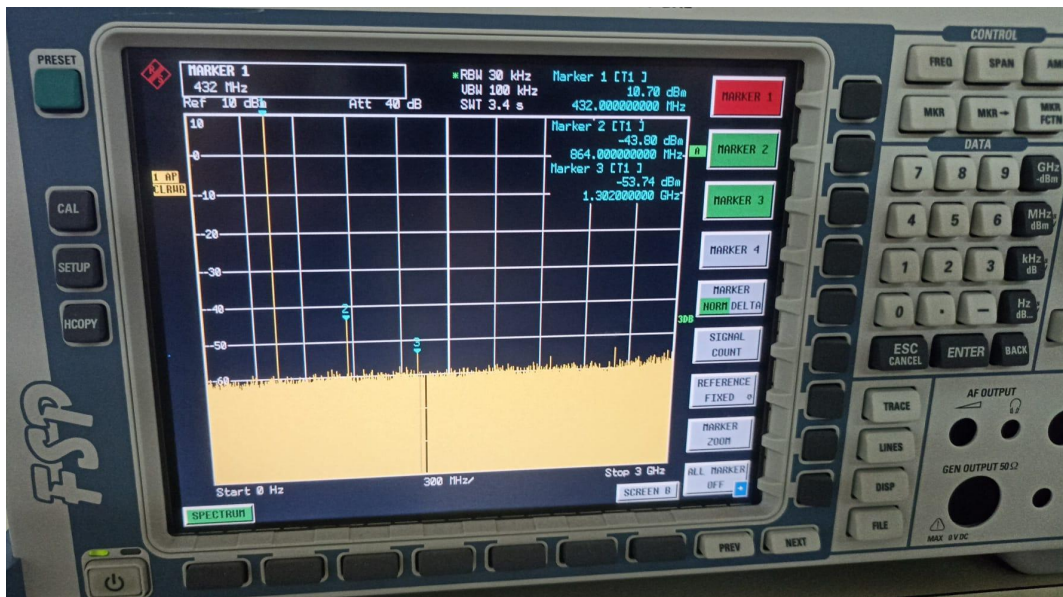


Figura 10.1. OL 433 MHz sense filtre pas baix.

A la Taula 10.1 es descriuen els diversos senyals captats a l'analitzador d'espectres.

	Freqüència	Potència	Procedència
Marker 1	432 MHz	10.7 dBm	f_{OL}
Marker 2	864 MHz	-43.8 dBm	$2*f_{OL}$
Marker 3	1302 MHz	-53.74 dBm	$3*f_{OL}$

Taula 10.1. Senyals captats a la sortida del oscil·lador local (sense filtre).

Gràcies a la bona qualitat del oscil·lador emprat, que ja incorpora un filtre pas baix per reduir la potència dels seus harmònics, aquests apareixen amb una potència relativament petita.

10.2 Mesura a la sortida de l'oscil·lador local amb filtre



Figura 10.2. Diagrama de blocs de la connexió.

Mesura dels senyals a la sortida de l'oscil·lador local que emet senyal a 433 MHz amb el filtre L-C pas baix de 500 MHz:

