

**Escola d'Enginyeria**  
**Departament d'Enginyeria Electrònica**

---

**DISSENY I CARACTERITZACIÓ D'ETIQUETES D'IDENTIFICACIÓ  
PER RADIOFREQUÈNCIA (RFID) DE DOBLE BANDA  
BASADES EN CONCEPTES DE METAMATERIALS**

---



Tesi doctoral realitzada per  
**Ferran Paredes Marco**

Sota la supervisió de  
**Jordi Bonache Albacete**  
i  
**Ferran Martín Antolín**

Bellaterra, Abril del 2012



---

**DISSENY I CARACTERITZACIÓ D'ETIQUETES D'IDENTIFICACIÓ  
PER RADIOFREQUÈNCIA (RFID) DE DOBLE BANDA BASADES  
EN CONCEPTES DE METAMATERIALS**

---

Tesi escrita per  
Ferran Paredes Marco

Sota la supervisió de  
Jordi Bonache Albacete  
i  
Ferran Martín Antolín,







Els sotasignats, Dr. **Jordi Bonache Albacete** i el Dr. **Ferran Martín Antolín**,

Professors del Departament d'Enginyeria Electrònica de la *Universitat Autònoma de Barcelona*,

**CERTIFIQUEN:**

Que la tesis titulada: *“Disseny i Caracterització d’Etiquetes d’Identificació per Radiofreqüència (RFID) de Doble Banda Basades en Conceptes de Metamaterials”* ha estat realitzada per **Ferran Paredes Marco**, sota la seva direcció.

**Dr. Jordi Bonache Albacete**

**Dr. Ferran Martín Antolín**

Bellaterra, Abril del 2012



# Índex

<b>AGRAÏMENTS</b> .....	<b>ix</b>
<b>RESUM</b> .....	<b>xi</b>
<b>SUMMARY</b> .....	<b>xiii</b>
<b>CAPÍTOL 1 MOTIVACIÓ I OBJECTIUS</b> .....	<b>1</b>
<b>CAPÍTOL 2 INTRODUCCIÓ</b> .....	<b>5</b>
2.1 INTRODUCCIÓ A LA IDENTIFICACIÓ PER A RADIOFREQUÈNCIA RFID .....	5
2.1.1 <i>Components i principis d'operació de la RFID</i> .....	6
2.1.2 <i>Codis de barres. Els antecedents de la tecnologia RFID</i> .....	7
2.1.3 <i>Rangs de freqüència i Funcionament</i> .....	9
2.1.4 <i>Procés d'estandardització de la RFID</i> .....	11
2.1.5 <i>Característiques de les etiquetes UHF-RFID</i> .....	13
2.1.6 <i>Costos de desenvolupament i desplegament de la RFID</i> .....	15
2.1.7 <i>Rang de Lectura Teòric per a Sistemes RFID</i> .....	16
2.1.8 <i>Requeriments i procés de disseny per a etiquetes RFID</i> .....	19
2.2 INTRODUCCIÓ ALS METAMATERIALS I A LES LÍNIES DE TRANSMISSIÓ BASADES EN EL MODEL RESONANT .....	21
2.2.1 <i>Concepte Metamaterial: definició i tipus</i> .....	21
2.2.2 <i>Síntesi de metamaterials: el ressonador d'anells oberts (SRR)</i> .....	24
2.2.3 <i>Línies de transmissió metamaterial</i> .....	27
2.2.4 <i>Línies de transmissió basades en el model ressonant</i> .....	32
2.2.5 <i>Estat de l'art</i> .....	39
2.3 CONCLUSIONS .....	41
2.4 REFERÈNCIES .....	42
<b>CAPÍTOL 3 XARXES D'ADAPTACIÓ D'IMPEDÀNCIES</b> .....	<b>47</b>
3.1 CONSIDERACIONS I LIMITACIONS DEL XIP .....	47
3.1.1 <i>Teorema de Bode-Fano</i> .....	49
3.2 TÈCNiques D'ADAPTACIÓ D'IMPEDÀNCIES. ESTAT DE L'ART .....	52
3.2.1 <i>Adaptació en T (T-match)</i> .....	52
3.2.2 <i>Acoblament inductiu (inductively coupled loop)</i> .....	54
3.2.3 <i>Inclusió de ranures (nested shaped slots)</i> .....	55
3.2.4 <i>Etiquetes de banda dual. Estat de l'art</i> .....	56
3.3 ESTUDI ANALÍTIC DE LA XARXA D'ADAPTACIÓ D'IMPEDÀNCIES DUAL .....	58

3.4	XARXA D'ADAPTACIÓ D'IMPEDÀNCIES DUAL BASADA EN RESSONADORS: EL MÈTODE DE PERTORBACIÓ .....	65
3.4.1	<i>Determinació els paràmetres de control</i> .....	65
3.4.2	<i>Longitud i amplada de la línia de transmissió</i> .....	68
3.4.3	<i>Geometria del ressonador i acoblament a la línia de transmissió</i> .....	68
3.4.4	<i>Posició del ressonador al llarg de la línia de transmissió</i> .....	70
3.4.5	<i>Implementació del circuit equivalent</i> .....	70
3.4.6	<i>Implementació del disseny de la xarxa d'adaptació</i> .....	73
3.5	ELECCIÓ DEL RESSONADOR DE LA XARXA D'ADAPTACIÓ DUAL .....	75
3.6	TÈCNICA DE SÍNTESI DEL MÈTODE DE PERTORBACIÓ.....	78
3.7	CONCLUSIONS .....	80
3.8	REFERÈNCIES.....	80
<b>CAPÍTOL 4 DISSENY D'ETIQUETES RFID .....</b>		<b>87</b>
4.1	PROTOTIPUS D'ANTENA AMB RANURA EN TECNOLOGIA MICROSTRIP .....	87
4.1.1	<i>Disseny i simulació electromagnètica de l'antena amb ranura</i> .....	88
4.1.2	<i>Diagrames de radiació de l'antena amb ranura</i> .....	90
4.1.3	<i>Assemblatge del prototipus final</i> .....	92
4.2	ETIQUETA BASADA EN EL DIPOL DOBLEGAT .....	94
4.2.1	<i>El dipol doblegat mono-banda</i> .....	94
4.2.2	<i>El dipol doblegat de banda dual sense xarxa d'adaptació</i> .....	99
4.3	ETIQUETA BASADA EN DIPOL AMB MEANDRES .....	103
4.3.1	<i>Integració del ressonador dins del dipol amb meandres</i> .....	103
4.3.2	<i>Optimització del dipol amb meandres</i> .....	108
4.3.3	<i>Miniaturització del dipol amb meandres</i> .....	112
4.4	ETIQUETES PER OPERAR SOBRE METALL .....	118
4.4.1	<i>Disseny de l'antena patch</i> .....	118
4.4.2	<i>Disseny de la xarxa d'adaptació dual mitjançant el mètode pertorbatiu</i> .....	122
4.4.3	<i>Disseny de l'etiqueta patch dual</i> .....	124
4.4.4	<i>Miniaturització del l'etiqueta per operar sobre metall</i> .....	126
4.5	ANTENES MICROSTRIP UTILITZANT MULTIMODES .....	128
4.5.1	<i>L'antena patch amb una ranura incrustada</i> .....	128
4.5.2	<i>L'antena patch dual modificant l'accés del punt d'alimentació</i> .....	130
4.5.3	<i>L'antena patch dual en forma de calamar (Squid antenna)</i> .....	132
4.6	CONCLUSIONS .....	135
4.7	REFERÈNCIES.....	136
<b>CAPÍTOL 5 MESURA DELS RANGS DE LECTURA.....</b>		<b>137</b>
5.1	DIFERENTS SISTEMES DE MESURA PER OBTENIR EL RANG DE LECTURA .....	137
5.1.1	<i>Sistema de mesura RFID mitjançant lectors RFID</i> .....	138
5.1.2	<i>Sistema de mesura RFID mitjançant una cambra anecoica</i> .....	139
5.1.3	<i>Sistema de mesura RFID mitjançant una cel·la TEM</i> .....	141
5.2	MESURA DEL PROTOTIP BASAT EN L'ANTENA AMB RANURA .....	143
5.3	RANGS DE LECTURA DE LES ETIQUETES DISSENYADES.....	146
5.3.1	<i>Etiquetes basades en dipols doblegats mono-banda</i> .....	146
5.3.2	<i>Etiquetes basades en dipols doblegats duals</i> .....	147
5.3.3	<i>Etiquetes basades en dipols amb meandres</i> .....	148
5.3.4	<i>Optimització d'etiquetes utilitzant meandres</i> .....	149
5.3.5	<i>Miniaturització d'etiquetes utilitzant meandres</i> .....	151
5.3.6	<i>Etiquetes patch per a operar en superfícies metàl·liques</i> .....	152

5.4	ETIQUETATGE DE DIFERENTS OBJECTES .....	154
5.5	CONCLUSIONS .....	156
5.6	REFERÈNCIES.....	157
<b>CAPÍTOL 6 CONCLUSIONS I LÍNIES FUTURES .....</b>		<b>159</b>
<b>CONTRIBUCIONS DE L'AUTOR.....</b>		<b>163</b>
7.1	ARTICLES I CONFERÈNCIES (AUTOR PRINCIPAL) .....	163
7.2	ARTICLES I CONFERÈNCIES (CO-AUTOR).....	164
7.3	PROJECTES DE FINAL DE CARRERA DIRIGITS.....	165



# Agraïments

Aquesta treball ha estat possible gràcies a la col·laboració i interacció de molta gent amb qui he tingut la sort i oportunitat de coincidir durant tots aquests anys, i per tant, aquesta tesi els pertany també a ells.

Primerament, voldria agrair especialment als meus supervisors Jordi Bonache i Ferran Martin, per la seva direcció i constant fons de noves idees. Hem hagut de prendre enginyoses estratègies per solucionar els problemes, i gràcies a elles hem arribat a bon port. Jordi, gràcies perquè a més de director, has estat també un bon *patró* i sobretot, amic.

També m'agradaria agrair als membres de CIMITEC les contínues discussions i els coneixements que m'heu proporcionat i he adquirit. Gràcies a tots als qui he coincidit en el passat (Marta, Fran, Fito), als presents (Gerard Sisó, J. Selga, Miqui, Anna, Naqui) i a les noves incorporacions o estades temporals (J. Herraiz, Simone, Kambiz). Falta també el Gerard Zamora, a qui vull fer especial menció, no només per treballar colze amb colze al mateix despatx, sinó també per proporcionar-me la part teòrica que més em manca.

Tampoc vull deixar de banda la resta de membres del Departament d'Enginyeria Electrònica de la Universitat Autònoma de Barcelona, que heu estat allà quan he necessitat fabricar, fer gestions, tràmits burocràtics, o simplement parlar i ampliar nous horitzons des de diferents perspectives. Especialment als companys de despatx Paris, Gonzalo, Núria, Jose i Albin pels moments que m'heu fet gaudir!

Finalment, vull expressar la meva gratitud a la meva família qui, lluny del camp de l'enginyeria, han compartit el seu punt de vista en coses bàsiques i no menys importants, i m'han fet veure més enllà d'on m'arriba la vista. I òbviament, a la meva promesa i futura dona, amb qui estic compartint tota aquesta aventura: Gràcies María!





# Resum

La identificació per radiofreqüència (RFID) és una tecnologia de comunicació sense fils entre un lector i un transductor anomenat etiqueta, que s'adhereix als objectes per a identificar-los o emmagatzemar-ne informació. A diferència dels seus predecessors, els codis de barres òptics, l'enllaç de comunicació no requereix visió directe i es poden llegir múltiples etiquetes al mateix instant de temps. El rang d'operació és significativament superior també. Totes aquestes característiques afavoreixen el desenvolupament del que serà, segons els experts, la revolució de la *Internet de les Coses*, que permetrà identificar qualsevol objecte etiquetat des de qualsevol ordinador, instantàniament. Només dos factors impedeixen el desenvolupament i expansió de la tecnologia RFID: la falta d'uniformitat en la estandardització i els costos dels sistemes RFID, que van disminuint ràpidament any rere any.

La finalitat de la tesi és abordar i aportar solucions a la falta d'homogeneïtat en els estàndards de RFID en el rang de freqüències ultra altes (UHF). L'objectiu, per tant, es centra en dissenyar etiquetes RFID per operar en les bandes de freqüència de les diferents regions del món. És a dir, es dissenyaran etiquetes RFID duals en freqüència per operar en diferents regions. Per aconseguir aquesta fita es desenvolupa un mètode pertorbatiu mitjançant les línies de transmissió artificials de tipus ressonant, basades en conceptes metamaterial. Aquestes línies permeten cert control dels paràmetres elèctrics de les xarxes d'adaptació que es concatenaran entre l'antena i el xip de l'etiqueta RFID. Així, aprofitant les característiques de controlabilitat dels metamaterials, s'implementen etiquetes RFID multibanda. L'estudi analític del mètode pertorbatiu, així com el disseny, fabricació i mesura de les etiquetes RFID són els blocs principals d'aquest treball.



# Summary

Radiofrequency identification (RFID) is a wireless communication technology, consisting on a link between a reader and a transducer namely tag. The tag is attached to the objects in order to identifier them and to provide information of such objects. RFID is being developed to replace the optical bar codes, because it offers some relevant advantages as the possibility to read multiples tags at the same time without direct line of sight. It also involves that the RFID read ranges are largest.

According to experts, the RFID technology will allow to develop the revolution of *The Internet of Things*, which can identifier any tagged object from any computer, instantly. However there are two factors which hinder the development and expansion of RFID technology: the standard (lack of uniformity) and the costs associated to RFID systems, which are decreasing year after year.

The thesis goal deals with solutions to solve the lack of uniformity of the standard in the RFID ultra-high frequencies (UHF). Therefore, the thesis aim consists in designing RFID tags capable to operate at two frequency bands of the different worldwide regions. In order to achieve this target a perturbation method has been carried out by means of the resonant-type artificial transmission lines, based in metamaterial concepts. Such lines can engineer and tailor the dispersion diagram and characteristic impedance (to some extend) of the impedance matching networks, which are cascaded between the antenna and the chip of the tag. Then, it is possible to implement multiband RFID tags, thanks to the metamaterial controllability. This work has compiled the analytical study of the perturbation method, and also the design, fabrication and measure of the RFID tags.



# MOTIVACIÓ I OBJECTIUS

---

Anys enrere era impensable preveure l'impacte de les tecnologies de la informació en la societat actual. Precisament, aquest auge és atribuïble principalment a l'èxit d'Internet, que permet l'accés immediat i fàcil a una quantitat extensa i diversa d'informació. En els darrers anys la tendència d'Internet de continuar expandint-se no s'ha estancat, ans el contrari. Un clar exemple recent són les xarxes socials que han desenvolupat una nova societat de la informació.

