



Departament d'Enginyeria Electrònica Elèctrica i Automàtica

## **Sistema RFID basat en UWB i tags sense xip**

**TITULACIÓ: Enginyeria Tècnica de Telecomunicació, especialitat en Telemàtica**

**AUTOR:** Carles Ferrater  
**DIRECTOR:** David Girbau

**DATA:** Juny de 2010

## **Agraïments**

Voldria agrair el temps dedicat pel Dr. Ramon Villarino i el Dr. Antoni Lázaro per les seves opinions, indicacions i aportacions en part dels codis *Matlab* que es poden veure en l'annex10.2.

Per últim al director del projecte, Dr. David Girbau per haver-me ajudat i guiat de forma constant al llarg de la realització del projecte.

# Índex

<b>1</b>	<b>INTRODUCCIÓ.....</b>	<b>6</b>
	1.1. Tecnologia RFID .....	6
	1.2. Arquitectura d'un sistema RFID .....	6
	1.3. RFID Chipless.....	7
	1.4. Espectre de freqüència.....	7
	1.5. Objectius .....	8
	1.6. Organització de la memòria .....	9
	1.7. Referències del capítol .....	9
<b>2</b>	<b>TEORIA DE L'ARQUITECTURA RFID .....</b>	<b>10</b>
	2.1. Teoria del radioenllaç .....	10
	2.2. Paràmetres de dispersió .....	12
<b>3</b>	<b>SISTEMA DE MESURES .....</b>	<b>13</b>
	3.1. Mesura de l'adaptació de les antenes .....	13
	3.2. Mesura de la transmissió entre antenes.....	13
	3.3. Mètode de lectura dels tags .....	14
<b>4</b>	<b>DISSENY D'ANTENES.....</b>	<b>15</b>
	4.1. Característiques de les antenes .....	15
	4.2. Antena 0.....	16
	4.3. Antena 1.....	17
	4.4. Antena 2.....	20
	4.5. Antena 3.....	22
	4.6. Referències del capítol .....	24

<b>5</b>	<b>INTEGRACIÓ DELS RESSONADORS EN LES ANTENES .....</b>	<b>25</b>
	5.1. Teoria dels ressonadors .....	25
	5.2. Disseny de ressonadors .....	29
	5.3. Integració de ressonadors en antenes .....	35
	5.4. Antena1.2 amb ressonador .....	36
	5.5. Antena3 amb un ressonador .....	39
	5.6. Antena3 amb dos ressonadors .....	41
	5.7. Referències del capítol .....	42
<b>6</b>	<b>ALTRES RESSONADORS .....</b>	<b>43</b>
	6.1. Teoria de ressonadors SIR .....	43
	6.2. Ressonador SIR amb $K > 1$ .....	44
	6.3. Ressonador SIR amb $K < 1$ .....	46
	6.4. Ressonador carregat amb stub .....	48
	6.5. Referències del capítol .....	50
<b>7</b>	<b>DISSENY DE TAGS .....</b>	<b>51</b>
	7.1. Disseny del tag amb fibra .....	51
	7.2. Integració de ressonadors en el tag .....	54
	7.3. Integració de ressonadors carregats amb stub en el tag .....	56
	7.4. Disseny del tag amb substrat Rogers i integració de ressonadors .....	57
	7.5. Referències del capítol .....	59
<b>8</b>	<b>LECTURES DE TAGS I PROCESSAT .....</b>	<b>60</b>
	8.1. Antena log-periòdica .....	60
	8.2. Antena Vivaldi .....	62

8.3. Lectura del tag amb 2 ressonadors.....	63
8.4. Lectura del tag amb 2 ressonadors carregats amb stub .....	69
8.5. Processat de la senyal.....	72
<b>9 CONCLUSIONS I LÍNIES FUTURES .....</b>	<b>81</b>
9.1. Conclusions .....	81
9.2. Línies futures.....	82
<b>10 ANNEXOS .....</b>	<b>83</b>
10.1. Característiques dels substrats utilitzats .....	83
10.2. Codis Matlab.....	84

# 1 Introducció

La temàtica d'aquest projecte de fi de carrera és la tecnologia *RFID chipless* (*Radio-Frequency Identification without chip*) utilitzant ressonadors i *UWB* (*Ultra Wide Band*), una de les vies d'investigació i desenvolupament actual de la tecnologia RFID. En aquest projecte es mostra tot el procés de disseny d'un *tag* RFID *chipless* i els diferents resultats obtinguts a partir de l'anàlisi de simulacions i les mesures de cadascuna de les parts que conformen el *tag*. Així doncs es pot veure el procés a seguir des del disseny de l'antena fins a la interpretació de la lectura del *tag*. S'ha enfocat el projecte per extreure conclusions de quins són els punts més crítics de la tecnologia *chipless* utilitzant ressonadors i què caldria tenir més en compte si es volgués realitzar un disseny per implementa'l en una aplicació real.

## 1.1. Tecnologia RFID

Les sigles RFID corresponen a les paraules *ID*entificació per *R*àdio *F*reqüència, i és una tecnologia en alça. Tal com el seu nom indica, el terme RFID és utilitzat per descriure qualsevol tecnologia que utilitza senyals de ràdio per tal d'identificar algun objecte en concret. A diferència dels sistemes de detecció utilitzats per evitar robatoris, *EAS* *Electronic Article Surveillance* mitjançant radiofreqüència, la RFID aporta informació única de l'article, com podria ser un número de sèrie o un codi d'identificació [1], el que suposaria un bon candidat per substituir el codi de barres. És normal trobar sovint que també s'anomeni a aquesta tecnologia com: sistema d'etiquetes intel·ligents. No obstant, les seves aplicacions no només estan centrades en aquest àmbit comercial i en logística de magatzems, sinó que també pot ser utilitzat per aportar altre tipus d'informació que identifiquin un subjecte o un objecte, com ara historials mèdics o delictius d'una persona o les dates de caducitat per tal de realitzar control d'accés a diferents llocs o serveis. Encara que la tecnologia RFID es pugui aplicar en moltes àrees, no hi ha cap sistema estandarditzat, que pugui servir per a totes les aplicacions. El motiu és ben clar, els requisits de les aplicacions són massa diversos. Per exemple, una aplicació pot requerir una identificació a 0,5 m de distància i una altre a 20 m, és per això que les solucions mitjançant tecnologia RFID solen ser específiques per a cada aplicació [2].

## 1.2. Arquitectura d'un sistema RFID

L'arquitectura d'un sistema de RFID estàndard consisteix principalment en dos mòduls. El mòdul anomenat lector i el *tag* o *transponder*. Tots dos comunicats mitjançant antenes i un ràdioenllaç. Les antenes del lector poden estar integrades o físicament separades del mòdul connectades mitjançant un cable. En canvi, les antenes dels *tags*, normalment estan físicament integrades en ells. El lector interrogarà de forma continua una zona de l'espai esperant alguna resposta, quan un *tag* entri en aquesta regió de l'espai, contestarà amb la informació programada que serà interpretada i guardada pel mòdul lector. Juntament amb el lector és normal trobar una interfície d'usuari, ja sigui pròpia o mitjançant un PC per al control del mòdul i per a l'accés a la informació, encarregant-se de tot el processat de la senyal [3]. De *tags*, en podem trobar de dos tipus diferents d'acord amb les seves

característiques. D'una banda els *tags* que contenen un xip integrat juntament amb la memòria per les dades i els circuits de control, dels quals no es fa referència en aquest projecte. Aquests poden ser actius si porten un sistema autònom d'alimentació (bateria) o passius, si aprofiten l'energia de la mateixa senyal rebuda. D'altra banda, els *tags* sense xip, punt principal d'aquest treball, sempre passius ja que no és necessari posar en funcionament cap dispositiu.

### 1.3. RFID Chipless

Les primeres investigacions amb èxit al mercat sobre *RFID chipless* van ser les desenvolupades per RFSAW, basades en tecnologia SAW (*Surface acoustic waves*) [1]. En aquests *tags*, l'antena receptora rep una senyal i aplica un impuls elèctric sobre un IDT (*InterDigital Transducer*). Aquest impuls genera ones acústiques que viatjaran pel substrat; part d'aquestes ones són refractades de nou cap al IDT gràcies als reflectors integrats, la resta és absorbida pel substrat. Aquestes ones refractades són convertides a senyals radioelèctriques de nou mitjançant el IDT i enviades al lector a través de l'antena emissora del *tag* [4] [5]. En aquest projecte no s'ha utilitzat la tecnologia SAW però sí la idea del reenviament d'una senyal original modificada. S'utilitza l'espectre de freqüència com a medi de codificació de bits, el lector interrogarà en un ampli rang de freqüències el *tag* i observarà en quines d'aquestes hi ha hagut una modificació, aquesta serà tractada com un 1 o 0 lògic [6]. Les modificacions seran provocades per ressonadors acoblats a la línia *microstrip* que uneix les dues antenes del *tag*. El disseny del ressonador determinarà la freqüència de treball i el grau d'atenuació. Per tal d'evitar interferències entre emissió i recepció, les antenes del *tag* treballen amb polarització ortogonal, d'aquesta manera els camps radioelèctrics d'emissió i recepció són perpendiculars, reduint així les interferències.

La motivació principal de la recerca dels *tags* sense xip integrat és purament econòmica, malgrat la baixada de preus dels components electrònics en general, el *tag* RFID convencional per algunes aplicacions d'etiquetatge, segueix tenint un cost de producció molt elevat en relació amb el cost del producte a etiquetar i per tant suposa una tecnologia poc rendible, amb la conseqüència de que no es puguin arribar a obtenir beneficis comercialitzant el producte. És per això que la tecnologia *chipless* no és una via d'investigació per a substituir la tecnologia *RFID* actual, sinó per a abaratir-la per a determinades aplicacions on la quantitat de bits que s'han d'intercanviar entre *tag* i lector és petita.

### 1.4. Espectre de freqüència

En termes simples, la capacitat d'informació d'un sistema de comunicació és directament proporcional a l'ample de banda utilitzat, tal i com es pot veure en la fórmula teòrica de Claude Shannon [Shannon 1948] [7]. El rang de freqüències on treballa el sistema d'aquest projecte és una dada molt important, ja que marcarà la quantitat de bits que es podran arribar a transmetre, concretament, el marge de freqüències va des d'1,5 fins a 5 GHz, el

que resulta un ample de banda de 4,5 GHz. Per definició, un sistema que tingui un ample de banda superior a 500 MHz o superior al 20 per cent de la seva freqüència central, és un sistema UWB. Es pot dir doncs, que el sistema presentat en aquest projecte compleix aquestes condicions. No confondre amb la definició de l'estàndard d'UWB, que fa referència a totes les comunicacions que es poden trobar entre 3,1 i 10,6 GHz [8]. La utilització d'un sistema UWB no només presenta l'avantatge de la capacitat d'informació sinó que també permet establir la comunicació amb uns nivells de potència baixos el que suposa poca interferència amb altres radioenllaços dins el mateix marge de freqüències. Una altre avantatge d'un sistema UWB és la seva gran resolució temporal, el que permetrà la interrogació de molts *tags* en un curt període de temps, característica a destacar per aplicacions d'identificació.

## 1.5. Objectius

El propòsit general d'aquest projecte és el d'extreure'n conclusions de quins són els punts i factors més crítics i importants en el disseny d'un sistema RFID *chipless*, on el *tag* utilitza ressonadors per a la codificació de la informació. No obstant, per tal d'arribar fins als resultats finals, s'han tingut que plantejar diferents objectius entremitjos, el bon resultat dels quals, permeten arribar fins al propòsit final abans esmentat. De manera cronològica, els objectius ha assolir han estat els següents:

**Disseny d'una antena UWB.** Es tracta del disseny de l'antena UWB que es farà servir en els *tags*; l'objectiu és dissenyar una antena que estigui ben adaptada en el marge 1.5-5 GHz, aproximadament.

**Disseny de ressonadors.** Cada ressonador del *tag* codificarà un bit. Per tant, caldrà el disseny de diferents ressonadors per a les freqüències desitjades, que posteriorment es puguin integrar amb les antenes. Aquí l'objectiu és proposar diversos ressonadors avançats, que permetin codificar més d'un bit per ressonador o que permetin allunyar/ la segona ressonància i per tant augmentar l'ample de banda del sistema.

**Valorar la resposta conjunta de ressonadors i antenes.** Integració dels ressonadors amb les antenes, avaluar que la resposta de les antenes no sigui modificada per la presència d'un ressonador i viceversa.

**Integració de les antenes en el tag.** L'antena dissenyada en el punt anterior s'ha d'integrar juntament amb una altre antena en una superfície el més petita possible per a la futura integració de ressonadors, el que pot suposar una optimització de l'antena dissenyada anteriorment. Aquí s'obtindrà un *tag* que es pot denominar 'universal'.

**Integració dels ressonadors al tag.** Aquesta fase ha d'incloure la integració dels ressonadors en el *tag* universal i per tant és el pas final del disseny dels *tags*.

**Anàlisi del tag final.** Anàlisi, estudi i comparació dels resultats del *tag* final. Aquesta part comprendrà tot lo referent a mesura dels *tags* (a l'espai lliure i en zona anecoica) i tota la part de processat i calibració del senyal rebut.

## 1.6. Organització de la memòria

La memòria del projecte presentat està dividida en capítols d'acord amb els objectius vistos en el punt anterior. D'aquesta manera, primerament es troba un capítol introductori sobre teoria d'un sistema RFID, seguit d'un capítol que explica el sistema que s'ha implementat per tal d'evaluar la tecnologia *chipless* RFID.

A continuació, en els capítols 4, 5 i 6, s'explica el procés de disseny de l'antena i dels ressonadors, juntament amb la resposta que s'aconsegueix amb la integració d'ambdós.

El capítol 7 mostra el procés de disseny del *tag* i la integració dels ressonadors en ell, mentre que en el 8 s'avaluen els resultats obtinguts en el laboratori de la lectura dels *tags* dissenyats, així com el funcionament global del sistema. Per acabar el capítol 9 mostra un resum de les conclusions extretes de la realització d'aquest projecte.

## 1.7. Referències del capítol

[1] Simson Garfinkel and Beth Rosenberg. "RFID Applications, Security, and Privacy". Upper Saddle River, NJ [etc.] : Addison-Wesley, cop. 2006.

[2] Stevan Preradovic, Isaac Balbin Nemai Chandra Karmakar i Gerhard F. Swiegers. "Multiresonator-Based Chipless RFID System for Low-Cost Item Tracking", IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. 57, NO. 5, MAIG 2009.

[3].Daniel M. Dobkin. "The RF in RFID. Passive UHF RFID in Practice". Elsevier 2008. (ISBN 978-0-7506-8209-1).

[4] [http://www.rfid-magazine.com/\\_images/1299/011\\_Tecnologia\\_SAW.pdf](http://www.rfid-magazine.com/_images/1299/011_Tecnologia_SAW.pdf)

[5] G. Scholl, C. Korden, E. Riha, C.C.W. Ruppel, U. Wolff, G. Riha, L. Reindl, and R. Weigel. "SAW-Based Radio Sensor Systems for Short-Range Applications". IEE microwave magazine. Desembre 2003.

[6] Stevan Preradovic, Isaac Balbin, Nemai C. Karmakar and Gerry Swiegers. "A Novel Chipless RFID System Based on Planar Multiresonators for Barcode Replacement" 2008 IEEE International Conference on RFID The Venetian, Las Vegas, Nevada, USA Abril 16-17, 2008

[7]Kazimierz Siwiak and Debra McKeown. "Ultra-wideband radio technology". Chichester, UK [etc.] : John Wiley & Sons, cop. 2004. (ISBN: 0-470-85931-8).

[8] Roberto Aiello i Anuj Batra. "Ultra wideband systems: technologies and applications". Oxford: Newnes, 2006. (ISBN 13: 978-0-7506-7893-3). (ISBN: 0-7506-7893-3).

## 2 Teoria de l'arquitectura RFID

D'acord amb el que s'ha vist en el capítol 1. *Introducció*, l'arquitectura del nostre sistema serà el que es pot observar en la Figura 2.1, on es poden veure els 2 radioenllaços (*up-link*, *down-link*) entre el lector i el *tag*, i els paràmetres que es tindran en compte per tal de dimensionar el sistema. A continuació es poden veure els diferents càlculs per tal d'analitzar i determinar aquests paràmetres de forma aproximada, ja que no es tenen en compte molts factors aleatoris difícils de quantificar amb exactitud. La teoria que ens permet dimensionar el nostre sistema entre *tag* i lector, és molt semblant a la de qualsevol sistema de comunicació per ràdio, com per exemple la comunicació entre dues estacions repetidores.

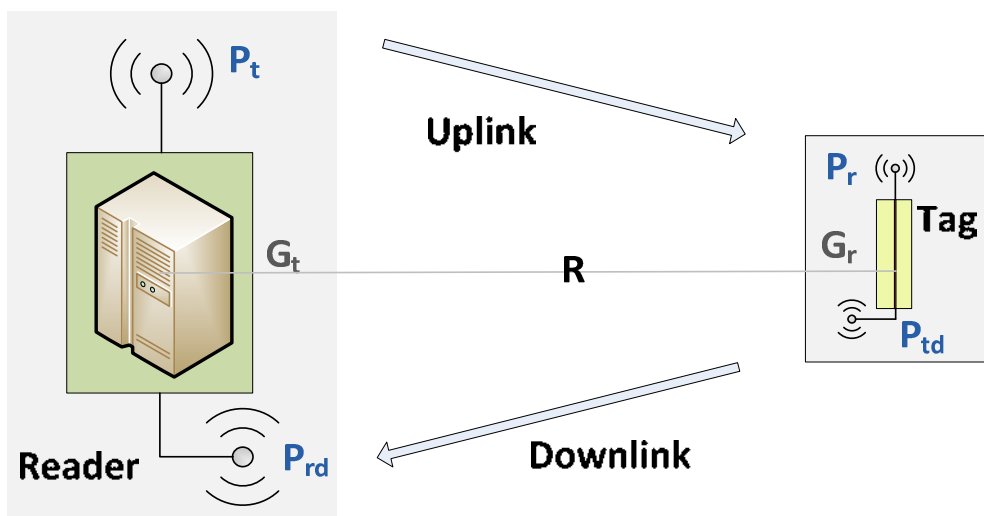


Figura 2.1 - Diagrama de blocs i paràmetres d'una comunicació RFID.

### 2.1. Teoria del radioenllaç

Si s'analitza primer el *up-link*, el mòdul lector emetrà una senyal que arribarà a la *tag* amb una densitat de potència  $S$ , que pot ser calculada utilitzant la fórmula de Friis de transmissió:

$$S = \frac{P_t G_t}{4\pi R^2} \left[ \frac{W}{m^2} \right] \quad (2.1)$$

Essent  $P_t$  i  $G_t$  la potència transmesa i el guany de l'antena emissora del mòdul lector i  $R$  la distància entre l'antena emissora del lector i l'antena receptora del *tag*.

La potència rebuda per l'antena receptora del *tag*,  $P_r$ , serà:

$$P_r = S \cdot A_e = \frac{P_t G_t}{4\pi R^2} \cdot \frac{\lambda^2 G_r}{4\pi} \quad [W] \quad (2.2)$$

On  $A_e$  és l'àrea efectiva de l'antena receptora del *tag*,  $G_r$  n'és el seu guany i  $\lambda$  la longitud d'ona.

Els guanys de les antenes i la longitud d'ona varien en funció de la freqüència en que s'estableix la comunicació, com es pot observar en la Figura 2.2. És per això que si es té en compte que es treballa en UWB, concretament entre 1,5 i 6 GHz, aquests paràmetres no seran per a totes les freqüències iguals. D'aquesta manera les equacions (2.1) i (2.2) es poden reescriure de forma vectorial, quedant de la següent manera:

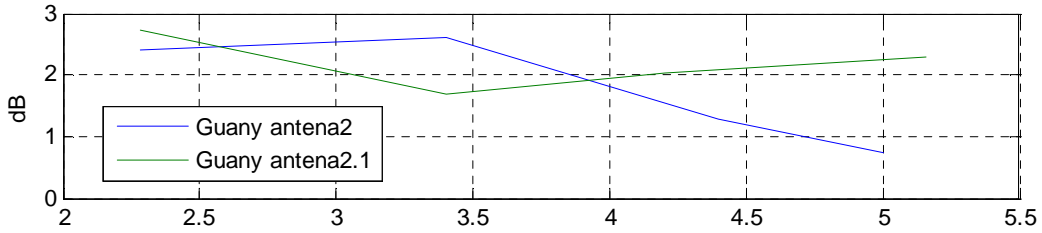


Figura 2.2 - Guany simulat de dues antenes en funció de la freqüència.

$$\vec{S} = \frac{P_t \vec{G}_t}{4\pi R^2} \left[ \frac{W}{m^2} \right] \quad (2.3)$$

$$\vec{P}_r = \vec{S} \cdot \vec{A}_e = \frac{P_t \vec{G}_t}{4\pi R^2} \cdot \frac{\lambda^2 \vec{G}_r}{4\pi} [W] \quad (2.4)$$

La relació entre la potència de la senyal rebuda pel *tag*,  $P_r$ , i la potència transmesa pel *tag*  $P_{td}$ , és la següent:

$$\vec{P}_{td} (dbm) = \vec{P}_r (dbm) - \vec{L} (dB) \quad (2.5)$$

On  $L$  és el vector de pèrdues del *tag* en funció de la freqüència; aquest paràmetre és la suma de les pèrdues d'inserció i de reflexió, degut a possibles desadaptacions entre antena i *tag*. Si es veu el *tag* com una xarxa de dos ports, aquestes pèrdues es poden calcular a partir dels paràmetres de dispersió  $S$ , associant el paràmetre  $S_{11}$  amb les pèrdues per reflexió i el paràmetre  $S_{21}$  amb les pèrdues d'inserció. És en el paràmetre de pèrdues d'inserció, i per tant en  $L$ , on es codificaran els diferents bits, que seran causats per absorcions (o salts de fase) en la transmissió degut a ressonadors acoblats a la línia del *tag*.

De la mateixa manera que s'ha calculat en els punts anteriors, la potència rebuda de nou pel lector ( $P_{rd}$ ) serà:

$$\vec{P}_{rd} = \vec{S}_{td} \cdot \vec{A}_e = \frac{P_{td} \vec{G}_r}{4\pi R^2} \cdot \frac{\lambda^2 \vec{G}_t}{4\pi} [W] \quad (2.6)$$

Les dues antenes del *tag* són iguals, de la mateixa manera que les dues del lector també són iguals.

Per tal de distingir el senyal transmès del rebut s'aplica diversitat per polaritzacions. D'aquesta manera, els dos enllaços treballen amb polarització ortogonals. Això és essencial, ja que l'acoblament entre antenes transmissora i receptora del lector pot ser important i emascarar molt notòriament el senyal rebut del *tag*. Amb diversitat per polarització aquest acoblament es redueix de manera important.

## 2.2. Paràmetres de dispersió

Tota l'arquitectura del sistema RFID, per tal de simplificar conceptes, es pot veure qualitativament com una xarxa amb 4 ports, on cada un estaria relacionat amb cada una de les antenes de l'arquitectura tal com es pot veure de manera esquemàtica en la Figura 2.3.

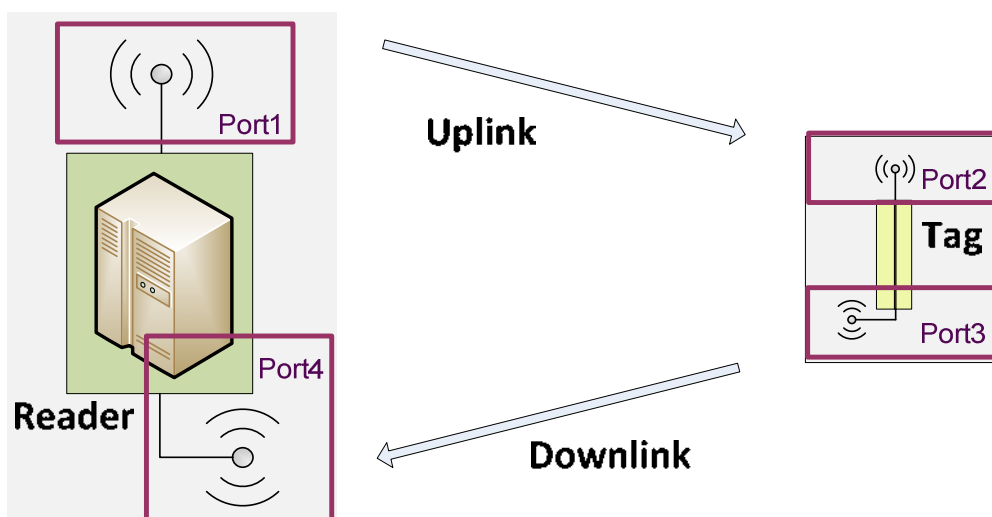


Figura 2.3 - Assignació dels ports en una arquitectura RFID.

On la relació dels diferents paràmetres  $S$  significarà:

- $S_{11}$ ,  $S_{22}$ ,  $S_{33}$  i  $S_{44}$ : El coeficient de reflexió i adaptació de cada antena.
- $S_{21}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{43}$  i  $S_{34}$ : Les pèrdues d'inserció degut al radioenllaç.
- $S_{32}$  i  $S_{23}$  : Les pèrdues d'inserció degut a l'atenuació del mateix *tag* que tindran un paper molt important a l'hora de codificar la informació .
- $S_{13}$ ,  $S_{31}$ ,  $S_{24}$  i  $S_{42}$ : L'acoblament existent entre cada una de les antenes, hauria de tenir el valor més baix possible tendint als 0 dB.
- $S_{14}$  i  $S_{41}$ : L'acoblament existent entre les antenes del mòdul lector. Hauria de tenir el valor més baix possible.

### 3 Sistema de mesures

Aquí es poden trobar les diferents configuracions i *setups* que s'han utilitzat per a la realització de les diferents mesures que es troben al llarg de tot el projecte. Destacar que l'analitzador de xarxes utilitzat és Agilent E8364C, permet l'anàlisi de fins a dos ports d'entrada i una interfície gràfica pel seu control.

#### 3.1. Mesura de l'adaptació de les antenes

Per realitzar les mesures dels paràmetres  $S_{11}$  de cada antena s'ha utilitzat el sistema que es mostra la Figura 3.1.

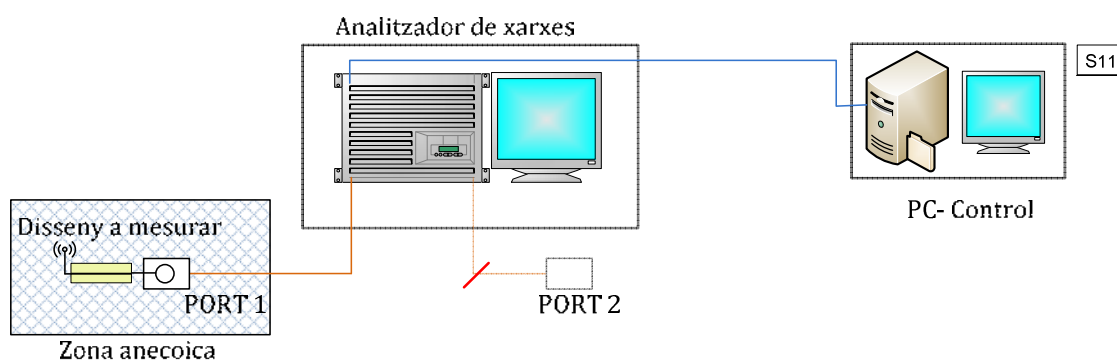


Figura 3.1 - Esquema del muntatge per a realitzar mesures del paràmetre  $S_{11}$ .

L'antena a mesurar es col·loca dins de la zona anecoica per evitar al màxim rebots en els diferents elements i parets del laboratori i es connectarà al port 1 de l'analitzador de xarxes. El port 2 d'aquest restarà desconnectat. Des del PC de control es demanarà la mesura del paràmetre  $S_{11}$  del port 1 i s'obindrà un fitxer com a resultat de l'operació que contindrà el valor del paràmetre en el marge de freqüències que se li hagi demanat. També es selecciona la resolució que es desitja indicant el nombre de punts que es vol que contingui la mesura.

#### 3.2. Mesura de la transmissió entre antenes

De manera prèvia a l'anàlisi directe dels *tags*, s'analitza la transmissió entre dues antenes per tal d'observar el comportament del radioenllaç. També s'utilitza per validar el conjunt ressonador més antena. Per a fer-ho es segueix l'esquema de mesura que es pot observar en la Figura 3.2. A diferència del punt anterior, s'utilitzen els dos ports de l'analitzador de xarxes, on es connectarà una antena en cadascun d'ells. Així es poden realitzar mesures en funció de la distància o de la posició de les antenes. Al PC de control, igual que s'ha explicat abans, es demanarà l'anàlisi dels paràmetres de dispersió. Fixar-se que encara que es s'obtinguin com a resultat els paràmetres  $S_{11}$  i  $S_{22}$  que correspondrien a l'adaptació de

cadascuna de les antenes, no és convenient agafar-les com a referència ja que per la presència de la segona antena aquest resultat pot ser no del tot fiable. Degut a que una pot ser carregada per l'altre.

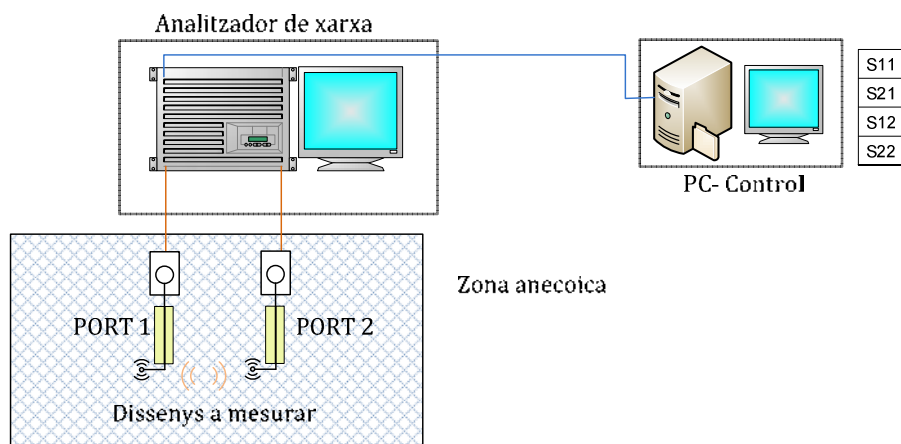


Figura 3.2 - Esquema de muntatge per realitzar mesures de la transmissió ( $S_{21}$  i  $S_{12}$ ).

### 3.3. Mètode de lectura dels tags

Al capítol 8. *Lectures de* hi ha les mesures dels tags. El procediment a seguir és igual que l'explicat en l'apartat anterior amb l'excepció que aquest cop les antenes no s'encararan per a mesurar la transmissió que hi ha entre elles, sinó que s'encararan amb el tag dissenyat per tal d'observar el comportament d'aquest i veure si la senyal que es rep conté la informació desitjada, degut a la codificació introduïda pels ressonadors. Aquest esquema es pot observar a la Figura 3.3. Com ja s'ha dit no és aconsellable obtenir resultats dels paràmetres  $S_{11}$  o  $S_{22}$  d'aquestes mesures ja que poden no ésser del tot correcte.

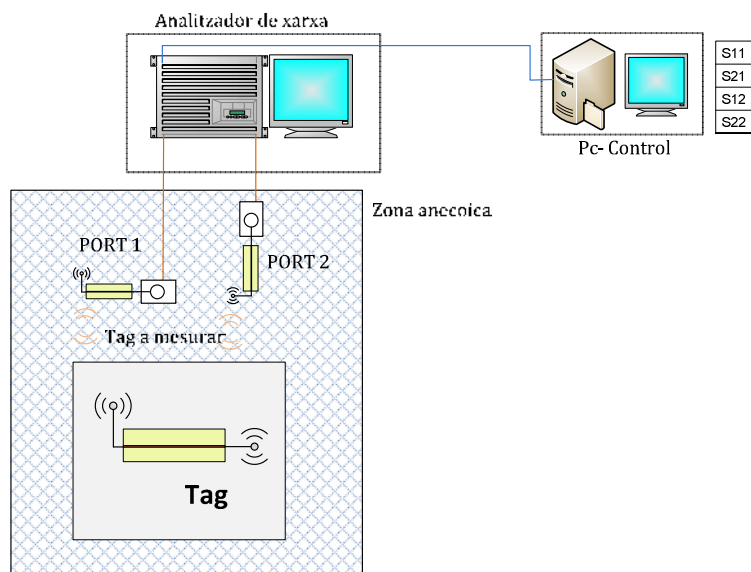


Figura 3.3 - Esquema de muntatge per la mesura del comportament dels tags.

## 4 Disseny d'antenes

En aquest apartat s'explicaran les diferents antenes que s'han dut a terme al llarg del projecte, analitzant els seus dissenys i els resultats que d'aquestes s'han obtingut. S'anirà veient doncs, l'evolució que s'ha seguit per tal d'arribar a l'antena finalment utilitzada pel *tag* final. Es parteix de la idea d'aconseguir una antena per a comunicacions UWB, ja que l'ample de banda té un paper important dins aquesta tecnologia doncs estarà directament relacionat amb la quantitat de ressonàncies que es podran introduir i aquestes amb la quantitat d'informació a enviar. El marge de freqüències pel que han estat pensades les antenes és de 1,5 GHz fins a 5 GHz. La restricció superior de 5 GHz és motiu del substrat de fibra utilitzat per la fabricació, ja que és un material amb moltes pèrdues, creixents amb la freqüència, i que per tant afecta al factor de qualitat dels ressonadors i a la resposta de l'antena fent que les ressonàncies no siguin identificables. La fabricació de les antenes s'ha fet sobre el substrat FIBRA, els paràmetres del qual es poden trobar a l'annex 10.1.