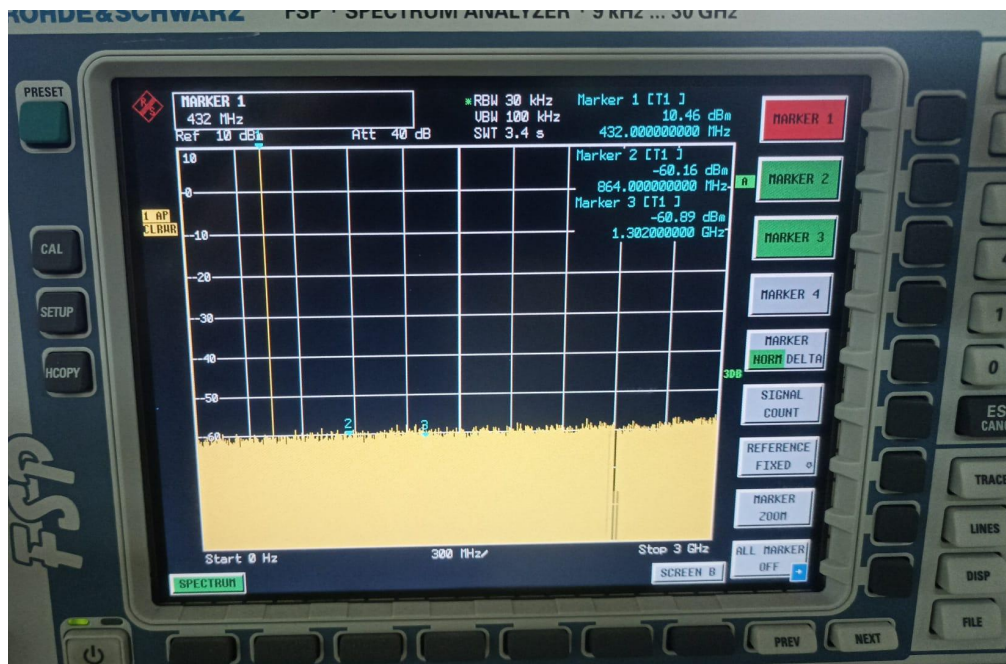


Figura 10.3. OL 433 MHz amb filtre.

A la Taula 10.2 es descriuen els diversos senyals captats a l'analitzador d'espectres.

	Freqüència	Potència	Procedència
Marker 1	432 MHz	10.46 dBm	f_{OL}
Marker 2	864 MHz	-60.16 dBm	$2 \cdot f_{OL}$
Marker 3	1302 MHz	-60.89 dBm	$3 \cdot f_{OL}$

Taula 10.2. Senyals captats a la sortida del oscil·lador local (amb filtre).

Com era d'esperar, el filtre pas baix a atenuat els senyals que es troben per sobre de la freqüència de tall (500 MHz), fent-los desaparèixer pràcticament. Comparant els valors de potència de la Taula 10.1 amb els de la Taula 10.2 queda demostrat l'efecte del filtre pas baix. El senyal de 433 MHz, que és el que s'utilitzarà en el mesclador, no ha perdut potència.

Una aclaració especial referent a les dos mesures anteriors: l'analitzador d'espectres utilitzat en els laboratoris docents s'ha descartat per realitzar aquestes dues mesures, ja que introdueix distorsió quan rep potències del rang de les de sortida de l'oscil.lador. Per aquestes mesures s'ha utilitzat un analitzador de recerca que es tracta d'un receptor més lineal, i per tant, la mesura són els harmònics del oscil.lador i no la distorsió que genera el propi receptor.

10.3 Mesura del senyal de RF

Mesura del senyal de RF generat a freqüència 1660 MHz i amb una potència -10 dBm.