A llarg termini es preveu que la pròxima revolució relacionada amb internet consistirà en "*la Internet de les Coses*". Aquest concepte serà la pedra angular de la societat de la informació i permetrà identificar qualsevol objecte etiquetat, des de qualsevol ordinador del món instantàniament. El sistema capaç d'implementar tal funcionalitat es basa en la tecnologia d'identificació per radiofreqüència RFID, que permet la identificació i recopilació d'informació d'objectes, a través d'un lector i una etiqueta (transceptor). Però no serà l'únic sistema ja que es preveu que també hi intervinguin sistemes que utilitzin els codis *QR* (*quick response*), o tecnologia Zigbee, entre d'altres. En els darrers anys, la RFID ha tingut una gran repercussió degut a l'augment significatiu d'aplicacions i les característiques que presenta com per exemple la capacitat d'identificar múltiples etiquetes al mateix instant sense la necessitat de visió directe, escriure i gravar dades a les etiquetes diverses vegades, etc. Malgrat els esforços dipositats en l'adopció d'aquesta tecnologia, hi ha un factor determinant que influeix negativament en la seva ràpida expansió: la falta d'uniformitat en les regulacions. És a dir, a causa de les regulacions de les diferents regions, existeix una diversitat en l'espectre de freqüència dels sistemes RFID. Aquest fet comporta que els sistemes, i en particular les etiquetes RFID dissenyades per treballar en una regió, no operin necessàriament en una altra.

La motivació del desenvolupament d'aquesta tesi es basa en la dificultat de dissenyar etiquetes RFID multibanda capaces d'operar en qualsevol regió. L'objectiu consisteix en fer convergir dues tecnologies recentment emergents com són la RFID i la tecnologia de metamaterials. En general, els metamaterials són estructures periòdiques o quasi-periòdiques amb propietats úniques que permeten obtenir components de radiofreqüència/microones multibanda, o components amb noves funcionalitats, o millorar les prestacions i disminuir les dimensions dels components ja existents. En particular, s'utilitzaran les línies de transmissió metamaterial basades en el model ressonant perquè permeten certa controlabilitat de les característiques elèctriques, la impedància i la fase, a les freqüències d'interès. Per tant, la finalitat d'emprar els conceptes de metamaterials en la tecnologia RFID es basa en el disseny d'etiquetes RFID multibanda (concretament ens centrarem en el desenvolupament d'etiquetes de banda dual) permetent que les etiquetes operin en més d'una regió.

Per afrontar el repte de dissenyar etiquetes RFID amb comportament dual, ha estat necessari obrir una nova línia d'investigació al grup de recerca. Això ha comportat la posada en funcionament de diferents generadors i aparells de mesura, que formen el set-up experimental del sistema RFID, per tal d'avaluar la viabilitat de les etiquetes RFID proposades. A continuació es fa un breu resum dels continguts de cada capítol abordats en aquesta tesi:

- En el segon capítol s'introdueix la identificació per radiofreqüència (RFID), i també s'introdueixen els conceptes relacionats amb els metamaterials. En ambdós casos s'expliquen les principals característiques, els requeriments i l'interès de la convergència entre ambdues tecnologies, per solucionar la compatibilitat entre estàndards en diferents regions.
- En el tercer capítol es presenta un mètode pertorbatiu per a la implementació de xarxes d'adaptació d'impedància que permetin aconseguir un comportament dual en freqüència en les etiquetes. Prèviament es remarca la potencialitat de la utilització d'aquest mètode per mitjà del teorema de Bode-Fano, corroborant-ho al final del mateix capítol. A més, es proposa un procés de síntesi d'etiquetes RFID duals mitjançant el mètode pertorbatiu.
- En el quart capítol s'analitzen diferents configuracions d'antenes per etiquetes de RFID per, posteriorment, aplicar el mètode pertorbatiu descrit en el capítol anterior. També s'aplica la pertorbació introduïda en la xarxa d'adaptació d'impedàncies directament a l'antena, amb l'objectiu de miniaturitzar les dimensions de l'etiqueta.
- En el cinquè capítol s'explica el set-up experimental de mesura per poder avaluar els rangs de lectura de les etiquetes dissenyades i posteriorment fabricades. A més, es fa un breu estudi de la variació del rang de lectura de les etiquetes quan aquestes són adherides a diferents objectes.
- Finalment, en el darrer capítol es presenten les conclusions i les línies futures de recerca.

Aquest treball s'ha realitzat dins del Grup GEMMA/CIMITEC (Grup d'Enginyeria de Microones i Mil·limètriques Aplicat; i Centre d'Investigació en Metamaterials per a la Innovació en Tecnologia Electrònica i de Comunicacions) del Departament d'Enginyeria Electrònica de la Universitat Autònoma de Barcelona (UAB). El Grup GEMMA/CIMITEC ha estat part de la Xarxa d'Excel·lència de la Unió Europea METAMORPHOSE (Metamaterials Organised for Radio, Millimeter Wave and Photonic Superlattice Engineering), orientada a la recerca en el camp dels metamaterials i que ha donat lloc a l'institut virtual METAMORPHOSE VI AISBL (Virtual Institute for Artificial Electromagnetic Materials and Metamaterials), en el que el grup participa com a membre.

CIMITEC és un dels centres de la xarxa d'innovació tecnològica de TECNIO (ACC10) del govern català, creat amb l'objectiu de promoure la transferència de tecnologia a la indústria en el camp de les tecnologies de la informació i de la comunicació. A més, el centre ha estat reconegut com a grup consolidat pel mateix govern català (AGAUR). Per tant, aquest treball ha estat finançat per mitjà de nombrosos projectes i contractes amb els govern espanyol i català i especialment, amb una beca de *PIF-UAB*. En el transcurs de la beca es va gaudir d'una estada al "*RFID Alliance Lab.*" del Centre *Information and Telecommunication Technology Center ITTC* de la Universitat de Kansas (USA), recolzada per la pròpia borsa de viatge de la beca *PIF-UAB*.

Finalment, volem emfatitzar els projectes i contractes amb diferents institucions i companyies que han ajudat al desenvolupament de les activitats de recerca:

- Projecte Eureka METATEC finançat per socis espanyols via projectes PROFIT. Els participants van ser la Universitat Autònoma de Barcelona, la Universitat de Novi Sad, IMTEL Mikrotalasi i AIDA Centre S.L. El títol del projecte és: "*METAmaterial-based TEchnology for broadband wireless Communications and RF identification*". Període: 2006-2008.
- Projecte TEC2007-68013-C02-02 METAINNOVA atorgat pel Govern Espanyol (Dirección General de Investigación). El projecte, coordinat conjuntament per la Universitat Autònoma de Barcelona i per la Universitat de Sevilla, es va titular: "*Tecnologías basadas en metamateriales y su aplicación a la innovación en componentes y subsistemas de RF microondas y milimétricas: circuitos de radiocomunicación*". Període: 2007-2010.
- Projecte CSD2008-00066 del programa CONSOLIDER INGENIO 2010 atorgat pel Govern Espanyol per mitjà del Ministerio de Ciencia e Innovación. Aquest consorci està format per vuit grups de recerca de diferents universitats espanyoles. El títol del projecte és: "*Ingeniería de Metamateriales (EMET)*". Període: 2008-2013.
- Projecte TSI-020400-2008-119 finançat pel Govern Espanyol (Ministerio de Industria, Turismo y Comercio) per mitjà del programa AVANZA I+D. Els participants van ser la Universitat Autònoma de Barcelona i AIDA Centre S.L. El

títol del projecte és: “Metamaterials based Technology for broadband wireless Communications and RF identification”. Període: 2008.

- Projecte TSI-020100-2009-778 finançat pel Govern Espanyol (Ministerio de Industria, Turismo y Comercio) per mitjà del programa AVANZA I+D. Els participants van ser la Universitat Autònoma de Barcelona i AIDA Centre S.L. El títol del projecte és: “Implementación de etiquetas de identificación por radio frecuencia de reducidas dimensiones y altas prestaciones”. Període: 2009.
- Projecte TSI-020100-2010-493 finançat pel Govern Espanyol (Ministerio de Industria, Turismo y Comercio) per mitjà del programa AVANZA I+D. Els participants van ser la Universitat Autònoma de Barcelona i AIDA Centre S.L. El títol del projecte és: “e-Tissue investigación sobre el diseño de tags RFID basados en metamateriales para la monitorización de personas”. Període: 2010.
- Projecte TEC2010-17512 finançat pel Govern Espanyol (Ministerio de Ciencia e Innovación). El projecte està coordinat per la Universitat Autònoma de Barcelona, i es titula: “Nuevas estrategias de diseño y síntesis de Componentes de microondas basados en conceptos de METAmateriales con orientación a la TRANSFERencia tecnológica (METATRANSFER)”. Període: 2010-2013.



# INTRODUCCIÓ

---

En aquest capítol es defineixen els conceptes bàsics de la tecnologia d'identificació per radiofreqüència RFID i de la tecnologia dels metamaterials. Primerament, es descriuen les característiques referents a la RFID, que és una tecnologia destinada a reemplaçar en certa mesura els codis de barres òptics. El funcionament del sistema RFID i els components que el componen, juntament amb els modes i freqüències d'operació, són alguns dels aspectes que es detallen. També hi ha una part important destinada als metamaterials, des dels seus orígens i evolució, fins a la utilitat que aquesta tecnologia aporta als sistemes de radiofreqüència i microones. Aspectes com la miniaturització, o components amb múltiples bandes d'operació, són algunes de les característiques que fan dels metamaterials una tecnologia interessant per convergir amb la RFID.

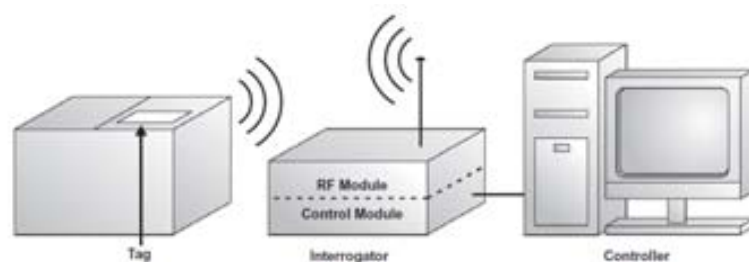
## 2.1 Introducció a la identificació per a radiofreqüència RFID

La identificació per radiofreqüència, o RFID, de l'acrònim en anglès *Radiofrequency Identification*, és una tecnologia de comunicacions sense fils utilitzada per a identificar objectes etiquetats, animals, persones, etc. L'objectiu d'aquesta secció és donar una visió global dels components i principis d'operació de la tecnologia RFID, i emfatitzar les avantatges dels sistemes RFID respecte els seus predecessors, els codis de barres òptics. També s'explicaran els diferents rangs de freqüència d'operació, entre els que destacarem la banda de freqüències ultra altes, UHF. Aquesta banda és de gran interès ja que darrerament hi ha hagut un increment d'aplicacions emergents en aquesta banda.

### 2.1.1 Components i principis d'operació de la RFID

Els sistemes RFID es basen en un enllaç de radiofreqüència entre uns dispositius anomenats lectors i uns transponedors anomenats etiquetes que permeten emmagatzemar i recuperar dades. Les etiquetes s'adhereixen a productes per a identificar-los, entre d'altres possibilitats, i transmetre'n la informació cap al lector sense necessitat de visió directe. Tot i que els elements bàsics són els lectors i les etiquetes, un sistema RFID complet està constituït a més per un *host* o controlador. Les característiques de cada dispositiu són:

1. L'*etiqueta (tag)* té la funció bàsica de guardar les dades referents a l'objecte a identificar i transmetre-les cap a l'interrogador. L'*etiqueta* està formada essencialment per una antena i un xip que conté la memòria on s'emmagatzemen les dades. També poden tenir una xarxa d'adaptació entre el xip i l'antena per millorar-ne l'adaptació, o poden incloure una bateria per millorar-ne les prestacions (etiquetes actives). Les etiquetes RFID es poden classificar en diferents categories segons la freqüència d'operació, la classe, el sistema d'alimentació, si estan implementats en substrats plàstics (*inlays*) o altres substrats, etc. És el component per a excel·lència de la tecnologia RFID, i per tant, l'interès d'aquest treball radica en dissenyar etiquetes duals per a poder operar en diferents freqüències.
2. L'*interrogador o lector (reader)* està compost per una antena, un mòdul de radiofreqüència responsable de les comunicacions amb l'*etiqueta* i un mòdul electrònic de control responsable de les comunicacions amb el controlador. Per tant, els interrogadors són essencialment petits computadors que permeten llegir i escriure els continguts de les etiquetes, mentre les alimenten simultàniament. Els lectors també han de ser capaços de reenviar les dades provinents de les etiquetes cap al controlador i viceversa. A més, el lector té les funcions d'encriptar les dades per protegir-ne la integritat, d'autenticar les etiquetes per prevenir frau o accessos no autoritzats, implementar mesures anti-col·lisió per assegurar comunicacions simultànies amb diverses etiquetes, entre d'altres funcions crítiques.
3. Els *hosts o controladors (controller)* són simples ordinadors o estacions de treball (*workstations*) amb bases de dades i software de control (*middleware*). Els controladors són els cervells de qualsevol sistema RFID i s'utilitzen per centralitzar els processos d'informació. Els controladors utilitzen la informació recopilada pels interrogadors per a fer el seguiment dels moviments dels objectes etiquetats dins un sistema, actualitzar l'inventari dins una cadena de muntatge, verificar l'accés en sistemes d'autenticació, entre d'altres.



**Figura 2.1** Components bàsics d'un sistema RFID format per l'etiqueta RFID, el lector i el controlador. Figura extreta de [1].

La comunicació d'informació entre l'etiqueta i l'interrogador es realitza mitjançant ones de ràdio. Quan l'objecte etiquetat entra en la zona de lectura del lector, l'etiqueta rep l'energia provinent de l'interrogador que li permet alimentar-se i generar una resposta amb les dades emmagatzemades (*backscatter*). Les etiquetes poden guardar molts tipus d'informació sobre els objectes als quals s'adhereixen, com per exemple números de sèrie, instruccions de configuració, dates de rutes i altres. Quan el lector ha rebut les dades de l'etiqueta, aquesta informació és reenviada cap al controlador per mitjà d'interfícies de xarxa estàndard com les àrees locals (LANs) o Internet.

### 2.1.2 Codis de barres. Els antecedents de la tecnologia RFID

Els codis de barres, igual que la tecnologia RFID, formen part d'un col·lectiu de sistemes d'identificació i captura de dades automàtiques anomenats Auto-ID o AIDC (*automatic identification and data capture*) [1]. Dins d'aquest col·lectiu també en formen part els sistemes de reconeixement de caràcters òptics OCR (*Optical Character Recognition*) [2] i els sistemes d'identificació infraroig (*infrared identification*) [3]. La majoria dels sistemes AIDCs utilitzen tecnologies o mètodes òptics, i això implica visió directe entre els dispositius. Aquesta deficiència se soluciona amb els sistemes de RFID, ja que utilitzen ones de radiofreqüència i permeten distàncies d'operació molt més grans que els altres sistemes, sense la necessitat de visió directe. Aquesta característica, juntament amb les que es descriuen a continuació, fan que es plantegi la RFID com la tecnologia alternativa al codi de barres:

1. Capacitat de memòria/ Emmagatzament de dades: Una altra de les avantatges de la RFID és l'increment substancial de la quantitat d'informació disponible sobre els objectes a identificar. Les etiquetes RFID passives tenen capacitats d'emmagatzament que poden arribar fins als 128 Kbytes, o fins a 8 Mbytes en les etiquetes actives. Els codis de barres convencionals, en canvi, només poden emmagatzemar quantitats de dades limitades entre 8 i 32 caràcters, o fins a 2000 caràcters ASCII per als codis de barres de dos dimensions.