### 4.1. Característiques de les antenes

Abans de començar amb el procés de disseny de les antenes es poden veure en aquest subapartat, de manera breu, els paràmetres més importants de les antenes i que s'han tingut en compte principalment pel correcte disseny.

*L'adaptació* fa referència a la potència que l'antena reflexa una vegada rep una senyal. Aquest paràmetre es quantifica amb el coeficient de reflexió, que equival al  $S_{11}$  en una xarxa d'un port. Normalment, en antenes UWB es considera una bona adaptació quan el  $S_{11}$  està per sota -10 dB.

*El guany* és la relació entre la potència que l'antena radia o rep a una distància  $x$  i la potència que rebria o radiaria aquesta mateixa antena si fos isòtropa.

*La directivitat* és la relació entre la potència radiada o rebuda en una direcció i la potència radiada o rebuda en totes les direccions. El producte de la directivitat per l'eficiència és el guany.

*La polarització* de l'antena és la forma geomètrica que segueix el camp elèctric en funció del temps i de la distància a la qual es trobi de l'antena. Quan es parla de polarització creuada, fa referència a que indiferentment del tipus de polarització utilitzada ( horitzontal, vertical, circular) es trobaran en l'espai de manera ortogonal. Tal com es pot observar en la Figura 4.1.

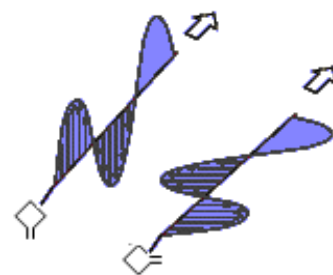


Figura 4.1 - Esquema de la polarització creuada.

## 4.2. Antena 0

La topologia d'antena a partir de la qual s'han realitzat els dissenys de l'antena 0 i els seus derivants és la proposada en [1] adaptada a les nostres necessitats, sobretot en freqüència, i substrat, seguint l'estructura de la Figura 4.1. Al canviar de substrat, el resultats que es van obtenir van ser diferents; per tal de millorar els paràmetres de l'antena es varen fer una sèrie de modificacions sobre les dimensions. Així doncs partint com a base de l'antena 0 es van dissenyar les antenes: antena 0.1 i antena 0.2. La Taula 4.1 mostra les dimensions de les antenes que van derivar de l'antena 0.

Dimensió	Antena0	Antena0.1	Antena0.2
L(mm)	92	92	92
W(mm)	69	69	69
r(mm)	34	34	34
h(mm)	0.13	0.42	0.02
L <sub>1</sub> (mm)	23.5	23.5	23.5
W <sub>1</sub> (mm)	1.5	1.5	1.5

Taula 4.1 – Dimensions de les antenes 0.

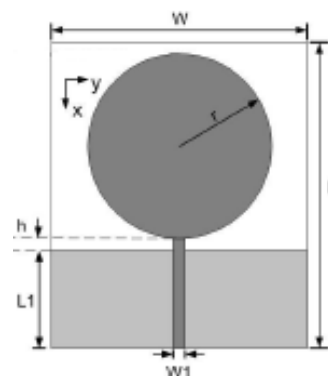


Figura 4.1 - Estructura de les antenes 0.

A continuació, en la Figura 4.2, es poden observar els resultats obtinguts de la simulació les 3 antenes. Els dissenys presenten una adaptació per sota dels -10 dB per tot el rang de freqüència desitjat (1.5 GHz – 5 GHz), el que ens asseguraria que les pèrdues per reflexió a l'entrada serien mínimes. No obstant, al analitzar el guany i la directivitat de l'antena 0 es va veure que hi havien problemes, que amb els dissenys posteriors (0.1 i 0.2)

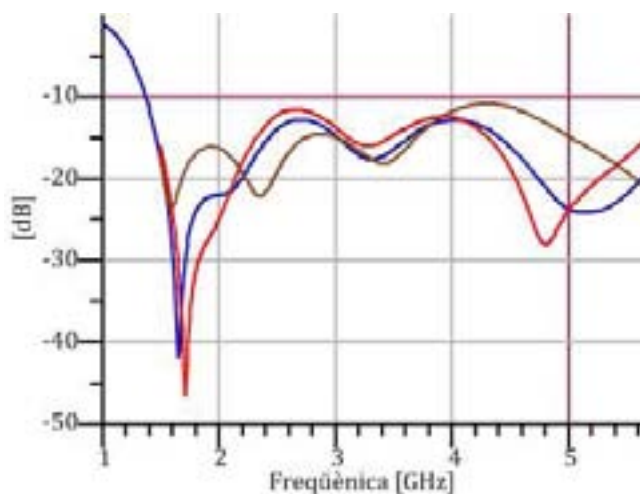


Figura 4.2 - Adaptació simulada de les antenes 0.

tampoc es van resoldre. No presenten guanys positius, és a dir, introdueixen pèrdues de l'ordre de -20 dB en algunes freqüències, el que tant en transmissió com en recepció aquest fet comportaria uns 40 dB de pèrdues en l'enllaç tant sols en les antenes. A més a més presenten una cancel·lació del guany per a  $\theta = 0$  en els seus diagrames de radiació a mesura que es va augmentant la freqüència de treball, com es pot observar en la Figura 4.3 i també com el lòbul principal es subdivideix en molts lòbuls. Per aquests motius es va decidir canviar el disseny inicial de l'antena i deixar de banda les antenes circulars per passar a una forma romboide tal com veurem a continuació.

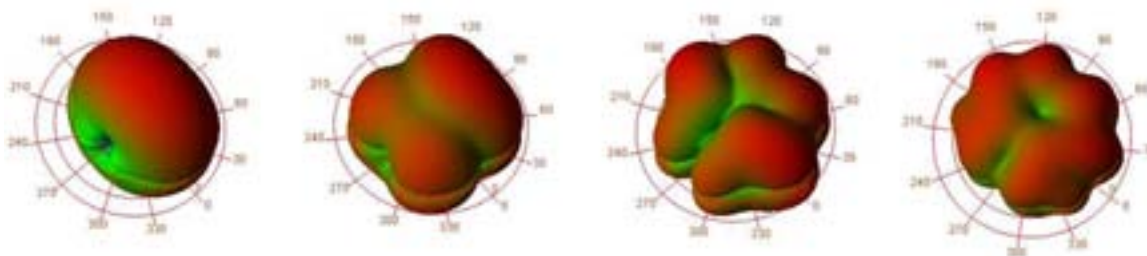


Figura 4.3 - Diagrames de radiació simulats per l'antena 0.2 per a 2,1 3,07 4,3 5,4 GHz on es pot observar com el lòbul principal es subdivideix al augmentar la freqüència.

### 4.3. Antena 1

Degut als motius explicats en l'últim apartat sobre el guany de les antenes circulars, es va decidir canviar la topologia dels dissenys. Ara la seva estructura bàsica és en forma de rombe, tal com es proposa en [2], quedant l'estructura com es pot observar en la Figura 4.4. La primera simulació que es va fer, seguint les dimensions que es poden veure a la Taula 4.2, corresponents a l'antena 1, ocasionava els mateixos problemes de guany que les antenes circulars, creant les cancel·lacions en  $\theta = 0$ , a mesura que la freqüència s'augmentava, tal com s'ha pogut comprovar en la Figura 4.3.

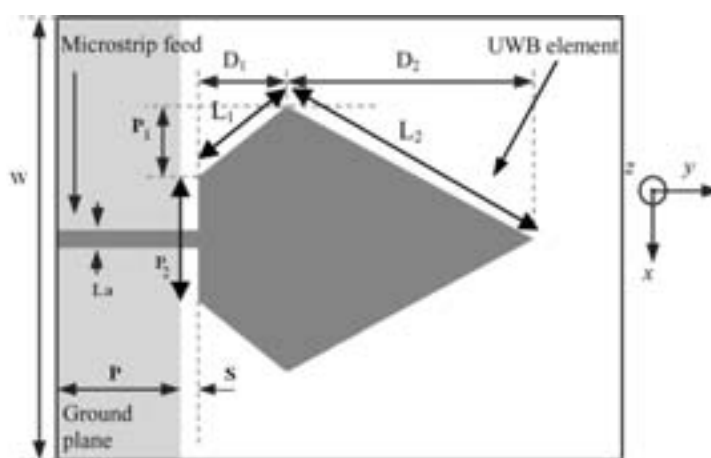


Figura 4.4 – Estructura de les antenes 1.

Per tal de solucionar aquests problemes es van reduir les dimensions del pla de massa, i es van modificar les mides de la línia d'accés, quedant l'antena com s'indica en la taula 2 corresponent a l'antena 1.1. Aquests canvis van permetre que les cancel·lacions desapareguessin, obtenint els diagrames de radiació que es poden veure en la Figura 3.6. D'aquí es va extreure la conclusió que el pla de massa havia de tenir una amplada semblant a l'amplada total de l'antena si es volien evitar les cancel·lacions. També que la separació entre antena i pla de massa és força crítica, per lo que una variació de per exemple 0,1 mm fa variar totalment les prestacions de l'antena. En els dissenys posteriors aquest detall es va tenir molt en compte.

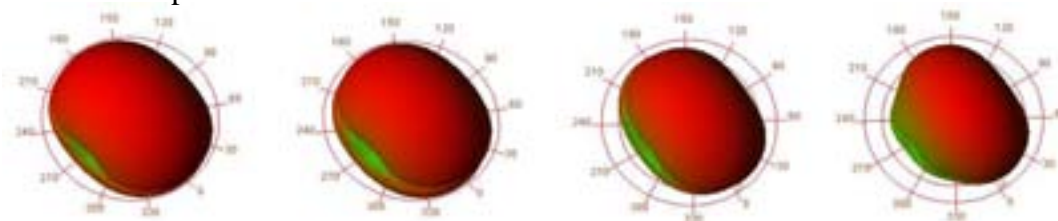


Figura 4.5 - Diagrames de radiació simulats per l'antena1.1 per a 2,05 3,15 4,25 5,35 GHz.

Una vegada resolt el problema del guany, En la Figura 4.6, es pot veure la simulació del paràmetre  $S_{11}$  d'aquestes antenes. A diferència de les antenes 0, presenten una adaptació més dolenta i també una freqüència en la qual s'adapten per damunt dels 2 GHz, el que ens limitaria el nostre ample de banda. Aquest problema, però, va ser resolt en el disseny de futures antenes com es veurà seguidament. Les mides de les antenes 1 es poden veure en la taula 3.2.

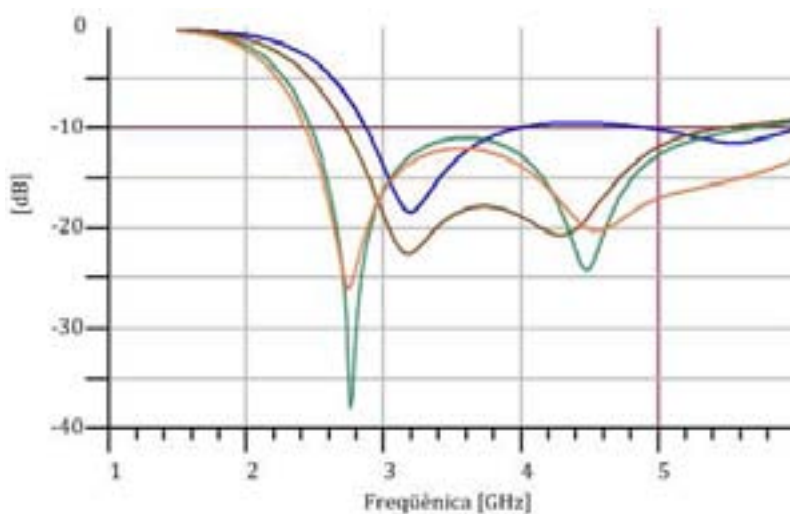


Figura 4.6 – Adaptació simulada de les antenes 1.1, 1.2, 1.3 i 1.4.

Finalment es decideix fabricar les antenes 1.2, 1.3, i 1.4 ja que en les simulacions són les que presentaven els millors resultats.

Dimensió	Antena 1	Antena1.1	Antena1.2	Antena1.3	Antena1.4
W (mm)	42	19.7	19.7	19.7	25
P (mm)	10	20	20	20	20
P <sub>1</sub> (mm)	6	6	12.67	8.4	8.4
P <sub>2</sub> (mm)	8	8	11.2	11.2	11.2
S (mm)	1	0.9	0.9	0.9	0.9
La (mm)	1.80	1.44	1.44	1.44	1.44
L <sub>1</sub> (mm)	9.2	9.2	16.17	12.9	12.9
L <sub>2</sub> (mm)	20	20.1	26.4	28.21	28.2
D <sub>1</sub> (mm)	7	7	10.05	9.8	9.8
D <sub>2</sub> (mm)	17.5	17.5	19.08	24.5	24.5

Taula 4.2- Dimensions de les antenes 1.

Fabricades les antenes, es van prendre mesures corresponents a l'adaptació per tal de comparar-les amb les simulacions. Les mesures es veuen a la Figura 4.7, i es nota ràpidament que es segueix la mateixa tendència que les simulacions però ja no es troben, per tot el marge de freqüències, per sota dels -10 dB, tot i així ha baixat lleugerament la freqüència de tall, el que suposa una millora inesperada respecte les simulacions.

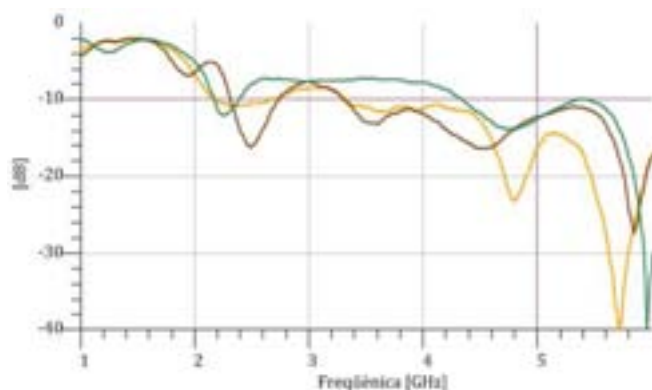


Figura 4.7- Adaptació mesurada de les antenes 1.2, 1.3, 1.4.

En la topologia d'antena presentada en [2], hi ha un element per tal que l'antena operi simultàniament a UWB i bluetooth, el qual està dissenyat per a ressonar a 2,4 GHz. En un principi es va ometre aquest ressonador. Al veure que la freqüència de tall de les antenes 1 era tan alta es va decidir d'incloure aquest element per veure si d'aquesta manera aquesta baixava de manera que entre l'operació UWB i aquest nou ressonador, l'antena treballés en un marge de freqüències més gran (sobretot a baixes freqüències). Els resultats no van ser els esperats, a 2,4 GHz l'antena presentava molt bona adaptació, però per a les altres freqüències aquesta va empitjorar. En conseqüència es va decidir no incloure aquest element en els dissenys posteriors. En la Figura 4.8 es pot observar l'estructura de l'antena i en la Figura 4.9 els resultats simulats i mesurats d'aquesta. Les dimensions que falten són les mateixes que es troben en la Taula 3.2 corresponents a l'antena 1.1.

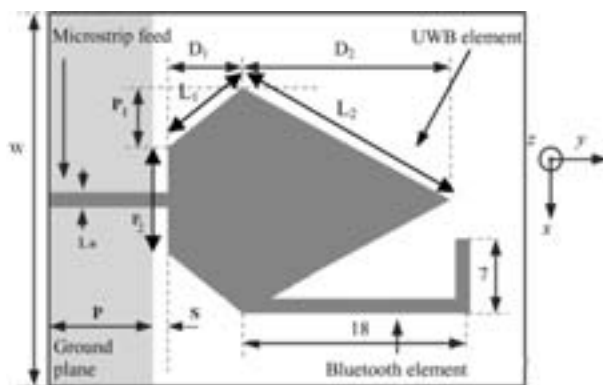


Figura 4.8 - Estructura de l'antena amb l'element de bluetooth.

En la Figura 4.8 es pot observar l'estructura de l'antena i en la Figura 4.9 els resultats simulats i mesurats d'aquesta. Les dimensions que falten són les mateixes que es troben en la Taula 3.2 corresponents a l'antena 1.1.

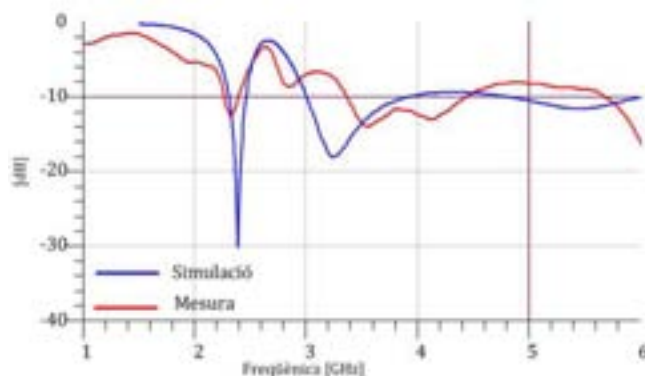


Figura 4.9 - Simulació i mesura de l'antena 1 amb l'element de bluetooth.

En la Figura 4.10, es pot veure una imatge de dues antenes. A l'esquerra l'antena 1.1 amb l'element bluetooth. A la dreta l'antena 1.2.

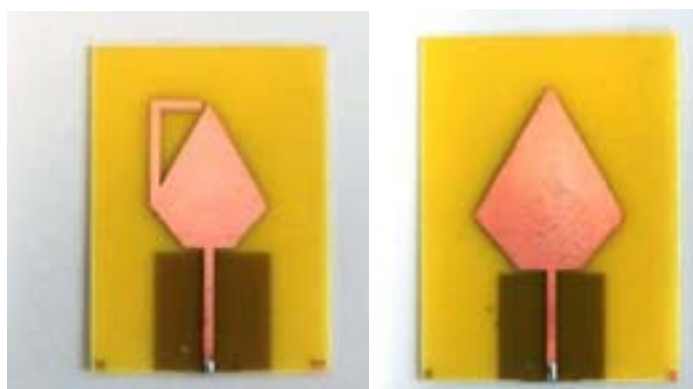


Figura 4.10 - Imatge de les antenes.

El guany en les antenes rombe es va veure millorat respecte les antenes circulars, aconseguint guanys lleugerament positius, mai per sota de 0 dB, el que afavoreix tant la transmissió com la recepció. A diferència de les absorcions en els guanys de 15 dB que hi havia en les antenes 0. A la figura 4.11 es pot observar la gràfica que representa el guany simulat de les antenes 1, sempre positiu per tot el marge de freqüències on es preveu treballar:

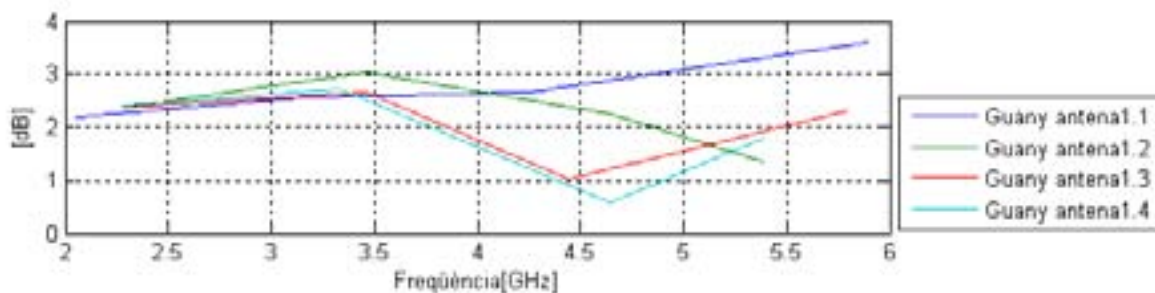


Figura 4.11 – Guany simulat de les antenes 1.

#### 4.4. Antena 2

L'antena 2 afegeix petites modificacions sobre les antenes rombe que es troben en l'apartat anterior, aquests petits canvis en la topologia de disseny són els mateixos que s'han seguit en [3] per a millorar diverses característiques en les antenes. La primera de les modificacions va consistir en afegir un petit escaló d' 1,51 mm en la base de l'antena, tal com es pot veure en la Figura 4.12; les dimensions dels altres paràmetres es poden veure en la Taula 4.3.

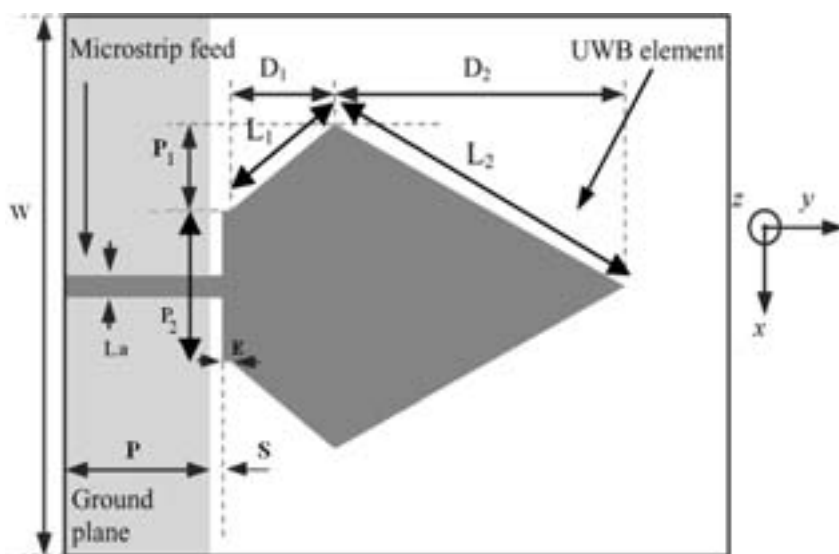


Figura 4.12 - Estructura de disseny de l'antena 2.

Dimensió	Antena2
W (mm)	25
P (mm)	20
P <sub>1</sub> (mm)	8.40
P <sub>2</sub> (mm)	11.20
S (mm)	0.90
La (mm)	1.44
L <sub>1</sub> (mm)	11.80
L <sub>2</sub> (mm)	28.21
D <sub>1</sub> (mm)	9.80
D <sub>2</sub> (mm)	24.50
E (mm)	1.51

Taula 4.3 - Dimensions de l'antena 2.

Al afegir aquest petit escaló, es va millorar molt notablement l'adaptació de l'antena per a les freqüències més altes. No obstant, al realitzar-se les mesures els resultats van ser millors del que s'esperava ja que la freqüència d'adaptació per sota 10 dB també havia baixat, tal i com es podia veure en els casos anteriors. L'únic inconvenient es pot veure en la Figura 4.13, si s'observa l'adaptació que s'ha mesurat per a freqüències baixes, no és tan bona com s'esperava a partir de les simulacions.

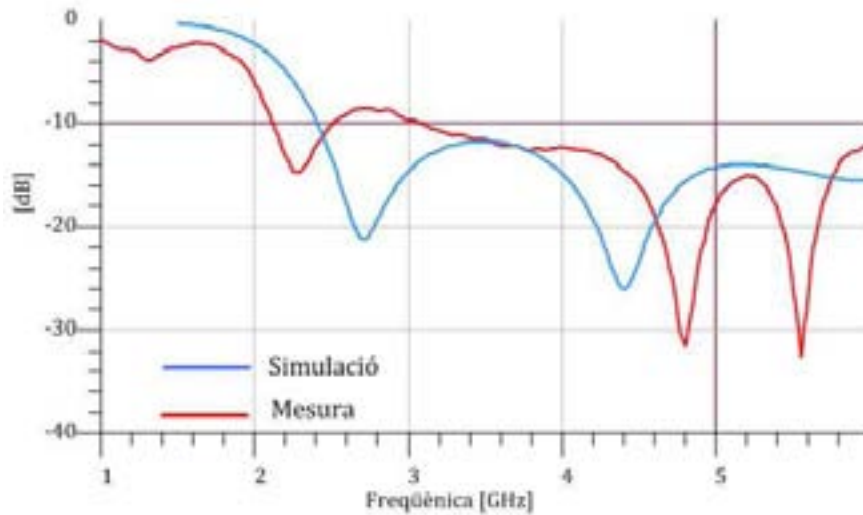


Figura 4.13 - Adaptació mesurada i simulada de l'antena 2.

Si s'observa el guany i la directivitat d'aquesta antena, també es pot veure com ja no presenta les pèrdues tant significants que tenien els primers dissenys, o com també han desaparegut les cancel·lacions per a freqüències determinades. En la Figura 4.14 es pot veure el guany i la directivitat simulats en funció de la freqüència de l'antena 2.

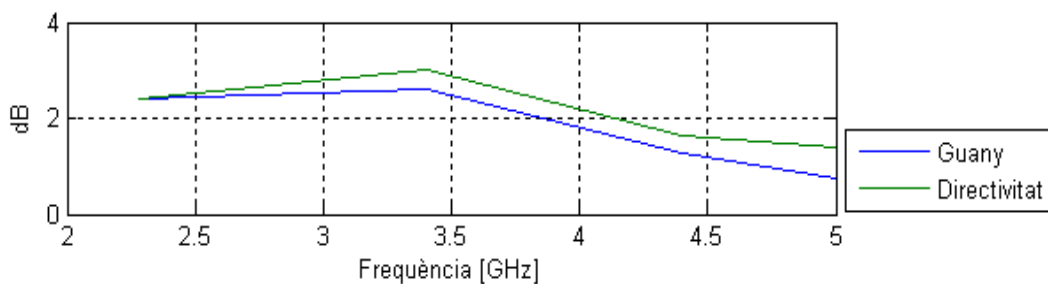
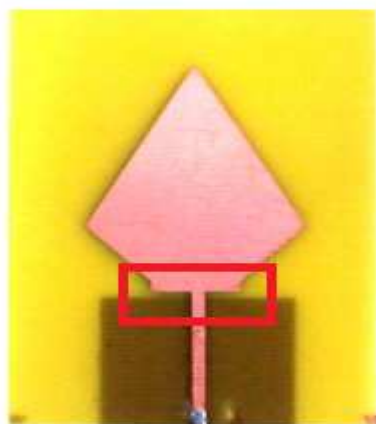


Figura 4.14- Guany i directivitat simulats de l'antena 2.

A continuació, en la figura 4.15, es pot veure una imatge de l'antena 2 amb els detalls explicats anteriorment.



4.15 - Detalls de l'antena 2 on es pot veure l'escaló i la seva mida aproximada respecte l'antena.

### 4.5. Antena 3

Analitzant l'antena 2, es va pensar en que un bon resultat seria si es pogués baixar en freqüència l'adaptació que s'ha obtingut. Per tal de dur-ho a terme, es van augmentar les dimensions de quasi tots els paràmetres de l'antena. Tant sols es va mantenir la separació de l'antena amb el pla de massa (paràmetre **S** dels dissenys) i l'amplada de la línia d'accés (paràmetre **La** dels dissenys). Com ja s'ha dit anteriorment, aquests dos paràmetres són crítics, per tant les dimensions que tenien ja eren les òptimes. Per tal d'arribar a l'estructura final de l'antena 3, que es pot veure en la Figura 4.16, no tan sols es van augmentar la majoria dels seus paràmetres, també es van afegir 2 escalons més a la base tal i com es va fer ja amb l'antena 2. Les dimensions dels paràmetres es poden obtenir de la Taula 4.4.

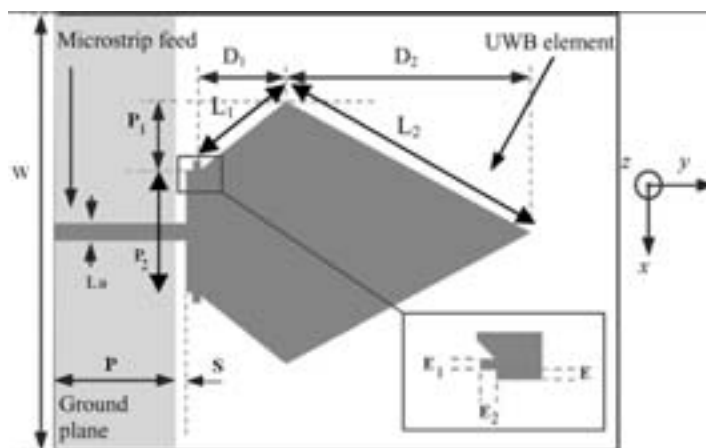


Figura 4.16 - Estructura de disseny de l'antena 3.

Dimensió	W	P	P <sub>1</sub>	P <sub>3</sub>	S	La	L <sub>1</sub>
Antena 3	32.50	26	10.9	14.50	1.16	1.44	14.56
	L <sub>2</sub>	D <sub>1</sub>	D <sub>2</sub>	E	E <sub>1</sub>	E <sub>2</sub>	
	36.68	12.70	31.80	1.96	1.13	2.13	

Taula 4.4 - Dimensions de l'antena 3

El coeficient de reflexió a l'entrada de l'antena 3 va donar molt bons resultats com es pot observar en la Figura 4.17. Per una banda tenim la simulació en la qual, ja es pot observar com la freqüència de tall a -10 dB va baixar 1 GHz respecte l'antena 2, tal com s'esperava després de les modificacions. A més a més, si s'observen les mesures, es pot veure com per primera vegada s'obté una adaptació per sota dels -10 dB per a tot l'ample de banda desitjat, ell que suposa una millora molt significativa respecte les mesures anteriors.

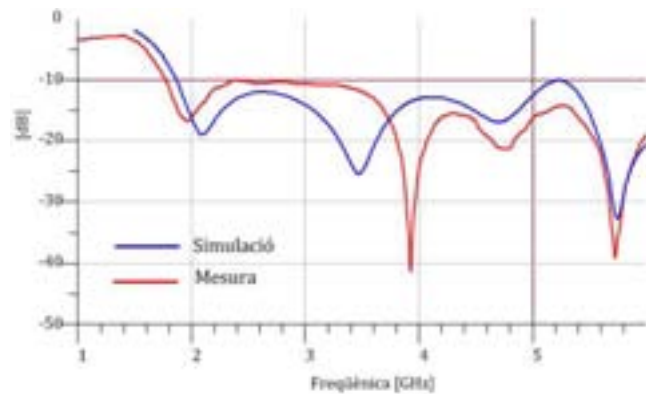


Figura 4.17 – Adaptació simulada i mesurada de l'antena 3.

En la Figura 4.18 es pot observar el guany i la directivitat simulats de l'antena 2. Es pot veure com el guany és positiu per tot el marge de freqüències, per tant les modificacions que s'han fet a l'antena també han millorat lleugerament aquesta característica respecte els dissenys anteriors.

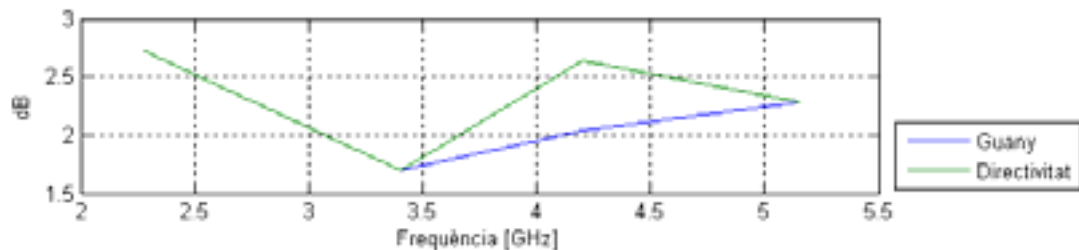


Figura 4.18 - Guany simulat de l'antena 3.

L'antena 3, com s'esperava, tampoc presenta problemes en els diagrames de radiació, tal com es pot observar en les Figures 4.19 i 4.20, en 2D i 3D respectivament; on es poden veure aquests diagrames per a diverses freqüències i comprovar com els problemes inicials de radiació en  $\theta = 0$ , han desaparegut.

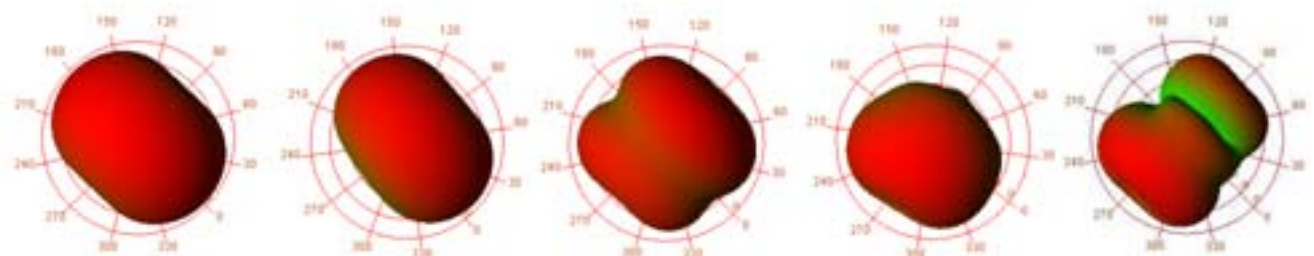


Figura 4.19 – Diagrames de radiació 3D de l'antena 3 per (1,7 - 2,6 - 3,8 - 4,6 - 5,2) GHz.