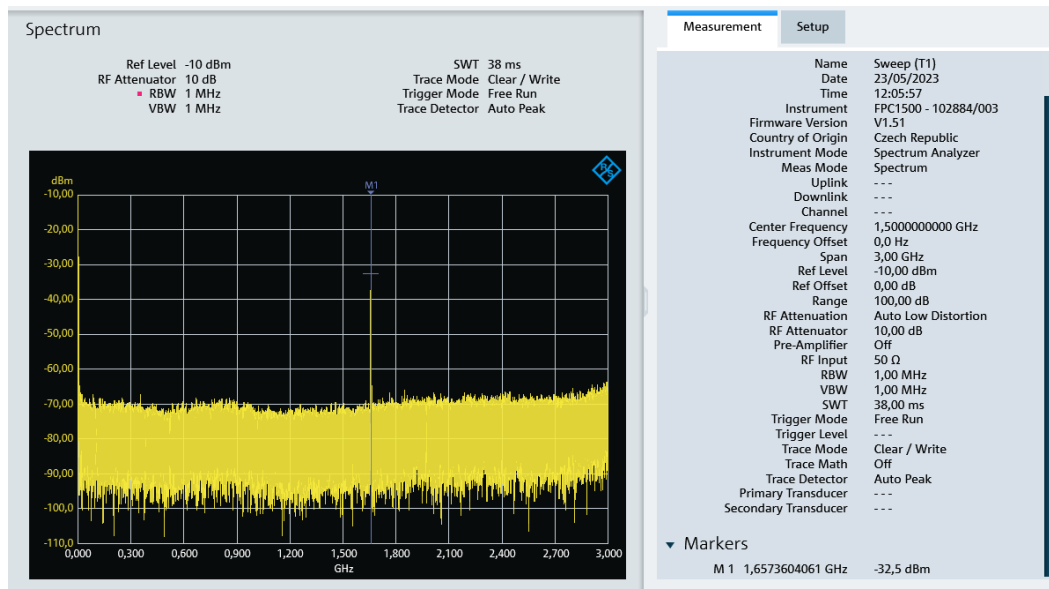


Figura 10.4. Senyal RF 1660 MHz.

El senyal captat pateix les pèrdues de l'atenuador de 20 dB i dels cables i connectors.

10.4 Mesura dels senyals a la sortida FI del mesclador

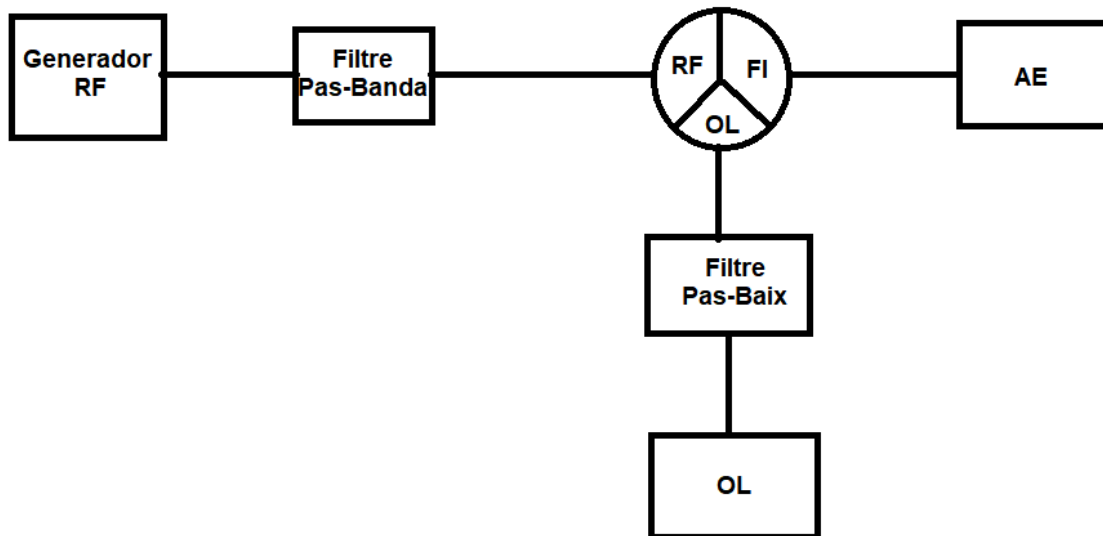


Figura 10.4. Diagrama de blocs de la connexió.

Mesura dels senyals a la sortida FI del mesclador. A l'entrada de OL del mesclador es connecta el oscil·lador de 433 MHz seguit del filtre comercial RLP-470. A l'entrada RF del mesclador es connecta el generador de RF de 1660 MHz seguit del filtre pas banda:

A la sortida FI del mesclador, s'obtenen 11 senyals amb una potència suficientment elevada com per tenir en consideració. En la Figura 10.5, apareixen tots els senyals captats per l'analitzador d'espectres i els que estan marcats, són els de major interès.