**Figura 2.2** Codi de barres òptic convencional (a), i codi de barres òptic de dos dimensions (b), extrets de [4].

2. Lectura/escriptura: Els codis de barres no poden ser modificats després de ser impresos però es poden llegir tantes vegades com sigui necessari, mentre que la memòria de les etiquetes RFID pot ser modificada milers de vegades. A més, en els sistemes RFID es poden llegir múltiples etiquetes simultàniament gràcies a un protocol d'anticol·lisió, mentre que en els sistemes de codis de barres els productes s'han d'escanejar individualment.
3. Lectura/escriptura: Els codis de barres no poden ser modificats després de ser impresos però es poden llegir tantes vegades com sigui necessari, mentre que la memòria de les etiquetes RFID pot ser modificada milers de vegades. A més, en els sistemes RFID es poden llegir múltiples etiquetes simultàniament gràcies a un protocol d'anticol·lisió, mentre que en els sistemes de codis de barres els productes s'han d'escanejar individualment.
4. Línia de visió i rangs de lectura: els sistemes RFID utilitzen ones de radiofreqüència i no hi tenen la necessitat de visió directe entre els dispositius. No obstant, aquestes ones electromagnètiques són susceptibles a diversos materials com els líquids o metalls, interferint en el seu funcionament. D'altra banda, els codis de barres no es veuen afectats per líquids o metalls, però requereixen visió directe entre l'escàner i l'objecte, limitant el funcionament del sistema a pocs centímetres. En els sistemes RFID, la distància d'operació s'anomena rang de lectura i és de l'ordre de diversos metres. La distància de lectura és la figura de mèrit dels sistemes RFID, que s'utilitza per comparar etiquetes i avaluar-ne el rendiment.
5. Privacitat: La privacitat és un dels punts importants en el desplegament de la RFID. Donada la gran capacitat de memòria de les etiquetes, les dades es poden encriptar per evitar l'accés no autoritzat a terceres persones o per evitar-ne possibles rèpliques. Els codis de barres no tenen complexitat a nivell de components electrònics, i es poden replicar o alterar les dades fàcilment.
6. Cost: és la barrera més gran per al desenvolupament de la tecnologia RFID. Els dispositius RFID utilitzen tecnologia més avançada que els codis de barres i això implica un problema de cost. El preu d'un codi de barres està per sota dels 0.01 €, mentre que el preu d'una etiqueta passiva de RFID és molt superior. A grans trets,

s'estima que el preu d'una etiqueta RFID econòmica està entorn dels 0.20 € degut a la complexitat del procés de fabricació (producció del xip, col·locació del xip en el circuit imprès, empaquetat adhesiu i despeses de transport). El cost també es veu afectat per la despesa dels lectors de RFID que costen entre 600-1500 €, a diferència dels escàners dels codis de barres que estan entorn als 70-250 €.

En la Taula 2.1 es troben resumits més detalls sobre la comparació del codi de barres envers els sistemes RFID [5]. Cal remarcar que s'han diferenciat les característiques de les etiquetes passives envers les etiquetes actives (contenen una bateria). Les expectatives de les etiquetes RFID és que siguin la pròxima revolució dels codis de barres, de la mateixa manera que els codis de barres ho van significar a principis dels anys 1980 en les cadenes de subministrament.

**Taula 2.1 Comparació entre els sistemes de codis de barres i els sistemes d'identificació per radiofreqüència**

	<b>Codi de barres</b>	<b>RFID</b>
<b>Transmissió de dades</b>	Òptic	Electromagnètic
<b>Modificació de dades</b>	No modificables	Modificables
<b>Capacitat de memòria</b>	8-32 nombres (convencionals) 2000 caràcters ASCII - (2-D)	Fins a 64 kB (passius) Fins a 8MB (actius)
<b>Seguretat de dades</b>	Baix	Alt
<b>Posició del lector</b>	Línia de visió	No requereix visió directe
<b>Rang de lectura</b>	Fins a 1.5 m aprox.	Fins a 15 m (passius) Fins a 100 m i més (actius)
<b>Velocitat de lectura</b>	Lenta	Ràpida
<b>Lectura múltiple</b>	No	Sí
<b>Duració/ Vida</b>	Llarga	Infinita (passiu) 3 o 5 anys segons bateria (actiu)
<b>Interferències potencials</b>	Barreres òptiques com brutícia, objectes entre el lector i l'etiqueta	Entorns que afecten la transmissió de radio freqüència
<b>Cost per unitat</b>	\$0.01	\$0.20-\$1.00 aprox. (passius) \$10-\$100 (actius)

### 2.1.3 Rangos de freqüència i Funcionament

L'assignació de bandes de freqüència en l'espectre per aplicacions RFID no és la mateixa en tot el món, ja que existeixen diferències significants entre Estats Units, Europa, Japó i Xina. Hi ha quatre bandes de freqüències principals en la tecnologia RFID:

- Baixes freqüències LF (*Low Frequencies*): 125-134 kHz és disponible per USA, Europa i Japó. Les aplicacions RFID comparteixen aquesta banda amb usos aeronàutics i de navegació marina.
- Altes freqüències HF (*High Frequencies*): 13.56 MHz disponibles per USA, Europa i Japó a nivells de potència similars.

- Freqüències ultra altes UHF (*Ultra High Frequencies*): hi ha considerables diferències entre les regulacions d'aquesta banda entre USA, Europa i Japó. UHF és de les més interessants ja que moltes aplicacions emergents de RFID es decanten per aquesta banda.
- Freqüències de microones (*microwaves*): molts sistemes de RFID són dissenyats per operar a la banda Industrial-Scientifico-Mèdica *ISM (Industrial-Scientific-Medical)* a 2.45 GHz i 5.8 GHz. Originàriament, aquestes bandes no tenien un propòsit comercial, ni científic, ni mèdic, tot i que actualment una gran varietat d'aplicacions comercials la utilitzen com la tecnologia WLAN (*Wireless Local Access Network*), Bluetooth i RFID.

Hi ha molta més uniformitat a baixes freqüències (LF i HF) que a altres freqüències (UHF i microones). En la Figura 2.3, es representen les diferents freqüències d'operació a la banda UHF, segons diferents regions. Cal remarcar que, per a la banda de freqüències LF i HF, en tots les regions s'utilitzen les mateixes freqüències estipulades en la Taula 2.2. en la mateixa taula es troba la relació entre els rangs de lectura que es poden aconseguir amb les etiquetes RFID segons la banda de freqüència que s'utilitzi.

Taula 2.2 Rangs de lectura segons les bandes de Freqüències		
Banda de Freqüències	Rang de Freqüències	Rang de Lectura
LF (Baixa Freqüència)	125 KHz - 134 KHz	Fins a 45 cm
HF (Altes Freqüència)	13.553 MHz - 13.567 MHz	De 1 a 3 m
UHF (Freqüència ultra alta)	400 MHz - 1 GHz	De 3 a 10 m
Microones	2.45 GHz - 5.4 GHz	Més de 10 m



**Figura 2.3** Mapa mundial per a UHF-RFID, de les diferents freqüències d'operació utilitzades segons les regions. Figura extreta de [6].

### 2.1.4 Procés d'estandardització de la RFID

La indústria RFID ha estat caracteritzada per la diversitat d'àrees d'aplicació, sorgides al mateix temps. Per tant, molt sistemes posseeixen el seu propi funcionament de sistema RFID. Això ha permès una àmplia adopció i creixement de la indústria RFID. No obstant, les aplicacions emergents requereixen la interoperabilitat entre productes RFID de diferents subministradors, així com la interoperabilitat entre els sistemes RFID de diferents països i regions. Per aquest motiu, s'està realitzant un esforç a nivell mundial per a estandarditzar els sistemes RFID.

El propòsit de l'estàndard RFID és crear un grau d'uniformitat en la indústria RFID, per a millorar l'eficiència dels sistemes RFID i augmentar-ne el creixement en la indústria. Hi ha diversos cossos d'estandardització adreçats a trobar una plataforma comuna, d'entre els quals destaquen:

- Organització Internacional per a l'estandardització (ISO)
- Comissió Electro-tècnica Internacional (IEC)
- Unió Internacional de Telecomunicacions (ITU)
- EPCglobal

La ISO i la EPCglobal són les institucions que han tingut una major influència en la indústria RFID. Però en 2006, la ISO va adoptar els estàndards RFID de EPCglobal perquè van tenir més ressò en les indústries i es va acabar imposant.

#### 2.1.4.1 Estàndards ISO 18000

Dintre dels estàndards ISO més reconeguts es troben els referents a (i) el seguiment d'animals que treballen en el rang de baixes freqüències LF (ISO 11784 i ISO 11785), (ii) la identificació de targetes i dispositius relacionats que operen a altes freqüències HF (ISO 10536, ISO 14443 i ISO 15693), i finalment l'estàndard de RFID més promocionat que és (iii) RFID per a tecnologies de captura de dades i identificació automàtica (AIDC) i tecnologies d'administració de productes.

Aquest darrer estàndard engloba la ISO 15691, ISO 15962, ISO 15963 i ISO 18001 per a l'administració de productes i la ISO 18000 per a definir els protocols de comunicació per a la interfície d'aire. Aquest estàndard especifica l'ús dels mateixos protocols per a totes les bandes de freqüències (LF, HF, UHF i microones) per minimitzar els problemes de migració i fer la plataforma RFID similar per a tot l'espectre de freqüències. Les especificacions d'aquesta ISO 18000 es divideixen en set parts, cadascuna adreçada a un rang de freqüències com es mostra a la Taula 2.3.

**Taula 2.3 Diferents parts de l'estàndard ISO 18000**

<b>Part 1</b>	Paràmetres genèrics per la comunicació d'interfície aire per freqüències acceptades globalment
<b>Part 2</b>	Paràmetres per la comunicació d'interfície aire per sota de 125 kHz
<b>Part 3</b>	Paràmetres per la comunicació d'interfície aire a 13.56 MHz
<b>Part 4</b>	Paràmetres per la comunicació d'interfície aire a 2.45 GHz
<b>Part 5</b>	Paràmetres per la comunicació d'interfície aire a 5.8 GHz
<b>Part 6</b>	Paràmetres per la comunicació d'interfície aire a 860-930 MHz
<b>Part 7</b>	Paràmetres per la comunicació d'interfície aire a 433 MHz

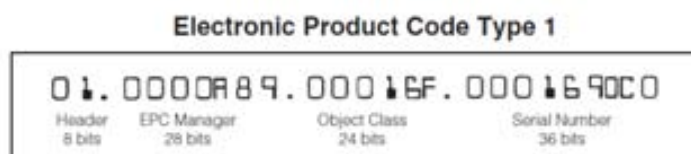
### 2.1.4.2 Estàndard EPC global

Els orígens del EPC global es troben al Centre d'identificació automàtica Auto-ID, de l'Institut Tecnològic de Massachusetts *MIT*. El centre Auto-ID és una col·laboració entre més de 100 companyies internacionals i cinc universitats amb molt prestigi d'arreu del món. Tots junts treballen per a construir els estàndards i components de sistema necessaris per aplicar la tecnologia RFID a inventariats i administrar cadenes de subministrament.

L'objectiu del Centre Auto-ID és crear la "*internet de les coses*" [7, 8] enlloc de l'internet dels ordinadors. És a dir, s'està construint una infraestructura global, o com ells anomenen "*una capa al cim d'internet*", que permetrà a qualsevol ordinador de tot el món identificar els objectes etiquetats instantàniament [9, 10]. La xarxa de producte de codi electrònic (*Electronic Product Code Network*) és l'encarregada de dissenyar els elements crítics de la *internet de les coses*, com el codi de producte electrònic *EPC*, especificacions per a etiquetes RFID econòmiques, entre d'altres.

L'estàndard EPC és similar a l'estàndard del codi de barres anomenat codi de producte uniforme UPC (*Uniform Product Code*). De fet, EPCglobal està creant una gran xarxa que inclogui ambdós estàndards el EPC i el UPC. Un nombre EPC està constituït per diferents parts. Hi ha una capçalera que identifica la versió d'EPC i tres seccions per a emmagatzemar dades, com es mostra en la Figura 2.4. La segona part, just després de la capçalera, identifica l'administrador o el distribuïdor del producte, com per exemple una empresa qualsevol. La tercera part identifica la classe d'objecte o la tipologia exacte del producte i finalment, la última part identifica el número de sèrie de l'objecte on l'etiqueta és enganxada. Actualment, hi ha dos versions d'etiquetes depenent de la memòria de bits: 64 bits i 96 bits. L'etiqueta de 96 bits està dividida en 28 bits dedicats a l'administrador, 24 bits dedicats a la classe d'objecte i 36 bits pel número de sèrie. Aquesta distribució de bits permet identificar 268 milions d'administradors o companyies, cadascuna de les quals podria tenir 16 milions de productes diferents i 68 milions de números de sèrie únics per cada producte, més que suficients per a cobrir tots els productes mundials per a molts anys. En el futur s'espera augmentar la capacitat de les memòries, tot i que 96 bits semblen ser suficients.





**Figura 2.4** Sistema electrònic de codi de producte d'una etiqueta RFID .

A més de les dues versions diferents d'etiquetes RFID, hi ha també diferents classes d'etiquetes EPC, que són resumides en la següent taula.

**Taula 2.4** Classificació de les etiquetes RFID segons l'estàndard EPC

Classe d'EPC	Definició	Programació
<b>Class 0</b>	Etiqueta passiva només lectura	Programació durant el procés de fabricació del semiconductor
<b>Class 1</b>	Etiqueta passiva escriptura només una vegada, moltes lectures	Programació per l'usuari final una única vegada
<b>Class 2</b>	Etiqueta passiva moltes escriptures	Reprogramable moltes vegades
<b>Class 3</b>	Etiquetes semi-passives	Reprogramable moltes vegades
<b>Class 4</b>	Etiquetes actives	Reprogramable moltes vegades

Actualment hi ha una segona generació d'etiquetes EPC coneguda com Gen2. La intenció de Gen2 és augmentar la capacitat del xip, augmentar la velocitat de l'enllaç, entre altres millores de l'estàndard Gen1, però mantenint la mateixa estructura de la generació anterior.

### 2.1.5 Característiques de les etiquetes UHF-RFID

Les etiquetes RFID es poden classificar en diferents categories, segons el sistema d'alimentació, segons si són només de lectura o permeten escriptura i lectura, si estan implementades en substrats plàstics (*inlays*) o altres substrats, etc. A continuació en destaquem algunes classificacions:

1. El sistema d'alimentació o Classe: les etiquetes poden classificar-se segons el sistema d'alimentació, ja siguin etiquetes actives o passives. Referent a la primera categoria, les etiquetes són aquelles que inclouen una font d'alimentació, com per exemple una bateria. Aquestes etiquetes poden comunicar-se amb els interrogadors a molta més distància. A més, aquestes etiquetes contenen xips que disposen de memòries amb major capacitat. Per contra, les etiquetes actives són més complexes i tenen una durada d'entre dos i set anys a causa de la vida de les bateries. Les etiquetes passives són típicament més petites i de menor cost que les actives. No obstant, el rang de lectura és menor, el xip té menys capacitat de



**Figura 2.5** Etiqueta semi-passiva amb la bateria integrada i connectada al xip per mitjà d'una xarxa d'adaptació.

memòria i requereixen més potència de l'interrogador per a generar una resposta. Entre les etiquetes actives i les etiquetes passives, hi hauria les etiquetes semi-passives o amb bateria assistida *BAP (Battery-Assisted Passive)* [11]. Aquestes etiquetes contenen la seva pròpia font d'alimentació integrada (Figura 2.5), per a poder proporcionar rangs de lectura superiors a les etiquetes passives. Així, les etiquetes BAP retornen aproximadament el 90% de l'energia que reben del lector, mentre que les passives només tornen entre un 10 i 15 %. Per tant, la bateria només serveix per augmentar les propietats i les característiques del senyal, a diferència de les etiquetes actives. La duració estimada de la bateria en aquest cas està al voltant dels 2 anys i mig (llegint l'etiqueta unes 10.000 vegades per dia). És important remarcar que quan la bateria deixa de funcionar, l'etiqueta encara es pot continuar utilitzant com a passiva però amb menors distàncies d'operació.