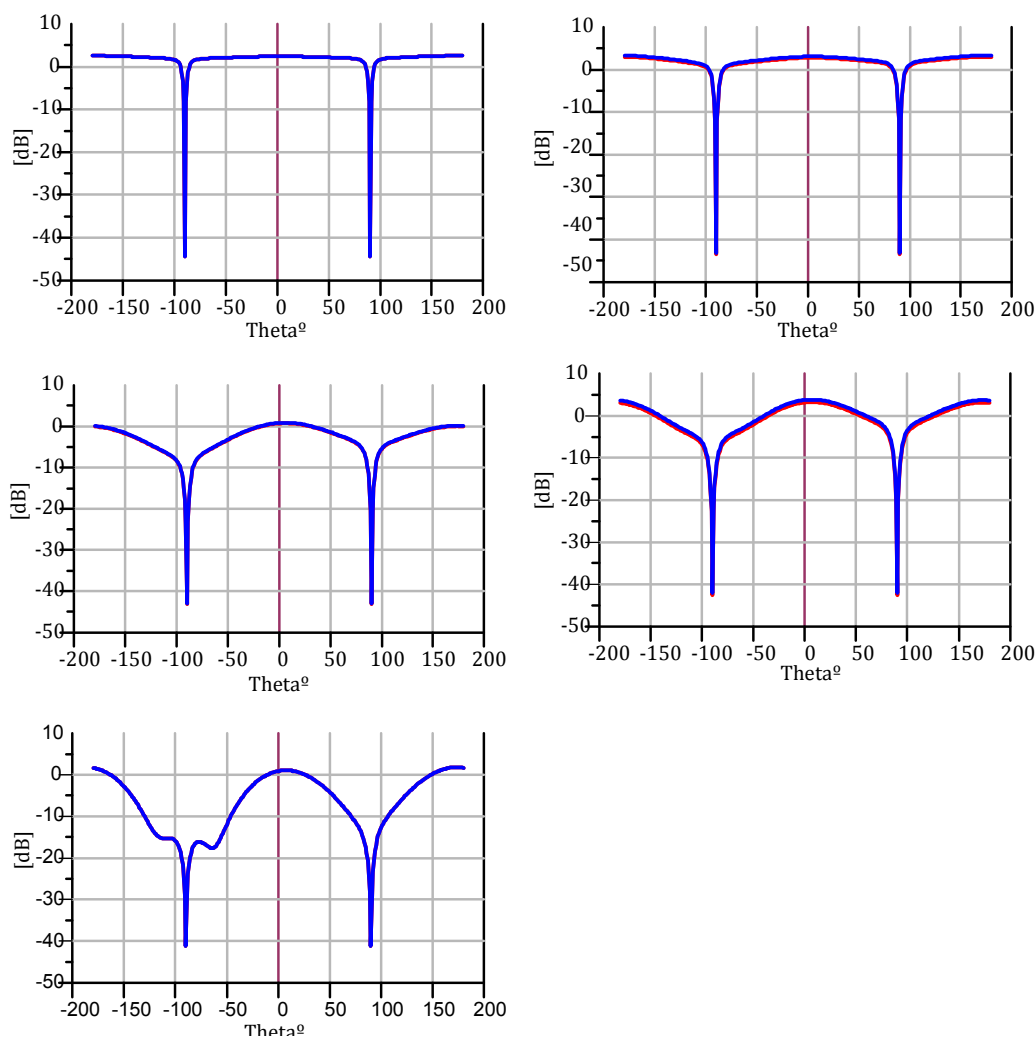


Figura 4.20 – Diagrames 2D de radiació de l'antena 3 per (1,7 - 2,6 - 3,8 - 4,6 - 5,2) GHz.

## 4.6. Referències del capítol

- [1]. Sanming Hu, Choi Look Law, Wenbin Dou, Honghui Chen. “*Detection Range Enhancement of UWB RFID Systems*”.
- [2]. Bahadir S. Yildirim, Bedri A. Cetiner, Gemma Roqueta, Luis Jofre. “*Integrated Bluetooth and UWB Antenna*” IEEE ANTENNAS AND WIRELESS PROPAGATION LETTERS, VOL. 8, 2009.
- [3]. Stevan Preradovic, Isaac Balbin, Nemai C. Karmakar and Gerry Swiegers. “*A Novel Chipless RFID System Based on Planar Multiresonators for Barcode Replacement*” 2008 IEEE International Conference on RFID The Venetian, Las Vegas, Nevada, USA Abril 16-17, 2008.

## 5 Integració dels ressonadors en les antenes

En aquest capítol es veurà la teoria que hi ha darrere d'un ressonador de microones, el procés que cal seguir per al disseny d'aquest i la integració en les antenes vistes en el capítol anterior. Al final també s'analitzen els resultats obtinguts, que serviran per al disseny final del *tag*.

### 5.1. Teoria dels ressonadors

Un ressonador de microones implementat en tecnologia microstrip presenta moltes similituds amb els circuits ressonants RLC de baixa freqüència. Per entendre'ls, doncs, s'estudiarà prèviament el circuit ressonant RLC en sèrie com el que es pot veure en la Figura 5.1. Tenint en compte que  $V = V_o \cdot e^{j\omega t + \varphi}$  la impedància i la intensitat seran:

$$Z = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \quad (5.1)$$

$$I = \frac{V}{Z} = \frac{V_o \cdot e^{j\omega t + \varphi}}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} \quad (5.2)$$

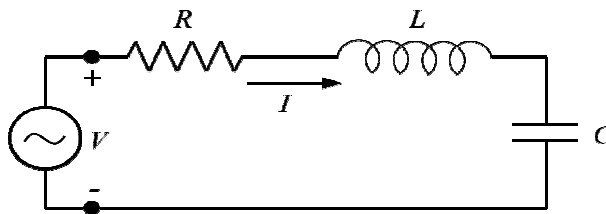


Figura 5.1 – Circuit ressonant RLC en sèrie.

I la intensitat amb la seva corresponent amplitud :

$$|I| = \frac{V_o}{|Z|} = \frac{V_o}{\sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2}} \quad (5.3)$$

En la Figura 5.2 es pot observar el mòdul de la impedància i de la intensitat. Es pot veure com per a la freqüència que la intensitat és màxima, la impedància és mínima.

Aquesta freqüència resulta ser  $\omega_r = \sqrt{\frac{1}{LC}}$ , coneguda com a freqüència de ressonància.

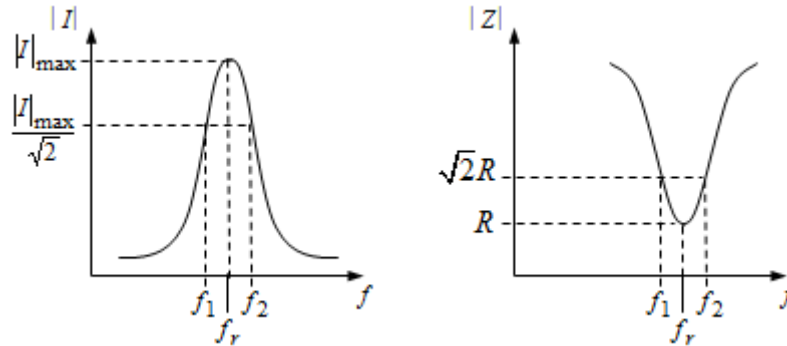


Figura 5.2 - A l'esquerra: mòdul de la intensitat. A la dreta: mòdul de la impedància.

Un altre paràmetre característic d'un circuit ressonant és el factor de qualitat Q que ens dóna informació sobre les pèrdues del circuit. Per definició:

$$Q \triangleq \omega_r \left\{ \frac{W_a}{P} \right\} = \omega_r \cdot \frac{\text{Energia Emmagatzemada}}{\text{Potència Dissipada}} \quad (5.4)$$

En general l'energia emmagatzemada  $W_a$  és  $W_a = W_m + W_e$ , és a dir, la suma de l'energia elèctrica i de l'energia magnètica del circuit, que en ressonància tindran el mateix valor.

$$W_m = \frac{1}{4} \cdot |I|^2 L \quad (5.5)$$

$$W_e = \frac{1}{4} \cdot |V|^2 C = \frac{1}{4} \cdot \frac{|I|^2}{\omega^2 C} = \frac{1}{4} \cdot |I|^2 L = W_m \quad (5.6)$$

Per altra banda, tenim la potència complexa proporcionada al ressonador:

$$P_m = \frac{1}{2} V I^* = \frac{1}{2} Z |I|^2 = \frac{1}{2} |I|^2 \left( R + j \left( \omega L - \frac{1}{\omega C} \right) \right) \quad (5.7)$$

On la part real ens donarà la potència mitja dissipada en el circuit.

$$P_r = \frac{1}{2} |I|^2 R = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_o^2}{R} \quad (5.8)$$

Que si substituïm en la definició del factor de qualitat:

$$Q = \omega_r \cdot \frac{2W_m}{P_r} = \frac{\omega_r L}{R} = \frac{1}{\omega_r CR} \quad (5.9)$$

Si s'observa la resposta del circuit a freqüències pròximes a la de ressonància, prenent  $\omega = \omega_r + \delta\omega$  i suposant que  $\delta\omega \ll \omega_r$  llavors la impedància del circuit es veurà modificada:

$$Z = R + j\omega L \cdot \left(1 - \frac{1}{\omega^2 LC}\right) = R + j\omega L \cdot \left(1 - \frac{\omega_r^2}{\omega^2}\right) = R + j\omega L \cdot \left(\frac{\omega^2 - \omega_r^2}{\omega^2}\right) \quad (5.10)$$

Però:

$$\omega^2 - \omega_r^2 = (\omega + \omega_r)(\omega - \omega_r) \approx 2\omega\delta\omega \quad (5.11)$$

Per tant:

$$Z \approx R + j2L\delta\omega = R \left(1 + j \frac{2Q\delta\omega}{\omega_r}\right) \quad (5.12)$$

I la intensitat que circularà pel circuit per aquesta freqüència:  $\omega = \omega_r + \delta\omega$ , és:

$$|I| = \frac{V_o}{R \sqrt{1 + \left(\frac{2Q\delta\omega}{\omega_r}\right)^2}} \quad (5.13)$$

I la potència dissipada per aquesta mateixa freqüència serà:

$$P = \frac{1}{2} |I|^2 R = \frac{V_o^2 R}{2R^2 \left[1 + \left(\frac{2Q\delta\omega}{\omega_r}\right)^2\right]} = \frac{P_r}{1 + \left(\frac{2Q\delta\omega}{\omega_r}\right)^2} \quad (5.14)$$

Els punts de potència meitat són respectivament  $\omega_1 = \omega_r + \delta\omega_+$  i  $\omega_2 = \omega_r + \delta\omega_-$  i l'ample de banda és:

$$\Delta\omega = \delta\omega_+ - \delta\omega_- = \frac{\omega_r}{Q} \rightarrow Q = \frac{\omega_r}{\Delta\omega} = \frac{f_r}{\Delta f} \quad (5.15)$$

Per aquest motiu Q també és un paràmetre referent a la selectivitat del ressonador. Un ressonador serà més selectiu com més estret sigui la banda de resposta en freqüència, és a dir, com més gran sigui Q.

En el cas dels ressonadors de microones no es poden senyalar com un conjunt d'elements R, L o C, però si que trobem dispositius capaços de guardar energia amb un comportament similar als circuits RLC de baixa freqüència, és per això que paràmetres com la freqüència de ressonància  $f_r$  o el factor de qualitat Q segueixen tenint significat.

Considerant una línia de transmissió acabada en circuit obert i d'una longitud  $\ell = \lambda/2$ , tindrà una impedància característica  $Z_c$ , una constant de propagació complexa  $\gamma$ , una constant d'atenuació  $\alpha$  i una constant de fase  $\beta$ . Aquesta línia es comportarà com un ressonador igual a un circuit ressonant RLC com el que s'ha estudiat anteriorment. A diferència del circuit, aquest ressonador no només ressonarà a una sola freqüència (la que es correspongui a  $\lambda/2$ ) sinó que també ho farà als múltiples enters de  $\lambda/2$ .

La impedància d'entrada de la línia és:

$$Z_{in} = Z_c \tan \gamma \ell = Z_c \tan(\alpha \ell + j\beta \ell) \quad (5.16)$$

La constant d'atenuació  $\alpha$  és molt petita, per tant  $\alpha \ell \ll 1$  i per això  $\tan(\alpha \ell) \approx \alpha \ell$ . Amb aquestes aproximacions, si es desenvolupa l'equació anterior

$$Z = Z_c \frac{\alpha \ell + j \tan \beta \ell}{1 + j \alpha \ell \tan \beta \ell} \quad (5.17)$$

Si suposem pel nostre cas que  $\ell = \lambda/2$  quan  $\omega = \omega_r$  i definim  $\omega = \omega_r + \Delta\omega$ , llavors :

$$\beta \ell = (\omega \sqrt{\epsilon \mu}) \ell = (\omega_r \sqrt{\epsilon \mu}) \ell + (\delta \omega \sqrt{\epsilon \mu}) \ell = \pi + \frac{\pi}{\omega_r} \delta \omega = \pi \left(1 + \frac{\delta \omega}{\omega_r}\right) \quad (5.18)$$

On  $\epsilon$  i  $\mu$  són la permitivitat i permeabilitat del medi, respectivament:

$$\tan \beta \ell = \tan \frac{\pi \delta \omega}{\omega_r} \approx \frac{\pi \delta \omega}{\omega_r} \quad (5.19)$$

I tornant a l'equació de la impedància (5.17):

$$Z = \frac{Z_c}{\alpha \ell + j \left(\frac{\pi \delta \omega}{\omega_r}\right)} \quad (5.20)$$

Anàlogament al que hem vist fins ara la freqüència de ressonància i el factor de qualitat seran:

$$\begin{aligned} \omega_r &= \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{\pi}{\ell \sqrt{\epsilon \mu}} \\ Q &= \frac{\omega_r \ell}{R} = \frac{\pi}{2\alpha \ell} \end{aligned} \quad (5.21)$$

Aquest comportament és general sempre que es compleix que  $\ell = n (\lambda/2)$ . On  $n$  és un número enter. És per això que el ressonador es comportarà igual que un circuit ressonant RLC on els seus elements equivalents són:

$$\begin{aligned}
 R &= Z_c \alpha \ell \\
 L &= \frac{Z_c n \pi}{2 \omega_r} \\
 C &= \frac{1}{\omega_r^2 L} = \frac{2}{\omega_r Z_c n \pi}
 \end{aligned}
 \tag{5.22}$$

En general, i tornant a les equacions (5.21)

$$\begin{aligned}
 \omega_r &= \frac{1}{\sqrt{LC}} = \frac{n\pi}{\ell \sqrt{\epsilon\mu}} \\
 Q &= \frac{\omega_r \ell}{R} = \frac{n\pi}{2\alpha \ell}
 \end{aligned}
 \tag{5.23}$$

Si es fa un anàlisi del circuit a nivell freqüencial i tenint en compte les equacions anteriors, s'espera que es comporti com un circuit obert, és a dir, com un component d'alta impedància per a freqüències baixes en motiu de les capacitats i igualment per a freqüències altes, per la inductàncies. Per tant no hi circularà el corrent. En canvi, quan es doni la condició de ressonància ( $\omega = \omega_r$ ), la reactància capacitiva i la reactància inductiva s'anul·laran, convertint el ressonador en un curt circuit el qual permetrà el pas de tot el corrent a través seu [1][2].

## 5.2. Disseny de ressonadors

D'acord amb el que s'ha explicat en l'apartat anterior, els primers ressonadors que s'han van dissenyat han estat calculats amb el programa *Linecalc*, que es pot trobar dins del programa ADS (Advanced Design System). D'aquesta manera, els càlculs de les equacions vistes fins ara estan implementades dins el mateix programa, el que facilita molt el disseny de les línies de transmissió ressonants. Si per exemple, es vol dissenyar un ressonador amb una freqüència de ressonància de 2,5 GHz, s'introdueixen els valors del substrat que s'utilitzarà al *Linecalc* i aquest ens mostrarà les dimensions que haurà de tenir la línia de transmissió. En la Figura 5.3 es poden veure els paràmetres necessaris pel disseny d'un ressonador a 2,5 GHz i la longitud que ha de tenir la línia de transmissió corresponent.

Els primers valors que s'han d'introduir són els que pertanyen al substrat utilitzat que troben a la Taula 5.1, corresponent aquest cas al substrat de FIBRA (veure annex 10.1).

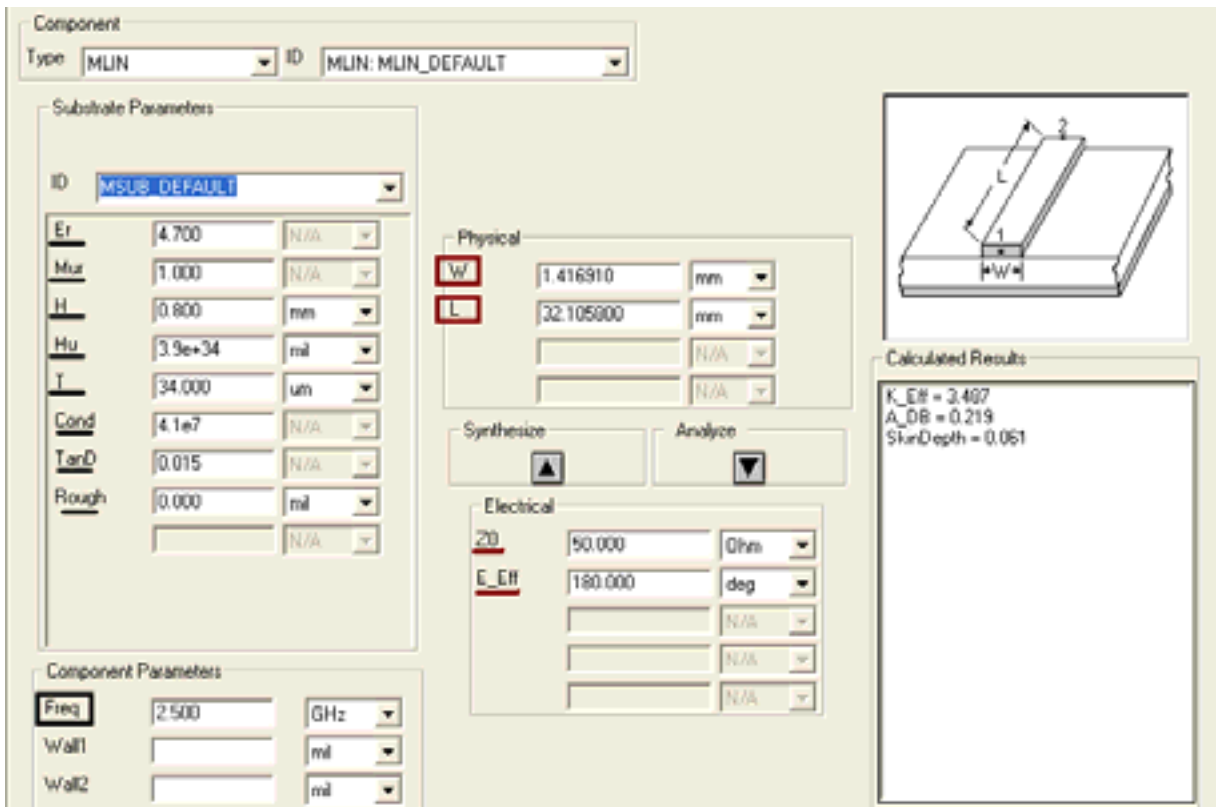


Figura 5.3 – Captura de programa linecalc on es poden veure tots els paràmetres d'entrada i sortida.

$E_r$  – Permittivitat relativa : 4,7

$T$  – Gruix del substrat : 34  $\mu\text{m}$

$\text{Mur}$  – Permeabilitat: 1

$\text{Cond}$  – Conductivitat elèctrica :  $4,1 \cdot 10^7 \text{ S/m}$

$H$  – Gruix del substrat: 0.8 mm

$\text{TanD}$  – Tangent de pèrdues: 0.015

$H_u$  –Distància metal·lització<sup>1</sup> :  $3,9 \cdot 10^{34}$  mil

$\text{Rough}$  – Rugositat del material: 1 mil

Taula 5.1 - Valors del substrat de fibra utilitzats en el Linecalc.

A continuació s'ha d'indicar la freqüència, la impedància característica de la línia i la longitud elèctrica efectiva per a la que es vol dissenyar el ressonador, pel nostre cas:

- $\text{Freq}$ : 2,5 GHz.
- $Z_0$  – impedància característica: 50  $\Omega$ .
- $E_{\text{Eff}}$  – longitud elèctrica efectiva en graus: 180 deg.

<sup>1</sup> Fa referència a la distància que es troba el circuit a mesurar d'una caixa metàl·lica. Per això s'escull un valor tan alt, per tal que no afecti.

Cal destacar que com es tracta del disseny de resonadors  $\lambda/2$ , la longitud elèctrica efectiva a seleccionar serà  $180^\circ$ .

Després d'haver introduït aquests valors, el programa ens mostrarà el resultat de  $W$  i  $L$ , que són les dimensions físiques corresponents a la línia de transmissió a la freqüència de disseny:

- $W$  – amplada de línia: 1.41 mm.
- $L$  – longitud de línia: 32,10 mm.

Amb els resultats de l'amplada i longitud calculats amb el *Linecalc* ja es pot simular el resonador per tal d'analitzar-ne els resultats. Mitjançant el *Schematics* del programa ADS, representarem el resonador anterior acoblat a una línia de transmissió amb la mateixa amplada que la línia d'accés de les antenes dissenyades per acostar-se a un resultat més real. El disseny al *Schematics* quedarà com es pot observar a la Figura 5.4, amb una línia de transmissió de longitud 50 mm i una amplada de 1.44 mm. El resonador tindrà la longitud calculada anteriorment, però mantenint la mateixa amplada de 1.44 mm.

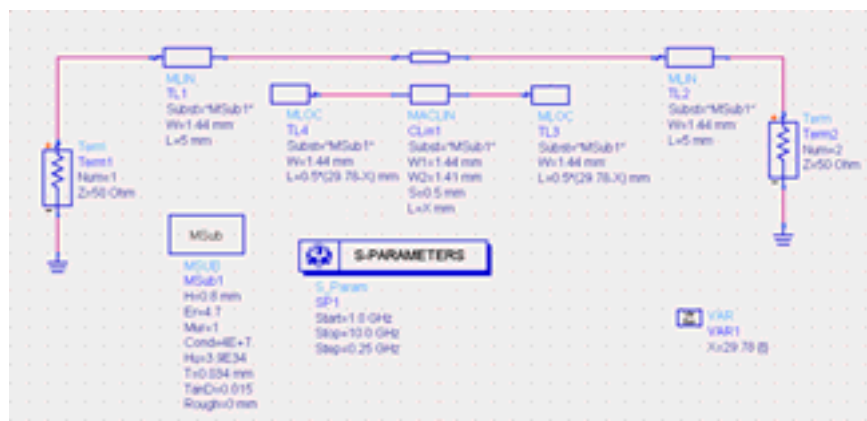
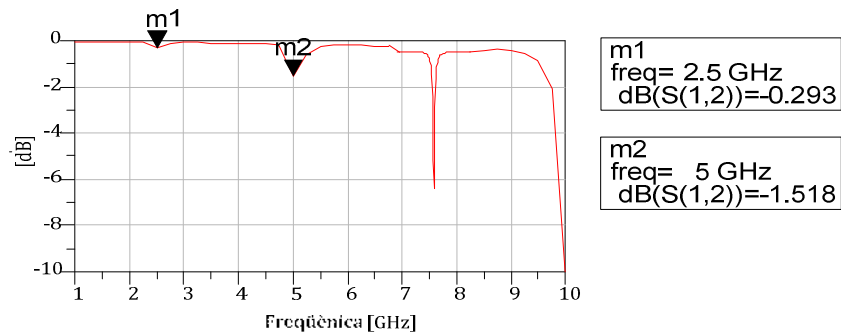
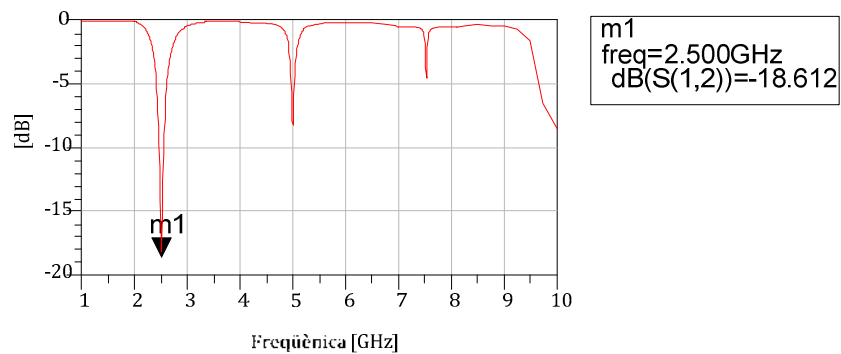


Figura 5.4 - Schematic del circuit de disseny de resonadors.

Si s'observa la Figura 5.5, es pot veure com la resposta del circuit amb els paràmetres inicials no acaba de ser la més correcta, ja que es pot comprovar com l'atenuació a la freqüència desitjada, 2,5 GHz és força baixa. Per aquest motiu s'han d'optimitzar alguns valors i amb l'ajuda de les eines de *tuning* trobar quina és la longitud del resonador amb una major atenuació a la freqüència desitjada. Després d'haver fet aquest procés, la longitud òptima del resonador és 32,76 mm, i la seva resposta es troba a la Figura 5.6, en la qual es poden observar les diferències respecte la resposta de la Figura 5.5. Es pot observar també la periodicitat de la resposta del resonador.

Figura 5.5 - Paràmetre  $S_{21}$  del ressonador.Figura 5.6 - Paràmetre  $S_{21}$  del ressonador una vegada optimitzat.

Cal comentar que l'anàlisi teòric dels ressonadors es realitza assumint que estan aïllats. En el moment que el ressonador s'acobla a una línia de transmissió, aquesta fa un efecte de càrrega, que bàsicament comporta una modificació de la ressonància esperada de forma teòrica. Per aquest motiu és necessari un reajust ja sigui per simulació circuital o electromagnètica.

Una vegada s'ha optimitzat el circuit, es simularà utilitzant el software de simulació electromagnètica integrat en l'ADS anomenat *Momentum*. Aquest programa permet la simulació electromagnètica dels circuits tenint en compte els efectes de la proximitat (acoblament), o radiacions entre estructures *microstrip*. Per aquest motiu la simulació amb aquest programa serà més fiable que les obtingudes amb el simulador circuital ADS. La simulació electromagnètica es realitza sobre el *layout* físic del circuit, que es mostra a la Figura 5.7.

Figura 5.7 - *Layout* del circuit ressonador.

Observada la resposta del programa *Momentum* en la Figura 5.8 és normal que hi hagin unes petites variacions respecte les simulacions circuitals d'ADS, en aquest cas, la freqüència de ressonància s'ha desplaçat 63 MHz. Per tal d'evitar aquest desplaçament és necessari reoptimitzar de nou el circuit ressonador; s'intentarà doncs acostar-se el més possible a la freqüència desitjada. Per aconseguir-ho s'han de fer varies simulacions modificant la longitud del ressonador per tal d'optimitzar el comportament d'aquest. Com el que es vol és pujar la freqüència de ressonància, les modificacions aniran adreçades a disminuir la longitud del ressonador, d'aquesta manera es passarà dels 32,76 mm dels quals es partia, als 32,10 mm per tal d'observar-ne el resultat; com aquest encara no és satisfactori, es disminueix encara més, fins als 31,9 mm on la freqüència de ressonància ja és prou bona al tant sols desviar-se 4 MHz de la desitjada anteriorment.

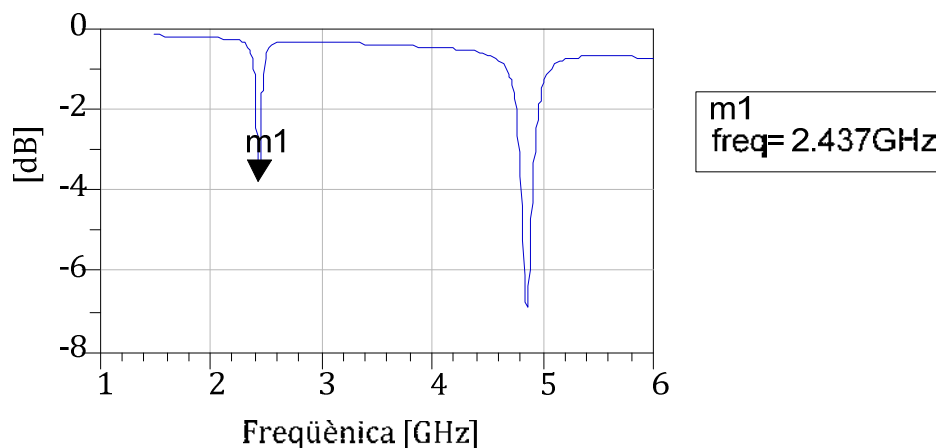


Figura 5.8 - Paràmetres  $S_{21}$  simulats amb *momentum* del circuit ressonador.

Els resultats dels ressonadors esmentats anteriorment es poden observar a la Figura 5.11.

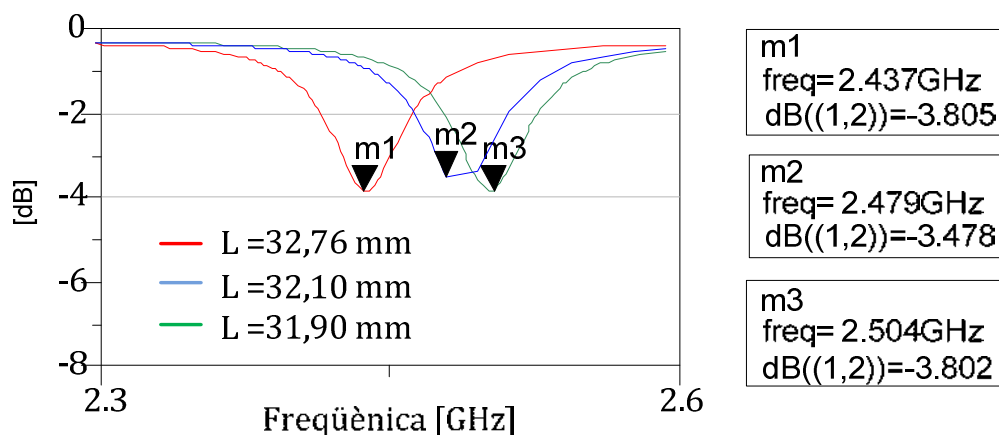


Figura 5.9 - Paràmetre  $S_{21}$  simulats dels diferents ressonadors.

El paràmetre el qual es va estudiar a continuació de manera més acurada és la distància a la qual es col·loquen els ressonadors respecte la línia a la qual s'acoblen. El límit marcat per la fabricació era de 0,5 mm pel que no es van fer simulacions amb una distància d'acoblament menor. D'altra banda, en la Figura 5.10 ràpidament es pot comprovar com aquesta és la distància d'acoblament més òptima per a que hi hagi una major absorció. No cal dir que l'objectiu és obtenir una absorció lo més gran possible, ja que és aquest paràmetre el que voldrem detectar en el sistema *chipless* RFID.

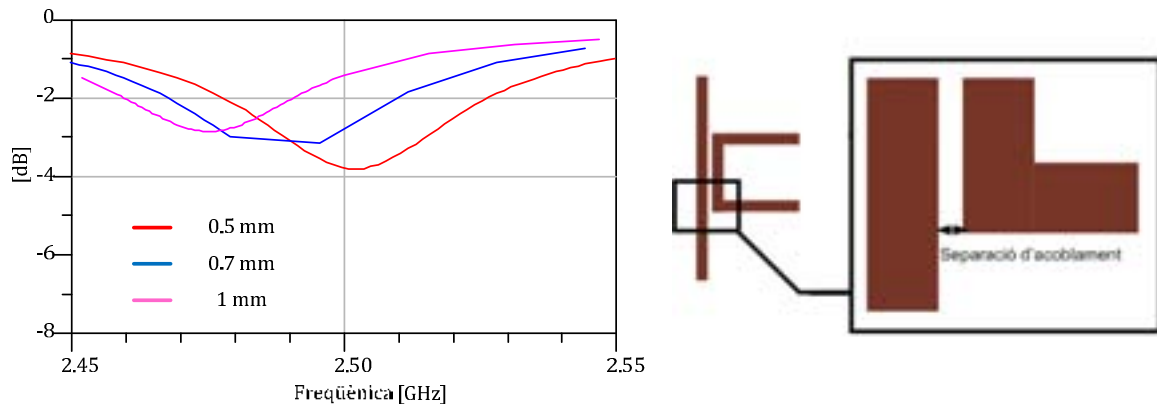


Figura 5.10 - Paràmetre  $S_{21}$  del circuit ressonador amb diferents separacions.

Una altra de les variants en el disseny dels ressonadors consisteix en deformar-lo i que només estigui una part de l'estructura acoblada, d'aquesta manera es pot guanyar espai en col·locar els ressonadors al pla de massa de l'antena i augmentar l'atenuació d'aquest sobre el circuit. També s'ha de notar que l'acoblament no és

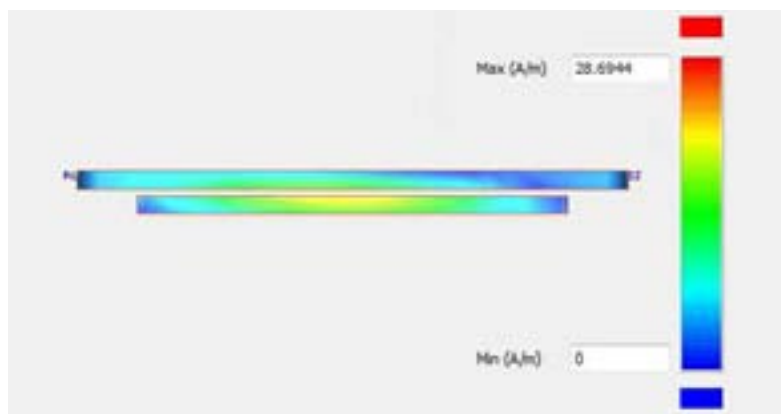


Figura 5.11 - Diagrama de corrents del resonador a la freqüència de ressonància

directament proporcional al tram acoblat. Si es vol acoblar un resonador tan sols per una part i no l'estructura completa, s'ha de tenir en compte el següent: la tensió en un resonador  $\lambda/2$  és mínima en el punt central, en conseqüència la intensitat en aquest punt serà màxima. Per tant, serà la part que més convindrà estar acoblada al circuit i que provocarà una major absorció. En la Figura 5.11 es demostra la idea comentada anteriorment; en la imatge es mostra el diagrama de corrents d'un resonador a la freqüència de ressonància, al centre del resonador és on hi ha més densitat de corrent, per tant serà la part que més cal que estigui acoblada. Cal dir també, que al deformar-lo, és molt possible que la freqüència de ressonància variï lleugerament. Aquest fet és

observable a la Figura 5.12 on hi ha les diferents formes de ressonador, mantenint la longitud total de 31,9 mm que i la resposta del paràmetre  $S_{21}$ .