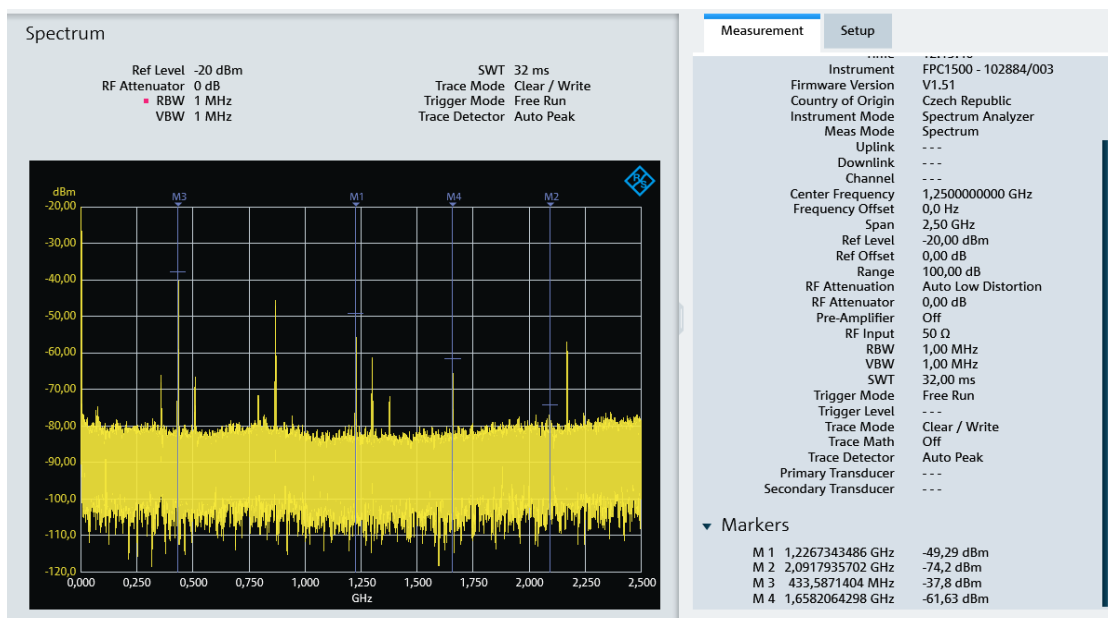


Figura 10.5. Senyals FI de major interès.

Els senyals mostrats en la figura 10.5 corresponen a:

- Marker 1: 1227 MHz $\rightarrow f_{RF} - f_{OL}$
- Marker 2: 2092 MHz $\rightarrow f_{RF} + f_{OL}$
- Marker 3: 433 MHz $\rightarrow f_{OL}$
- Marker 4: 1658 MHz $\rightarrow f_{RF}$ (aproximadament 1660 MHz)

També cal conèixer l'origen dels altres set senyals captats a la sortida FI del mesclador, per aconseguir-ho s'ha realitzat un estudi de cadascun dels senyals. La Taula 10.3 mostra els resultats:

	Figura	Marker	Freqüència	Procedència
1	10.4	M1	357 MHz	$3f_{OL} - f_{RF}$
2	10.4	M2	433 MHz	f_{OL}
3	10.4	M3	509 MHz	$5f_{OL} - f_{RF}$
4	10.4	M4	791 MHz	$2f_{OL} - f_{RF}$
5	10.5	M1	867 MHz	$2f_{OL}$
6	10.5	M2	1227 MHz	$f_{RF} - f_{OL}$
7	10.5	M3	1300 MHz	$3f_{OL}$
8	10.5	M4	1377 MHz	$7f_{OL} - f_{RF}$
9	10.6	M1	1658 MHz	f_{RF}
10	10.6	M2	2092 MHz	$f_{RF} + f_{OL}$
11	10.6	M3	2168 MHz	-

Taula 10.3. Senyals a la sortida del mesclador.