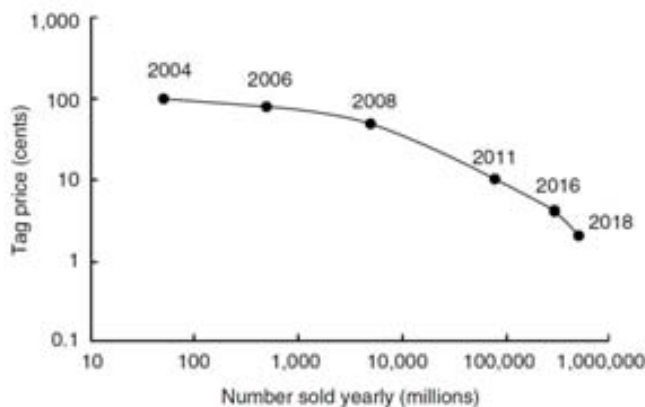
2. La modificació de dades (RO/ RW): Un altre diferència és la topologia de la memòria ja que les etiquetes poden ser només de lectura RO (*read-only*) o de lectura/escriptura RW (*read/write*). Les etiquetes de només lectura són similars als codis de barres, perquè només poden ser programats una única vegada i les seves dades no poden ser alterades, com succeeix en els CD-ROM gravats de fàbrica. En canvi, les etiquetes RW són sovint conegudes com etiquetes intel·ligents per presentar molta més flexibilitat. Aquestes etiquetes poden guardar grans quantitats de dades i la memòria és fàcilment modificable. A més, les dades de l'etiqueta poden ser fàcilment eliminades i reescrites milers de vegades, com succeïa anys enrere amb els disquets (*floppy*).
3. Inlays o etiquetes en altres substrats: El rendiment de les etiquetes és adversament afectat per l'aigua o superfícies líquides. Els senyals d'alta freqüència HF, degut a les seves longituds d'ona relativament grans, són capaces de penetrar millor l'aigua que els senyals de freqüències ultra altes UHF i els senyals de microones. Com a resultat, les etiquetes dissenyades a HF esdevenen una millor elecció per etiquetar contenidors que continguin líquids. Referent a etiquetes adherides prop de superfícies metàl·liques, els senyals de radio no poden penetrar en el metall que actua com a reflector electromagnètic. Com a conseqüència, les superfícies

metàl·liques afecten les característiques d'operació, modificant el comportament de les etiquetes i reduint-ne l'eficiència de radiació de les antenes. Per tant, les bandes d'alta freqüència és veuen més afectades per superfícies metàl·liques que les bandes de baixes freqüències. Així, s'han de tenir precaucions especials amb els objectes de metall, contenidors amb líquids o materials amb altes permitivitats dielèctriques.

### 2.1.6 Costos de desenvolupament i desplegament de la RFID

Un dels majors reptes per estendre l'ús de la tecnologia RFID és el cost de les etiquetes RFID. Avui en dia els preus de les etiquetes oscil·len entre 0.20 € i 1.00 €. Aquests preus poden ser fàcilment absorbits per a productes d'alt cost, mentre que per a productes de baix cost aquest preu seria prohibitiu. La previsió del cost de les etiquetes passives UHF RFID és que decaigui en els pròxims anys. El grau d'adopció de la tecnologia RFID depèn directament del cost de les etiquetes. De fet, sembla ser que la indústria estaria disposada a pagar un preu entorn als 0.05 € per etiqueta, fet que desembocaria en la ubiqüitat de la tecnologia RFID.

Els costos associats amb els sistemes RFID no només es limiten al preu de les etiquetes. Els costos atribuïts al software i hardware necessaris per posar en pràctica un sistema RFID solen són cars. Per tant, la implantació de la tecnologia RFID pot suposar un esforç important per a petites indústries, mentre que per a moltes altres indústries els costos d'implantació de la RFID no impliquen un cost elevat d'infraestructura. Els costos, juntament amb la falta d'acord entre d'estàndards, retarda l'expansió i desplegament de la RFID. També cal tenir present que, al tractar-se d'una tecnologia emergent, els inversors i usuaris finals podrien percebre risc i ser reticents a la seva implementació. En resum, i tal i com es va predir en la Figura 2.6, l'expansió de la RFID depèn directament dels costos associats a les etiquetes. Cal remarcar que, en aquesta mateixa gràfica es desconeixia la influència de l'actual crisi econòmica del 2008-2012, que retardarà el desplegament global de la RFID.



**Figura 2.6** Predicció dels preus de les etiquetes RFID i de la venda d'etiquetes anual, realitzada l'any 2006. Figura extreta de [12].

### 2.1.7 Rang de Lectura Teòric per a Sistemes RFID

La característica més important per avaluar el rendiment de les etiquetes RFID és el rang de lectura (*read range*). El rang de lectura és la figura de mèrit dels sistemes RFID i es defineix com la màxima distància a la que el lector pot detectar la resposta (*backscatter*) provinent de l'etiqueta. Per obtenir el rang de lectura s'utilitza l'enllaç més crític, que és la comunicació etiqueta-lector, perquè la sensibilitat del lector és típicament molt més gran que la sensibilitat de l'etiqueta. El rang de lectura es pot calcular per mitjà de l'equació de Friis, considerant un enllaç de balanç de potència entre un transmissor i un receptor, o equivalentment entre el lector i l'etiqueta (Figura 2.7).

L'equació de Friis per representar la potència rebuda  $P_L$  a l'antena receptora provinent de la radiació d'una antena transmissora  $P_r$ , separada per una distància  $r$  és

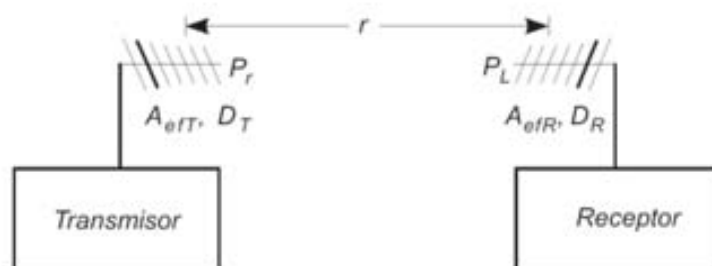
$$P_L = \frac{P_r}{4\pi r^2} D_T A_{ef} \quad (2.1)$$

on  $D_T$  és la directivitat de l'antena transmissora i  $A_{ef}$  és l'àrea efectiva de l'antena receptora a través de la qual s'extreu la potència del front d'ona incident. L'àrea efectiva està relacionada amb la directivitat de qualsevol antena segons

$$A_{ef} = \frac{\lambda^2}{4\pi} D_R \quad (2.2)$$

on  $\lambda$  és la longitud d'ona i  $D_R$  és la directivitat de l'antena receptora, o en aquest cas la directivitat de l'antena de l'etiqueta. Substituint (2.2) en (2.1), la relació entre la potència rebuda i la potència radiada és

$$\frac{P_L}{P_r} = \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 D_T D_R \quad (2.3)$$



**Figura 2.7** Enllaç de balanç de potència entre dues antenes d'un transmissor i un receptor. Figura extreta de [13].

La relació (2.3) es denomina pèrdua de transmissió entre les antenes. El terme  $(\lambda/4\pi r)^2$  s'anomena pèrdua de transmissió a l'espai lliure. Des del punt de vista del balanç de potència en sistemes de comunicacions, és convenient referir-se a la potència rebuda pel receptor  $P_R$ , i a la potència transmesa pel transmissor  $P_T$ , en termes de guanys de les antenes segons

$$\frac{P_R}{P_T} = \left( \frac{\lambda}{4\pi r} \right)^2 G_T G_R \quad (2.4)$$

Per activar el xip volem que tota la potència que ha rebut l'antena de l'etiqueta RFID es transmeti al xip, és a dir, que hi hagi adaptació total. Donat que la impedància del xip i la impedància de l'antena són complexes, es busca adaptació conjugada. Per aconseguir l'adaptació òptima es requereix que el coeficient de transmissió de potència sigui el més proper a 1, segons

$$\tau = \frac{4R_x R_A}{|Z_x + Z_A|^2} \quad 0 \leq \tau \leq 1 \quad (2.5)$$

on  $Z_x = R_x + j\chi_x$  és la impedància del xip i  $Z_A = R_A + j\chi_A$  és la impedància de l'antena. La potència entregada al xip depèn de la potència rebuda per l'antena de l'etiqueta (receptor) i del coeficient de transmissió com

$$P_x = P_{th} = \tau P_R \quad (2.6)$$

on  $P_x$  és la potència que li arriba al xip, i també és la potència llindar  $P_{th}$  (*threshold*) mínima per activar el xip. Substituint (2.6) a l'equació (2.4), i deixant-la en funció de la distància  $r$ , s'obté l'equació per a calcular el rang de lectura teòric

$$r = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_T G_T G_R \tau}{P_{th}}} \quad (2.7)$$

on el producte  $P_T G_T$  representa la potència isotròpica radiada equivalent *PIRE* (o *EIRP* en anglès) del lector i ve determinada segons els rang de freqüència d'operació i les especificacions de cada país. L'equació final (2.7) no contempla la sensibilitat de l'orientació de l'etiqueta, el material on s'adhereix, ni els entorns de propagació. Independentment de la *PIRE* transmesa pel lector i de la potència d'activació del xip, el rang de lectura depèn del guany de l'antena de l'etiqueta RFID i del coeficient de transmissió entre el xip i l'antena. Típicament el coeficient de transmissió  $\tau$  és el factor més important per calcular el rang de lectura (2.7). De fet, la millor adaptació entre el xip i l'antena s'aconsegueix a la freqüència de ressonància on les reactàncies s'anul·len.

El comportament qualitatiu del rang de lectura en funció de la impedància de l'antena i de la impedància del xip està il·lustrat en la Figura 2.8. El màxim rang de lectura (*peak range*) de la part inferior de la imatge està relacionat amb la freqüència de ressonància de l'etiqueta de la part superior. És a dir, a la freqüència  $f_c$  on la reactància de l'antena  $\chi_A$

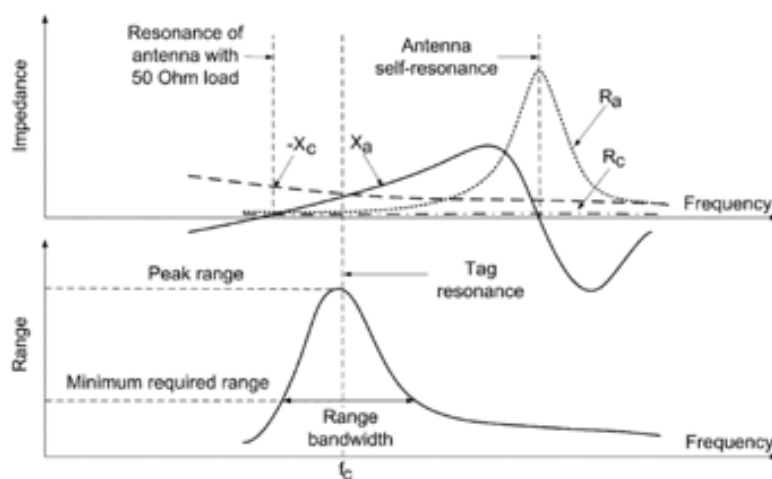
( $X_a$  en la imatge representada amb línia sòlida) és igual a la reactància conjugada del xip  $\chi_x$  (o  $X_c$  segons la imatge, referent a línia de discontinuïtat) s'obté el màxim rang de lectura. L'ample de banda d'operació de l'etiqueta es pot definir com la banda de freqüència en la qual l'etiqueta ofereix un mínim rang de lectura acceptable. El valor de l'amplitud màxima del rang de lectura s'adquireix quan la resistència de l'antena  $R_a$  és igual a la resistència del xip  $R_x$  (o  $R_c$  segons la figura). Així, les reactàncies ens fixen la freqüència d'operació  $f_c$  i les resistències ens determinen el màxim valor del rang de lectura. És important emfatitzar que la freqüència d'operació  $f_c$  és diferent de la freqüència de ressonància de l'antena carregada amb  $50 \Omega$ , i diferent de la ressonància pròpia de l'antena (*self-resonance*).

Una opció per a poder comparar l'adaptació i el guany de diferents antenes que formen l'etiqueta és mitjançant la normalització del rang de lectura (2.7) segons

$$r_o = \frac{\lambda}{4\pi} \sqrt{\frac{P_t G_t}{P_{th}}} \quad (2.8)$$

Aquesta normalització té en compte antenes amb 0 dBi i que estan perfectament adaptades al xip ( $\tau=1$ ), a una freqüència fixada. Els rangs de lectura normalitzats  $r_o$  es dibuixen en diferents plans, segons els guanys i els coeficients de transmissió de la Figura 2.9. El mateix rang de lectura es pot correspondre a diverses combinacions de guany envers el coeficient de transmissió.

El disseny de l'antena de l'etiqueta RFID implica inevitables compromisos entre la impedància d'entrada, l'ample de banda i el guany de l'antena. L'objectiu de la Figura 2.9 consisteix en ajudar als dissenyadors a estimar els compromisos entre adaptació d'impedàncies i el guany. El factor de normalització pot ser calculat fàcilment per qualsevol *PIRE* i potència llindar del xip a la freqüència d'interès.



**Figura 2.8** Impedància d'antena, impedància de xip, i rang de lectura en funció de la freqüència per a una etiqueta RFID típica. Referent a la nomenclatura d'aquesta figura extreta de [14],  $R_c$  i  $X_c$  corresponen a la resistència i reactància del xip ( $R_x$  i  $\chi_x$ ), respectivament.