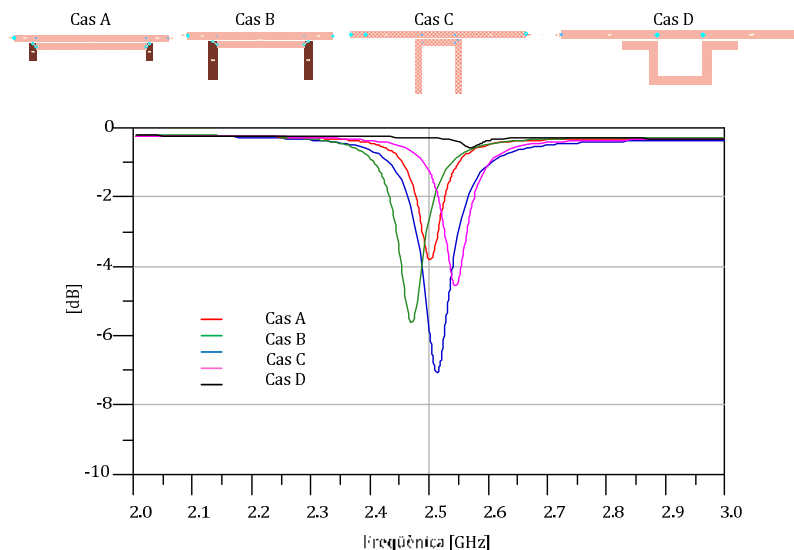


Figura 5.12 - Diferents deformacions de ressonadors i el seu paràmetre  $S_{21}$  corresponent.

### 5.3. Integració de ressonadors en antenes

Arribats en aquest punt, el ressonador ja es troba dissenyat i s'ha d'integrar al circuit de l'antena; a diferència dels casos vistos anteriorment, no hi ha ara un pla de massa infinit, sinó que aquest és finit i pot influir en la resposta del ressonador. Per tant s'ha de tenir en compte el pla de massa de l'antena, encara que la variació que hi hagi sigui poc significat degut a les dimensions del pla de massa respecte al del ressonador (normalment és prou gran i pot actuar com a un pla infinit). Un exemple d'aquest fenomen el trobem en la Figura 5.13, on es mostren les pèrdues d'inserció d'un ressonador amb pla de massa infinit i un altre amb les mateixes característiques però amb el pla finit. Fixar-se com hi ha una desviació en freqüència de 95 MHz i una diferència d'atenuació de 0.95 dB. A la dreta també es pot veure l'estructura representativa dels dos casos, un mateix ressonador amb pla de massa infinit i un de finit.

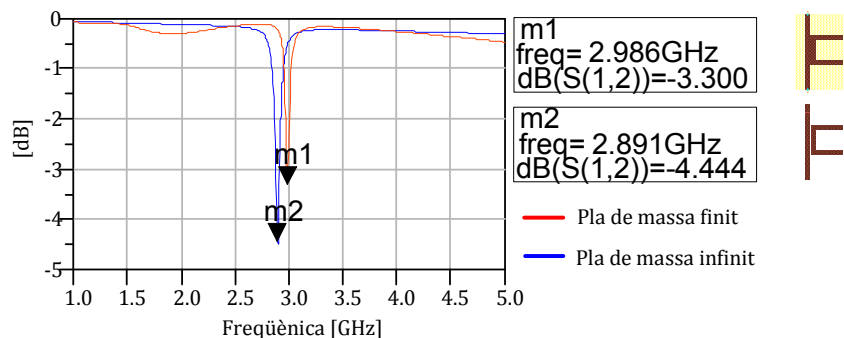


Figura 5.13 - Simulació de la transmissió d'un ressonador amb pla de massa finit i infinit. Es pot veure com la desviació en freqüència és de 95 MHz i la diferència d'atenuació de 0.95 dB.

## 5.4. Antena 1.2 amb ressonador

Agafant l'antena 1.2 explicada en l'apartat de disseny d'antenes i un ressonador preparat per ressonar a 3GHz, separat de la línia d'accés 0,5 mm, es va realitzar la primera prova per tal de veure si la integració de les antenes amb ressonadors tindria uns resultats que permetessin una bona observació de la ressonància i de l'efecte d'aquesta. La simulació del primer cas va donar força satisfactòria tal com es pot veure en la Figura 5.14, la ressonància és clarament a 3 GHz i de manera menys presencial també es pot observar la ressonància a la freqüència doble, vora els 6 GHz.

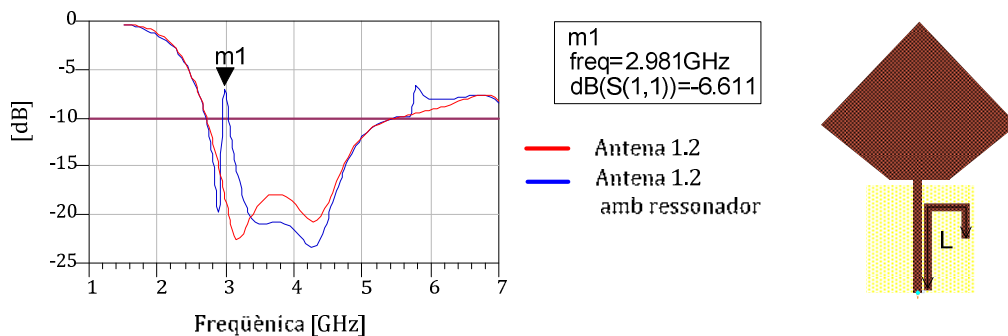


Figura 5.14 – A l'esquerra: Simulació del paràmetre  $S_{11}$  de l'antena 1.2 i d'aquesta amb un ressonador a 3 GHz. A la dreta: Esquema de l'antena amb el ressonador (longitud  $L = 28$  mm).

A continuació en la Figura 5.15 es poden veure les mesures. Aquí la ressonància no és tant abrupta com en la simulació encara que si es pot percebre. En canvi, a la freqüència doble, la ressonància que es podia veure abans en la mesura, desapareix. Això és degut com ja s'ha explicat abans per el substrat utilitzat en la fabricació que a partir de 5 GHz ja presenta excessives pèrdues.

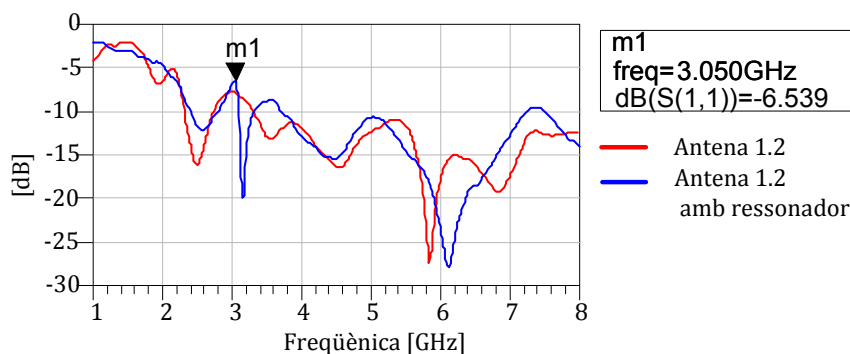


Figura 5.15 - A l'esquerra: Mesura del paràmetre  $S_{11}$  de l'antena 1.2 amb i sense ressonador.

De les mesures també se n'extreu informació directa de la ressonància, en aquest cas es pot dir que la ressonància té un ample de banda de 130 MHz amb una atenuació de més de 12 dB, com es pot observar en la Figura 5.16.

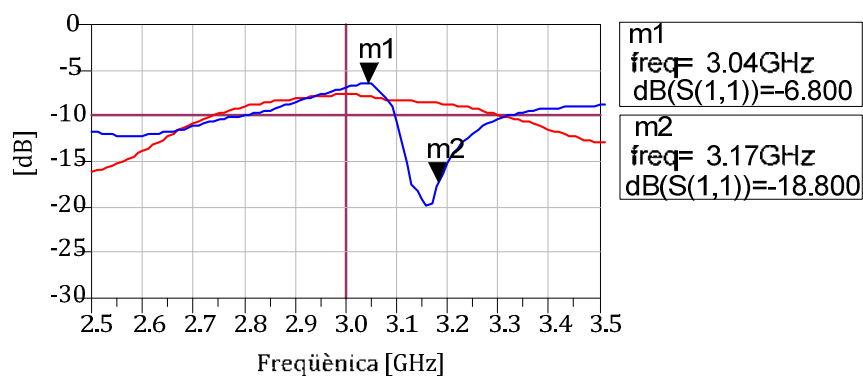


Figura 5.16 - Mesura del paràmetre  $S_{11}$  de l'antena focalitzant la resposta resonador per a un major detall.

Tal com s'explica en la secció 3.2, es van realitzar mesures en transmissió entre l'antena 1.2 i l'antena 1.2 amb resonador, per tal d'avaluar el comportament del radioenllaç i si l'efecte del resonador era visible. D'aquesta manera es pot saber quina freqüència exacta ressonarà, i així es tindrà una millor aproximació al seu comportament una vegada integrat en un *tag*. En la Figura 5.17 es pot observar el paràmetre  $S_{21}$  i veure com el resonador si que és visible, encara que hi ha hagut un petit desplaçament en la freqüència, concretament de 36 MHz. Les mesures són preses amb una distància de 8 cm entre les dues antenes.

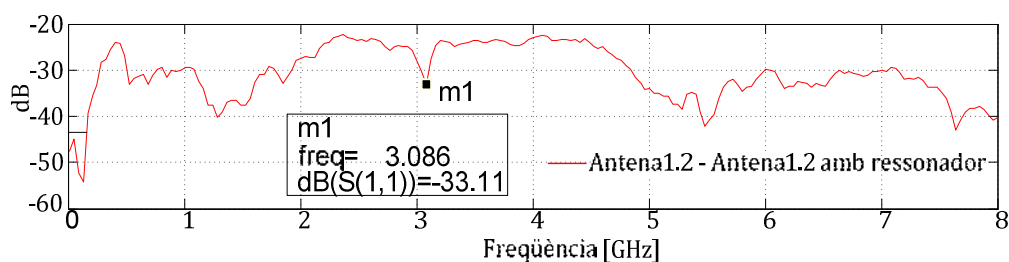


Figura 5.17 - Mòdul del paràmetre  $S_{21}$  entre l'antena1.2 i antena1.2 amb resonador, distàncies 8 cm.

Una altra manera per a ratificar la freqüència de ressonància és fixar-se amb la fase de transmissió de la senyal. En la Figura 5.18 s'observa la fase del paràmetre  $S_{21}$  i com a la mateixa freqüència on s'ha trobat l'atenuació es troba un salt de fase, tal com era d'esperar.

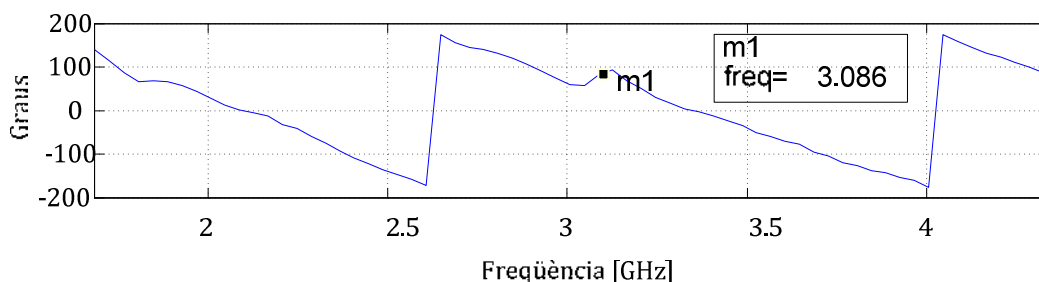
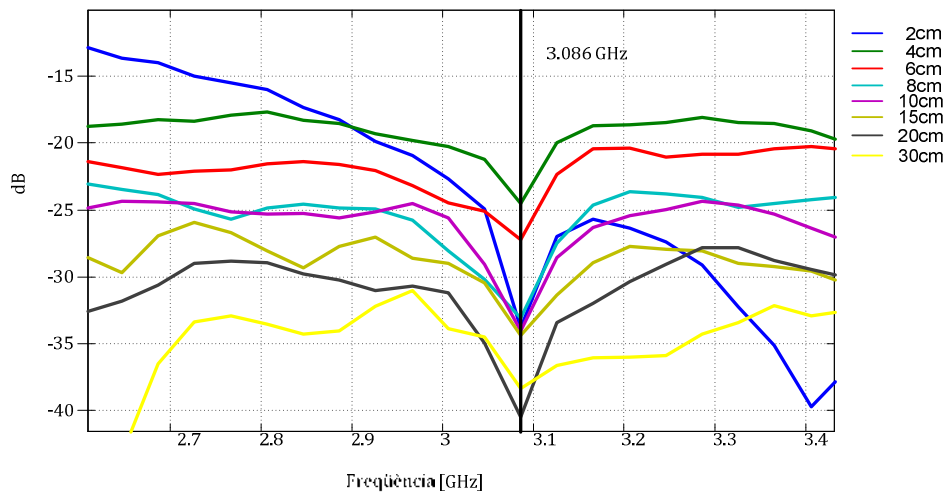


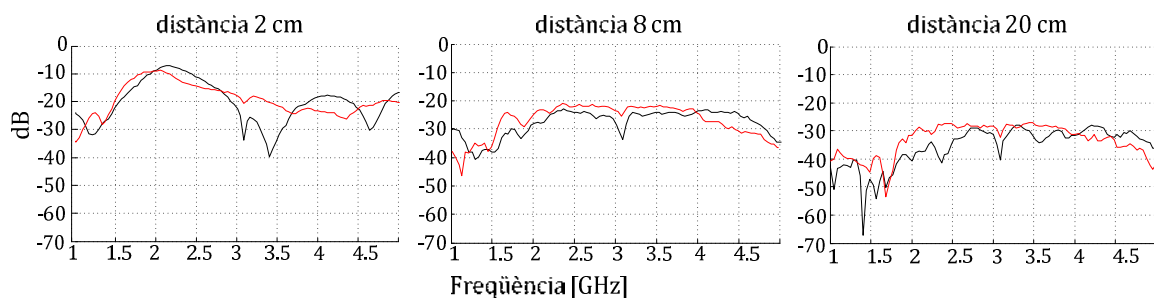
Figura 5.18 - Fase de la transmissió de l'antena1.2 i l'antena1.2 amb resonador.

A continuació es va fer un estudi en funció de la distància a la que es trobaven les dues antenes. Com es pot observar en la Figura 5.19 no importarà la separació a la que estiguin el *tag* del lector si ens referim a la freqüència de ressonància. Com era d'esperar però, els nivells de potència decauen en funció de la distància i per tant es fa més difícil identificar la ressonància, tal com passa en el cas d'una separació de 30 cm.



**Figura 5.19 - Mòdul de la transmissió entre l'antena1.2 i l'antena1.2 amb ressonador, en funció de la distància.**

Per observar la influència del radioenllaç en la resposta de les antenes, es realitza una transmissió entre l'antena3 i l'antena1.2 amb un ressonador i es compara amb els resultats anteriors Tal com es pot observar en la Figura 5.20. En aquest cas, les dues antenes són diferents i ens permeten veure que el comportament de les dues és força similar. L'antena 3, presenta un guany lleugerament més elevat que l'antena 1.2.. Les transmissions realitzades amb l'antena 1.2 tenen unes pèrdues superiors a les realitzades amb l'antena 3 però es veuen les ressonàncies d'una manera més clara. Això no vol dir que l'antena 1.2 sigui millor, sinó que el fet d'utilitzar 2 antenes idèntiques en transmissió i recepció permet detectar millor les ressonàncies.



**Figura 5.20 - En vermell: transmissió [Antena1.2 amb ressonador - Antena3]. En blau: transmissió [Antena1.2 amb ressonador - Antena1.2].**

### 5.5. Antena3 amb un ressonador

Una vegada vist que els ressonadors integrats en antenes també tenen un comportament com s'esperava a l'hora de fabricar-los, es realitza un segon disseny. Recordant les antenes dissenyades i que l'antena 3 era la que millor resposta presentava a l'hora de realitzar les mesures es decideix adjuntar-li un ressonador. Per aquest ressonador es manté la distància d'acoblament (0.5 mm) i amb una longitud de  $L=29,5$  mm, per tant ressonarà teòricament a 2,8 GHz. La resposta de la simulació va donar força bona i per això es va decidir la seva fabricació. Els resultats i l'estructura del disseny es poden trobar a la Figura 5.21. En aquest cas, la freqüència de ressonància s'ha desplaçat lleugerament i és a 2,926 GHz, també es pot observar la ressonància a la freqüència doble (5.720 GHz) malgrat les pèrdues del substrat. El ressonador en aquest cas introdueix una absorció de 4,554 dB, el que suposa una millora respecte el cas anterior. Aquesta millora es degut a la part acoblada en un cas i en un altre, en aquest la part central està més acoblada.

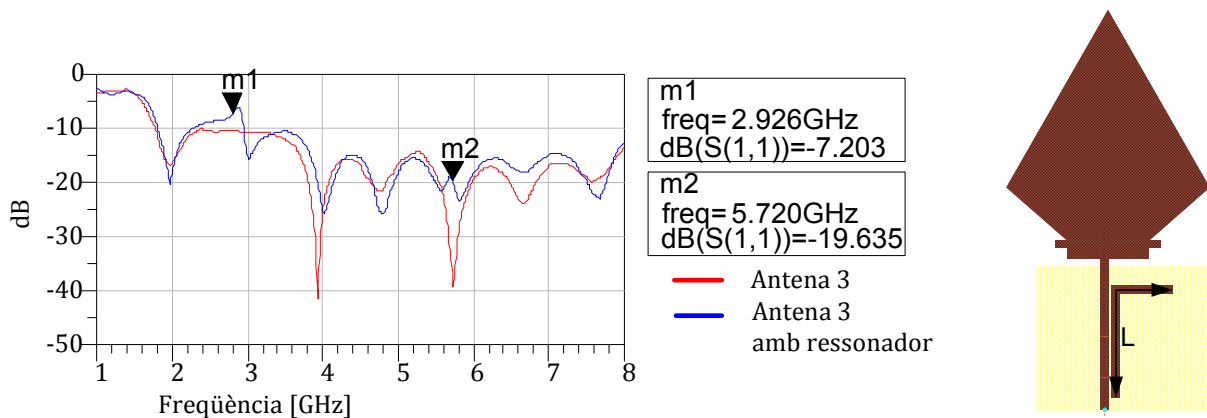


Figura 5.21 - A l'esquerra paràmetre  $S_{11}$  de l'antena3 i l'antena3 amb ressonador. A la dreta: Estructura de disseny de l'antena3 amb ressonador.

De la mateixa manera que en el punt anterior també es realitzen mesures de la transmissió a una distància arbitrària de 8 cm entre l'antena3 i l'antena3 amb ressonador; els resultats es poden observar en la Figura 5.22 , on es pot veure la presència del ressonador a 2,926 GHz, tal com s'esperava. En canvi, la ressonància a freqüència doble ja no es pot veure degut a les pèrdues del radioenllaç, igual que ja ens passava en anteriors mesures.

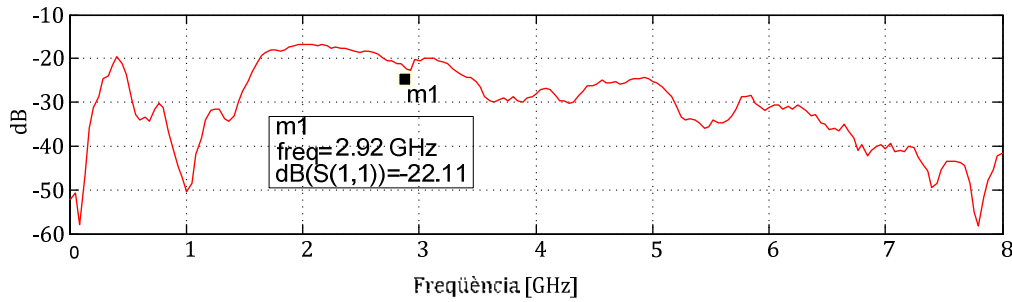


Figura 5.22 - Mòdul de la transmissió de l'antena3 i l'antena3 amb ressonador a una distància de 8 cm.

En la Figura 5.23 es pot observar també l'estudi de la transmissió de les dues antenes en funció de la distància, en aquest cas es pot veure com la ressonància és identificable fins als 20 cm, a partir d'aquesta distància ja no és possible veure l'efecte del ressonador.

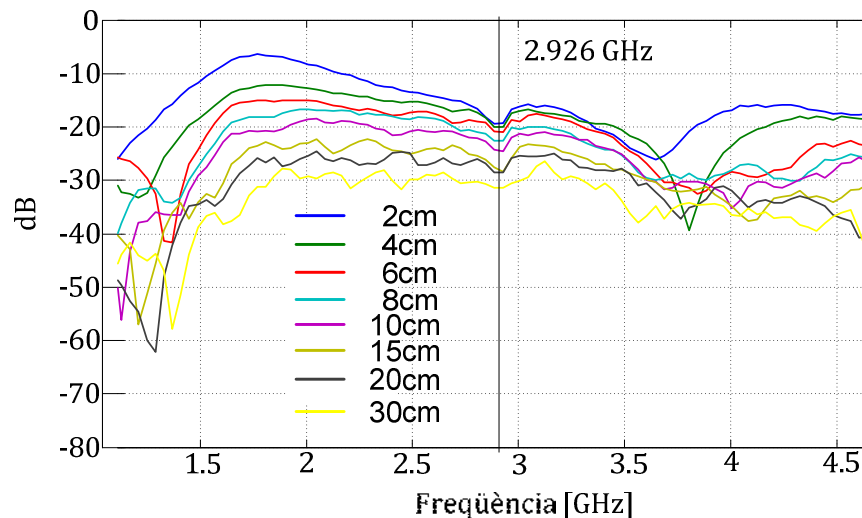


Figura 5.23- Mòdul de la transmissió de l'antena3 i l'antena3 amb ressonador en funció de la distància de separació.

Comparant les mesures del paràmetre  $S_{11}$  i  $S_{21}$ , es pot veure com el ressonador no té una atenuació tan gran com s'esperava, a més a més, si també es compara amb el ressonador de l'antena 1.2 podem veure com tenint un ample de banda més gran, l'atenuació és molt més dèbil. A la Figura 5.24 es pot observar la resposta dels dos ressonadors normalitzada en freqüència i en potència per tal de comprovar aquest fet.

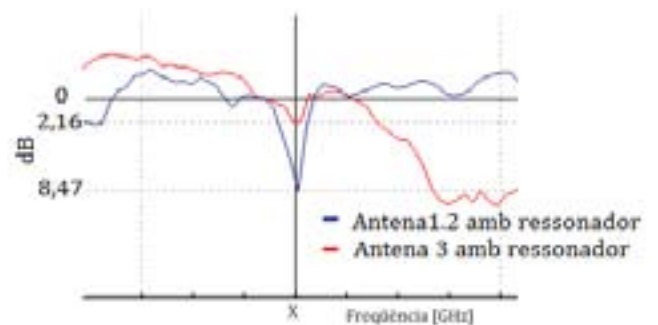


Figura 5.24 - Ressonadors de l'antena1.2 i l'antena3 normalitzats.

## 5.6. Antena3 amb dos ressonadors

El següent pas que es va dur a terme va ser el d'integrar dos ressonadors en el pla d'una antena i esperar veure les dues ressonàncies i analitzar les possibles interaccions entre ambdós. Així doncs, es va agafar la mateixa antena 3 juntament amb dos ressonadors, un d'aquests és el que ja s'utilitzava, l'altre, té una longitud  $L = 42$  mm, per tant està dissenyat teòricament per ressonar a 1,9 GHz. D'aquesta manera, s'espera trobar dos ressonàncies, una a 2,926 GHz com en el cas anterior i l'altre sobre els 1,9 GHz teòrics. També aquesta vegada s'espera trobar la ressonància doble del ressonador de 42 mm, ja que teòricament hauria de ser a 3,8 GHz, i les pèrdues del substrat no haurien d'afectar tant.

En el primer pas, es va fabricar l'antena 3 amb el ressonador de 42 mm i es va realitzar la mesura del paràmetre  $S_{11}$  per a veure a quina freqüència hi havia el ressonador. En la Figura 5.25 es pot veure les pèrdues que introdueix el ressonador, la freqüència s'ha desplaçat 127 MHz i es troba a 2,027 GHz. En aquest cas, també és observable la ressonància a la freqüència doble, 3,995 GHz, ja que les pèrdues del substrat encara no són tan altes.

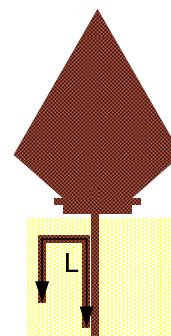
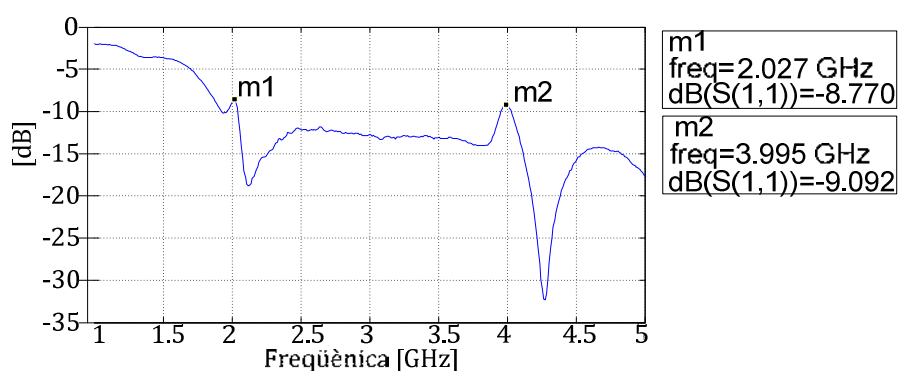


Figura 5.25 –A l'esquerra: Mesura del paràmetre  $S_{11}$  de l'antena3 amb un ressonador de  $L=42$  mm. A la dreta: Estructura de l'antena juntament amb el ressonador.

Integrant els dos ressonadors a l'antena3 es van obtenir els resultats que es poden veure en la Figura 5.26, on es troben les pèrdues d'inserció de l'antena3 amb cadascun dels ressonadors per separat i amb els 2 ressonadors conjuntament. Es pot veure com la freqüència de ressonància no ha variat en cap cas, per tant els ressonadors no interactuen entre ells.

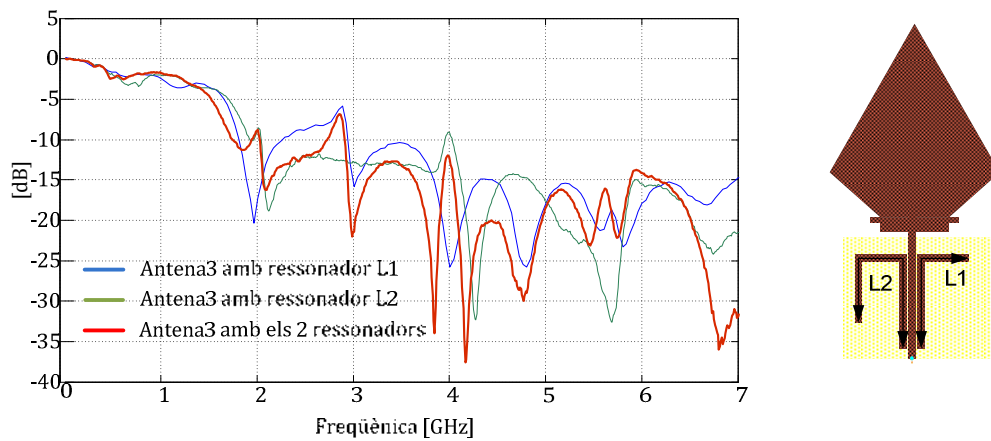


Figura 5.26 - Mesura del paràmetre  $S_{11}$  de l'antena3 amb 2 ressonadors  $L1=29,5$  mm i  $L2=42$  mm

### 5.7. Referències del capítol

- [1]. J.M. Miranda, J.L. Sebastián, M. Sierra, J. Margineda. *"Ingeniería de Microondas – Técnicas experimentales"* Prentice Hall – 2001 , (ISBN: 84-205-3099-9).
- [2]. David M. Pozar. *"Microwave Engineering"*, 2a edició. (ISBN: 0-471-17096-8).

## 6 Altres ressonadors

En aquest apartat es pot veure la teoria i el procés de disseny de ressonadors que permeten una interactivitat amb la ressonància a freqüència doble, ja sigui eliminant-la per complet o desplaçant-la al llarg de l'espectre, el que permetrà augmentar l'ample de banda del *tag* d'una manera molt notable en el cas d'eliminar-la o permeten la codificació de més d'un bit per ressonador en el cas de desplaçar-la.

### 6.1. Teoria de ressonadors SIR

Els ressonadors SIR (*Stepped Impedance Resonators*) són una topologia de ressonadors que permeten el control de la relació entre la freqüència fonamental i la segona ressonància. Aquesta característica ve donada pel canvi en l'estructura física dels ressonadors, formats per tres trams amb impedància característica diferent ( veure la Figura 6.1), i que adoptaran una topologia o una altre depenent del desplaçament que es vulgui obtenir. Segons [1], els ressonadors SIR, segueixen les estructures simètriques que s'observen en la Figura 6.1.

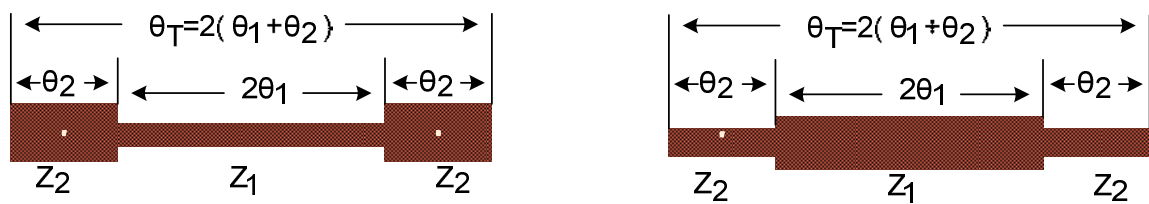


Figura 6.1- Estructura dels ressonadors SIR amb els paràmetres característics.

On  $Z_1$  i  $Z_2$  són les impedàncies característiques de línia de cada tram segons l'esquema i  $\theta_1$  i  $\theta_2$  les corresponents longituds elèctriques, mentre que  $\theta_T$  és la longitud elèctrica total del nou ressonador. L'admitància d'entrada d'aquest ressonador en circuit obert serà:

$$Y_i = jY_2 \cdot \frac{2(K \tan \theta_1 + \tan \theta_2) \cdot (K - \tan \theta_1 \cdot \tan \theta_2)}{K(1 - \tan^2 \theta_1) \cdot (1 - \tan^2 \theta_2) - 2(1 + K^2) \cdot \tan \theta_1 \cdot \tan \theta_2} \quad (6.1)$$

On  $K = Z_2 / Z_1$ . La condició de ressonància serà quan tinguem que  $Y_i=0$ . D'aquesta manera, igualant a 0 l'equació (6.1) obtenim que la ressonància fonamentalment serà quan:

$$K = \tan \theta_1 \cdot \tan \theta_2 \quad (6.2)$$

La relació entre  $\theta_2$  i  $\theta_1$  es pot trobar de l'equació (6.2) i és:

$$\tan \frac{\theta_T}{2} = \frac{1}{1 - K} \cdot \left( \frac{K}{\tan \theta_1} + \tan \theta_1 \right) \quad (\text{quan } K \neq 1) \quad (6.3)$$

En canvi, com és d'esperar quan  $K=1$ , i no hi hagi diferència entre impedàncies, el valor de  $\theta_i=\pi$  rad, que correspon al ressonador  $\lambda/2$  de secció constant que s'ha vist en el capítol 5.