El senyal 6 remarcats en color verd, és el senyal FI que conté la informació del missatge que es vol rebre, per tant, serà el senyal d'interès que s'haurà d'aconseguir filtrar i obtenir en les millors condicions possibles a la sortida del receptor.

La procedència dels 11 senyals observats es pot classificar en tres de diferents:

1. Provenents de l'operació fonamental del mesclador, és a dir, la suma i la diferència de la freqüència de l'oscil·lador i la de radiofreqüència. A aquest grup pertanyen els senyals 6 i 10.
2. Provenents com a conseqüència del aïllament finit que presenta el mesclador. És a dir, els senyals OL i RF (juntament amb els seus respectius harmònics) que s'acoblen (acoblament elèctric) al port de sortida FI. Pertanyen els senyals 2, 5, 7 i 9.

3. Provenients com a conseqüència del disseny i construcció del mesclador (element no lineal). Està construït amb díodes i transformadors; el funcionament de commutació dels díodes i el fet de que la potència de OL és elevada, genera una component periòdica ($f=f_{OL}$) que es pot desenvolupar mitjançant sèries de Fourier i s'acaba sumant a la sortida del mesclador. A la pràctica, no es veuen tots els harmònics de la f_{OL} , ja que per a valors de n molt grans, la potència del harmònic generat és molt petita. Això es deu al $2n + 1$ del denominador de la funció. Prova d'aquest fet, són els senyals 3 i 8 que es corresponen amb el harmònic 5 i 7, respectivament. La potència d'aquests senyals està al voltant del -70 dBm. Pertanyen els senyals 1, 3, 4, i 8.

El senyal d'OL, quan passa per l'element no lineal del mesclador es pot desenvolupar en sèrie de Fourier [13]:

$$\sum_{n=0,1,2,\dots}^{\infty} \frac{\cos(n\omega_{OL}t)}{(2n+1)} \quad (10)$$

Com a resultat, a la sortida del mesclador s'observen múltiples combinacions dels senyals OL i RF i els seus harmònics. A la pràctica, no es veuen tots els harmònics de la f_{OL} , ja que per a valors de n molt grans, la potència del harmònic generat és molt petita. Això es deu al $2n + 1$ del denominador de la funció.

Del senyal 11 no s'ha esbrinat la seva procedència. Podria tractar-se d'un senyal interferent extern al sistema.