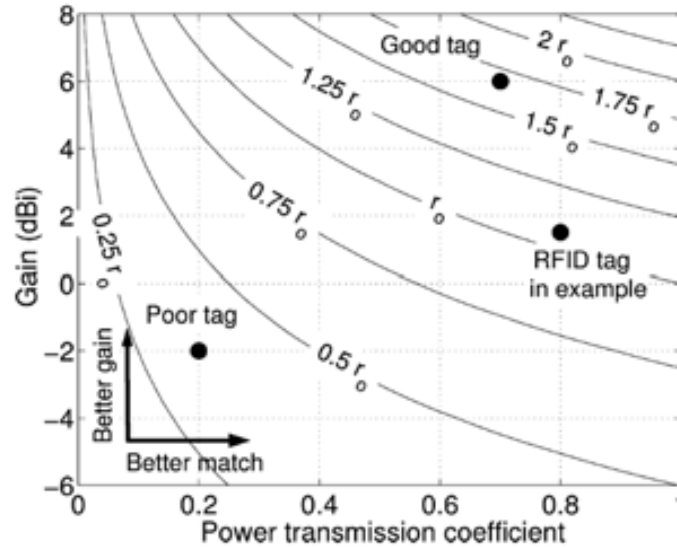


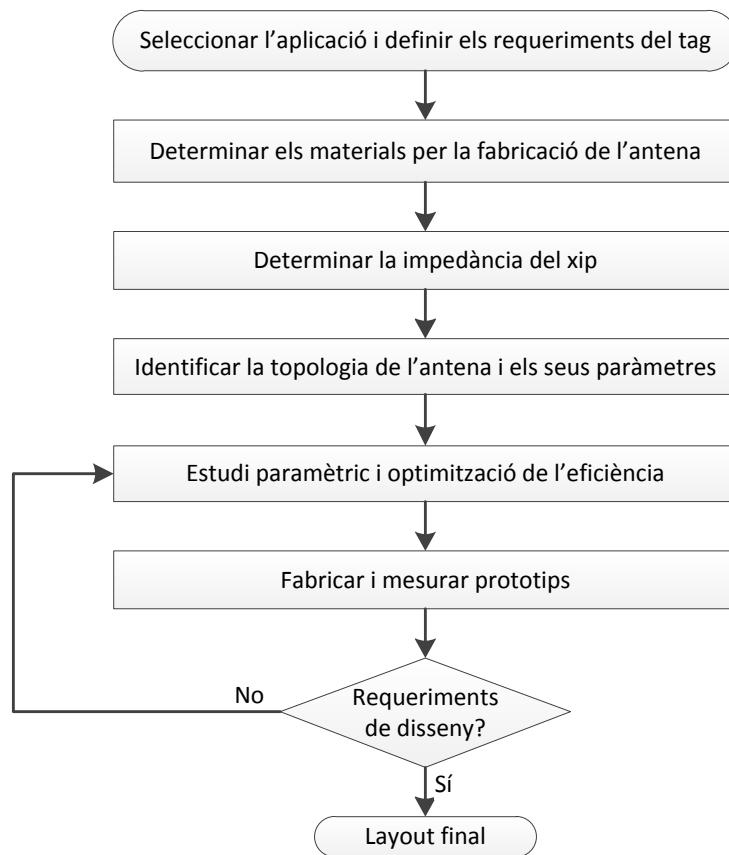
Figura 2.9 Carta per avaluar el rendiment de l'antena de l'etiqueta RFID. Figura extreta de [14]

### 2.1.8 Requeriments i procés de disseny per a etiquetes RFID

Els requeriments de disseny venen imposats segons l'aplicació que se li vulgui donar a l'etiqueta RFID. Aquests requeriments delimiten en gran mesura els criteris de selecció d'una determinada topologia d'antena.

- **Banda de freqüència:** depèn del país on s'utilitzarà l'etiqueta.
- **Dimensions i forma:** ha de ser capaç d'adherir-se o enganxar-se als objectes especificats, i capaç d'integrar-se en una etiqueta impresa.
- **Rang de lectura:** el mínim rang de lectura està condicionat per:
  - PIRE: determinada per regulacions pròpies dels països.
  - Objectes: el rendiment de les etiquetes varia segons l'objecte al que s'adhereixen o quan altres objectes estan als voltants de l'objecte a identificar. L'antena pot ser redissenyada o modificada per a obtenir un rendiment òptim per a objectes en particular.
  - Orientació: algunes aplicacions necessiten tenir un patró de directivitat específic.
- **Aplicacions amb mobilitat:** si l'etiqueta es llegeix mentre l'objecte etiquetat està en moviment, la freqüència d'operació es desplaça degut a l'efecte Doppler. Aquest efecte afecta la capacitat de lectura del lector. És a dir, l'etiqueta està menys temps en el camp de lectura del lector, i això pot induir a lectures errònies o fins i tot, a no detectar l'etiqueta.
- **Cost:** l'etiqueta ha de ser de baix cost, i això imposa restriccions en l'estructura de l'antena i l'elecció del xip.
- **Fiabilitat:** l'etiqueta ha de ser un dispositiu capaç de suportar les variacions de temperatura, humitat, i sobreviure als processos d'impressió i laminació.

El procés per a dissenyar qualsevol etiqueta RFID es representa a continuació, resumit per mitjà d'un diagrama de blocs.



**Figura 2.10** Diagrama de blocs del procés de disseny de l'antena de l'etiqueta RFID.



## 2.2 Introducció als metamaterials i a les línies de transmissió basades en el model ressonant

La ciència i tecnologia dels metamaterials és un tòpic relativament recent. Els metamaterials són estructures periòdiques, o quasi periòdiques, que tenen un comportament (des d'un punt de vista electromagnètic) diferent al comportament aïllat que tindrien les cel·les que el constitueixen. En aquesta secció es dóna significat al concepte metamaterial. També es detallen les característiques i avantatges que aporten les línies de transmissió basades en metamaterials, com per exemple la controlabilitat de la impedància característica i longitud elèctrica, la miniaturització de components i la implementació de components multibanda, entre d'altres. Finalment es descriuen les línies de transmissió metamaterial de tipus ressonant, que són les línies que s'utilitzaran pel disseny d'etiquetes RFID multibanda.

### 2.2.1 Concepte Metamaterial: definició i tipus

És difícil trobar una única definició que englobi el concepte dels metamaterials. Són diversos els llibres [15-21] en que hi apareixen definicions amb diferents punts de vista. Segons [19] un metamaterial és aquella estructura periòdica o quasi periòdica, fabricada artificialment i que té la característica de poder-ne controlar les propietats electromagnètiques. Actualment els metamaterials es poden diferenciar en dues categories diferents segons les dimensions de les cel·les: els medis efectius i els cristalls electromagnètics. Els cristalls electromagnètics, anomenats també *EBG (Electromagnetic Band Gaps)* [22] o cristalls fotònics *PBG (Photonic Band Gaps)* es caracteritzen perquè la longitud d'ona dels senyals és de l'ordre del paràmetre de la xarxa. Aquests, però, no són d'interès en el desenvolupament d'aquest treball.

D'altra banda, els medis efectius tenen les dimensions de les cel·les constituents molt menors que la longitud de l'ona propagada. Es poden distingir quatre grups en funció de les magnituds de la permeabilitat magnètica efectiva  $\mu_{eff}$  i de la permitivitat dielèctrica efectiva  $\epsilon_{eff}$ . Ambdós paràmetres determinen les propietats del medi. Quan la permeabilitat i la permitivitat són ambdues positives o ambdues negatives es produeix la transmissió. Per a valors positius es parla de medis convencionals o *RHM (Right Hand Media)*, mentre que quan les magnituds són negatives s'anomenen medis esquerrans *LHM (Left Handed Metamaterial)* o *DNG (Double Negative Media)*. Quan només una de les dues magnituds és negativa *SNG (Single Negative Media)* no es produeix la propagació. En la Figura 2.11 es mostra la classificació dels medis efectius i les seves propietats.

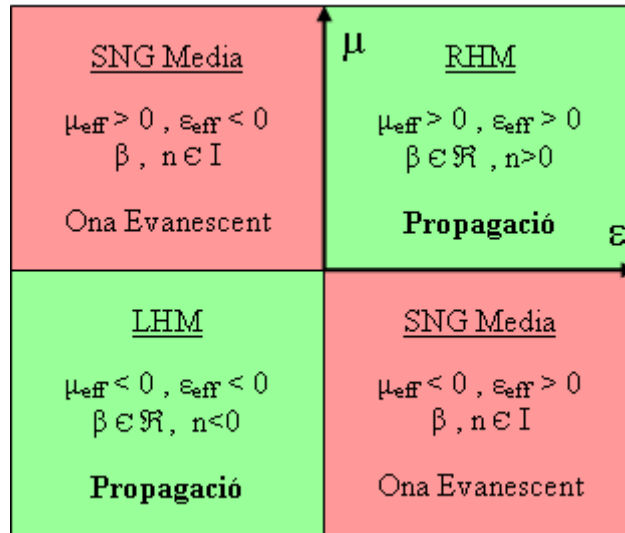


Figura 2.11 Classificació dels materials segons  $\mu_{\text{eff}}$  i  $\epsilon_{\text{eff}}$ .

La predicció i primera publicació del comportament dels medis esquerrans es deu a Veselago [23] (any 1968). Aquest estudi era purament teòric i es basava en hipòtesi sobre diferents fenòmens que afecten l'índex de refracció i l'efecte Doppler per a medis amb permitivitat i permeabilitat ambdues negatives. En l'article, es feia referència a l'equació de dispersió per a un medi isòtrop segons

$$\beta^2 = \frac{\omega^2}{c^2} n^2 \tag{2.9}$$

on  $\beta$  és la constant de propagació,  $\omega$  és la freqüència angular,  $c$  la velocitat de la llum al buit i  $n$  és l'índex de refracció que depèn de

$$n^2 = \epsilon\mu \tag{2.10}$$

De (2.10) es conclou que la propagació es dona quan la permitivitat i permeabilitat són ambdues positives o ambdues magnituds negatives, essent l'índex de refracció  $n$  un nombre real. Per estudiar les conseqüències d'aquests canvis de signe és necessari analitzar les equacions de Maxwell i les equacions constitutives

$$\nabla \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t} \tag{2.11}$$

$$\nabla \times \vec{H} = \frac{\partial \vec{D}}{\partial t} \tag{2.12}$$

$$\vec{B} = \mu \vec{H} \tag{2.13}$$

$$\vec{D} = \epsilon \vec{E} \quad (2.14)$$

on  $\vec{E}$  és el camp elèctric,  $\vec{B}$  és la densitat de flux magnètic,  $\vec{H}$  és el camp magnètic i  $\vec{D}$  és el desplaçament elèctric. Suposant la propagació d'una ona plana monocromàtica on tots els termes depenen de  $e^{j(\vec{k}\vec{z} - \omega t)}$ , les expressions (2.11), (2.12), (2.13) i (2.14) es redueixen a

$$\vec{k} \times \vec{E} = \omega \mu \vec{H} \quad (2.15)$$

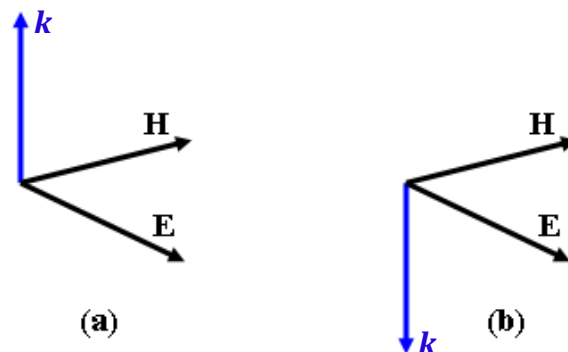
$$\vec{k} \times \vec{H} = -\omega \epsilon \vec{E} \quad (2.16)$$

Considerant el vector de Poynting  $\vec{S}$  amb la relació del camp elèctric  $\vec{E}$  i del camp magnètic  $\vec{H}$  obtenim que

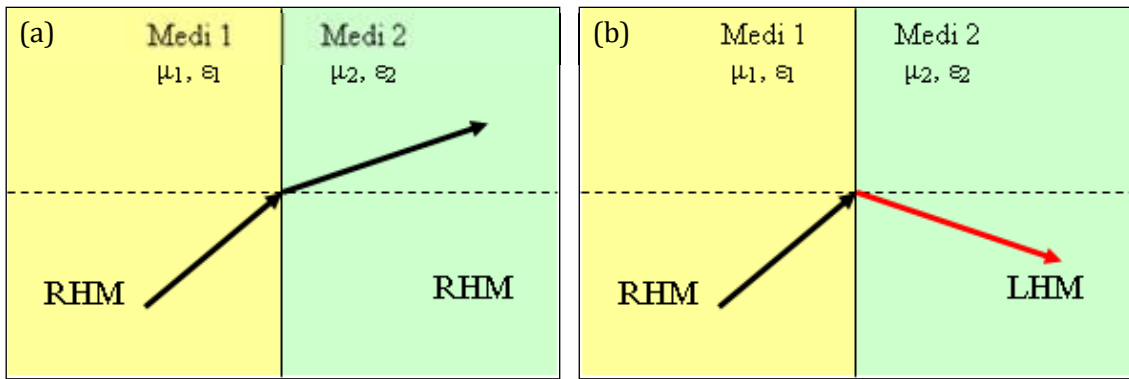
$$\vec{S} = \frac{1}{2} \vec{E} \times \vec{H}^* \quad (2.17)$$

En els medis convencionals, el vector  $S$  té el mateix signe que el vector de propagació  $\beta$ . Degut a aquest fet el vector de Poynting forma un triplet dretà corresponent als medis convencionals. En els medis esquerrans  $LHM$  el vector de propagació  $\beta$  té signe oposat i diferent sentit al vector de Poynting  $S$ . Això significa que els tres vectors formen un triplet esquerrà, motiu pel qual es coneixen amb el nom de medis esquerrans.

Els medis esquerrans també tenen altres propietats com la inversió de l'efecte Doppler o la inversió de la llei de Snell. Per exemple, en la Figura 2.13 s'observa un raig que incideix entre dos medis  $RHM$  obtenint la refracció convencional. En l'altre cas, on la interfície està formada per un medi  $RHM$  i un  $LHM$  s'obindrà el raig incident en el mateix costat de la normal que el raig refractat.



**Figura 2.12** Els vectors  $E$ ,  $H$  i  $\beta$  formen un triplet dretà (a), i els vectors  $E$ ,  $H$  i  $\beta$  triplet esquerrà (b).



**Figura 2.13** Efecte de la llei de Snell en dos materials RHM (a), i efecte de la llei de Snell en una material RHM i un LHM (b).

### 2.2.2 Síntesi de metamaterials: el ressonador d'anells oberts (SRR)

Totes aquestes aportacions de Veselago van ser pures especulacions teòriques fins que, trenta anys més tard (1999), John Pendry [24] va proposar la primera partícula capaç de proveir un medi amb permeabilitat negativa. Aquesta partícula és coneix amb el nom de ressonador d'anells oberts o *SRR* (*Split Rings Resonator*). En la Figura 2.14a s'observen els paràmetres que determinen les dimensions del ressonador, on el radi intern  $r_{in}$  representa la distància des del centre fins a la part interna de l'anell intern; el radi extern  $r_{ext}$  és la distància del centre fins a la part interna de l'anell extern; l'ample dels anells és  $c$  i la distància entre anells és  $d$ .

La freqüència de ressonància del *SRR* i el rang en que la permitivitat es fa negativa es poden obtenir a través del model equivalent del *SRR* de la Figura 2.14b, segons

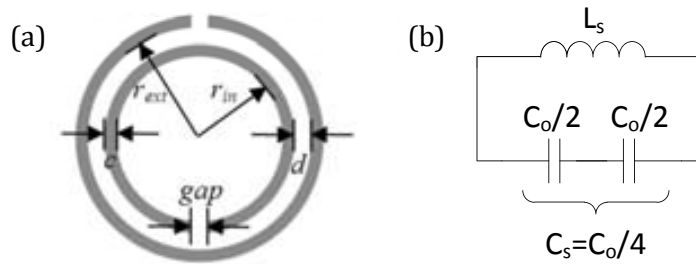
$$C_0 = 2\pi r C_{pul} \quad (2.18)$$

$$C_s = \frac{C_0}{4} = \frac{\pi r C_{pul}}{2} \quad (2.19)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{C_s L_s}} \quad (2.20)$$

$$\mu = 1 - \frac{F \omega^2}{\omega^2 - \omega_0^2} \quad (2.21)$$

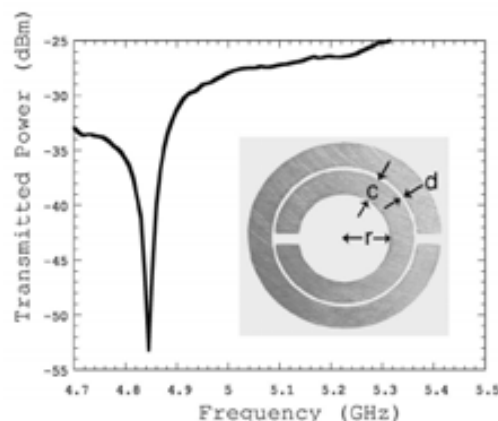
on  $C_{pul}$  representa la capacitat per unitat de longitud entre els anells,  $F$  és l'àrea fraccional del ressonador,  $L_s$  és la inductància del *SRR*, que es pot aproximar a la inductància d'un anell simple amb un radi equivalent a la mitjana del radi dels dos anells de gruix  $c$ .  $C_s$  és la capacitat total entre els anells que, juntament amb  $L_s$ , permet obtenir la freqüència de ressonància de la partícula  $\omega_0$  [25].