Per simplificar les equacions de disseny, es suposarà que el SIR tindrà les longituds elèctriques iguals, és a dir  $\theta_1 = \theta_2 = \theta$ . Llavors, l'equació (6.1) es reescriu com:

$$Y_i = jY_2 \cdot \frac{2(1+K) \cdot (K - \tan^2 \theta) \cdot \tan \theta}{K - 2(1+K+K^2) \cdot \tan^2 \theta + K \tan^4 \theta} \quad (6.4)$$

I en conseqüència, l'equació de la condició de ressonància fonamental, utilitzant la freqüència de ressonància  $f_r$  amb la seva longitud elèctrica corresponent  $\theta_r$  (6.2) serà:

$$K = \tan^2 \theta_r \quad (6.5)$$

Si anomenem la freqüència de la ressonància n-èsima com  $f_{rn}(n=2,3,4...)$  i les longituds elèctriques corresponents com  $\theta_{rn}(n=2,3,4...)$ , igualant novament a 0 l'equació (6.4), s'obtindrà:

$$\begin{aligned} \frac{f_{r2}}{f_0} = \frac{\theta_{r2}}{\theta_0} &= \frac{\pi}{2 \cdot \tan^{-1} \sqrt{K}} \\ \frac{f_{r3}}{f_0} = \frac{\theta_{r3}}{\theta_0} &= 2 \left( \frac{f_{r2}}{f_0} \right) - 1 = 2 \left( \frac{\pi}{2 \cdot \tan^{-1} \sqrt{K}} \right) - 1 \\ \frac{f_{r4}}{f_0} = \frac{\theta_{r4}}{\theta_0} &= 2 \left( \frac{f_{r2}}{f_0} \right) \end{aligned} \quad (6.6)$$

Les equacions anteriors ens mostren la relació entre les diferents ressonàncies i la fonamental. Així doncs, la primera freqüència de ressonància múltiple serà quan  $n=2$ , i correspondrà a la segona freqüència de ressonància. Expressant-ho en funció del paràmetre  $K$ :

$$K = \tan^2 \left( \frac{\pi \cdot f_0}{2 \cdot f_{r2}} \right) \quad (6.7)$$

I anàlogament de l'equació (6.3) es pot arribar a:

$$\theta_1 = \theta_2 = \frac{\pi}{2} \frac{f_0}{f_{r2}} \quad (6.8)$$

## 6.2. Ressonador SIR amb $K>1$

D'acord a les equacions vistes en el punt anterior per aconseguir el disseny d'un SIR amb la mínima longitud s'ha de complir que  $\theta_1 = \theta_2$ . Seguint aquesta igualtat, la longitud elèctrica total del nou ressonador  $\theta_T = 4 \theta_1$ . D'altra banda també s'ha vist que la relació entre les ressonància fonamental i la segona ressonància venen determinades pel paràmetre  $K$ , que aquesta a la vegada relacionarà les impedàncies característiques de

cada tram del ressonador SIR. Per aquest motiu, en el primer pas, s'escolliran les dues freqüències on es voldran les ressonàncies. Per exemple, es suposaran  $f_0=1,5$  GHz i  $f_{r2}=2.5$  GHz.

De l'equació (6.7) s'obtindrà el valor de K:

$$K = \tan^2\left(\frac{\pi \cdot f_0}{2 \cdot f_{r2}}\right) = \tan^2\left(\frac{\pi \cdot 1,5 \cdot 10^9}{2 \cdot 2 \cdot 10^9}\right) = \tan^2(0.942) = 1.89 \quad (6.9)$$

De la mateixa manera substituint K de la primera equació de (6.6) s'arriba a la següent relació:

$$\theta_1 = \theta_2 = 90^\circ \cdot \frac{f_0}{f_{r2}} = 54^\circ \quad (6.10)$$

Havent calculat el valor de K és possible obtindre les impedàncies característiques:

$$Z_2 = K \cdot Z_1 \quad (6.11)$$

Si s'escull tenir una  $Z_1 = 40\Omega$ , substituint a (6.11).

$$Z_2 = 40 \cdot 1,894 = 75,76\Omega \quad (6.12)$$

Amb les següents dades:  $Z_1 = 40\Omega$ ,  $Z_2 = 75,76\Omega$ , i  $\theta_2=54^\circ$  i de la mateixa manera que s'ha seguit en l'apartat 5.2, es poden calcular les dimensions del ressonador. Per a la línia exterior realitzarem els càlculs amb  $Z_2 = 75,76\Omega$ , i  $\theta_2=54^\circ$ . En canvi, per la línia interior haurem de tenir en compte que es tracta d'un tram amb el doble de longitud elèctrica, per tant:  $Z_1 = 40\Omega$  i  $\theta_1=2 \cdot \theta_2=108^\circ$ . Els resultats obtinguts es troben a la Taula 6.1 juntament amb l'estructura del ressonador a la Figura 6.2.

Ressonador SIR	W1	L1	W2	L2
<b>Dimensió (mm)</b>	2,04	31,58	0,61	16,67

Taula 6.1 - Dimensions ressonador SIR amb  $K>1$ .

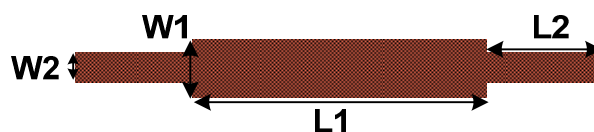


Figura 6.2 – Estructura ressonador SIR amb  $K>1$ .

Per tal de millorar la resposta del ressonador s'optimitzen les dimensions mitjançant el programa ADS, quedant com es poden veure en la taula 6.2.

Ressonador SIR	W1	L1	W2	L2
Dimensió optimitzada (mm)	2,04	34	0.61	15.825

Taula 6.2 - Dimensions optimitzades del ressonador

En la Figura 6.3 es pot observar la resposta del ressonador SIR optimitzat i la resposta d'un ressonador  $\lambda/2$  de secció constant com els que s'han tractat al capítol anterior. Es pot comprovar doncs el desplaçament de la segona ressonància des de 3GHz fins als 2,5 GHz.

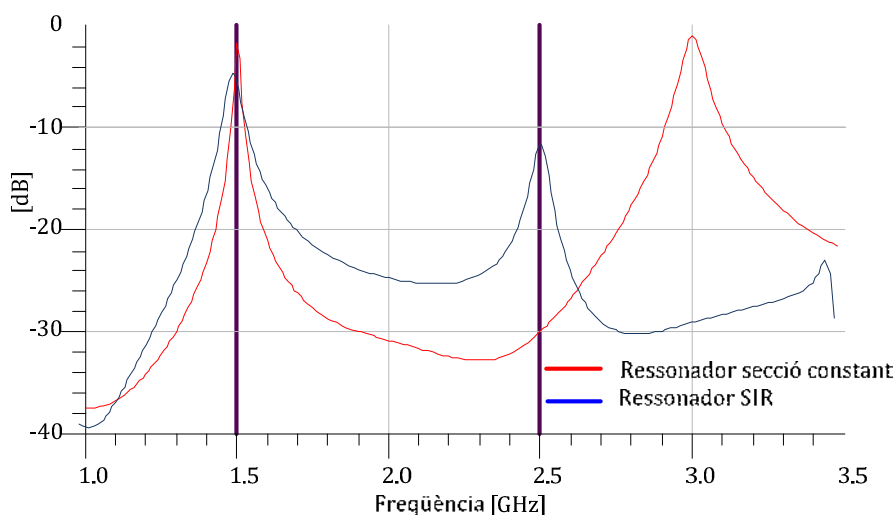
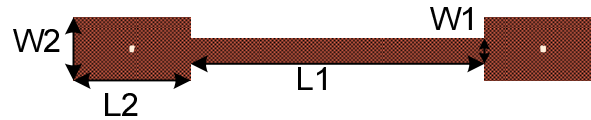


Figura 6.3 - Comparació d'un ressonador  $\lambda/2$  de secció constant i d'un ressonador SIR amb  $K > 1$ .

Aquesta topologia de ressonadors no s'ha integrat en antenes o en el *tag* pel que es proposa com a línia d'investigació futura. Es pot observar com si som capaços de detectar la segona ressonància un cop el sistema estigui implementat, serem capaços de controlar més d'un bit amb un únic ressonador. Això seria una novetat important en la tecnologia *chipless*.

### 6.3. Ressonador SIR amb $K < 1$

De la mateixa manera que s'ha vist en l'apartat anterior es poden dissenyar ressonadors SIR amb el paràmetre  $K < 1$ . Aquests tindran l'estructura que es pot veure en la Figura 6.4 essent inversa a la dels ressonadors SIR amb  $K > 1$ . Aquests ressonadors també permeten el control de la relació entre la freqüència fonamental i la segona ressonància.

Figura 6.4 - Estructura resonador SIR amb  $K < 1$ .

No obstant, la diferència és que en el cas  $K < 1$ , la segona ressonància es desplaça de freqüència cap amunt. Per obtenir les dimensions del resonador SIR, es segueixen, com s'ha vist, els següents passos. En primer lloc, per exemple, es suposen  $f_0 = 1,5$  GHz i  $f_{r2} = 4$  GHz.

De l'equació (6.7) s'obindrà el valor de  $K$ :

$$K = \tan^2\left(\frac{\pi \cdot f_0}{2 \cdot f_{r2}}\right) = \tan^2\left(\frac{\pi \cdot 1,5 \cdot 10^9}{2 \cdot 4 \cdot 10^9}\right) = \tan^2(0,589) = 0,446 \quad (6.13)$$

Substituint  $K$  de la primera equació de (6.6) s'arriba a la següent relació:

$$\theta_1 = \theta_2 = 90^\circ \cdot \frac{f_0}{f_{r2}} = 33,75^\circ \quad (6.14)$$

Havent calculat el valor de  $K$  és possible obtenir les impedàncies característiques:

$$Z_2 = K \cdot Z_1 \quad (6.15)$$

Si s'escull tenir una  $Z_1 = 60 \Omega$ , substituint a (6.15).

$$Z_2 = 60 \cdot 0,446 = 26,76 \Omega \quad (6.16)$$

Amb les següents dades  $Z_1 = 60 \Omega$ ,  $Z_2 = 26,76 \Omega$ ,  $\theta_2 = 33,75^\circ$  i  $\theta_1 = 2 \cdot \theta_2 = 67,5^\circ$  es calculen les dimensions del resonador obtenint els resultats que es troben a la Taula 6.3.

Ressonador SIR	W1	L1	W2	L2
Dimensió optimitzada (mm)	1,01	20,41	3,63	9,58

Taula 6.3 - Dimensions resonador SIR amb  $K < 1$ .

A continuació, a la Taula 6.4, es poden veure les dimensions optimitzades del resonador per tal de millorar la seva resposta.

Ressonador SIR	W1	L1	W2	L2
Dimensió optimitzada (mm)	1,01	19,05	3,63	10,65

Taula 6.4 – Dimensions optimitzades del ressonador.

En la Figura 6.5 es pot observar la resposta del ressonador SIR optimitzat amb  $K < 1$  i la resposta d'un ressonador  $\lambda/2$  de secció constant. Es pot comprovar com la segona ressonància s'ha desplaçat des de 3 GHz fins als 4 GHz. En el cas que no es vulgui utilitzar la segona ressonància per a codificar (com s'ha vist en el punt anterior), l'ample de banda del sistema vindrà limitat per la segona ressonància del ressonador que tingui la freqüència fonamental més baixa. Aquesta topologia de ressonador permet solucionar aquesta limitació, augmentant l'ample de banda del sistema, essent també una novetat important en la tecnologia *chipless*.

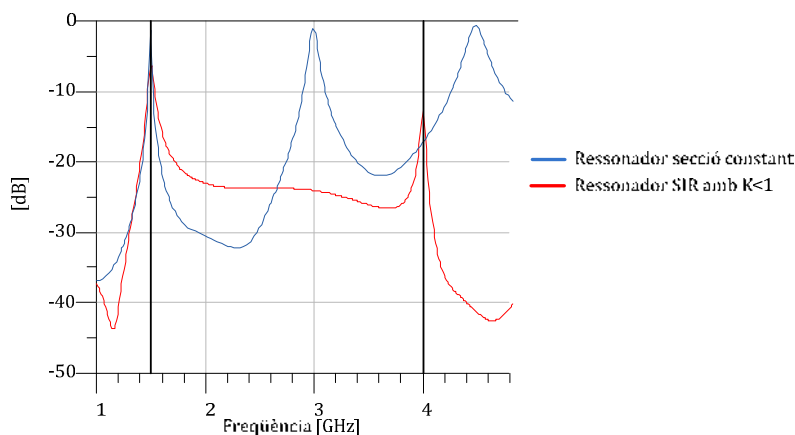


Figura 6.5- Comparació d'un ressonador  $\lambda/2$  de secció constant i d'un ressonador SIR amb  $K < 1$ .

### 6.4. Ressonador carregat amb stub.

Un altre forma de desplaçar la segona ressonància, tal com es fa en [2] i [3] és mitjançant una carga capacitiva a l'eix central del ressonador en forma de *stub microstrip* acabat en circuit obert; en aquest punt central la primera ressonància té un zero de tensió i la segona un màxim. D'aquesta manera, es pot modificar la freqüència de la segona ressonància canviant la longitud d'aquest *stub*. A la Figura 6.6 es pot observar l'estructura que presenta aquesta topologia de ressonador, mentre que a la Figura 6.7, s'observa la resposta que presenta en transmissió en funció de la longitud del *stub*.

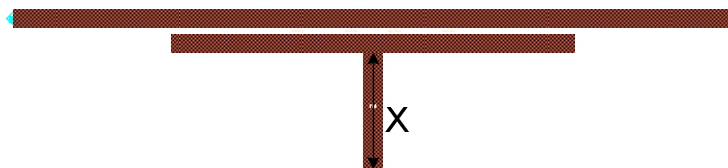


Figura 6.6 - Estructura del ressonador carregat amb stub.

La longitud del *stub* i la freqüència de la segona ressonància pels diferents casos que es troben a la Taula 6.3.

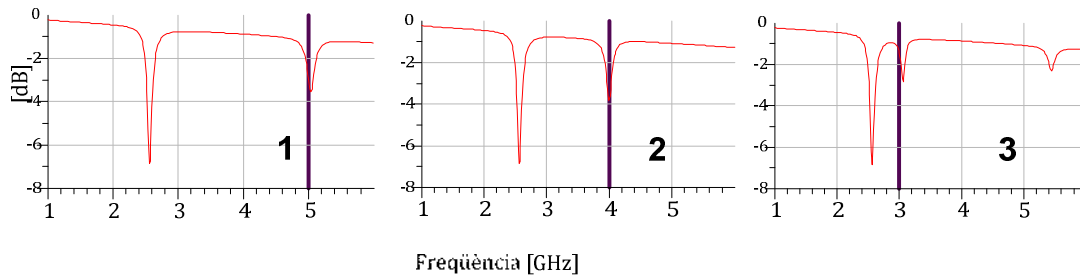


Figura 6.7 - Resposta en transmissió dels ressonadors amb *stub*..

Cas	1	2	3
Longitud X (mm)	0	7	12,5
Freqüència (GHz)	5,030	4,000	3,060

Taula 6.5 - Dimensions i freqüència de ressonància pels casos de la Figura 6.6.

Després d'haver observat els bons resultats en la simulació es decideix integrar aquesta nova topologia de ressonadors en una antena com es pot observar en la Figura 6.8. Utilitzant l'antena 3 es situa un ressonador en forma de *stub*. Si s'analitza l'adaptació de l'antena (Figura 6.8), s'observa la primera ressonància 2,057 GHz i la segona ressonància a 2,85 GHz. Fixar-se que la ressonància situada a 4,48 GHz, és la corresponent a la tercera ressonància que també s'ha vist desplaçada per la carrega *stub*.

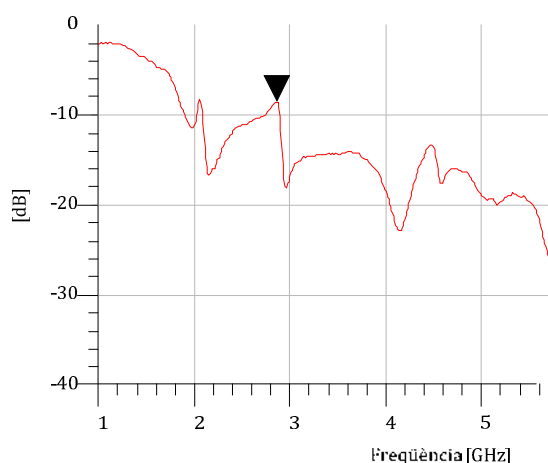
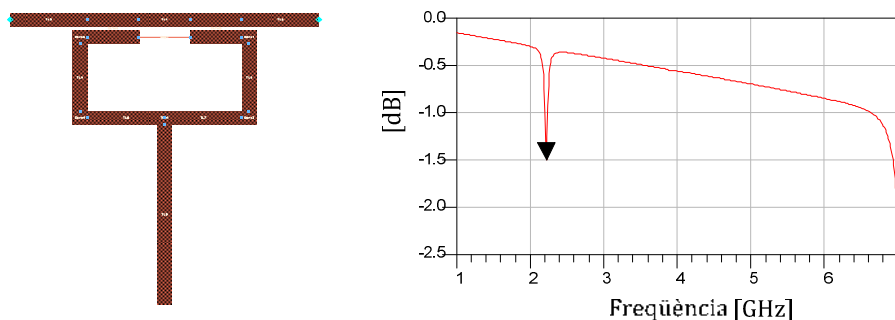


Figura 6.8 – A l'esquerra : mesura de l'adaptació de l'antena 3 amb ressonador *stub*. A la dreta: imatge de l'antena 3 amb ressonador *stub*..

El que s'aconsegueix variant la freqüència de la segona ressonància és poder codificar amb un mateix ressonador 1 bit + 1 de condicionat per la presència del primer. Codificant llavors amb un ressonador els següents símbols: 10 , 11 i 00 si no es posa ressonador. Per tant, podem parlar que cada ressonador podrà codificar 1,5 bits.

Una altre topologia de ressonadors que no s'ha integrat en cap antena ni en cap *tag* i que també es deixa com una important futura via de seguiment d'aquesta tecnologia és utilitzar ressonadors que segueixin l'estructura que es veu en la Figura 6.9. l'objectiu d'aquesta topologia és anul·lar completament la segona ressonància per tal d'augmentar l'ample de banda del sistema.



**Figura 6.9 - A l'esquerra: Estructura de la topologia del ressonador. A la dreta: Resposta en transmissió del ressonador.**

És important acoblar el *stub* en el punt central del ressonador principal pel mateix motiu que s'ha explicat anteriorment. Cal destacar que la longitud del *stub* en aquest cas és igual a  $\lambda/4$  a la freqüència de la segona ressonància. Si s'observa la Figura 6.7 es veu clarament com aquesta a desaparegut. El motiu pel qual no s'han integrat en les antenes és per la poca atenuació que provoquen, -1,5 dB, en aquest cas. Per això, es creu que si s'aconseguís obtenir una atenuació més significativa amb aquests ressonadors serien força interessant degut a que augmentarien l'ample de banda utilitzable del sistema fins al doble.

## 6.5. Referències del capítol.

- (1). M. Makimoto, S.Yamashita. "Bandpass Filters Using Parallel Stripline Stepped Impedance Resonators". IEEE TRANSACTIONS ON MICROWAVE THEORY AND TECHNIQUES, VOL. MTT-28, NO. 12, Desembre 1980.
- (2). D. Girbau, A. Lázaro, A. Pérez, E. Martínez, L. Pradell, R. Villarino. "Tunable Dual-Band filters based on capacity loaded stepped-impedance resonators" Proceedings of the 39th European Microwave Conference.
- (3) X.Y. Zhang, Q. Xue, "Novel Centrally Loaded Resonators and Their Applications to Bandpass Filters", IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, Vol. 56, N°4, pp.913-921. Abril, 2008.

## 7 Disseny de tags

Partint dels resultats del disseny d'antenes i de ressonadors, i més concretament de l'antena 3, es decideix crear el primer *tag*, el qual, havia de servir per a una bona detecció de les ressonàncies, per tant no es van tenir en compte especificacions de disseny com les dimensions. Per a la realització del primer *tag*, es van tenir en compte tres factors molt importants que en el disseny de les antenes no s'aviem tractat. Els tres factors són:

- Les dues antenes del *tag* haurien de tenir polarització orthogonal per evitar acoblaments interferents entre elles, això implicava que si es volia simplificar el disseny, la simetria tenia que ser respecte la bisectriu de l'eix de coordenades, tal com es pot observar en la Figura 7.1.

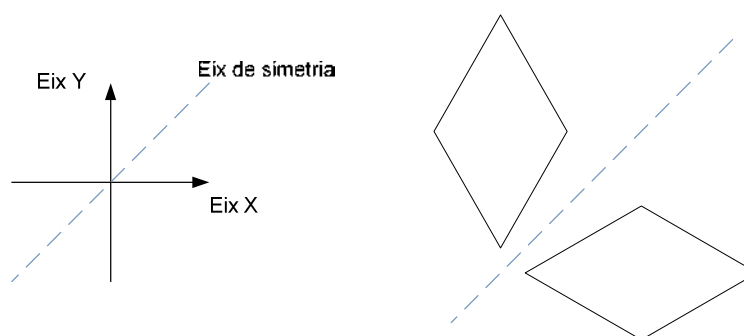


Figura 7.1 - Exemple de simetria dels tags

- S'havia de deixar un espai prudencial entre l'accés de l'antena receptora i l'accés de l'antena emissora per 2 motius. D'una banda, és una manera d'eliminar l'acoblament entre les dues antenes (adicional al fet que estiguin polaritzades orthogonalment) i d'altra banda, menys important, com més espai de separació més gran seria el *tag* i per tants més possibilitats de col·locar ressonadors i per tant més bits.
- La separació entre antenes del *tag* permet també separar les antenes del lector, disminuint d'aquesta forma l'acoblament entre elles.

### 7.1. Disseny del *tag* amb fibra

El primer paràmetre que es va modificar en el disseny del *tag* va ser el d'engrandir el pla de massa de l'antena 3. Com ja s'ha comentat en el disseny d'antenes, el pla de massa és un paràmetre molt crític. Els resultats van mostrar que era més perjudicial engrandir-lo a nivell vertical que a nivell horitzontal, tal com es mostra en la Figura 7.2, on es veuen els resultats del paràmetre  $S_{11}$  de l'antena 3 amb el pla de massa engrandit en 5 cm. Primer en horitzontal i després en vertical.

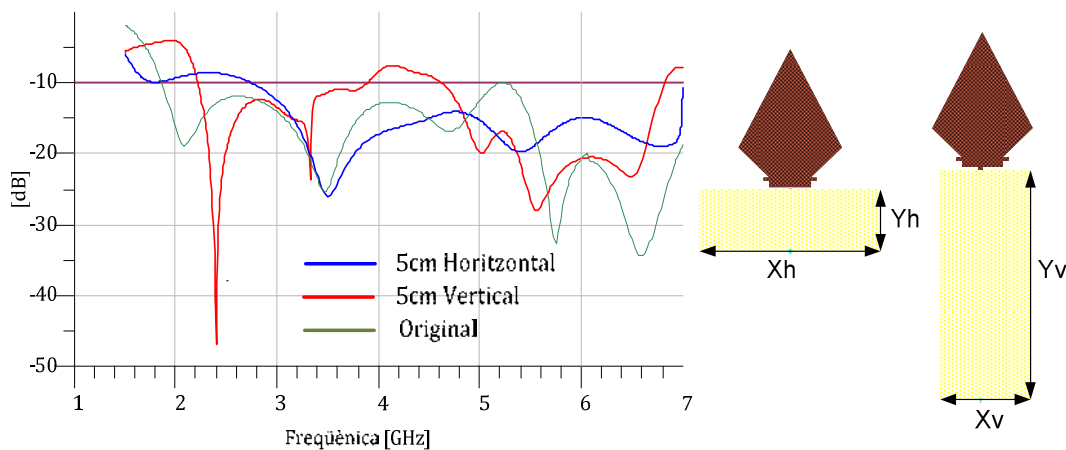


Figura 7.2 –A l'esquerra paràmetres  $S_{11}$  de l'antena 3 amb els increments de 5 cm del pla de massa en horitzontal i vertical. A la dreta estructura de les antenes amb els nous plans de massa.

Les dimensions dels plans de massa observables de la Figura 7.2 són els que es troben en la Taula 7.1:

Tag	Xh	Yh	Xv	Yv
<b>Dimensió (mm)</b>	82	26	32	76

Taula 7.1 - Dimensions dels plans de massa dels tags de la Figura 7.2.

Després d'observar els resultats es pot veure que si es desplaçés la freqüència a partir de la qual l'adaptació està per sota 10 dB 1 GHz de l'antena amb el pla engrandit a nivell horitzontal, s'obtindria una adaptació prou bona. Per aquest motiu, es decideix fer un reescalatge de l'antena i del pla de massa per tal d'intentar desplaçar l'adaptació. Finalment les dimensions de l'estructura de l'antena queden com s'indica en la Taula 7.2 seguint l'estructura de la Figura 7.3

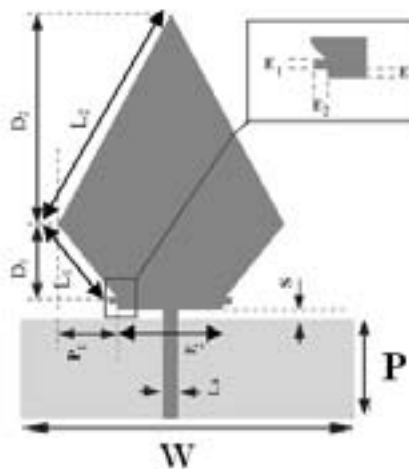


Figura 7.3 - Estructura de l'antena prototip per al tag.

Antena tag	P <sub>1</sub>	P <sub>2</sub>	S	La	L <sub>1</sub>	L <sub>2</sub>	D <sub>1</sub>
<b>Dimensió (cm)</b>	14.19	18.92	0.9	1.44	18.95	47,66	16.58
	D <sub>2</sub>	E	E <sub>1</sub>	E <sub>2</sub>	W	P	
	41.37	2.55	1.47	2.77	112,76	27,46	

Taula 7.2 - Dimensions després del reescalatge.

No n'hi ha prou en fer el reescalatge de l'antena, ja que l'adaptació que presenta no és prou bona. Per aquest motiu i seguint les idees que es poden trobar en l'article [1], es desplaça el pla de massa de l'antena a nivell horitzontal, 1cm, 2 cm i 4cm. L'anàlisi dels resultats ens va portar a optimitzar l'antena desplaçant el pla horitzontal un total de 3,773 cm. Si s'observa la Figura 7.4, es pot veure la simulació del paràmetre  $S_{11}$  de l'antena després del redimensionat i després de haver desplaçat el pla de massa.

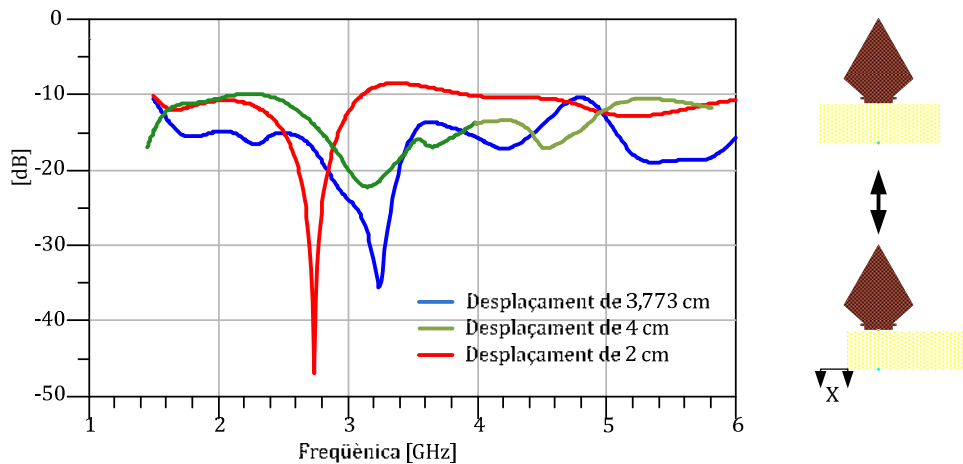


Figura 7.4- A l'esquerra: Simulació del paràmetre  $S_{11}$  del tag en funció del desplaçament horitzontal del pla de massa . A la dreta: Explicació esquemàtica del que significa desplaçament horitzontal del pla de massa.

Amb les últimes variacions ja s'havia aconseguit una *tag* amb una bona adaptació, no obstant això la simetria no era sobre l'eix de  $45^\circ$ , per aquest motiu, de l'antena que es situaria en l'altre port no s'obtidria la mateixa resposta. Després de comprovar-ho, presentava una adaptació molt pobre pel que es va escollir realitzar una simetria partint del disseny que ja es tenia. Aquesta modificació va introduir una millora molt significant, doncs es disposava ja d'un *tag* amb polarització ortogonal de les antenes, bona adaptació ambdues (per simetria) i amb espai per a situar els ressonadors. Aquest s'ha denominat *tag* universal sobre fibra, ja que permet fer múltiples proves de ressonadors. L'estructura del *tag* definitiu es pot veure en la Figura 7.5, recordant que les dimensions del de l'antena s'han vist anteriorment en la Figura 7.3. Referent a les mides del *tag* es troben a la Taula 7.3.

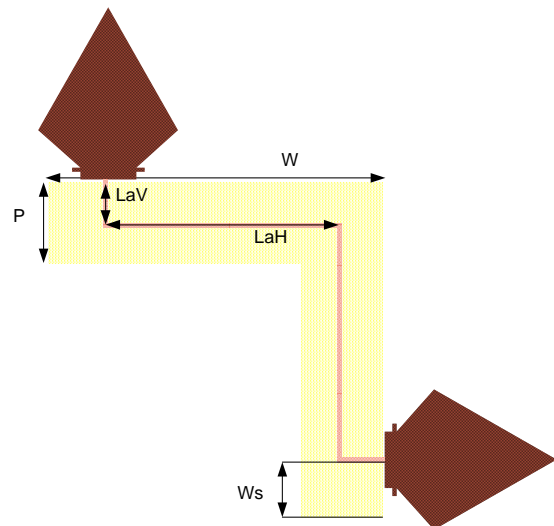


Figura 7.5 – Estructura final del tag

Dimensió	P	W	LaV	LaH	Ws
Tag	27,46	112,78	14,57	80	19,35

Taula 7.3- Dimensions de l'estructura del tag en cm.

En la Figura 7.6 es poden observar les pèrdues de retorn simulades i mesurades que presenta el disseny final del tag; com es pot veure, en tot el marge de freqüències té una adaptació per sota els -10 dB. Es pot veure també la gran coincidència que hi ha entre simulació i mesura, verificant així la importància de les simulacions com a pas previ a la fabricació.

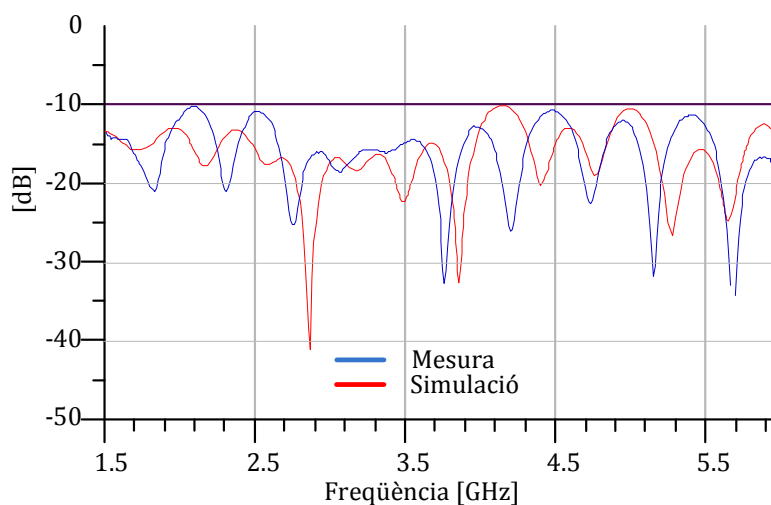


Figura 7.6 – Simulació i mesura de l'adaptació de la versió final del tag.

## 7.2. Integració de ressonadors en el tag

Una vegada s'ha aconseguit el disseny d'un tag que presentés una bona adaptació i de forma paral·lela també s'ha vist la bona resposta dels ressonadors juntament amb les antenes fabricades, es decideix dur a terme la integració dels ressonadors en el tag. Es dissenyen dos ressonadors per a que treballin a una freqüència de 2,15 GHz i 3,2 GHz, i es col·loquen igual que hem vist fins ara a una distància de 0,5 mm de la línia que uneix les antenes del tag, encara que adoptant una estructura diferent. L'estructura del tag amb una única antena (pas previ) amb els dos ressonadors es pot observar en la Figura 7.7 juntament amb una imatge després de la fabricació del tag.

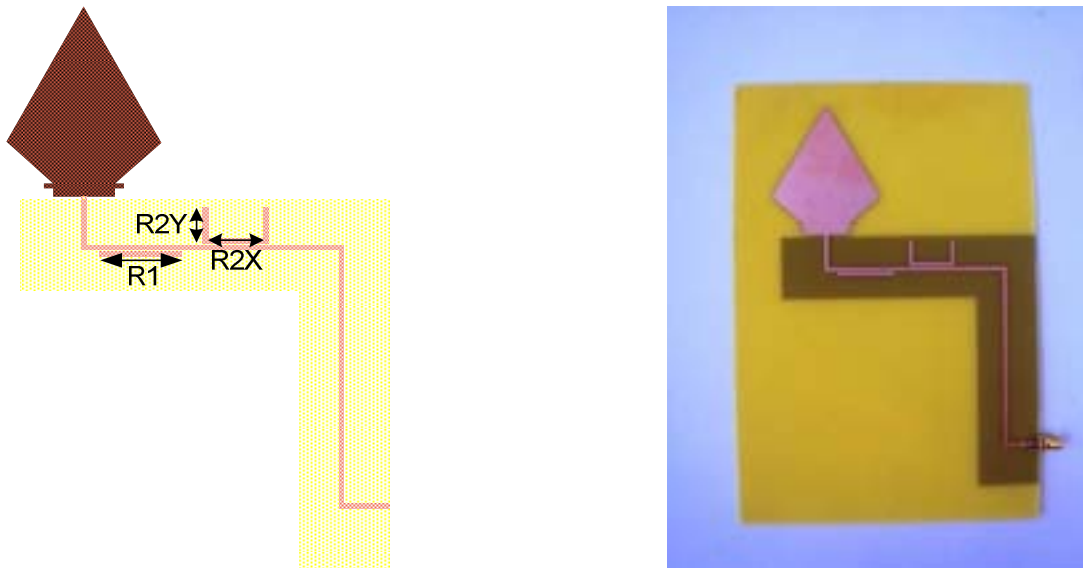


Figura 7.7 - A l'esquerra: Estructura del tag amb una antena i els dos ressonadors. A la dreta: Imatge del tag fabricat .