10.5 Mesura dels senyals a la sortida FI del mesclador radiant el senyal RF.

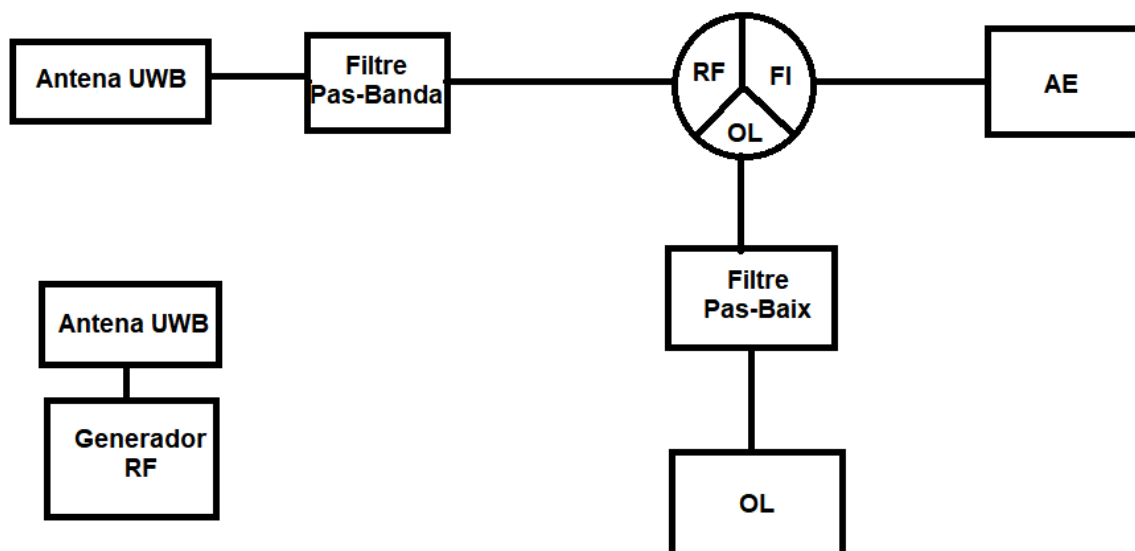


Figura 10.6. Diagrama de blocs de la connexió.

Mateixa mesura que la descrita en l'apartat 10.4 però radiant des del generador de RF amb l'antena UWB sense taper i rebent el senyal amb l'antena UWB amb taper. El senyal de RF radiat és a la mateixa freqüència, 1660 MHz, però ara amb una potència superior, 10 dBm,

degut a que s'utilitzen les antenes i per tant, el nivell de senyal rebut és menor que en la mesura anterior.

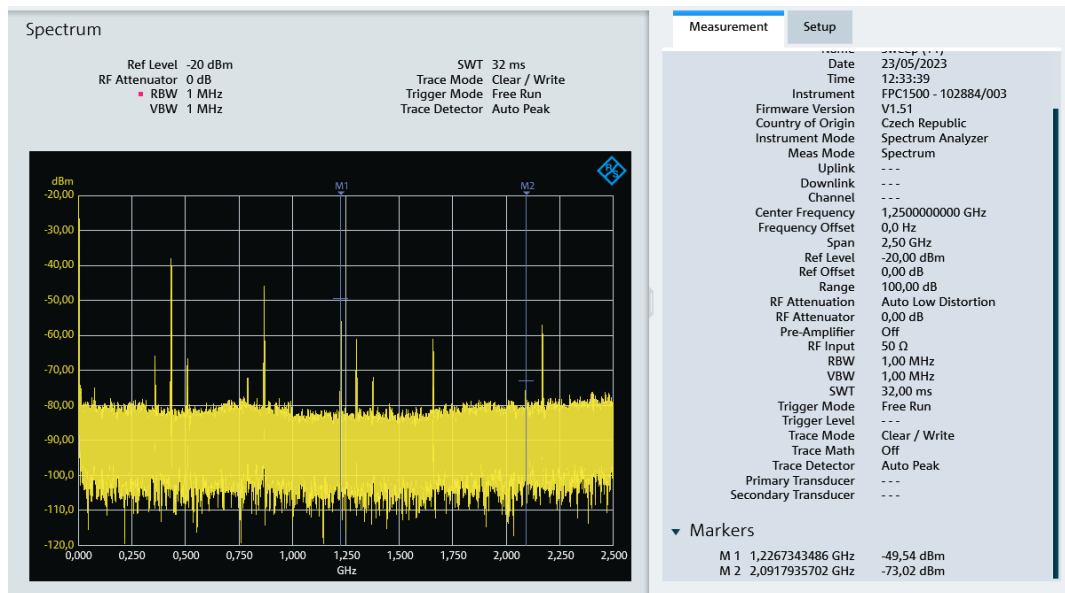


Figura 10.6. Senyals FI suma i diferència (camp radiat).

S'observen els mateixos senyals que en la mesura anterior, com era d'esperar. Els markers senyalen els senyals suma i diferència.