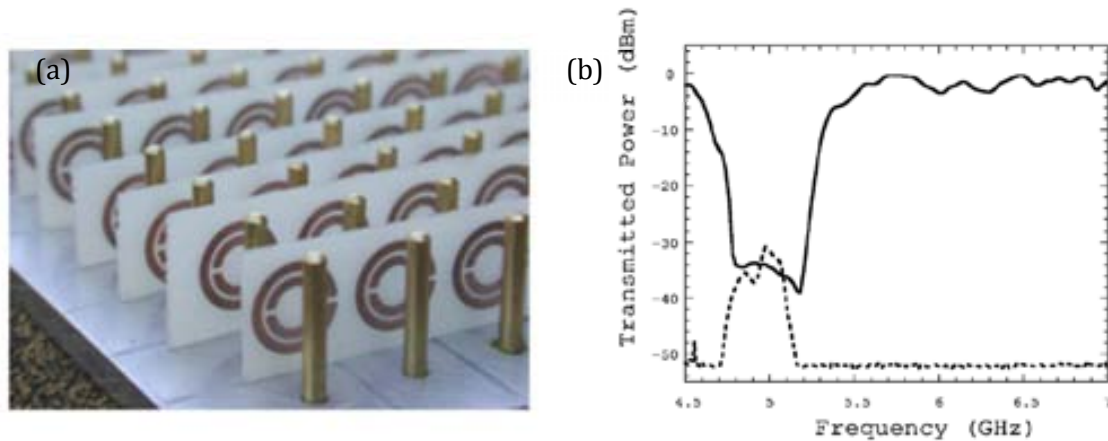
**Figura 2.14** Estructura i paràmetres del ressonador d'anells oberts SRR (a), i circuit equivalent del SRR (b).

Perquè el *SRR* es comporti de manera efectiva s'ha d'excitar amb un camp magnètic axial, és a dir, un camp magnètic paral·lel a l'eix. En cas de tenir una estructura periòdica de *SRRs* degudament excitats, apareix un rang de freqüències en què la permeabilitat magnètica efectiva és negativa. Aquest rang de freqüències està al voltant de la freqüència de ressonància dels anells. En la Figura 2.15 s'observa un rang de freqüències on es genera una banda de rebuig, aconseguint valors negatius de la permeabilitat efectiva  $\mu_{eff}$ . Per tant, una estructura periòdica de *SRRs* convenientment polaritzada equival a un medi efectiu dins del quart quadrant (Figura 2.11), inhibint la propagació en el rang de freqüències en que la permeabilitat es fa negativa.

Per a obtenir transmissió en medis amb permeabilitat negativa és necessari obtenir també permitivitat efectiva negativa al mateix medi. Per mitjà de la utilització d'uns fils prims metàl·lics [26] es pot obtenir la permitivitat negativa. Així, amb una estructura periòdica de fils metàl·lics, col·locats de manera que el camp elèctric els exciti en la mateixa direcció, es pot obtenir un medi amb permitivitat efectiva negativa. L'objectiu d'implementar medis amb permeabilitat i permitivitat negativa és aconseguir propagació *LHM* en un rang de freqüències en que la  $\mu_{eff}$  i la  $\epsilon_{eff}$  siguin simultàniament negatives.



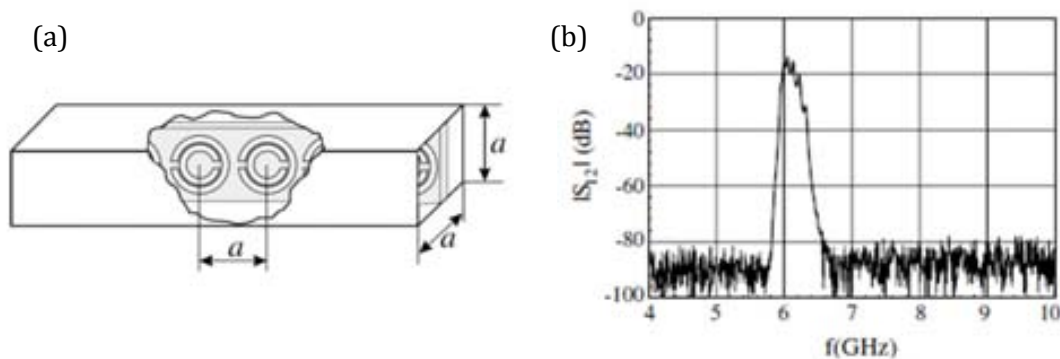
**Figura 2.15** Corba de ressonància del ressonador d'anells oberts SRR amb  $c = 0.8 \text{ mm}$ ,  $d = 0.2 \text{ mm}$  i  $r = 1.5 \text{ mm}$ . La freqüència de ressonància del SRR és 4.845 GHz amb un factor de qualitat  $Q > 600$ . Figura extreta de [27].



**Figura 2.16** Medi esquerrà LHM implementat mitjançant una matriu de ressonadors SRR (a), i resposta en freqüència del conjunt LHM (b).

Gràcies a les aportacions de Veselago i Pendry, l'any 2000 D. Smith *et al.* [27] van aconseguir implementar la primera estructura amb un comportament esquerrà. L'estructura consistia en una matriu periòdica d'anells *SRRs* combinats juntament amb fils metàl·lics, col·locats de manera que el camp magnètic excites els anells i el camp elèctric excites els fils (Figura 2.16). Les freqüències per les quals la permitivitat i la permeabilitat eren ambdues negatives es van fer coincidir en el mateix rang de freqüències per a obtenir propagació esquerrana.

L'estructura anterior presenta un comportament esquerrà, però també presenta un nivell de pèrdues molt elevat. A més, el fet de ser una estructura volumètrica en redueix més les aplicacions. Altres possibilitats per a obtenir medis esquerrans en les regions de microones es basen en introduir els ressonadors d'anells oberts en guies d'ona rectangulars amb una freqüència de ressonància, per sota de la freqüència de tall de la guia d'ona (Figura 2.17). En aquesta regió, la guia d'ona es comporta com un medi amb permitivitat negativa que juntament amb els *SRRs* que aporten un medi amb permeabilitat negativa, s'obté propagació *backward* [28].



**Figura 2.17** Guia d'ona quadrada carregada amb SRRs ( $a = 6$  mm) utilitzada per simular el comportament metamaterial de medi esquerrà (a), i coeficient de transmissió mesurat per la guia d'ones (b). Figura extreta de [28].

### 2.2.3 Línies de transmissió metamaterial

La importància d'aconseguir implementar els medis esquerrans en estructures totalment planars radica en que les principals aplicacions en enginyeria de microones utilitzen bàsicament circuits planars. Això permet diversos avantatges com la reducció de dimensions i un alt grau de flexibilitat en el disseny. La síntesi de línies de transmissió es pot fer segons dos models principals: (i) les línies carregades amb inductàncies i capacitats i (ii) les línies basades en el model ressonant, que es detallaran en la següent secció. Abans d'introduir com implementar les línies carregades amb capacitats i inductàncies s'explicarà el concepte de línia dual i línia composta.

#### 2.2.3.1 La línia dual

Les línies duals es basen en el mateix principi que les línies de transmissió convencionals, però amb la diferència de substituir les inductàncies sèrie per capacitats i les capacitats en derivació per inductàncies.

El concepte de dualitat sorgeix de la comparació de les equacions d'ona plana i de les equacions de les línies de transmissió en tecnologies planars. Sabent que la constant de propagació i la impedància d'una ona plana venen determinades per

$$\beta = \omega \sqrt{\epsilon_{eff} \mu_{eff}} \quad (2.22)$$

$$\eta = \sqrt{\frac{\mu_{eff}}{\epsilon_{eff}}} \quad (2.23)$$

La constant de propagació i la impedància en una línia de transmissió s'expressen segons

$$\beta = \omega \sqrt{L' C'} \quad (2.24)$$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L'}{C'}} \quad (2.25)$$

on  $L'$  és la inductància per unitat de longitud i  $C'$  és la capacitat per unitat de longitud. Comparant les constants de propagació (2.22) i (2.24), i les impedàncies (2.23) i (2.25) s'observa que la inductància  $L'$  és equivalent a la permeabilitat  $\mu_{eff}$ , i que la capacitat  $C'$  és equivalent a la permitivitat  $\epsilon_{eff}$

$$L' = \mu_{eff} \quad (2.26)$$

$$C' = \epsilon_{eff} \tag{2.27}$$

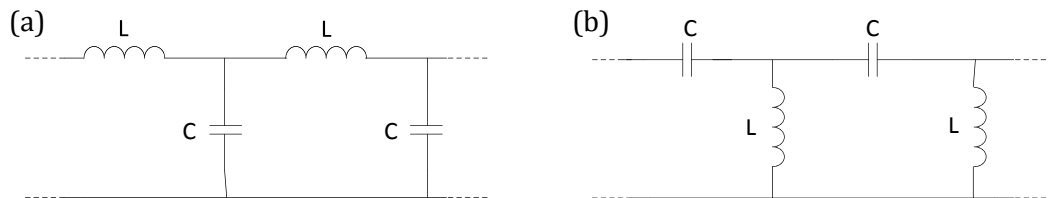
Les expressions (2.26) i (2.27) representen directament el model de línia de transmissió convencional *RHM*. Aquestes equacions es poden aplicar directament al model en *T* o al model en *Π* Figura 2.19. Generalment el model en *T* s'utilitza per a circuits equivalents en tecnologia microstrip, mentre que per a tecnologies coplanar s'utilitza el model en *Π*.

Substituint (2.26) i (2.27) en el model de línia de transmissió convencional obtenim

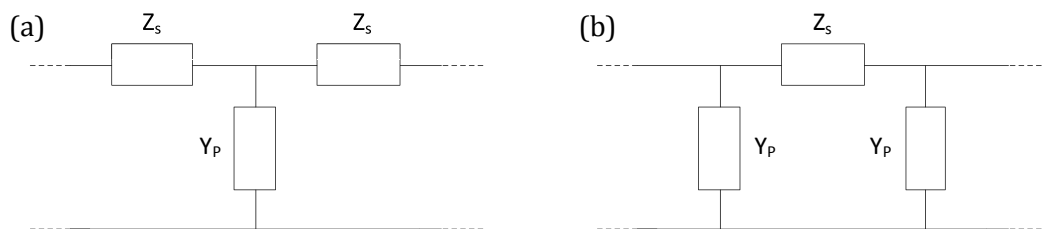
$$Z_s' = j\omega L' = j\omega\mu_{eff} \tag{2.28}$$

$$Y_p' = \frac{1}{Z_p'} = j\omega C' = j\omega\epsilon_{eff} \tag{2.29}$$

on  $Z_s'$  és la impedància en sèrie per unitat de longitud representada per una inductància,  $Y_p'$  és l'admitància en derivació per unitat de longitud i és equivalent a la inversa de la impedància en derivació per unitat de longitud  $Z_p'$ . Quan la reactància de  $Z_p'$  i la susceptància de  $Y_p'$  són ambdós positius es dona lloc a la propagació *RHM*. Si només una de les dues magnituds és negativa, o bé la reactància de la impedància en sèrie o bé la susceptància de l'admitància en derivació, no es produeix la transmissió. Finalment, el darrer cas d'estudi s'obté quan la reactància de la impedància sèrie i la susceptància de



**Figura 2.18** Model equivalent d'una línia convencional *RHM* (a), i model equivalent d'una línia esquerrana *LHM* (b), on s'han negligit les pèrdues.



**Figura 2.19** Model de circuit equivalent en *T* (a) i model en *Π* (b). La  $Z_s$  fa referència a la impedància sèrie dels models i la  $Y_p$  fa referència a l'admitància en derivació.



l'admitància en derivació són ambdues negatives aconseguint propagació *LHM*. Mitjançant la inversió dels elements del model de línia de transmissió convencional obtenim

$$Z_s = \frac{1}{j\omega C} = \frac{-j}{\omega C} \quad (2.30)$$

$$Y_p = \frac{1}{Z_p} = \frac{1}{j\omega L} = \frac{-j}{\omega L} \quad (2.31)$$

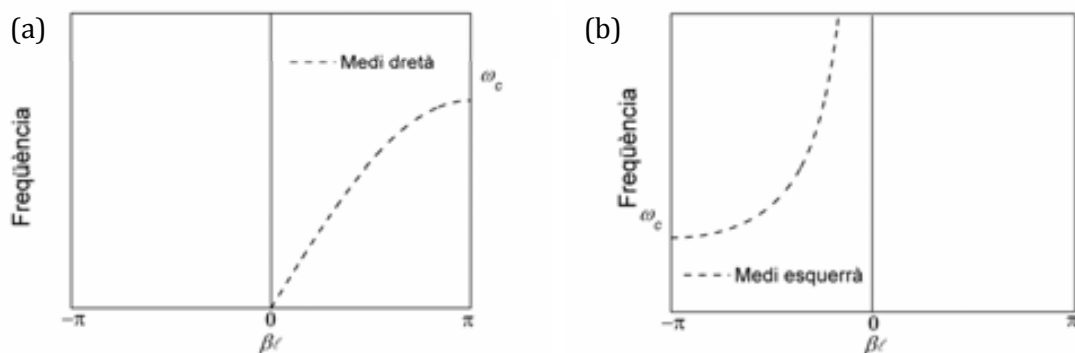
Representant el diagrama de dispersió que relaciona la constant de propagació amb la freqüència, tenint en compte la branca sèrie i la branca en derivació del circuits equivalents (2.32), s'observa la diferència entre la propagació *RHM* i la *LHM* (Figura 2.20). La constant de propagació per a una línia convencional, on domina la inductància *L* en la branca en sèrie i la capacitat *C* en la branca en derivació, pren valors entre 0 i  $\pi$ . Mentre que per a una línia *LHM*, on domina la capacitat *C* en la branca en sèrie i la inductància *L* en la branca en derivació, els valors varien entre  $-\pi$  i 0.

$$\cos(\beta l) = 1 + \frac{Z_s}{Z_p} \quad (2.32)$$

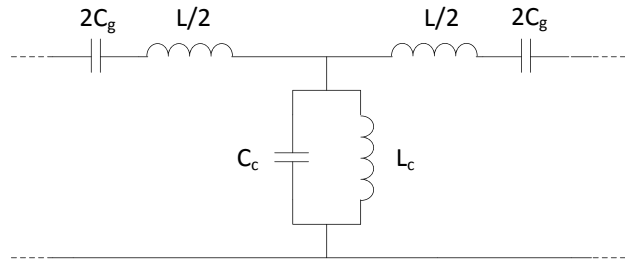
Les línies duals analitzades no són sintetitzables perquè sempre hi ha inductàncies o capacitats paràsites degudes a la pròpia línia de transmissió. Per aquest motiu s'han desenvolupat les línies de transmissió compostes, descrites a continuació.