Les dimensions dels ressonadors es poden veure en la Taula 7.4 tenint en compte la seva forma característica:

Ressonador	R1	R2 (total)	R2X	R2Y
Dimensió (mm)	25	27,11	17,11	10

Taula 7.4 Dimensions dels ressonadors de la Figura 7.7.

En la Figura 7.8 es pot observar la simulació de l'adaptació del tag i les desadaptacions que produeixen els 2 ressonadors, les quals es poden diferenciar de manera clara si es compara amb la mesura sense ressonadors. A més a més, es pot veure també la segona ressonància del primer dels ressonadors, encara que d'una manera menys clara que la primera.

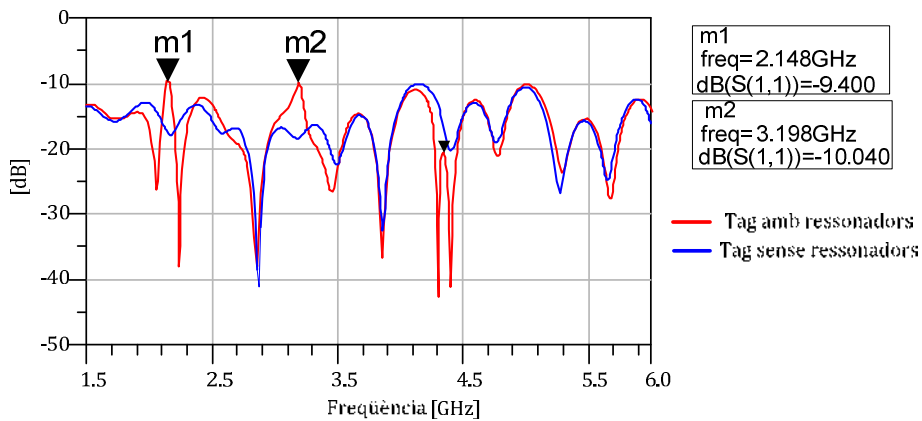


Figura 7.8 – Simulació de l'adaptació ( $S_{11}$ ) del tag amb 2 ressonadors i sense ressonadors.

A continuació, en la Figura 7.9 es poden veure els resultats de les mesures realitzades del *tag* amb els dos ressonadors comparades amb la simulació que s'ha vist en la Figura 7.8. Notar com la freqüència de les ressonàncies s'ha desplaçat lleugerament, i com el nivell de l'atenuació respecte la senyal corresponent també s'ha vist disminuïda.

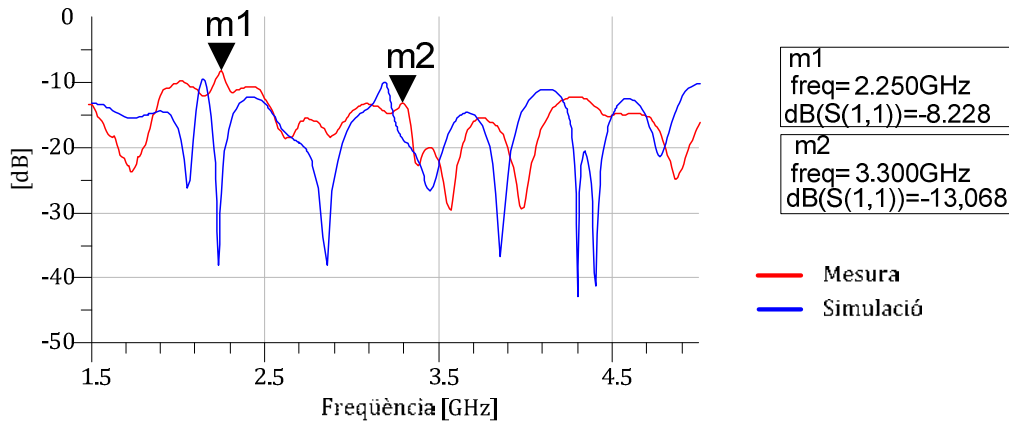


Figura 7.9 - Mesura i simulació del paràmetre  $S_{11}$  del *tag* amb 2 ressonadors.

### 7.3. Integració de ressonadors carregats amb *stub* en el *tag*

Després de veure els bons resultats dels ressonadors anteriors, es decideix integrar un ressonador carregat amb *stub*, intentant d'aquesta manera veure en la simulació la segona ressonància dels ressonadors.

L'estructura que presenta el *tag* és la que es pot observar a l'esquerra de la Figura 7.10. Les dimensions dels *stubs* utilitzats són les següents:  $L1 = 16$  mm i  $L2 = 7,5$  mm, i l'amplada la mateixa que la de tots els ressonadors vistos fins ara: 1.44 mm. El petit canvi en el pla de massa de l'antena on està situat el *stub* L1, no afecta al comportament general del *tag* com es pot comprovar en la part dreta de la Figura 7.10, on hi ha l'adaptació del *tag* amb el pla de massa normal i amb el pla de massa modificat.

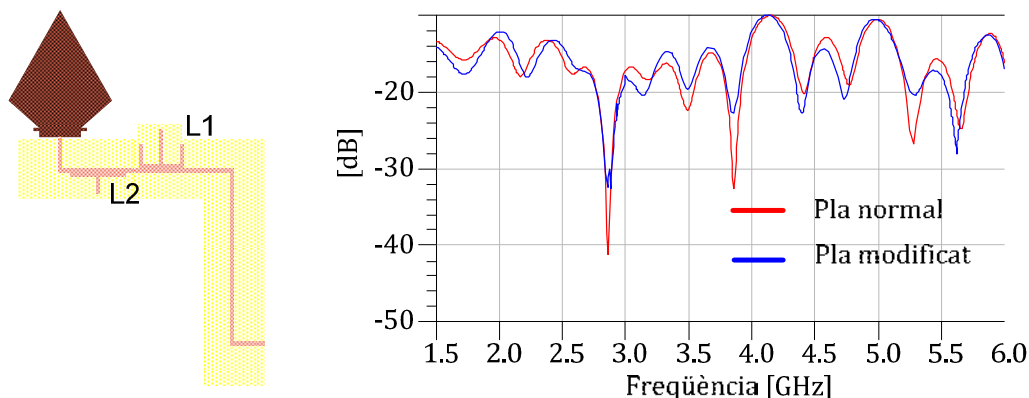


Figura 7.10 - A l'esquerra: Estructura del *tag* amb els ressonadors carregats amb *stubs*. A la dreta: Simulació de l'adaptació del *tag* amb el pla de massa normal i el pla de massa modificat.

Una vegada realitzades les mesures, es pot comprovar com apareixen les ressonàncies a freqüència doble. A la 7.11, es poden observar les mesures del *tag* sense ressonadors, del *tag* amb ressonadors, i del *tag* amb ressonadors i *stubs*. Fixar-se com per aquest últim cas apareixen les quatre ressonàncies a les freqüències d'acord a la Taula 7.5, Essent m1 la ressonància fonamental del primera ressonador, m2 la 2a ressonància (desplaçada per l'*stub*); m3 la fonamental del segon ressonador i m4 la seva segona ressonància.

Marcador	m1	m2	m3	m4
Freqüència (GHz)	2.240	2.530	3.300	4.520

Taula 7.5- Freqüència de les diferents ressonàncies.

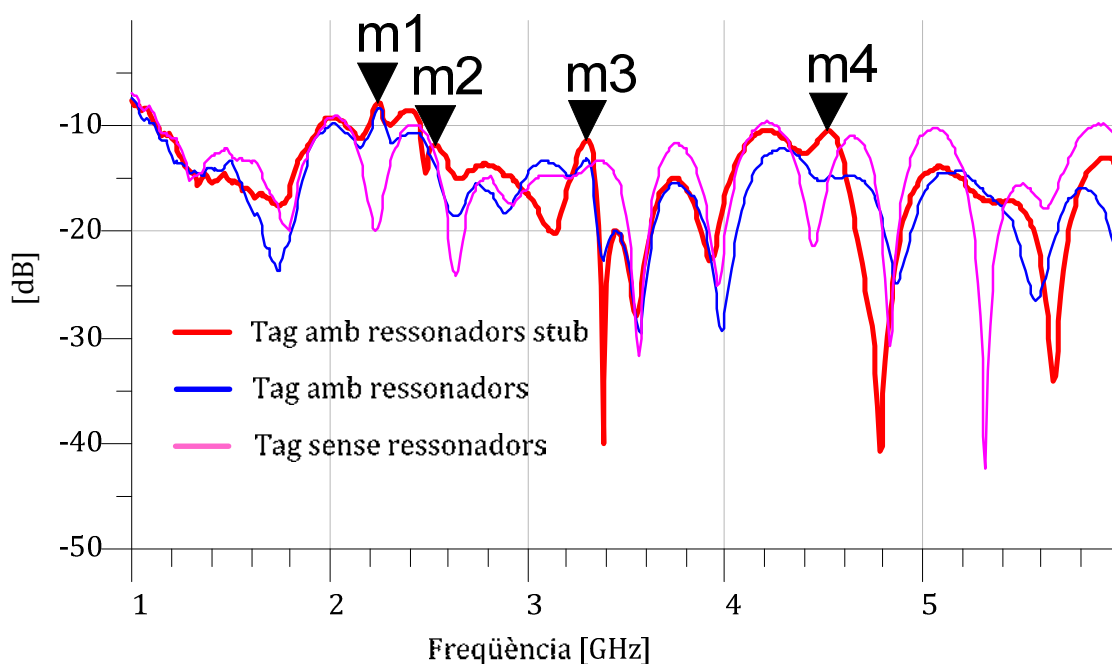


Figura 7.11 - Mesura dels *tags* amb ressonadors, sense ressonadors i amb ressonadors *stubs*.

Es pot comprovar que respecte als resultats obtinguts amb els ressonadors sense *stub*, la primera ressonància (m1), s'ha vist lleugerament desplaçada degut a la proximitat de la segona ressonància (m2). Aquest fet és degut a que la longitud del *stub* és pròxim a  $\lambda/4$ .

#### 7.4. Disseny del *tag* amb substrat Rogers i integració de ressonadors

Per tal de verificar que les impercepcions d'algunes de les ressonàncies en les mesures eren degudes a les pèrdues del substrat, es decideix fabricar un altre *tag* utilitzant un substrat que presentés menor pèrdues a altes freqüències. Aquest substrat és l'anomenat

substrat Rogers, les característiques del qual es troben en l'annex 10.1. Després de realitzar un procés de fabricació igual al que s'ha realitzat pel *tag* amb substrat de fibra, s'arribà a una estructura la qual es pot veure en la Figura 7.12 amb les dimensions corresponents en la Taula 7.6.

Tag Rogers	W	L	L1	W1	R1	R2
Dimensió (mm)	33,8	78	14,35	48,28	26,2	42,9

Taula 7.6 - Dimensions *tag* rogers i ressonadors.

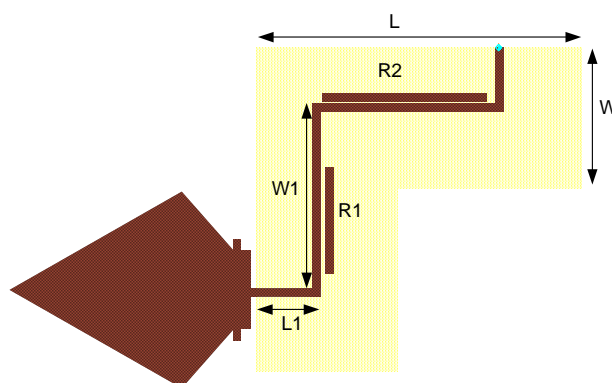


Figura 7.12 - Estructura del *tag* rogers.

Fixar-se que els ressonadors ja s'integren directament en el *tag* degut a que es vol demostrar la importància del substrat en les mesures per a futures investigacions, no un altre disseny de *tag*. Pel que fa a les dimensions de l'antena utilitzada es poden trobar a la Taula 7.7, seguint la mateixa estructura que l'antena 3 igual que en els *tags* de fibra com es pot veure en la Figura 7.3. Les dimensions que han canviat respecte l'antena utilitzada pel *tag* de fibra són les dimensions crítiques com l'amplada de la línia d'accés o la separació entre l'antena i el pla de massa.

Dimensió	P <sub>1</sub>	P <sub>2</sub>	S	La	L <sub>1</sub>	L <sub>2</sub>	D <sub>1</sub>	D <sub>2</sub>	E	E <sub>1</sub>	E <sub>2</sub>
Antena tag	13.75	18.92	1.53	1.88	18.60	47,47	16.58	41.37	2.55	1.47	2.77

Taula 7.7 - Dimensions de l'antena del *tag* del substrat Rogers.

Si s'observa la Figura 7.13, es pot veure l'adaptació del *tag* fabricat en Rogers i com apareixen les dues desadaptacions provocades pels ressonadors a: 2,047 GHz i 3,366 GHz. En referència a les segones ressonàncies es pot observar de manera clara, a diferència de amb la fibra, la segona ressonància a 4,100 GHz. La segona ressonància

de R1 que s'esperaria al voltant dels 6,700 GHz no s'observa degut a que la freqüència és massa alta i les pèrdues del substrat tornen a ser massa significants.

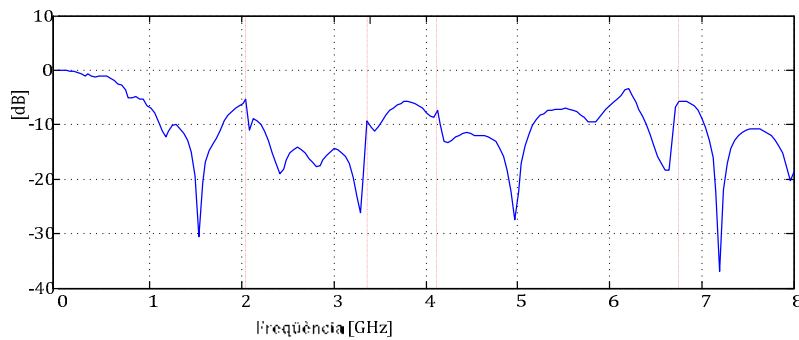


Figura 7.13 - Paràmetre  $S_{11}$  del tag amb ressonadors utilitzant substrat Rogers.

## 7.5. Referències del capítol

[1]. A.Locatelli, D.Modotto, FM.Pigozzo, S.Boscolo, E.Autizi, C.De Angelis, A.Capobianco, M.Midrio. "Increasing directionality of planar Ultra-Wideband Antennas". Microwave and Optical Technology Letters. Vol 52, No.1 Gener 2010.

## 8 Lectures de tags i processat

En aquest apartat es veuran els resultats, anàlisis i conclusions de les diferents mesures que s'han obtingut dels tags dissenyats. Després de veure els bons resultats de la integració dels resonadors en el tag, es va decidir realitzar les mesures de manera ja totalment real mitjançant un radioenllaç i a distància del lector, seguint l'explicació de l'apartat 3.3 Per aquest motiu, s'han dividit les mesures tenint en compte les antenes que s'hagin fet servir pel mòdul lector. Seguidament es poden veure les característiques principals de les antenes utilitzades. El motiu d'utilitzar aquestes antenes ha estat el de minimitzar les pèrdues del radioenllaç, ja que aquestes antenes presenten un guany moderat i sobretot disminuir l'acoblament entre elles ja que són antenes molt lineals amb una crosopolarització baixa.

### 8.1. Antena log-periòdica

La propietat característica d'aquesta antena és la gran adaptació que presenta dins un marge de freqüències determinat, i la moderada directivitat i polarització lineal, reduint d'aquesta manera l'acoblament entre dues antenes si s'utilitza polarització creuada. L'estructura utilitzada es pot trobar en la Figura 8.1 mentre que les dimensions d'aquesta es troben en la Taula 8.1.

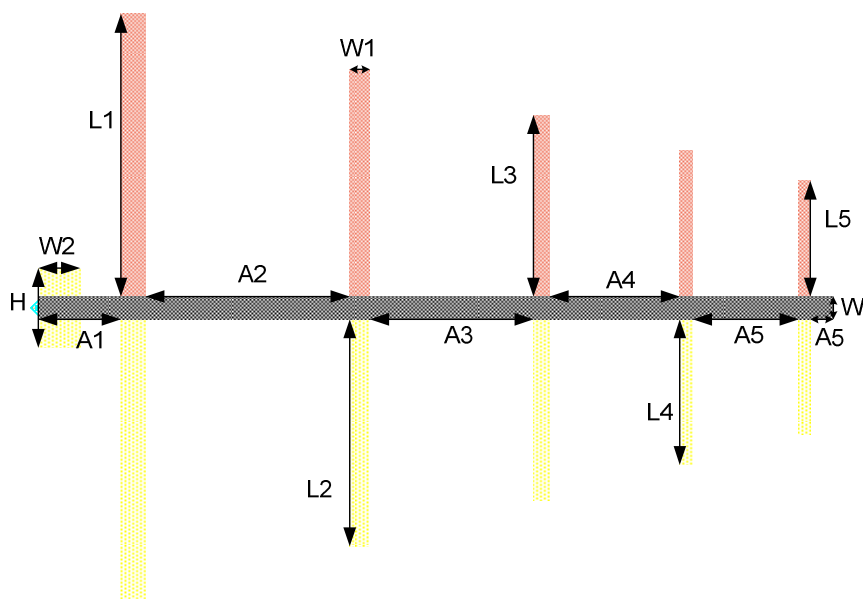


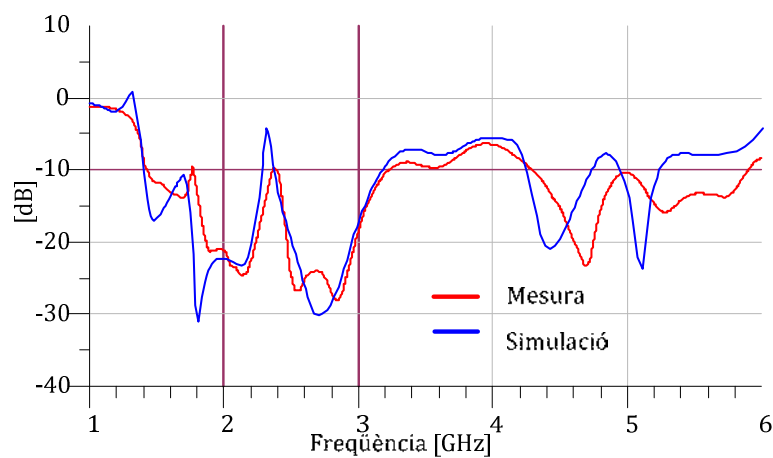
Figura 8.1- Estructura de l'antena log-periòdica. Nota: La part ombrejada amb negre correspon a una superposició de les dos capes de metal·lització.

Part	H	W2	A1	A2	A3	A4	A5	A6
Dimensió (mm)	10	5	10	25	20	16	13	2,9

L1	L2	L3	L4	L5	W1	W
35	28	22.4	17.9	14.3	1,3	2.9

Taula 8.1- Dimensions de l'antena log-periòdica utilitzada.

Si s'observa ara l'adaptació de l'antena en la Figura 8.2, es pot veure que entre 2 i 3 GHz, és molt bona, tret del pic de desadaptació que hi ha, que és degut al tram de línia central. Per la resta de freqüències és força acceptable.

Figura 8.2 - Simulació i mesura del paràmetre  $S_{11}$  de l'antena log-periòdica.

A continuació en la Figura 8.3 es pot observar el diagrama de radiació de l'antena, veure com pel marge de freqüències que s'ha comentat abans (2 – 3 GHz) la directivitat que presenta és molt bona.

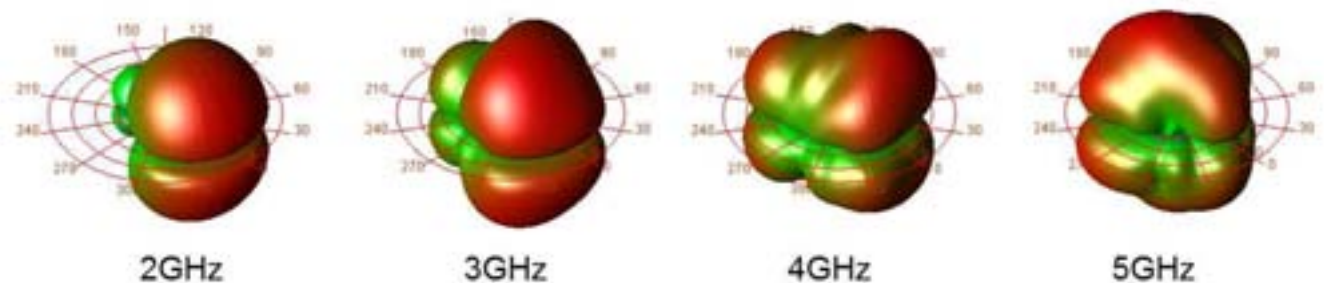


Figura 8.3 - Diagrama de radiació en funció de la freqüència de l'antena log-periòdica utilitzada.

No obstant, cal dir que a mesura que s'augmenta la freqüència de treball la directivitat i el guany de l'antena decauen. A la Taula 8.2 es pot observar el guany de l'antena en funció de la freqüència de treball.

Freqüència (GHz)	2	3	4	5
Guany ( $\theta=0$ ) (dB)	5,28	3,12	3,82	1,73

Taula 8.2 - Guany simulat de l'antena log-periòdica en funció de la freqüència.

## 8.2. Antena Vivaldi

Aquesta antena presenta un guany i directivitat moderades per tot el rang de freqüències dins el qual treballa el *tag*. Com aquesta antena ja estava dissenyada i fabricada no es fa referència a la seva estructura dins d'aquest projecte. No obstant, a la Figura 8.4 es pot veure una imatge de l'antena.



Figura 8.4 - Imatge antena Vivaldi

Seguidament a la Taula 8.3 es pot veure el guany de l'antena en funció de la freqüència de treball i a la Figura 8.5 els diagrames de radiació, es veu de manera clara la gran directivitat de l'antena al augmentar la freqüència.

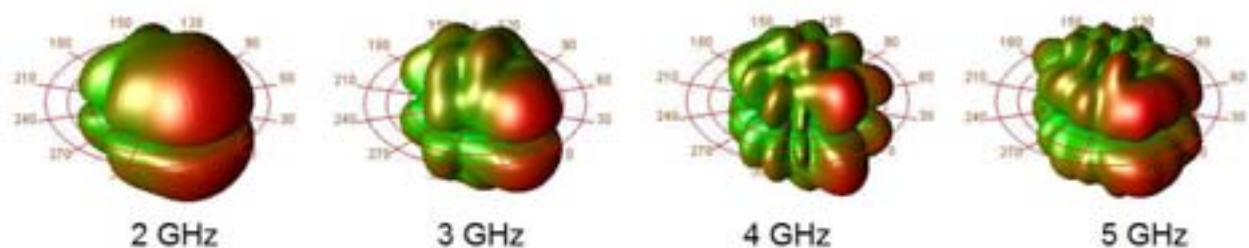


Figura 8.5- Diagrames de radiació de l'antena Vivaldi en funció de la freqüència.

Freqüència (GHz)	2	3	4	5
Guany (dB)	4	3,7	10,95	9,8

Taula 8.3 - Guanys de l'antena Vivaldi en funció de la freqüència de treball.

### 8.3. Lectura del tag amb 2 ressonadors

Tal com s'ha explicat en l'apartat 3.3 s'han realitzat les mesures per determinar la resposta dels tags complets, amb un radioenllaç en transmissió i un altre en recepció. A continuació es presentaran els diferents anàlisis i conclusions dels resultats obtinguts en funció de diversos factors com ara l'antena utilitzada en el lector o la distància entre el lector i el tag.

Primerament el que cal comentar és la dificultat de lectura dels tags sense un processat adequat de les mesures. En la Figura 8.6, es poden veure les lectures d'un tag de manera idèntica, a la mateixa distància (14 cm), i les mateixes antenes en el lector (Vivaldi). L'únic que varia és la utilització de la zona anecoica. La ressonància s'espera al voltant de 2,2 GHz. Es pot veure ràpidament la important incidència del medi en la mesura, així com la dificultat d'extreure'n la informació.

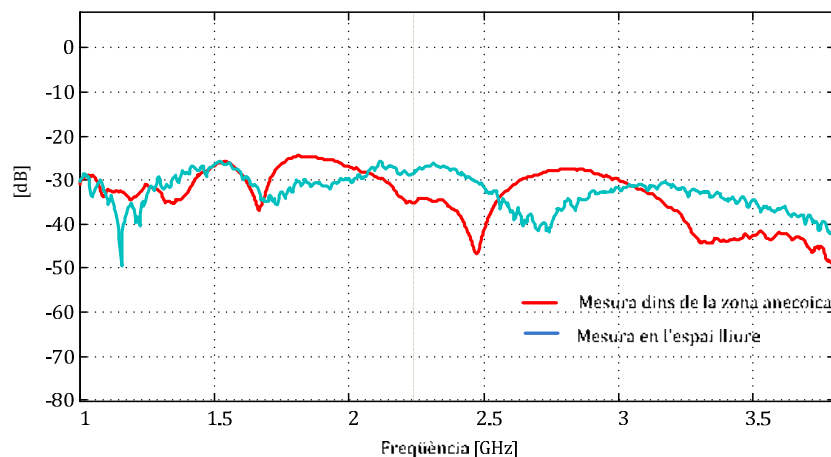


Figura 8.6 - Mesura del paràmetre  $S_{21}$  del tag dins la zona anecoica i fora de la zona anecoica.

A continuació, s'estudia l'efecte de la distància en la lectura dels tags; es suposa que aquesta serà crítica doncs com s'ha vist en el capítol 2, té un paper molt important en l'atenuació en un radioenllaç. El que es fa és la mateixa mesura cada vegada variant només la distància de separació entre els tags i l'antena lectora. En la Figura 8.7 es poden observar les diferents mesures realitzades en funció de les distàncies indicades utilitzant les antenes Vivaldi en el lector; fixar-se com la presència del primer ressonador a 2,2 GHz és visible fins arribar a una separació de 14 cm. La ressonància del segon es suposava que estaria a 3,3 GHz però es pot comprovar com l'atenuació provocada pel ressonador no es pot percebre directament de la mesura.

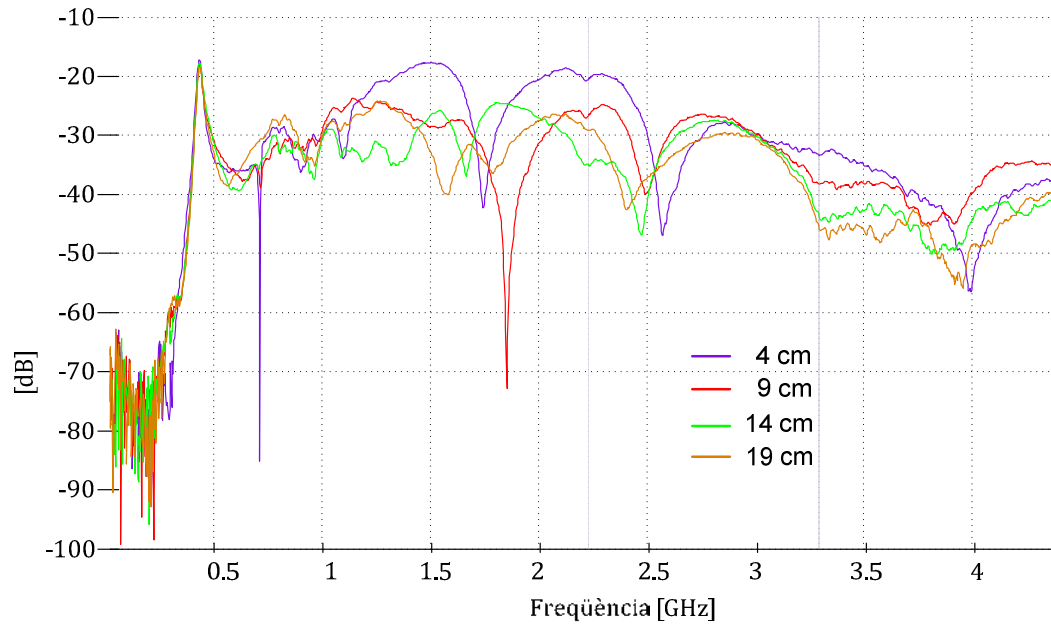


Figura 8.7 - Resposta de la transmissió del tag en funció de la separació del lector utilitzant antenes Vivaldi.

En la Figura 8.8 es pot veure de manera ampliada la resposta obtinguda en el marge de freqüències on s'espera la ressonància. Es pot comprovar com el segon ressonador no es pot apreciar de manera evident.

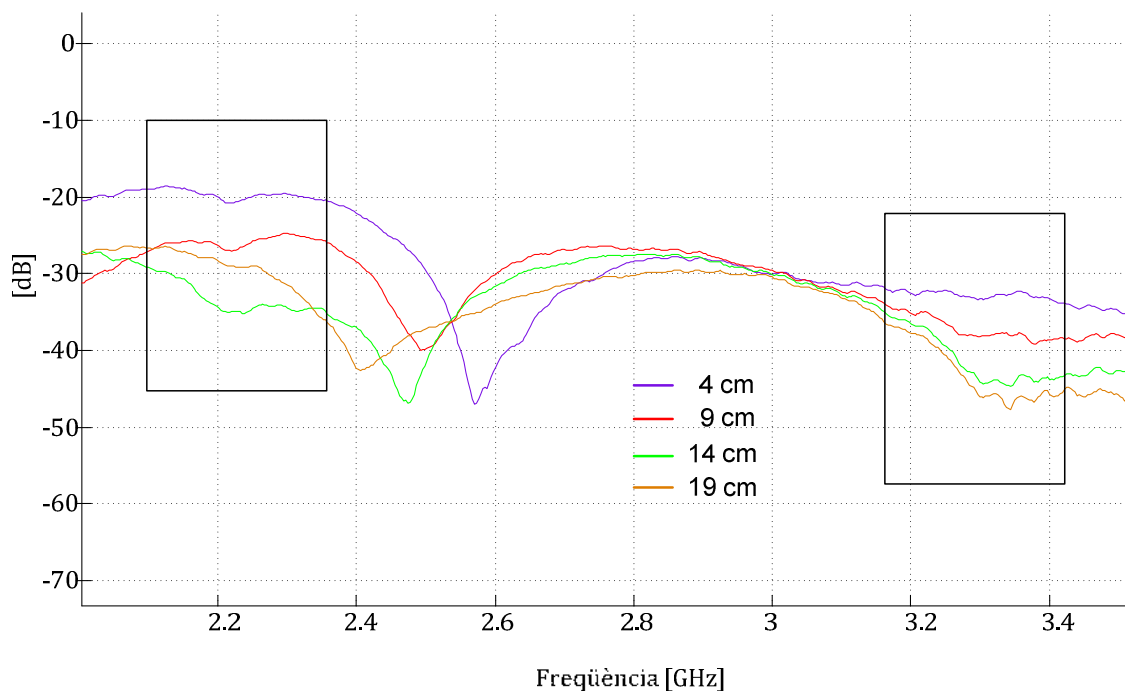
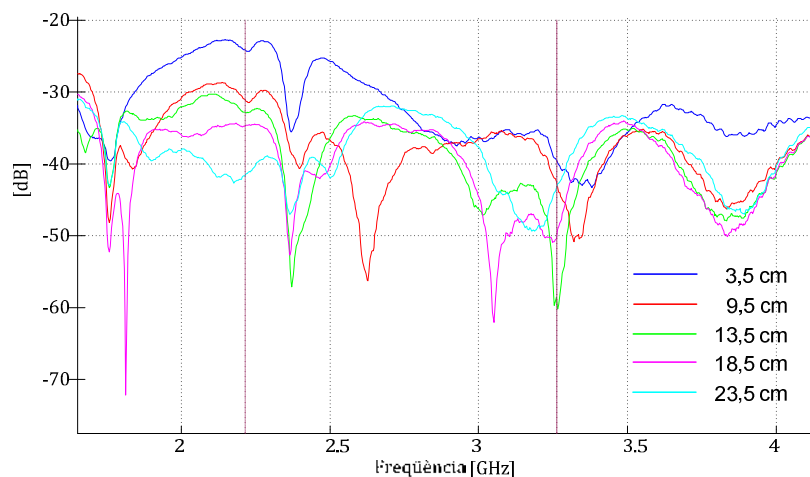


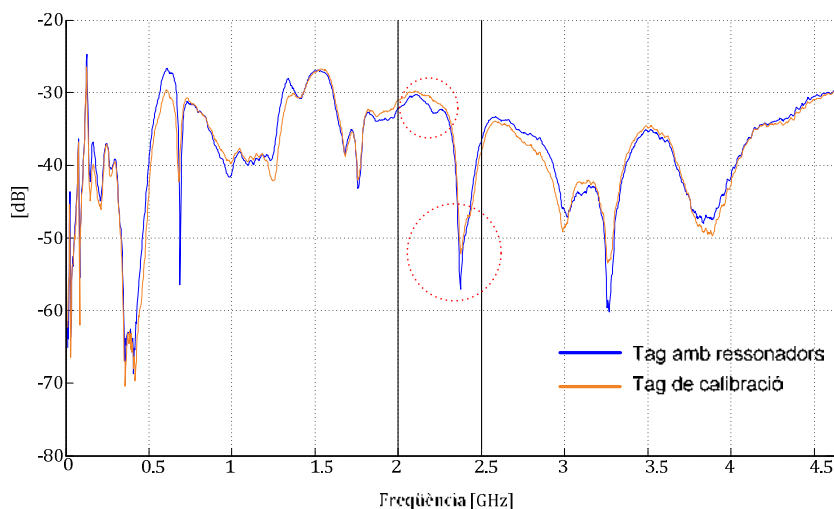
Figura 8.8 - Ampliació de la Figura 8.7 amb un requadre per les freqüències on s'espera una ressonància.