El esquema de muntatge utilitzat en aquesta mesura, que inclou tots els elements necessaris, és el següent:

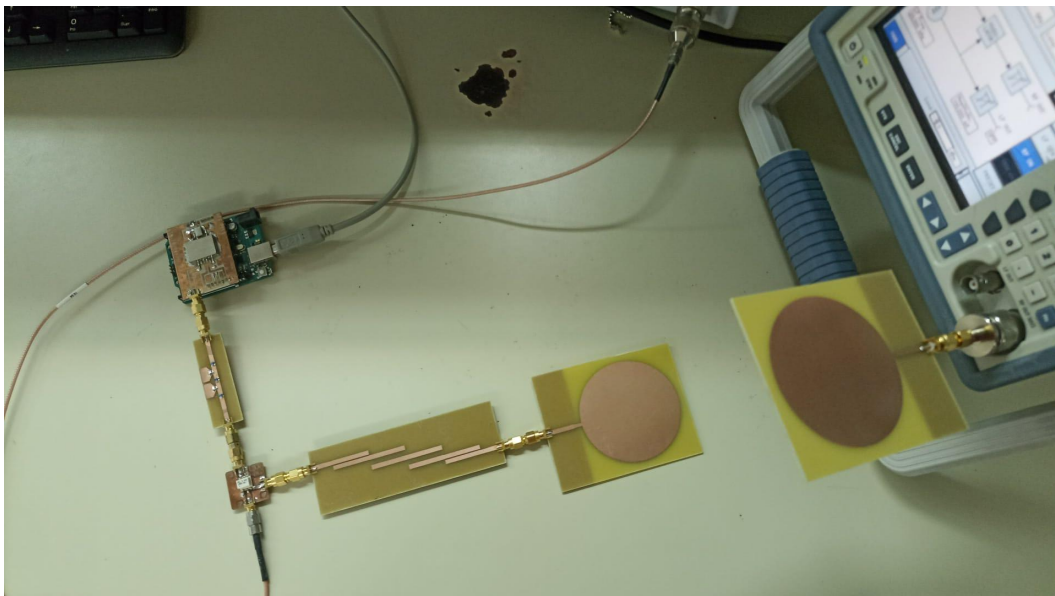


Figura 10.8. Esquema final del muntatge del receptor.

11. Conclusions

A l'inici del treball l'objectiu marcat era el de construir un receptor superheterodí capaç de rebre un senyal de radiofreqüència emès des d'una font i mitjançant diverses operacions, baixar-lo a una freqüència més baixa per tal de realitzar, posteriorment, una correcta desmodulació del missatge contingut en el senyal.

Al llarg del projecte han estat descrits els dissenys i els funcionaments de cada circuit que forma part del receptor final. Finalment, s'ha verificat el correcte funcionament del receptor superheterodí, i per tant, de cada bloc dissenyat, a partir d'una prova real en la que s'ha rebut un senyal de radiofreqüència. Ha quedat demostrada l'efectivitat dels receptors superheterodins i de perquè són els tipus de receptors més àmpliament utilitzats en la gran majoria d'activitats comercials dutes a terme avui en dia.

Personalment, la realització d'aquest projecte m'ha aportat una visió molt més extensa i acurada sobre el funcionament del receptor superheterodí, però sobretot, en quant al disseny i funcionament específic de cada part i la raó d'introduir certs elements. Al cap i a la fi, el receptor superheterodí acaba extraient un senyal de baixa freqüència que conté el missatge d'interès. Però entre mig del senyal rebut a l'antena receptora i el senyal que trobem al filtre FI previ al desmodulador, tenen lloc molts processos que es defineixen per petits detalls i que poden marcar grans diferències en el resultat final. Gràcies a aquest treball, he estat capaç d'entre molt millor el funcionament i comportament dels diversos elements fabricats i també, de la dificultat que suposa treballar a altes freqüències amb elements passius com ara, els filtres, que han estat elements clau en el disseny del receptor.

En quant a línies futures del projecte, es podria realitzar una prova incloent un segon generador de senyal que radiaria el senyal imatge. D'aquesta manera es podria observar, en cas de retirar el filtre pas banda, com el senyal interferent situat a la freqüència imatge, acabaria solapant-se amb el senyal d'interès i per tant, hi hauria una afectació en el missatge. A banda d'altres possibles proves, l'objectiu d'aquest projecte és que en un futur els alumnes que cursin l'assignatura d'Emissors i Receptors puguin entendre el funcionament del receptor superheterodí, analitzant els diferents senyals que formen part del procés de translació de freqüència i el perquè de la seva existència.