### 2.2.3.2 La línia composta (CRLH)

Les línies compostes *CRLH* (*Composite Right Left Handed*) són sintetitzables i tenen la particularitat que tenen comportament dretà en unes freqüències i esquerrà en unes altres (Figura 2.21). Per tant, el comportament de la línia dual només es pot aconseguir



**Figura 2.20** Diagrama de dispersió per medis dretans *RHM*(a) i per a medis esquerrans *LHM* (b).



**Figura 2.21** Circuit equivalent de la línia composta CRLH.

mitjançant la línia composta, en el rang de freqüències on s'aconsegueix comportament de medi esquerrà. El circuit equivalent de la línia composta està representat en la Figura 2.21. La impedància sèrie i la admitància en derivació del circuit de la Figura 2.21 es poden escriure segons

$$Z_s = j\omega \frac{L}{2} + \frac{1}{j\omega 2C_g} = \frac{1 - \omega^2 LC_g}{2j\omega C_g} \quad (2.33)$$

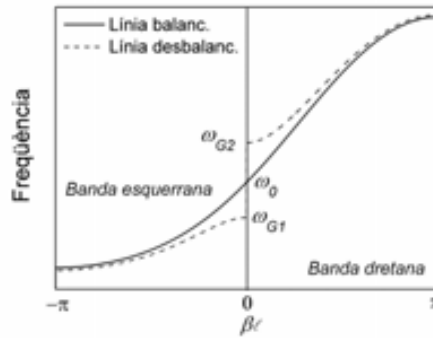
$$Y_p = \frac{1}{j\omega L_c} + j\omega C_c = \frac{1 - \omega^2 L_c C_c}{j\omega L_c} \quad (2.34)$$

De (2.33) es dedueix la freqüència de ressonància de la branca sèrie quan la impedància sèrie s'anul·la, i de (2.34) es dedueix la freqüència de ressonància de la branca en derivació quan la admitància s'anul·la, obtenint

$$\omega_s^2 = \frac{1}{LC_g} \quad (2.35)$$

$$\omega_p^2 = \frac{1}{L_c C_c} \quad (2.36)$$

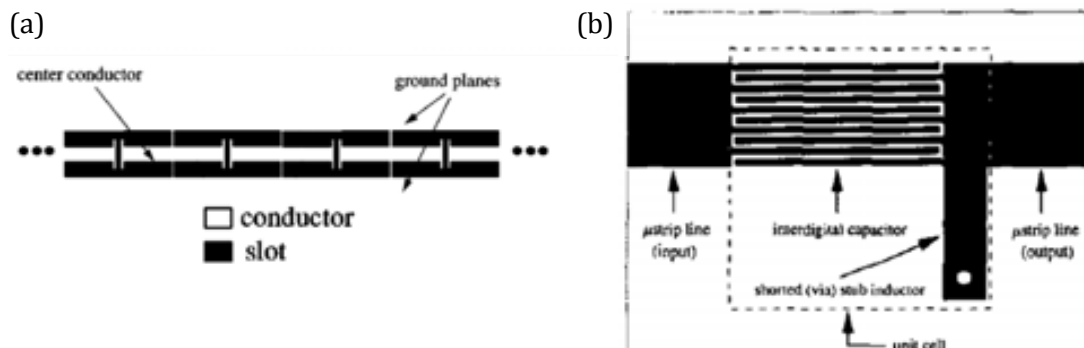
Es pot observar de (2.33) que la branca sèrie té un comportament capacitiu per sota la freqüència de ressonància (2.35) i inductiu per sobre. Referent a la branca en derivació (2.34), l'admitància té un comportament inductiu per sota la freqüència de ressonància (2.36) i capacitiu per sobre. Segons l'elecció dels paràmetres que conformen la línia composta es pot obtenir un rang de freqüències en el que la línia té comportament de medi convencional *RHM* i un rang de freqüències on s'obté comportament de medi esquerrà *LHM*. Aquesta característica està representada en el diagrama de dispersió (Figura 2.22) on s'observa que el sistema té un comportament esquerrà per freqüències inferiors a  $\omega_{G1}$ , on els paràmetres de la línia de transmissió dual  $C_g$  i  $L_c$  són dominants. En canvi, es produeix propagació dretana per a freqüències superiors a  $\omega_{G2}$ , on dominen els paràmetres  $L$  i  $C_c$ . La part esquerra de la Figura 2.22 correspon a velocitats de fase negatives mentre que la part de la dreta correspon a velocitats de fase positives. Donat que



**Figura 2.22** Diagrama de dispersió típic d'una estructura CRLH balancejada i no balancejada.

en la gràfica s'han representat únicament solucions corresponents a velocitats de grup positives (pendents de la corba  $\omega(\beta)$  positives), la part de l'esquerra correspon a la propagació d'un medi *LHM* perquè la velocitat de fase i velocitat de grup presenten signes oposats. Per sobre la freqüència de ressonància  $\omega_{G2}$ , la banda de pas correspon a un medi dretà. Quan existeix un rang de freqüències entre la banda esquerrana i la banda dretana on la propagació no és possible, es parla d'una línia no balancejada ( $\omega_0 \neq \omega_{G1} \neq \omega_{G2}$ ). Un cas d'interès especial apareix quan la transició entre el comportament esquerrà i dretà és continu ( $\omega_0 = \omega_{G1} = \omega_{G2}$ ). Aquest és el cas balancejat i dóna lloc a la desaparició de la banda de freqüències prohibides.

El primer circuit amb comportament esquerrà i implementat amb tecnologia coplanar va ser introduït per Eleftheriades [29], i el primer circuit en tecnologia microstrip va ser dissenyat i implementat per Itoh i Caloz [30]. La Figura 2.23 mostra la implementació de línies de transmissió dual (en realitat són línies *CRLH*) mitjançant línies coplanar i microstrip, respectivament. En la Figura 2.23a la capacitat sèrie s'aconsegueix mitjançant un gap a la línia conductora, mentre que la inductància s'aconsegueix amb una línia conductora que contacta amb els plans de massa. Referent a la línia microstrip (Figura 2.23b), la capacitat sèrie s'aconsegueix mitjançant l'ús de capacitats interdigitals, mentre que la inductància s'aconsegueix a través d'una via a massa.



**Figura 2.23** Implementació de la línia dual mitjançant tecnologia coplanar (a), i implementació de la línia dual mitjançant tecnologia microstrip (b).

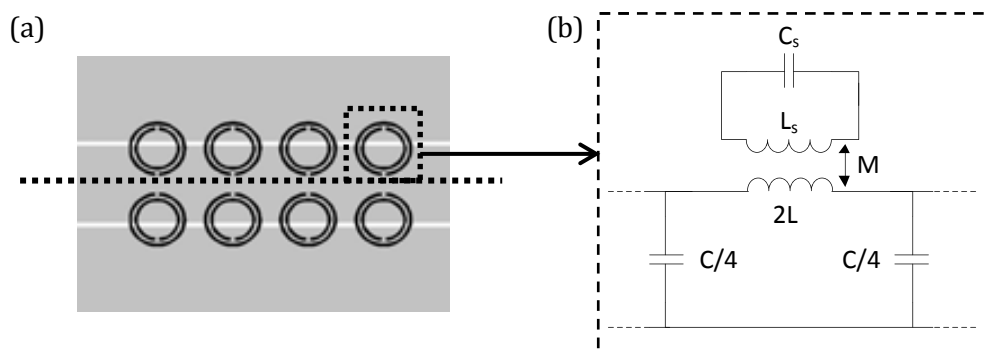
### 2.2.4 Línies de transmissió basades en el model ressonant

A diferència de les línies de transmissió estudiades en la secció anterior, en aquest cas les línies *host* es carreguen amb ressonadors com, per exemple, el ressonador d'anells oberts *SRR*, el seu complementari *CSRR* o els ressonadors derivats d'aquestes partícules. L'ús d'aquests elements permet obtenir dispositius de dimensions reduïdes gràcies a les seves petites dimensions, a més d'oferir flexibilitat en el disseny i ser completament compatibles amb tecnologia planar.

#### 2.2.4.1 Línies de transmissió basades en SRR

El primer comportament de medi esquerrà basat en *SRRs* en tecnologia coplanar va ser implementat per Martin *et al.* [31] el 2003. Els ressonadors van ser excitats amb un camp magnètic axial per a obtenir el comportament negatiu de la permeabilitat efectiva en una línia coplanar.

En la Figura 2.24a hi ha representats els *SRRs* situats a la part inferior del substrat. Els plans de massa són els conductors dels extrems representats en color gris, mentre que la línia gris central és el conductor per on es propaga el senyal. Les ranures (*slots*) que separen el conductor dels plans de massa són de color blanc. En tecnologia coplanar les línies de camp elèctric parteixen de la tira conductora central i es dirigeixen cap als plans de massa. Les línies de camp magnètic són transversals a les línies de camp elèctric. Per tant, els anells situats en la part inferior del substrat són excitats amb un camp magnètic axial. Els anells són col·locats de dos en dos per obtenir simetria i evitar l'excitació del mode *slot* de la línia coplanar.



**Figura 2.24** Medi efectiu amb permeabilitat negativa en tecnologia coplanar composta de *SRRs*, aplicant paret magnètica (a) i circuit equivalent de mitja cel·la unitat de la línia de transmissió (b). Figura extreta de [32].

El circuit equivalent de la Figura 2.24b es pot transformar en un altre circuit equivalent simplificat (Figura 2.25a), per mitjà de les següents equacions [31, 32]:

$$C'_s = \frac{L_s}{\omega_o^2 M^2} \quad (2.37)$$

$$L'_s = \omega_o^2 M^2 C_s \quad (2.38)$$

$$L' = 2L - L'_s \quad (2.39)$$

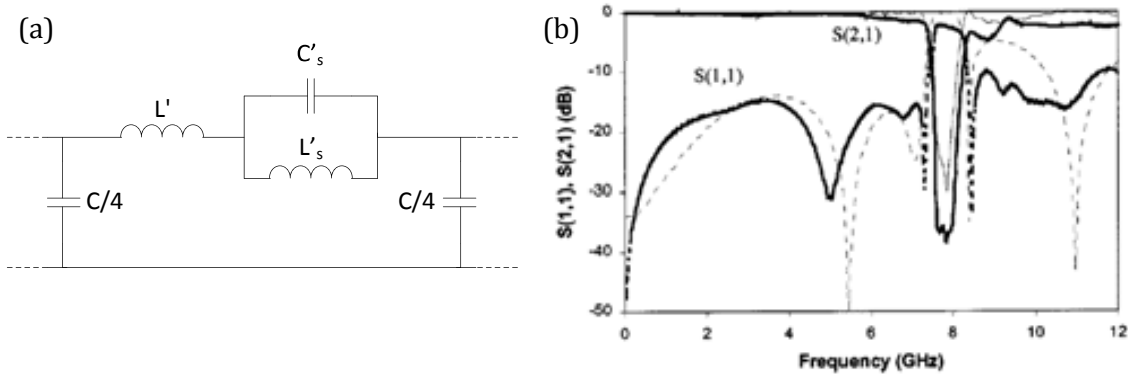
on  $C_s$  i  $L_s$  modelen la capacitat i la inductància del ressonador *SRR*, respectivament;  $M$  és la inductància mútua entre el ressonador i la línia;  $C$  i  $L$  modelen la capacitat i la inductància de la línia coplanar, aplicant el concepte de paret magnètica. Per mitjà de la impedància sèrie i de la admitància en derivació del circuit de la Figura 2.25a es poden calcular les freqüències de ressonància de cada branca per conèixer les diferents regions de propagació o inhibició de transmissió

$$Z_s = \frac{j\omega L'_s}{1 - \omega^2 L'_s C'_s} + j\omega L' \quad (2.40)$$

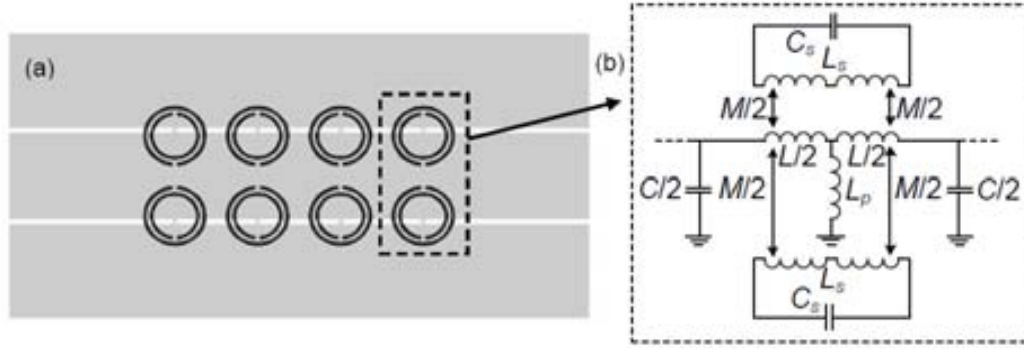
$$Y_p = \frac{4}{j\omega C} \quad (2.41)$$

$$\omega_s^2 = \frac{1}{L'_s C'_s} \quad (2.42)$$

En les equacions anteriors, la impedància sèrie  $Z_s$  (2.40) té una freqüència de ressonància (2.42) a partir de la qual canvia de tenir un comportament inductiu a un capacitiu; i posteriorment tornarà a tenir comportament inductiu. Mentre que la admitància en derivació  $Y_p$  (2.41) és capacitiva en tot moment. La resposta en freqüència del disseny dels *SRRs* s'observa en la Figura 2.25b, on hi ha representat una banda de freqüències en que no es produeix la propagació.



**Figura 2.25** Model equivalent del circuit de la Figura 2.24b (a), i resposta en freqüència estreta de [32] (b).



**Figura 2.26** Línia de transmissió LHM implementada en tecnologia coplanar basada en SRRs (a), i model discret de la cel·la base de la línia LHM (b). En aquest cas, no s'ha aplicat el concepte de paret magnètica. Figura extreta de [33].

Per aconseguir implementar un medi amb propagació esquerrana *LHM* és necessari que la branca en derivació deixi de ser únicament capacitiva. Per tant, cal afegir una inductància en la branca en derivació, que equival a connectar els plans de massa amb unes tires conductores en tecnologia coplanar (Figura 2.26). S'ha utilitzat un model de circuit millorat per les línies esquerranes carregades amb els ressonadors d'anells oberts. En aquest cas no s'ha aplicat el concepte de paret magnètica.