Es realitzen a continuació les mateixes mesures canviant les antenes del lector per les log-periòdiques; els resultats es troben a la Figura 8.9. Es pot veure com per a 3,5, 9,5 i 13,5 cm de separació els resultats són força bons, doncs se'ns permet identificar la ressonància al voltant dels 2,2 GHz sense problemes. Si augmentem la distància, la percepció ja no és tan clara. El segon ressonador, com es pot comprovar no es pot identificar en cap cas; en aquest cas és totalment d'esperar ja que les antenes log-periòdiques ja no funcionen correctament a la freqüència en la que s'espera veure la segona ressonància.



**Figura 8.9 - Resposta de la transmissió del tag en funció de la separació del lector utilitzant antenes log-periòdica.**

Les gràfiques de resultats anteriors poden prestar confusió degut a altres atenuacions que no són produïdes pels ressonadors; per tal d'assegurar-se de que el que s'identifica és un ressonador s'observa la resposta en transmissió del tag sense ressonadors, anomenat tag de calibració, i es busquen les similituds i diferències amb la resposta del tag que contingui ressonadors, havent realitzat ambdues mesures en les mateixes circumstàncies. A la Figura 8.10 es pot veure com s'ha realitzat aquesta comprovació per un dels casos anteriors.



**Figura 8.10 - Transmissió del tag de calibració i del tag amb ressonadors**

Tornant a la Figura 8.10, si s'espera tenir una ressonància entre 2 i 2,5 GHz, encara que hi hagin dues atenuacions, s'identifica la produïda pel ressonador amb l'ajut de la resposta del *tag* de calibració com s'ha pogut observar.

En la Figura 8.11 es poden observar els resultats obtinguts al solapar les mesures del *tag* amb ressonador i amb *tag* de calibració, utilitzant antenes log-periòdiques per algunes de les distàncies:

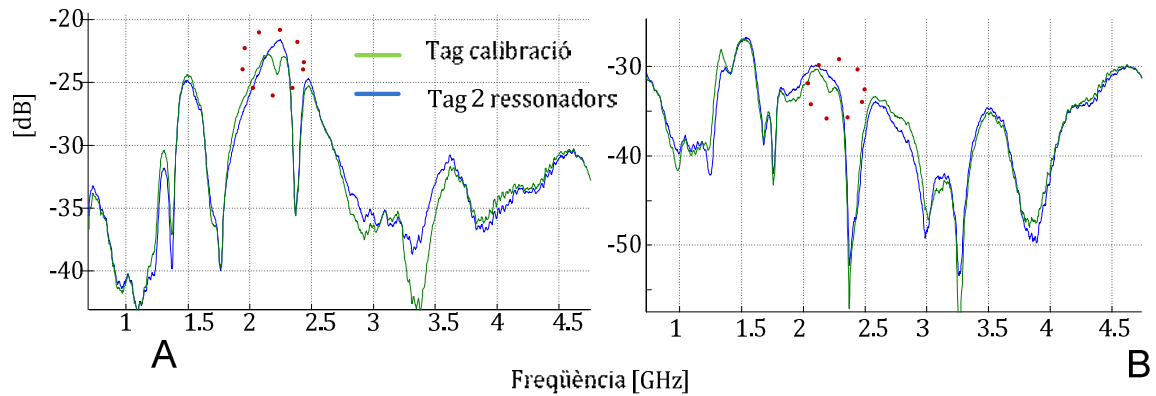


Figura 8.11 – *tag* de calibració i *tag* amb dos ressonadors. Cas A: 3,5 cm i Cas B: 18,5 cm.

A la Figura 8.11 es pot comprovar com utilitzant una distància de 3,5 cm la ressonància és molt clara, per això es decideix per aquest cas, ampliant de manera exagerada, veure si es pot identificar l'efecte del segon ressonador a 3,3 GHz. Si s'observa la figura 8.12, es pot comprovar com hi ha una baixada en el nivell general de la senyal, i no permet diferenciar de manera clara si es tracta de la ressonància.

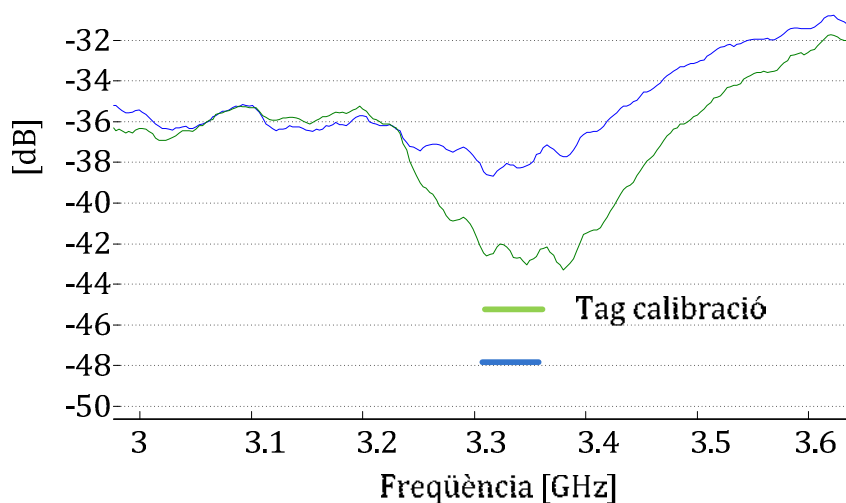


Figura 8.12 - Ampliació de la captura 8.11 (A).

A continuació s'ha estudiat els dos cassos on la distància de mesura ha estat màxima. S'ha comprovat en les Figures 8.7 i 8.9 com a simple vista, aquestes ressonàncies són molt difícils d'identificar, per això es decideix veure si al solapar la mesura realitzada amb la resposta del tag de calibració, es poden detectar. En la figura 8.13, es pot veure la mesura realitzada amb les antenes log-periòdiques i a 23,5 cm de distància, en aquest cas, l'ajuda del tag de calibració tampoc permet identificar la ressonància, per tant, les pèrdues pel radioenllaç són massa grans i l'atenuació produïda pel ressonador ja no és observable, ja que el nivell del senyal d'interès és inferior al senyal que s'acobla entre antenes del lector.

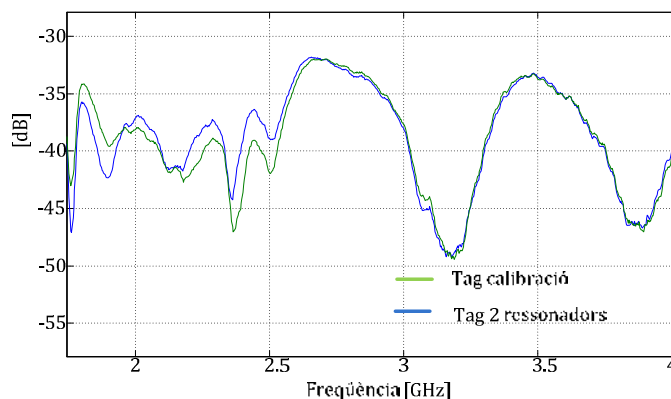


Figura 8.13 - Resposta del tag a 23,5 cm utilitzant antenes log-periòdiques.

D'altra banda, s'analitza el cas de màxima distància utilitzant les antenes Vivaldi. En aquest cas les mesures es realitzen a una distància de 19,5 cm. Es pot identificar lleugerament en la Figura 8.14 l'atenuació provocada pel ressonador encara que sigui molt insignificant.

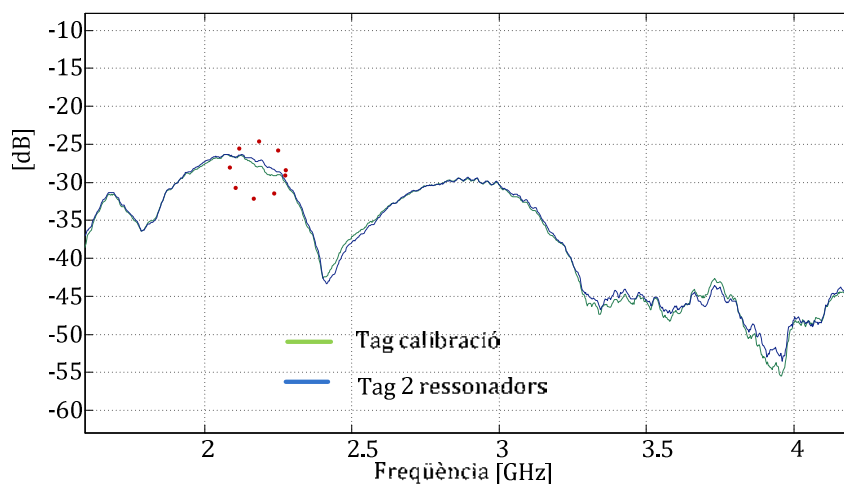


Figura 8.14 - Resposta del tag a 19,5 cm utilitzant antenes Vivaldi.

En les Figures 8.15 i 8.16, es poden observar les imatges de com s'han dut a terme les mesures anteriors.

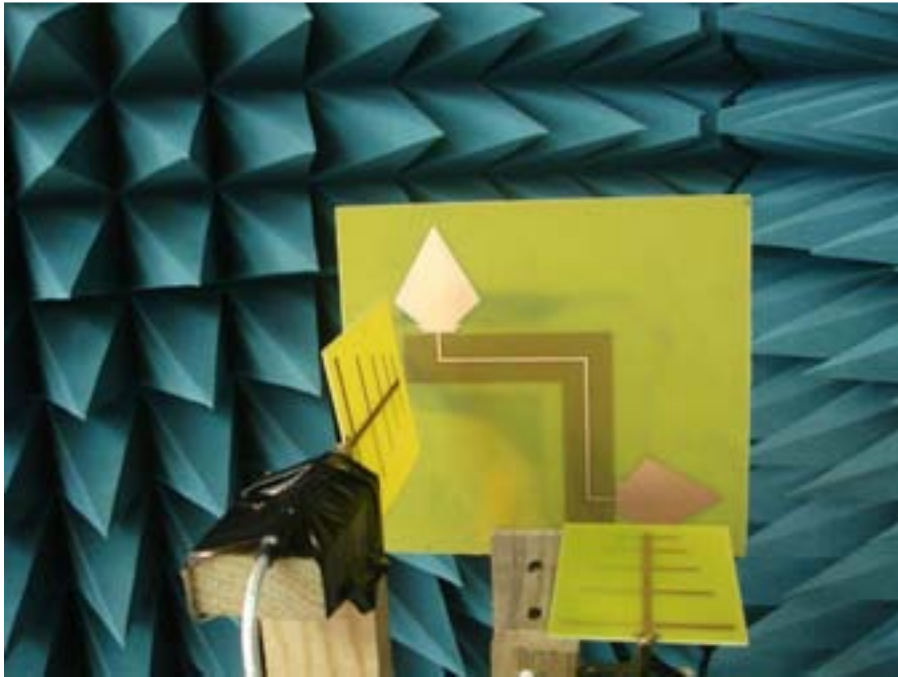


Figura 8.15 - Imatge de la mesura del *tag* de calibració amb antenes log-periòdiques.

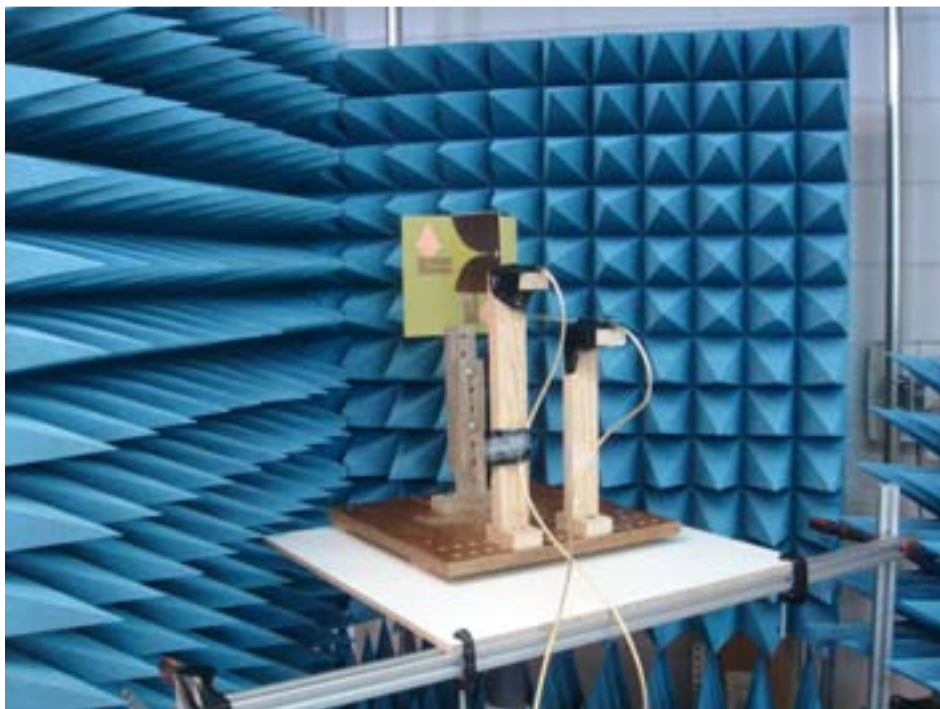


Figura 8.16 Imatge de la mesura del *tag* amb ressonadors utilitzant antenes Vivaldi.

### 8.4. Lectura del tag amb 2 ressonadors carregats amb stub

També es van realitzar mesures del tag amb els ressonadors carregats amb stub. A continuació es pot observar en la Figura 8.17 les mesures obtingudes d'aquest tag i solapades amb les del tag de calibració. Les mesures han estat fetes a una distància de 3,5 cm utilitzant les antenes de lectura log-periòdiques. Es pot comprovar com la segona ressonància, aquest cop desplaçada, i que s'espera sobre els 2,530 GHz, no s'observa per aquesta distància. Igual que en totes les mesures vistes fins ara, l'absorció del segon ressonador segueix sense ser apreciable. (probablement degut a l'antena log-periòdica).

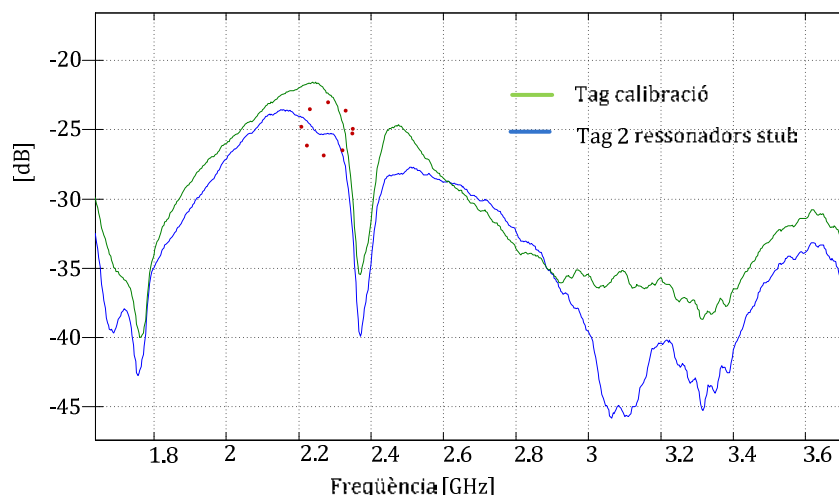


Figura 8.17 - Mesura del tag amb 2 ressonadors amb stub i de calibració. Utilitzant antenes log-periòdiques i una distància de 3,5 cm.

En canvi, degut a que les interferències pels acoblaments entre antenes és menor, quan s'augmenta la distància fins a 9,5 cm, la segona ressonància si que es pot observar, a més a més, la que ja s'observava presenta més atenuació tal com queda demostrat en la Figura 8.18.

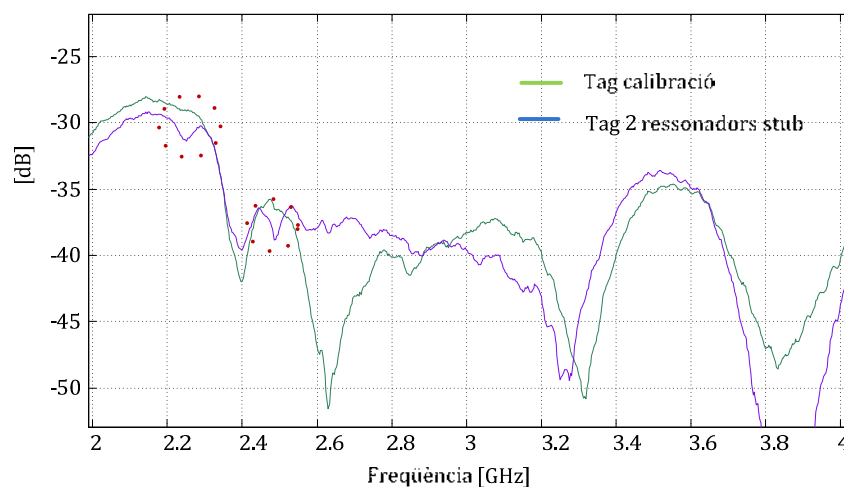


Figura 8.18 - Mesura del tag amb 2 ressonadors amb stub i de calibració. Utilitzant antenes log-periòdiques i una distància de 9,5 cm.

Si es torna a augmentar aquesta distància, llegint des dels 13,5 cm, les dues ressonàncies segueixen sent observables. Si s'arriba fins als 18,5 cm aquestes ja no són apreciables, per tant cal tenir en compte que al col·locar un *stub* als ressonadors, el seu nivell d'atenuació es veu lleugerament disminuït.

A continuació es realitza el mateix estudi utilitzant les antenes Vivaldi i s'observen els resultats obtinguts. En primer lloc en la Figura 8.10, es pot observar les mesures del *tag* amb dos ressonadors amb *stub* preses a 4 cm de distància. Fixar-se com les dues ressonàncies provocades pel mateix ressonador són identificables.

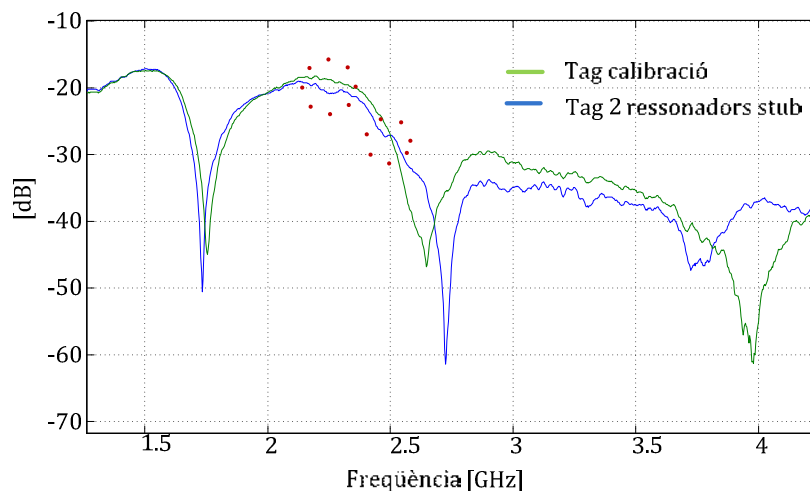


Figura 8.19 - Mesura del *tag* amb 2 ressonadors amb *stub* i de calibració. Utilitzant antenes Vivaldi i una distància de 4 cm.

A diferència del que passava amb les mesures anteriors, si s'augmenta la distància les absorcions no són més fortes com es pot comprovar en la Figura 8.20.

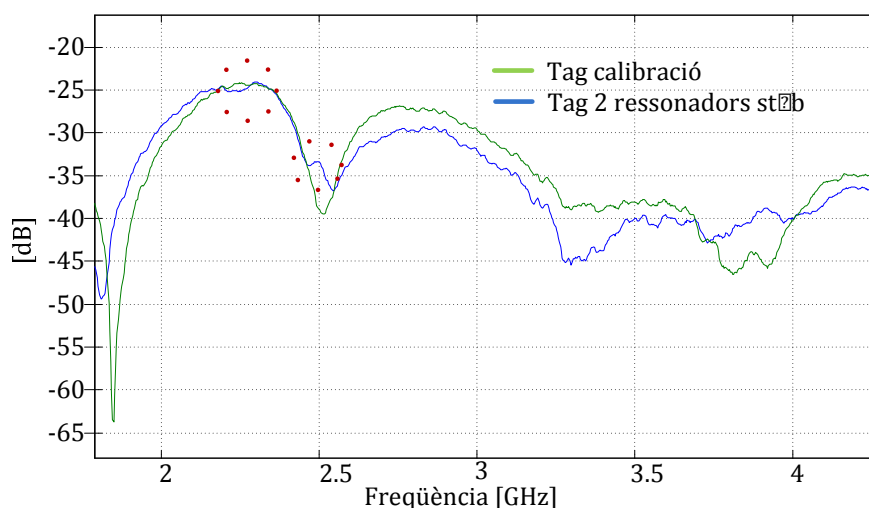


Figura 8.20 - Mesura del *tag* amb 2 ressonadors amb *stub* i de calibració. Utilitzant antenes Vivaldi i una distància de 9.5 cm.

D'altra banda, si que són observables utilitzant les antenes Vivaldi fins als 19,5 cm tal com es demostra en la Figura 8.21.

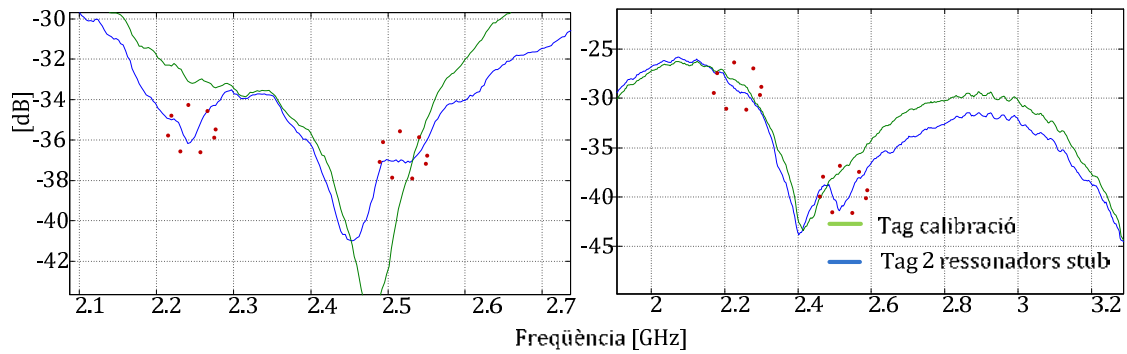


Figura 8.21 -- Mesura del tag amb 2 ressonadors stub i de calibració. Utilitzant antenes Vivaldi. A l'esquerra: distància de 14,5 cm. A la dreta: distància 19,5 cm.

En la Figura 8.22 es pot observar una imatge del tag amb els dos ressonadors stub utilitzat per les mesures.

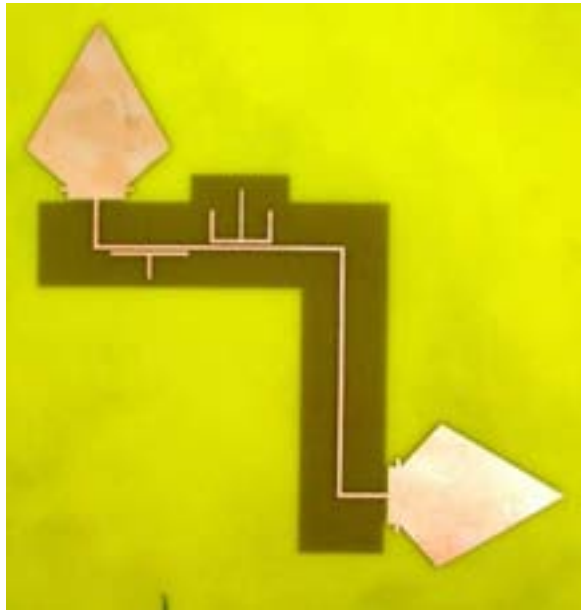


Figura 8.22 - Imatge del tag amb dos ressonadors amb stub.

## 8.5. Processat de la senyal

En aquest apartat es veuran els diferents processats de senyal que s'han fet per tal de poder obtenir unes respostes més clares i més evidents dels *tags* mesurats anteriorment ja que queda clar que l'avaluació directe del senyal rebut té limitacions òbvies.

Es va pensar en intentar netejar la senyal, eliminant totes les interferències produïdes pels rebots i per la resposta de les antenes, aïllant la resposta dels ressonadors de la resta. La metodologia per aconseguir-ho és la següent:

- El paràmetre  $S_{21}$  mesurada en el domini freqüencial, mitjançant la transformada inversa de Fourier es passa al domini temporal.
- La senyal en el domini temporal és filtrada, intentant descartar qualsevol informació que no provingui dels ressonadors.
- La senyal és novament passada al domini freqüencial mitjançant la transformada de Fourier. Aquesta és la nova senyal a analitzar.

A continuació es pot veure part del codi de la rutina amb *Matlab* que implementa el procés abans explicat. El codi sencer es pot trobar l'annex 10.2 (rutina *enfinestrar.m*).

La primera funció que realitza és carregar la mesura obtinguda i realitzar la transformada inversa, indicant-li per a quin marge de segons es vol el resultat, tal com s'observa a continuació. A més a més, també s'indica quin és el marge de temps que no es vol filtrar i que per tant hi ha la resposta dels ressonadors:

```
fz=freq; %Vector frequencies de la mesura
f1=fz(1); f2=fz(end); %Marge frequencial de en les transformades
t1=0.1e-9; t2=20e-9;m=length(X); %Interval de temps i nombre de mostres en el domini temporal
flow=1e9; fhigh=6e9; %Marge frequencial de sortida
twindow1=3.8e-9;twindow2=14e-9; %Marge de temps a NO filtrar
```

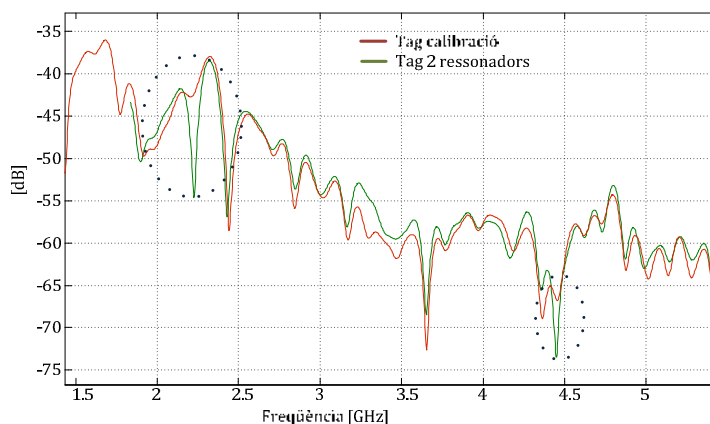
I a continuació realitzem la transformada inversa, mitjançant la funció *timedomain2* que també es pot trobar a l'annex 10.2.

```
[z,t]=timedomain2(X,fz,t1,t2,m); %Calculo resposta temporal
Wt=(t>=twindow1 & t<twindow2); %Finestra (rectangular)
zw=z.*Wt; %Senyal enfinestrada en temps
```

Per últim, una vegada es té la senyal temporal filtrada, es torna al domini freqüencial mitjan per observar els resultats de la mateixa manera que s'ha fet fins ara al llarg del projecte.

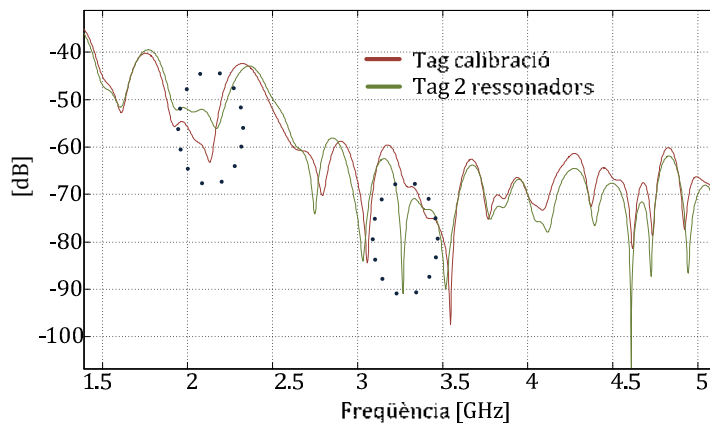
```
[Z,fzw]=freqdomain2(zw,t,f1,f2,m);           %Calculoresposta
                                             frequencial filtrada.
```

En la Figura 8.23 es pot observar la resposta de la lectura del *tag* amb 2 ressonadors per 9,5 cm de distància utilitzant antenes log-periòdiques. Fixar-se com després de realitzar el filtrat, és molt més clara l'atenuació del ressonador i com també és present l'atenuació a la freqüència doble ( 4.450 GHz). En referència al segon ressonador, es continua sense veure.



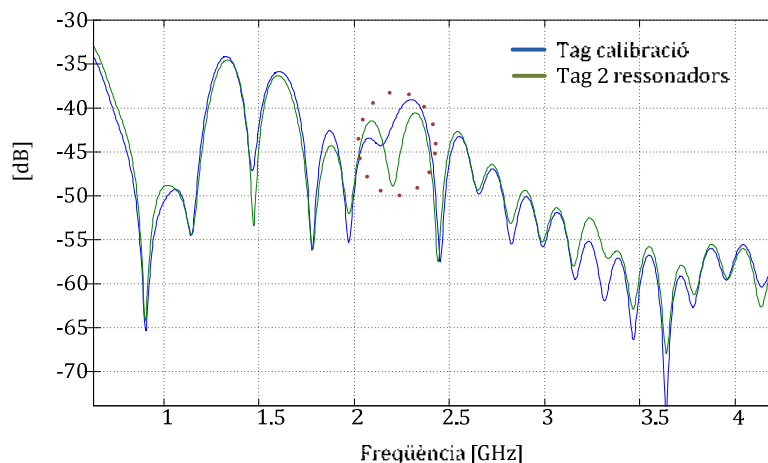
**Figura 8.23 - Mesura del tag amb 2 ressonadors i de calibració, en finestrats. Utilitzant antenes log-periòdiques i una distància de 9.5 cm.**

Per la Figura 8.23 s'ha filtrat entre 3,8 ns i 14 ns. En la Figura 8.24, per tal de comprovar la importància del marge de filtratge, es pot observar la resposta de les senyals si es prenen les mesures entre 6 i 14 ns. Es pot veure ara com la ressonància tant clara que es tenia a 2,2 GHz no hi és, mentre que a 3,3 GHz, apareix l'atenuació del ressonador que fins ara no s'havia detectat.



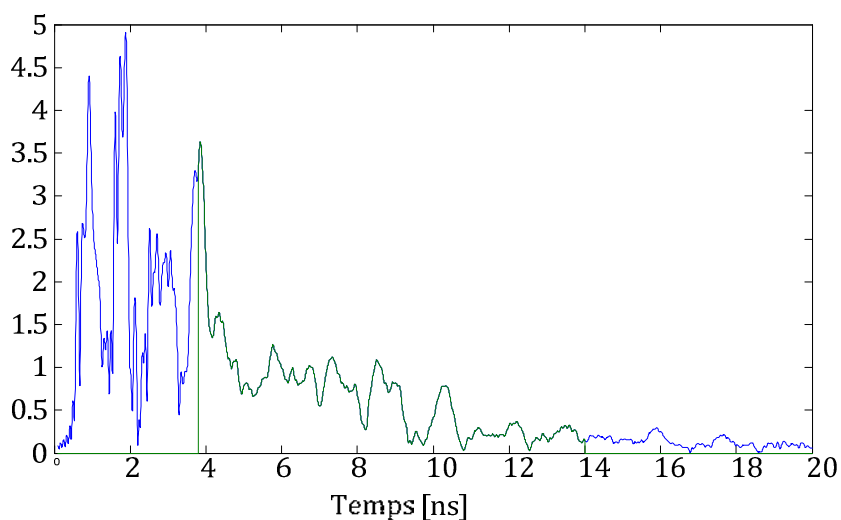
**Figura 8.24 - Mesura del tag amb 2 ressonadors i de calibració, en finestrats. Utilitzant antenes log-periòdiques i una distància de 9.5 cm.**

Per aquest motiu, s'ha de parar molta atenció en els valors d'enfinestrat temporal de les senyals. També s'ha de tenir present que al realitzar aquestes operacions, les freqüències es poden veure lleugerament desplaçades i a més a més les ressonàncies perden selectivitat. Aquest fet és clarament observable a la Figura 8.25 on s'han agafat les mesures dins el interval entre 3,8 i 10 ns.