12. Annexes

Annex A: Càlcul de les longituds elèctriques de les línies de transmissió dels filtres step impedance.

```
% Valor d'impedàncies característica, high i low
Zo=50;
Zh=80;
Zl=20;
```

```
% Coeficients g dels elements reactius
gL17=1.439;
gL35=2.335;
gC26=1.349;
gC4=1.461;
```

```
%Càlcul de la longitud elèctrica en radiants
E17 = gL17 * Zo/Zh
E35 = gL35 * Zo/Zh
E26 = gC26 * Zl/Zo
E4 = gC4 * Zl/Zo
```

```
%Càlcul de la longitud elèctrica en graus
E17graus = E17*180/pi
E35graus = E35*180/pi
E26graus = E26*180/pi
E4graus = E4*180/pi
```

13. Referències

- [1] Toni Lázaro, Diapositives de l'assignatura Enginyeria de Radiofreqüència, Universitat Rovira i Virgili.
- [2]<https://www.digikey.es/es/products/detail/mini-circuits/RLP-470/13927549?s=N4IgiCBcoEwdIDGUBmBDANgZwKYBoOB7KAbRAGYA2SgDgHYBWEAXOIAcAXKEAZO4CcAIdSA5iAC%2BBMOOCcUUMkips%2BIqRAAWWZrCz5rEJ258hYvRIIA>
- [3] <https://www.minicircuits.com/WebStore/dashboard.html?model=LRMS-30J>
- [4] <https://www.neoteo.com/el-receptor-superheterodino/>
- [5] <https://espacio.fundaciontelefonica.com/evento/historia-de-las-telecomunicaciones/>
- [6] Datasheet Mesclador: <https://www.minicircuits.com/pdfs/LRMS-30J.pdf>
- [7] Datasheet filtre pas baix 500 MHz: <https://www.minicircuits.com/pdfs/RLP-470+.pdf>
- [8] Ramón Villarino i Toni Lázaro, Diapositives de l'assignatura Telecomunicacions Industrials i EMC, Universitat Rovira i Virgili.
- [9] Toni Lázaro, Diapositives de l'assignatura Antenes i Radiopropagació, Universitat Rovira i Virgili.
- [10] Elisabet Xifré, Diapositives de l'assignatura Laboratori de Telecomunicacions, Universitat Rovira i Virgili.
- [11] Pedro de Paco, Jordi Mateu. PRÁCTICA 3. Diseño de componentes Pasivos a Frecuencias de microondas. Divisor de Wilkinson. Acoplador con líneas acopladas. Acoplador Branch-Line o Híbrido de 90. Universitat Autònoma de Barcelona. Escola Tècnica Superior d'enginyeria. Departament de Telecomunicació i d'enginyeria de sistemes. Curs 2004-2005.
- [12][https://espanol.libretexts.org/Ingenieria/Amplificadores_Operacionales_y_Circuitos_Integrados_Lineales_-_Teor%C3%ADa_y_Aplicaci%C3%B3n_\(Fiore\)/11%3A_Filtros_activos/11.07%3A_Realizaciones_de_filtros_de_paso_de_banda](https://espanol.libretexts.org/Ingenieria/Amplificadores_Operacionales_y_Circuitos_Integrados_Lineales_-_Teor%C3%ADa_y_Aplicaci%C3%B3n_(Fiore)/11%3A_Filtros_activos/11.07%3A_Realizaciones_de_filtros_de_paso_de_banda)
- [13] David Girbau, Diapositives de l'assignatura Emissors i Receptors, Universitat Rovira i Virgili.
- [14] https://es.wikipedia.org/wiki/Receptor_superheterodino
- [15] <http://www.learningaboutelectronics.com/Articulos/Calculadora-de-filtro-paso-bajo.php>