**Figura 8.25 - Mesura del tag amb 2 ressonadors i de calibració, enfinestrats. Utilitzant antenes log-periòdiques i una distància de 9,5 cm.**

Per tal d'escollir els valors del filtratge es parteix que en el nivell temporal, la resposta dels ressonadors ha de seguir un cert patró de periodicitat. En la Figura 8.26 s'observa la resposta temporal de la mesura del tag amb 2 ressonadors utilitzant antenes log-periòdiques i una distància de 9,5 cm. Es pot veure la tendència de la senyal a ser periòdica en el interval en que s'ha filtrat. Les primeres senyals a nivell temporal són la resposta de les antenes mentre que les últimes són rebots interferents, per tant sempre es tindrà en compte el marge central.



**Figura 8.26 - Resposta temporal del tag amb 2 ressonadors. Mesurat amb antenes log-periòdiques i una distància de 9,5 cm.**

El canvi d'antenes en les mesures significa modificar el temps de filtratge ja que la resposta d'aquestes variarà. Per exemple, si es realitzen les mateixes mesures a la mateixa distància que en els casos anteriors però utilitzant les antenes Vivaldi, cal que s'agafin les mostres entre 3.8 i 11.5 ns. En la Figura 8.27 es pot observar el resultat.

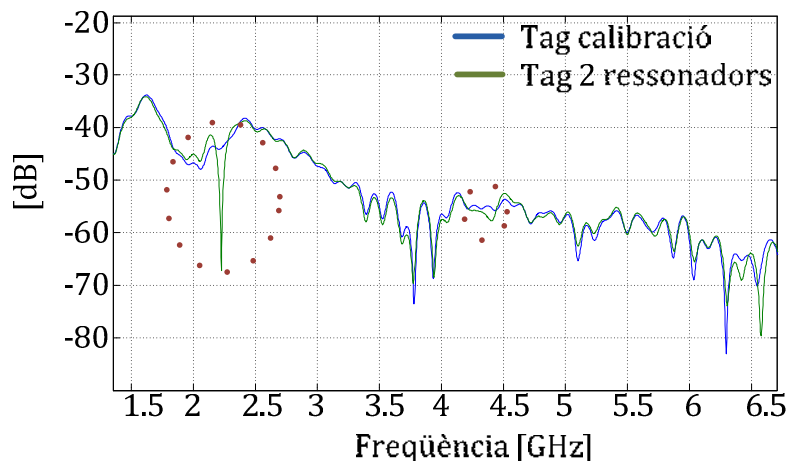


Figura 8.27 - Mesura del tag amb 2 ressonadors i de calibració, en finestres. Utilitzant antenes Vivaldi i una distància de 9.5 cm.

El mateix processat també és aplicable al tag amb els ressonadors *stub* tal com es pot veure en la Figura 8.28 on es mostra el resultat de les mesures utilitzant les antenes Vivaldi i una distància de 9,5 cm. El filtratge a nivell temporal ha estat entre 3,8 i 12 ns. Fixar-se com a part de les dues ressonàncies que ja s'identificaven anteriorment, apareixen moltes altres que no ho són i que aporten informació que pot confondre. Per aquest motiu s'ha de tenir molt present a quines freqüències el marge de freqüències on s'espera tenir un ressonador.

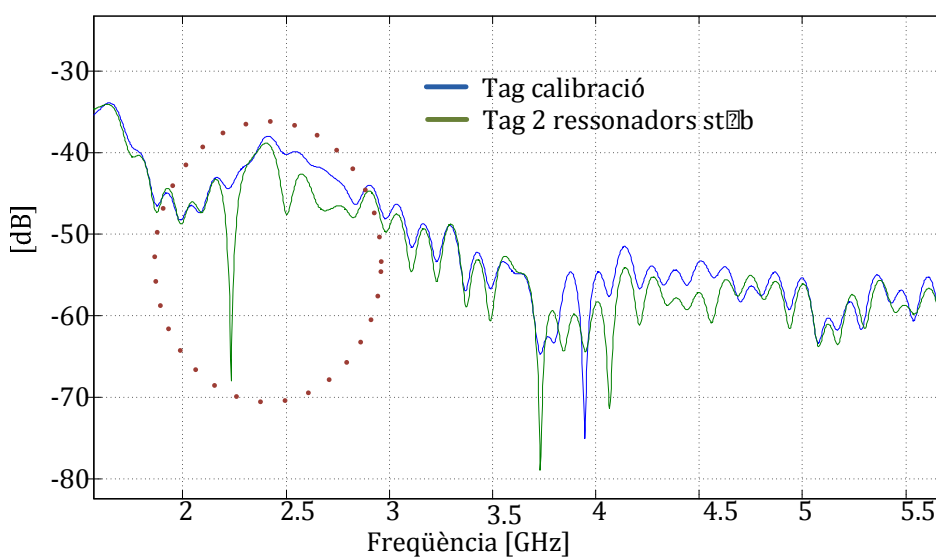


Figura 8.28 - Mesura del tag amb 2 ressonadors *stub* i de calibració. Utilitzant antenes Vivaldi i una distància de 9.5 cm.

Vistes de manera clara les millores, es realitzen les mateixes operacions per les mesures preses a més distància, de les quals els resultats anteriors no permetien identificar les ressonàncies. Pels dos casos: Separació de 19,5 cm utilitzant antenes Vivaldi i separació de 23,5 cm utilitzant antenes log-periòdiques, permeten una millora i es poden veure les ressonàncies, encara d'una manera molt poc clara i poc evident, tal com es pot observar en la Figura 8.29. A més a més igual que s'ha vist en la Figura 8.28 també apareixen masses atenuacions que no provenen d'un ressonador i poden causar confusió.

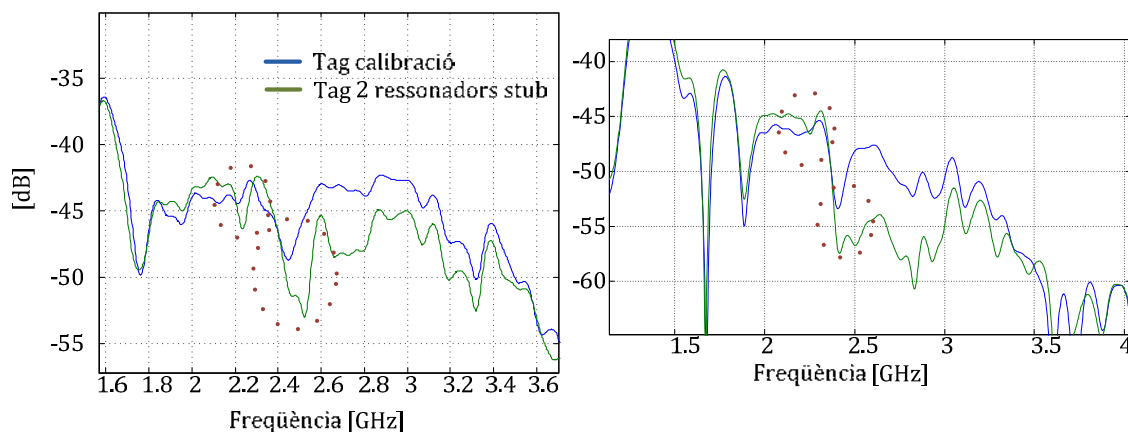


Figura 8.29 - Mesura del tag amb 2 ressonadors stub i de calibració. A l'esquerra: Utilitzant antenes Vivaldi i distància de 19,5 cm. A la dreta: Utilitzant antenes log-periòdiques i distància de 23,5 cm.

Una altra manera de processar la informació basat en el que s'ha explicat en aquest apartat consisteix en restar la mesura de calibració a la mesura on hi ha ressonadors (resta de paràmetres  $S_{11}$ ). Partint d'aquesta nova mesura resta, es realitzen els mateixos passos que s'han explicat al inici del capítol Processat de la senyal. Aquest nou algorisme s'anomena `enfinestrar_resta.m`. Es troba a l'annex 10.2 i la principal diferència amb la rutina `enfinestrar.m` és al principi on es carreguen les dues mesures i es realitza la resta.

```
%Mesura de calibracio sense ressonadors
load tag_calibracio_9_5cm_vivaldi.mat
X1=S21;

%Mesura de calibracio amb ressonadors
load tag_2reso_9_5cm_vivaldi.mat
X2=S21;

%-----
%Senyal calibrada
X=X2-X1;
```

Per tal de facilitar l'observació dels resultats, la figura resultant de la rutina està interpolada, doncs les senyals directament de l'analitzador de xarxes contenen un total de 4000 punts. Després de realitzar aquest processat passen a tenir 1000 punts, D'aquí a que es pugui observar aquest *smoothing* al senyal. També aquesta, està normalitzada respecte la major mostra obtinguda ja que, teòricament, es suposa que serà per aquella freqüència on hi hagi un ressonador.

A continuació es mostren alguns dels resultats obtinguts. Cal afegir que es segueix amb la mateixa línia que fins ara, és a dir, els millors resultats obtinguts en els apartats anteriors també ho seran en aquest. En conseqüència, les pitjors mesures també sortiran confuses aquí. En la Figura 8.29 es veuen els resultats de les mesures del *tag* amb 2 ressonadors utilitzant antenes Vivaldi a una distància de 9,5 cm. L'enfinestrat temporal ha estat entre 6 i 11,5 ns. El resultat mostra clarament com a la freqüència del ressonador es detecta la ressonància.

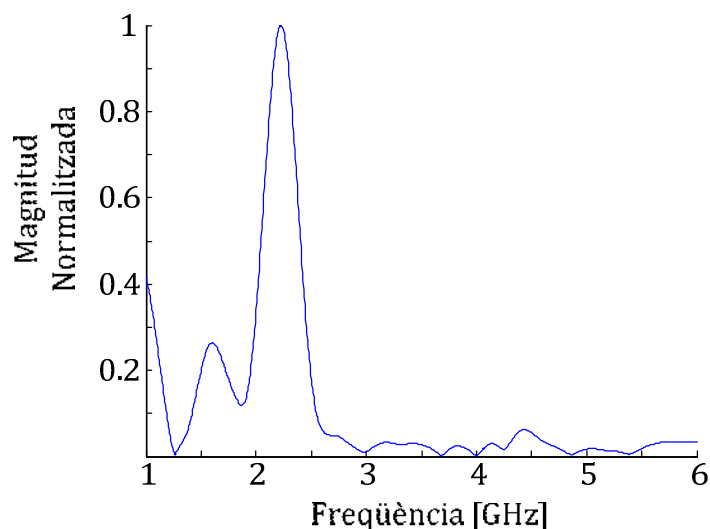


Figura 8.30 – Resultat de l'algorithm `enfinestrar_resta`.

No obstant també s'han de tenir en compte les altres mostres que no són ressonadors però que tenen un pes important com ara la que es troba a 1,7 GHz. Si es recorda la figura 8.27, que mostra aquesta mateixa mesura, es podia veure tant la primera ressonància a 2,2 GHz com la segona a 4,4 GHz (aproximadament). En aquest cas, la ressonància de 4,4 GHz, si bé és present, costa una mica més de veure.

Si es canvien les antenes del lector els resultats són força semblants. En la Figura 8.31 es pot observar la mesura amb les antenes log-periòdiques a 9,5 cm de distància del *tag* amb 2 ressonadors. Per aquest cas, el segon ressonador a 3,3 GHz, presenta una atenuació identificable. El ressonador a 2,2 GHz es veu de forma clara igual que s'havia vist en la Figura 8.30 L'enfinestrat és entre 3,8 i 12 ns.

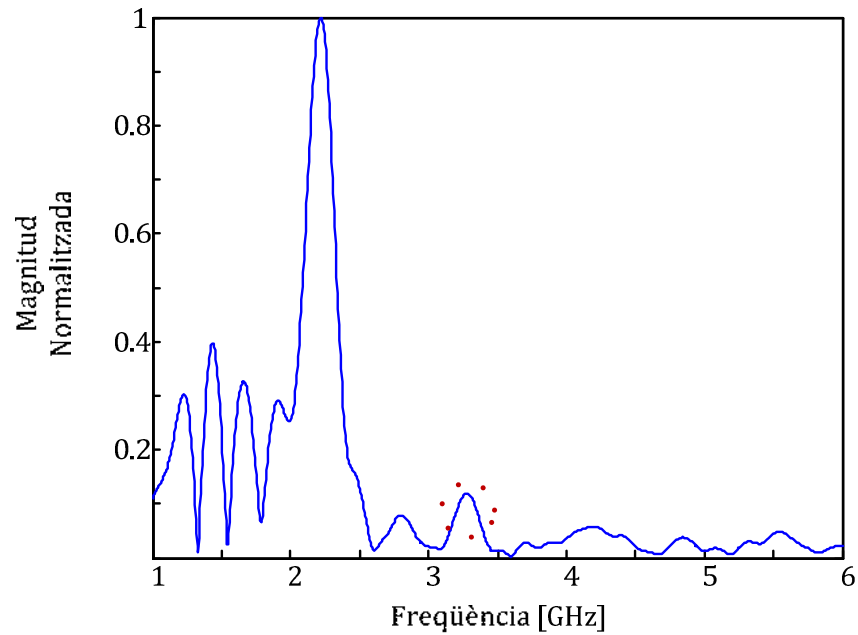


Figura 8.31 - Resultat de l'algorisme enfinestrar\_resta.

Si s'analitza el tag amb els resonadors *stub* els resultats segueixen la mateixa tendència. En aquest cas, a la Figura 8.32, es troba la mesura amb les antenes log-periòdiques a 9,5 cm de distància del tag amb 2 resonadors *stub*. El marge de temps d'enfinestrat és entre 3.3 i 14 ns. Es pot veure com apareixen clarament les mostres degudes al primer resonador, tot i que també n'hi ha que ens provocarien falses deteccions.

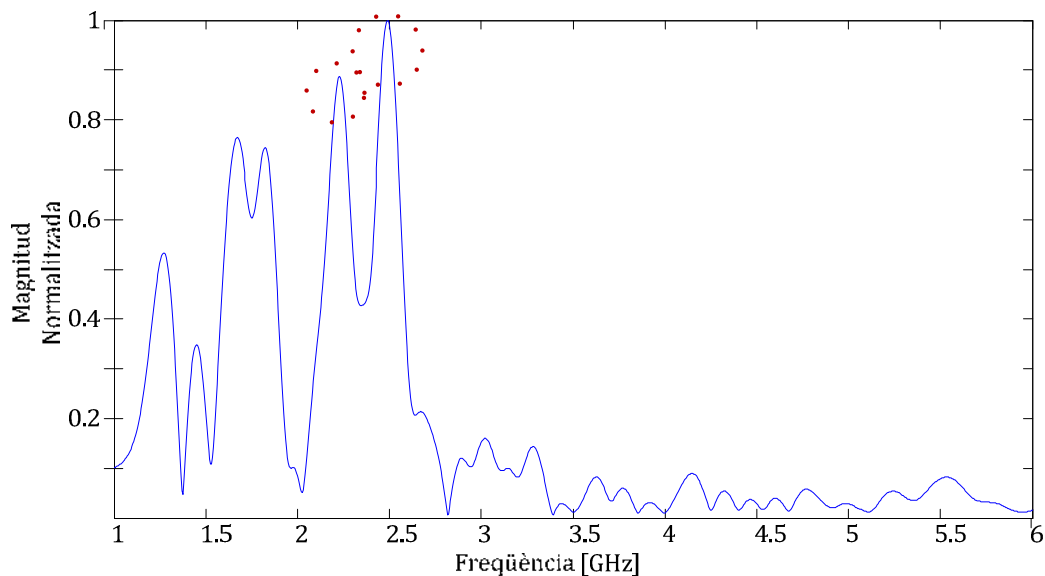


Figura 8.32- Resultat de l'algorisme enfinestrar\_resta.

Per tal de millorar la detecció, com es sap per a quines freqüències hi ha ressonadors i per a quines no, es decideix filtrar totes les mostres que possiblement siguin falses deteccions. Es col·locaran filtres pasbanda per a cada freqüència on s'espera un ressonador, combinant el *tag* amb 2 ressonadors i el *tag* amb 2 ressonadors *stub* els filtres estan a les freqüències que es troben a la Taula 8.4.

Filtre	F1	F2	F3
Freqüències (GHz)	2.150 – 2.250	2.450-2.550	4.350-4.450
Filtre	F4	F5	F5
Freqüències (GHz)	3.250 – 3.350	4.450 – 4.550	6.550 – 6.650

Taula 8.4 - Posició dels filtres.

A més a més, si les mostres dins del filtre no superen un 25 % del valor absolut de la major mostra obtinguda, també són filtrades ja que es suposa que un ressonador produirà una atenuació força significant. Aquesta nova rutina és `enfinestrar_restafiltre.m` que es troba a l'annex 10.2, suposa la següent modificació a l'hora de representar les mesures:

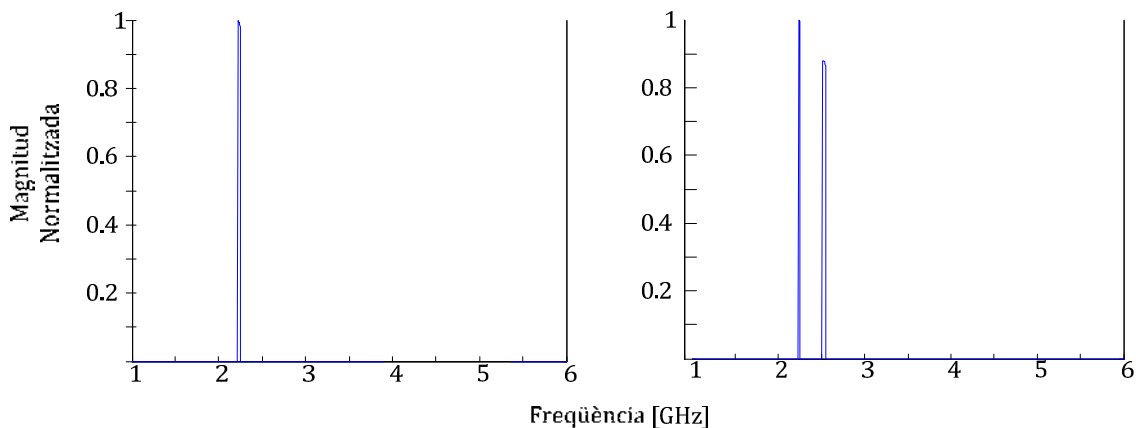
```

a = length(zi);           % Vector de mostres
for j=1:a;                % Recorro el vector
    if ((fzi(j)>2.150e9) && (fzi(j)<2.250e9) || ((fzi(j)>2.450e9)
&& (fzi(j)<2.550e9)) || ((fzi(j)>4.350e9) && (fzi(j)<4.450e9)) ||
((fzi(j)>3.250e9) && (fzi(j)<3.350e9)) || ((fzi(j)>4.450e9) &&
(fzi(j)<4.550e9)) || ((fzi(j)>6.550e9) && (fzi(j)<6.650e9)));

        if(zi(j)>(max(abs(zi))/4));
            zi(j)=zi(j); % Si es mostra major que la meitat de
                        la mostra més gran =
        else
            zi(j)=0;
        end % Si no 0
    else
        zi(j) = 0; % Si no es mostra 0
    end
end
end

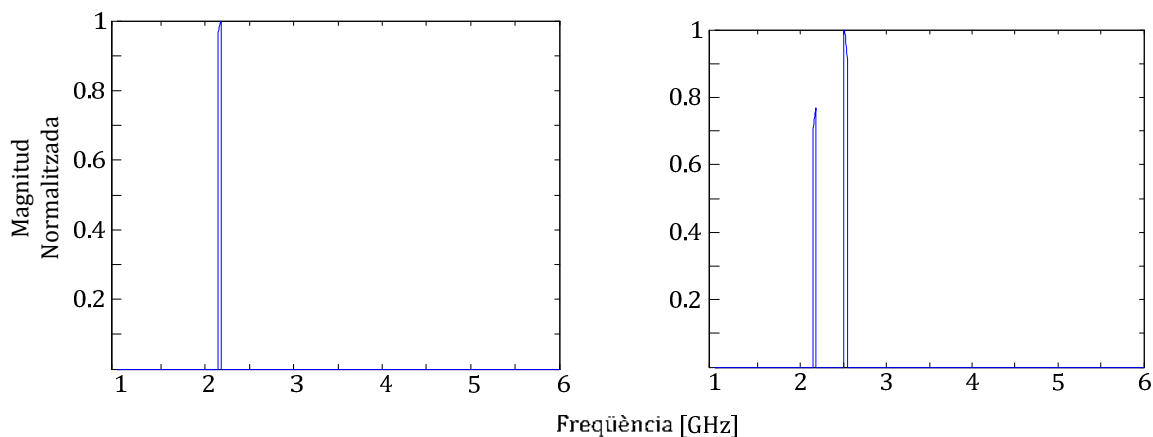
```

Els resultats obtinguts amb aquest algorisme són els mateixos que s'han vist fins ara, tant sols es fa més fàcil la seva interpretació. D'aquesta manera si s'observa la Figura 8.33, on hi ha el resultat de l'algorisme davant de la mesura amb antenes log-periòdiques a 9,5 cm del *tag* amb ressonadors i del *tag* amb ressonadors *stub*, es pot veure de forma clara la diferència entre un *tag* i l'altre.



**Figura 8.33** – A l'esquerra: Resposta de l'algorisme `enfinestrar_resta_filtre.m` pel *tag* amb dos ressonadors. A la dreta: Resposta de l'algorisme `enfinestrar_resta_filtre.m` pel *tag* amb dos ressonadors amb *stub*.

Igual que en el cas anterior, es poden observar en la Figura 8.34, els resultats l'algorisme davant de la mesura amb antenes Vivaldi a 14,5 cm del *tag* amb ressonadors i del *tag* amb ressonadors *stub*.



**Figura 8.34** - A l'esquerra: Resposta de l'algorisme `enfinestrar_resta_filtre.m` pel *tag* amb dos ressonadors. A la dreta: Resposta de l'algorisme `enfinestrar_resta_filtre.m` pel *tag* amb dos ressonadors amb *stub*.

Es pot comprovar com la tecnologia funciona en aquells casos on els ressonadors estan molt ben acoblats i les atenuacions que produeixen són molt significants. A més a més les antenes presenten una bona adaptació i el substrat no introdueix pèrdues. A partir d'aquests punts es trauran les conclusions que es troben en l'apartat següent.

## 9 Conclusions i línies futures

En aquest apartat es resumiran les conclusions extretes després de la realització del projecte. A continuació, en les línies futures es suggereixen sobre quins aspectes caldria seguir treballant per a millorar la tecnologia que s'ha proposat.

### 9.1. Conclusions

En el projecte presentat s'ha seguit el procés de disseny d'un Sistema RFID chipless basat en UWB utilitzant ressonadors, analitzant cada una de les parts que el formen extraient les següents conclusions:

En el capítol 4. *Disseny d'antenes* s'ha analitzat quines són les parts de l'antena més crítiques i que caldria tenir més cura a l'hora de dissenyar. Aquests paràmetres són el pla de massa i la separació entre aquest i l'antena tal com s'ha esmentat en la memòria. També s'ha vist que no tant sols és important obtenir una bona adaptació, cal no descuidar paràmetres com el guany, o la directivitat ja que al treballar en una marge de freqüències tan gran la variació que hi hagi pot ser molt gran i perjudicial.

Durant el capítol 5. *Integració dels ressonadors en les antenes* i 6. *Altres ressonadors*. Es veuen diferents propostes de ressonadors i la seva integració en les antenes. S'ha vist que el seu bon disseny és molt important per al desenvolupament final del *tag*. S'ha comprovat com és d'important cada un dels aspectes del ressonador com: distància d'acoblament, forma utilitzada, longitud .etc. També destacar la importància del substrat utilitzat en la fabricació i la influència sobre els ressonadors, tal com s'ha demostrat en l'apartat 7.4 *Disseny del tag amb substrat Rogers i integració de ressonadors* On la fabricació utilitzant un altre substrat *Rogers* a millorat la resposta dels ressonadors.

Finalment els capítols 7. *Disseny de tags* i 8. *Lectures de* són la integració de tots els elements dissenyats en els capítols anteriors. S'ha vist com és possible la identificació de la ressonància dissenyada, el que suposaria la informació codificada, a través del radioenllaç el que és tot un èxit. Es pot observar també com per a la identificació a curta distància no es necessita *tag* de calibració, en canvi a mesura que s'augmenta la distància amb el lector si que s'ha de fer servir per a millorar la resposta. Per últim, s'ha comprovat que amb un correcte processat de la senyal s'obtenen resultats molt més interessants que permeten la identificació de la ressonància en situacions no tant ideals.

A nivell personal, valoro molt positivament cadascun dels detalls apresos durant la realització d'aquest Projecte de Fi de Carrera com una lliçó final d'aquests anys d'estudis que ha servit per completar la formació rebuda.

## 9.2. Línies futures

Crec que el pas més important a realitzar en aquest punt seria un estudi i anàlisi molt més detallat dels ressonadors i les seves topologies per tal d'aconseguir unes atenuacions molt més significatives, ja que els ressonadors aquí proposats que permeten la cancel·lació o el desplaçament de la segona ressonància crec que són molt interessants si es vol realitzar una optimització de la tecnologia. Per tant, cal un treball molt enfocat a millorar l'acoblament dels ressonadors a la línia.

L'altre dels factors més importants i que caldria abordar seria el del substrat a utilitzar, s'hauria d'intentar buscar aquell que permetés obtindre bons resultats per tot el marge de freqüències pel qual s'han dissenyat les antenes. A partir d'aquest treball es comprova com el *Rogers* és molt més indicat que la fibra.

També destacar que la millora i la dedicació en el processat de senyal seria motiu d'obtindre resultats més bons. S'hauria de tenir present que per la identificació dels *tags* no hauria de ser necessari la utilització d'un *tag* de calibració, ja que en aplicacions reals aquesta metodologia és complicada. D'aquesta manera, s'hauria de tenir visió directa amb el lector i es perdria una de les avantatges més significatives de la RFID.

Finalment les millores a nivell funcional com l'optimització de les dimensions o d'observar la resposta del *tag* situat juntament amb altres materials seria la manera de seguir la investigació una vegada s'haguessin deixat ben resoltes les qüestions plantejades en els punts anteriors.

## 10 Annexos

### 10.1. Característiques dels substrats utilitzats

<b><i>Er</i></b> – Permitivitat relativa : 4,7	<b><i>T</i></b> – Gruix del substrat : 34 $\mu\text{m}$
<b><i>Mur</i></b> – Permeabilitat: 1	<b><i>Cond</i></b> – Conductivitat elèctrica : $4,1 \cdot 10^7$
<b><i>H</i></b> – Gruix: 0.8 mm	<b><i>TanD</i></b> – Tangent de pèrdues: 0.015
<b><i>Hu</i></b> –Distància metal·lització : $3,9 \cdot 10^{34}$ mil	<b><i>Rough</i></b> – Rugositat del material: 1 mil

Taula 10.1 - Característiques del substrat FIBRA

<b><i>Er</i></b> – Permitivitat relativa : 3,55	<b><i>T</i></b> – Gruix del substrat : 34 $\mu\text{m}$
<b><i>Mur</i></b> – Permeabilitat: 1	<b><i>Cond</i></b> – Conductivitat elèctrica : $4,1 \cdot 10^7$
<b><i>H</i></b> – Gruix: 0.813 mm	<b><i>TanD</i></b> – Tangent de pèrdues: 0.023
<b><i>Hu</i></b> –Distància metal·lització : $3,9 \cdot 10^{34}$ mil	<b><i>Rough</i></b> – Rugositat del material: 1 mil

Taula 10.2 - Característiques del substrat ROGERS 4003C

## 10.2. Codis Matlab.

### *Enfinestrar.m*

```

%Mesura de calibracio sense ressonadors
load tag_calibracio_9_5cm_vivaldi.mat % EXEMPLE Variar el nom del
                                        fitxer
X1=S21;

%Mesura de calibracio amb ressonadors % EXEMPLE Variar el nom del
                                        %fitxer
load tag_2reso_stubs_9cm_vivaldi.mat
X2=S21;

%-----
%Senyal calibrada

XY=X1;
X=X2;

fz=freq; %Vector freqüències de la mesura
f1=fz(1); f2=fz(end); %Marge freqüencial de en les
                    transformades
t1=0.1e-9; t2=20e-9;m=length(X); %Interval de temps i nombre de
                    mostres en el domini temporal

flow=1e9; fhigh=6e9; %Marge freqüencial de sortida

twindow1=3.8e-9;twindow2=12e-9; % EXEMPLE Seleccio el filtre a
                    nivell temporal

%-----
% Part de calculs

[z,t]=timedomain2(X,fz,t1,t2,m); %Calculo resposta temporal de les
                    dues senyals

[zz,tt]=timedomain2(XY,fz,t1,t2,m);

Wt=(t>=twindow1 & t<twindow2); %Finestra (rectangular)
zw=z.*Wt; %senyal enfinestrada en temps
zwzw=zz.*Wt;

[Z,fzw]=freqdomain2(zw,t,f1,f2,m); %Calculo resposta freqüencial
                    senyal enfinestrada
[ZZ,fzwfzw]=freqdomain2(zwzw,t,f1,f2,m);

```

```

%Representacio resposta temporal
figure(1)
plot(t*1e9,abs(z),t*1e9,abs(zw));
xlabel('t(ns)'); ylabel('mag');
legend('Original Ressonadors','Original Ressonadors');

figure(8)
plot(tt*1e9,abs(zz),tt*1e9,abs(zwzw));
xlabel('t(ns)'); ylabel('mag');
legend('Original Calibració','Enfinestrada Calibració');

```

```

%Representacio resposta frequencial
figure(2)
plot(fzwfzw/1e9,20*log10(abs(ZZ)),fzw/1e9,20*log10(abs(Z)));
xlabel('f(GHz)');ylabel('dB');
legend('Calibració','Ressonadors');
grid on;

```

### ***Enfinestrar\_restam***

```

%Mesura de calibracio sense ressonadors
load tag_calibracio_9_5cm_logperiodica.mat
X1=S21;

%Mesura de calibracio amb ressonadors
load tag_2reso_stubs_9_5cm_logperiodica.mat
X2=S21;

%-----
%Senyal calibrada
X=X2-X1;

fz=freq; %Vector frequencies de la mesura
f1=fz(1); f2=fz(end); %Marge frequencial de en les
transformades
t1=0.1e-9; t2=20e-9;m=length(X); %Interval de temps i nombre de
mostres en el domini temporal

flow=1e9; fhigh=6e9; %Marge frequencial de sortida

twindow1=3.3e-9;twindow2=14e-9; %Marge de temps a NO filtrar

%-----
% Part de calculs

[z,t]=timedomain2(X,fz,t1,t2,m); %Calculo resposta temporal

Wt=(t>=twindow1 & t<twindow2); %Finestra (rectangular)
zw=z.*Wt; %senyal enfinestrada en temps

[Z,fzw]=freqdomain2(zw,t,f1,f2,m); %Calculo resposta frequencial
senyal enfinestrada

```

```

%Representacio resposta temporal
figure(1)
plot(t*1e9,abs(z),t*1e9,abs(zw));
xlabel('t(ns)'); ylabel('mag');
legend('original','enfinestrada');

%Representacio resposta frequencial
figure(2)
plot(fz/1e9,20*log10(abs(X)),fzw/1e9,20*log10(abs(Z)));
xlabel('f(GHz)');ylabel('dB');
legend('original','enfinestrada');

%Resposta temporal enfinestrada
ti=linspace(twindow1,twindow2,1000);
y=interp1(t,real(zw),ti);

%Faig transformada per tenir en el domini frequencial
[zi,fzi]=freqdomain2(y,ti,flow,fhigh,1000);

%Resultats
figure(3)
plot(fzi/1e9,abs(zi)./max(abs(zi)));
xlabel('GHz');ylabel('mag');
end

```

### ***Enfinestrar\_resta\_filtre.m***

Respecte al algorisme enfinestrar\_resta tant sols varia la última part: %Resultats

```

%Faig transformada per tenir en el domini frequencial
[zi,fzi]=freqdomain2(y,ti,flow,fhigh,1000);

%Resultats
figure(3)
a = length(zi);           % Vector de mostres
for j=1:a;                % Recorro el vector
    if ((fzi(j)>2.150e9) && (fzi(j)<2.250e9) || ((fzi(j)>2.450e9) &&
(fzi(j)<2.550e9)) || ((fzi(j)>4.350e9) && (fzi(j)<4.450e9)) ||
((fzi(j)>3.250e9) && (fzi(j)<3.350e9)) || ((fzi(j)>4.450e9) &&
(fzi(j)<4.550e9)) || ((fzi(j)>6.550e9) && (fzi(j)<6.650e9)));

        if(zi(j)>(max(abs(zi))/4));
            zi(j)=zi(j);    % Si es mostra major que la meitat de la
                            mostra més gran =
        else
            zi(j)=0;
        end                % Si no 0
    else
        zi(j) = 0;        % Si no es mostra 0
    end
end

end
plot(fzi/1e9,abs(zi)./max(abs(zi)));
xlabel('GHz');ylabel('mag');
end

```

**Timedomain2.m**

```
function [z,tz]=timedomain2(X,fz,t1,t2,m)

tz=linspace(t1,t2,m);

df=fz(2)-fz(1); %Transformada inversa de Fourier
for i=1:length(tz),
    z(i)=df*sum(X.*exp(sqrt(-1)*2*pi*fz*tz(i)));
end
```

**Freqdomain2.m**

```
function [z,fz]=freqdomain2(X,t,f1,f2,m)

fz=linspace(f1,f2,m);
dt=t(2)-t(1);
w1 = window(@hamming,length(X)).';
X1=X.*w1;
for i=1:length(X), % Transformada Fourier
    z(i)=sum(X1.*exp(-sqrt(-1)*2*pi*t*fz(i)))*dt;
end;
```