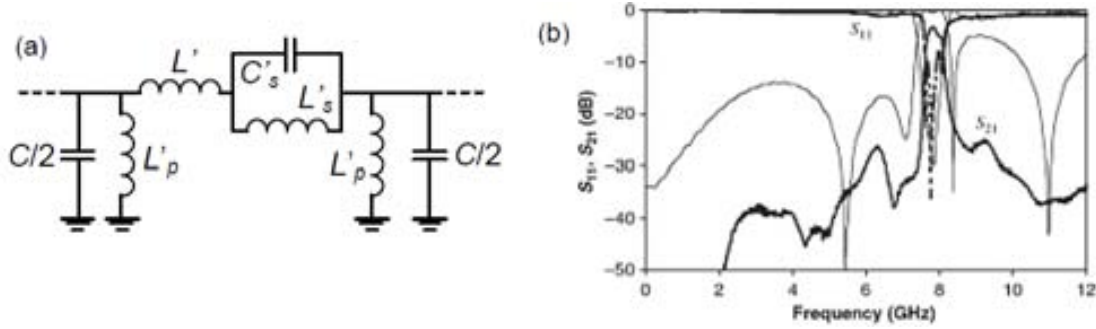
El circuit de la Figura 2.26b es pot transformar en un model equivalent simplificat (Figura 2.27a). Aquesta estructura es comporta com una línia composta *CRLH* amb un paràmetre addicional  $L'_s$  que genera un zero de transmissió degut a la ressonància del tanc paral·lel  $L'_s C'_s$ . Els elements del circuit de la Figura 2.26a venen donats per [33]:

$$C'_s = \frac{L_s}{2\omega_o^2 M^2} \left( \frac{1 + \frac{M^2}{2L_p L_s}}{1 + \frac{L}{4L_p}} \right)^2 \quad (2.43)$$

$$L'_s = 2\omega_o^2 M^2 C_s \frac{\left(1 + \frac{L}{4L_p}\right)^2}{1 + \frac{M^2}{2L_p L_s}} \quad (2.44)$$

$$L' = \left(2 + \frac{L}{2L_p}\right) \frac{L'}{2} - L'_s \quad (2.45)$$

$$L'_p = 2L_p + \frac{L}{2} \quad (2.46)$$



**Figura 2.27** Transformació del circuit equivalent de Figura 2.26b (a), i resposta en freqüència (b). Figura extreta de [33] i [31].

La impedància sèrie  $Z_s$  del circuit de la Figura 2.27a és equivalent a la impedància obtinguda en (2.40). No obstant, al introduir els strips conductors a massa la admitància en derivació i la freqüència de ressonància de la branca valen

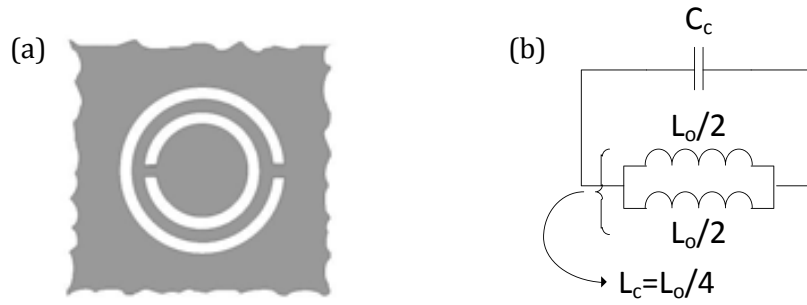
$$Y_p = \frac{1}{j4\omega L_p} + \frac{j\omega C}{4} = \frac{1 - \omega^2 L_p C}{j4\omega L_p} \quad (2.47)$$

$$\omega_p^2 = \frac{1}{L_p C} \quad (2.48)$$

Per a freqüències més baixes que (2.48), el comportament de la impedància en derivació és inductiu, mentre que per a majors freqüències s'obté un comportament capacitiu. Quan la impedància de la branca en sèrie té un comportament capacitiu (permeabilitat negativa) i la admitància de la branca en derivació té un comportament inductiu es produeix la propagació característica d'un medi esquerrà. Aquesta característica queda reflectida en la Figura 2.27b, on es produeix transmissió *LHM* en un rang estret de freqüències.

### 2.2.4.2 Línies de transmissió basades en CSRRs

Per a poder obtenir el comportament de medi esquerrà en tecnologia microstrip és necessari implementar una partícula complementària al *SRR*. Aquesta partícula anomenada ressonador d'anells oberts complementari *CSRR* (*Complementary Split Rings Resonator*) [25, 34], s'obté reemplaçant les parts metàl·liques del *SRR* per apertures, i les apertures per traves metàl·liques [35], de manera que el ressonador *CSRR* queda gravat en el pla de massa (Figura 2.28). De fet, mentre que el *SRR* pot ser considerat principalment un dipol ressonant magnètic excitat per mitjà d'un camp magnètic axial, el *CSRR* es comporta essencialment com un dipol elèctric (amb la mateixa freqüència de ressonància) excitat per mitjà d'un camp elèctric axial.



**Figura 2.28** Topologia (a), i circuit equivalent (b) del ressonador d'anells oberts complementari. Figures extretes de [25, 34].

Amb el *SRR* s'obté la permeabilitat efectiva negativa, mentre que amb el seu model complementari *CSRR* s'obté la permitivitat efectiva negativa. En la Figura 2.29a es mostra la cara superior d'un circuit imprès realitzat en microstrip, on la part metàl·lica és de color gris i els ressonadors *CSRR* gravats en el pla de massa són de color blanc [36].

Referent al model equivalent de la Figura 2.29b, el *CSRR* està modelat pel tanc paral·lel de la inductància  $L_c$  i de la capacitat  $C_c$ , en sèrie amb la capacitat  $C$  del substrat. La línia de transmissió està modelada per la inductància  $L$ . La impedància i admitància del model en  $T$ , juntament amb les freqüències de ressonància resulten en

$$Z_s = \frac{j\omega L}{2} \quad (2.49)$$

$$Y_p = \frac{j\omega C (1 - \omega^2 L_c C_c)}{1 - \omega^2 L_c (C + C_c)} \quad (2.50)$$

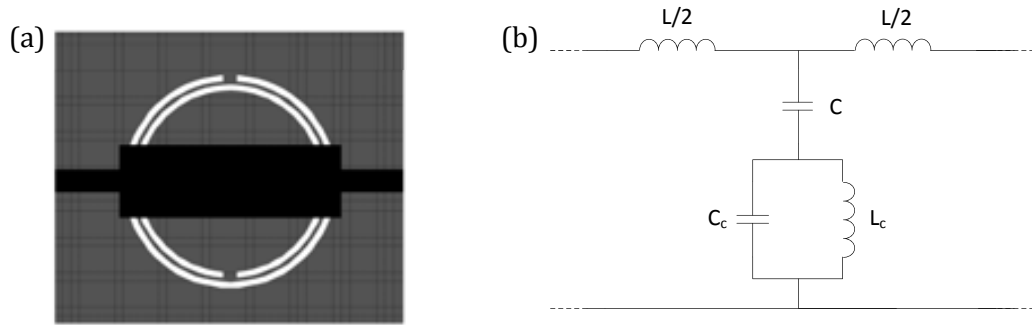
$$\omega_p^2 = \frac{1}{L_c C_c} \quad (2.51)$$

$$\omega_n^2 = \frac{1}{L_c (C + C_c)} \quad (2.52)$$

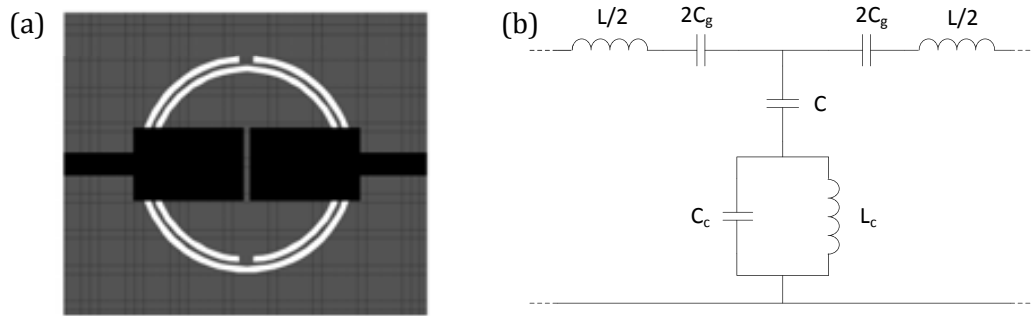
La impedància sèrie (2.49) sempre té un comportament inductiu. La admitància en derivació té comportament capacitiu per freqüències inferiors a la freqüència del zero de transmissió (2.52). Per freqüències superiors a aquesta freqüència però inferiors a la freqüència de ressonància del tanc  $LC$  (2.51), la branca en derivació té comportament inductiu. Finalment, per freqüències superiors a la ressonància del tanc  $LC$  es recupera el comportament capacitiu.

Per tant, amb aquesta estructura només s'aconsegueix propagació de medi convencional *RHM*. Anàlogament al que succeïa amb el *SRR*, per aconseguir propagació esquerrana s'ha d'afegir un element extra en la branca sèrie. L'objectiu consisteix en obtenir un comportament capacitiu de la branca sèrie en les mateixes freqüències en que





**Figura 2.29** Topologia de la cel·la bàsica de la línia amb permittivitat negativa (a), i model del circuit equivalent (b). Figura extreta de [36].



**Figura 2.30** Topologia de la cel·la bàsica de la línia LHM (a), i model de circuit equivalent (b). Figura extreta de [36].

la admitància en derivació equival a una inductància. D'aquesta manera per mitjà del CSRR s'obté un circuit amb permittivitat negativa i mitjançant uns gaps capacitius en la línia de transmissió s'obté permeabilitat negativa (Figura 2.30).

Al circuit equivalent de la (Figura 2.30) s'han afegit les capacitats en sèrie per modelar els gaps. Cal remarcar que aquest circuit és una simplificació del circuit equivalent de [37], obtenint que la impedància sèrie i la freqüència de ressonància venen determinades per

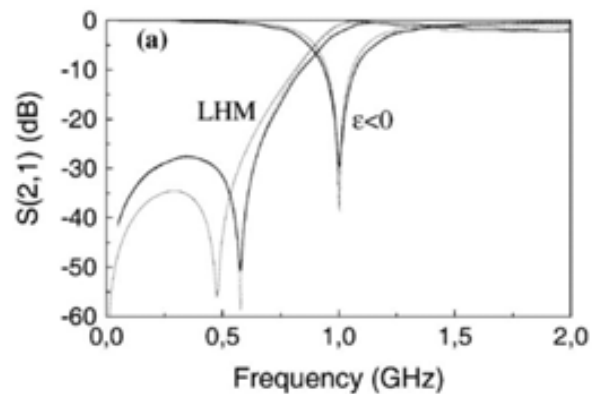
$$Z_s = \frac{j\omega L}{2} + \frac{1}{j\omega 2C_g} = \frac{1 - \omega^2 LC_g}{2j\omega C_g} \tag{2.53}$$

$$\omega_s^2 = \frac{1}{LC_g} \tag{2.54}$$

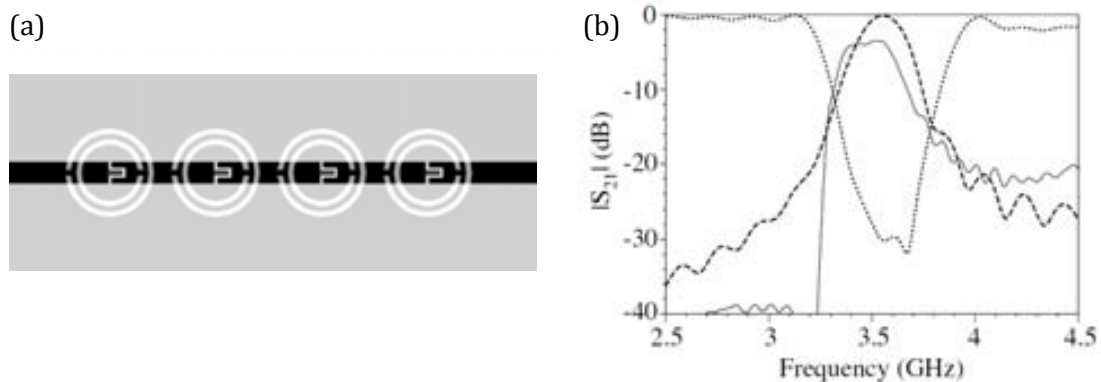
Per sota la freqüència de ressonància de (2.54), la branca sèrie té un comportament capacitiu i per sobre inductiu. Combinant adequadament les freqüències dels elements sèrie i paral·lel, s'obté un comportament esquerrà. La respostes dels coeficients de transmissió pel cas on la permittivitat és negativa (Figura 2.29), i pel cas de transmissió LHM (Figura 2.30) són representades en la Figura 2.31.

La implementació de la línia de transmissió amb *gaps* basada en *CSRR* que permet emular un comportament esquerrà *LHM* es mostra en la Figura 2.32, juntament amb la resposta del coeficient de transmissió. La línia de punts correspon a la línia de transmissió sense els *gaps* amb  $\epsilon_{eff}$  negativa, on apareix una banda de rebuig degut als *CSRR*. Combinant l'estructura amb els *gaps* capacitius apareix una banda de transmissió. La línia discontinua representa els valors simulats mentre que la línia contínua representen els valors mesurats.

Aquestes són les línies de transmissió basades en l'aproximació ressonant bàsiques. Existeixen moltes variants segons el tipus de resonador utilitzat, però sempre segueixen aproximadament el mateix patró: el model en sèrie basat en *SRRs* o el model en derivació basat en *CSRRs*.



**Figura 2.31** Coeficient de transmissió de les estructures de la Figura 2.29a i Figura 2.30a. Les mesures, simulacions electromagnètiques i simulacions circuital es mostren en negra, línia contínua i línia discontinua, respectivament. Figura extreta de [36].



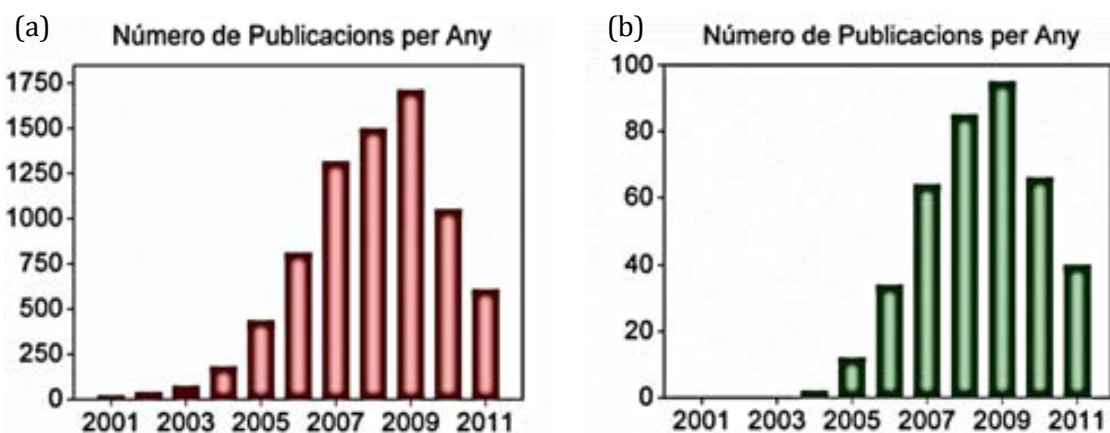
**Figura 2.32** Línia microstrip (en negra) sobre el pla de massa (en gris) on s'han gravat els *CSRRs* (a), i resultats simulats electromagnèticament del coeficient de transmissió de la línia microstrip amb *gaps* capacitius (línia discontinua), i sense els *gaps* capacitius (línia puntejada). La mesura de la línia microstrip amb *gaps* capacitius es mostra en línia contínua. Figura extreta de [34].

## 2.2.5 Estat de l'art

L'estat de l'art l'hem dividit en dues seccions diferents. La primera secció fa referència a la identificació per radiofreqüència, on es descriuen el número d'articles relacionats amb aquesta tecnologia, així com la repercussió dels últims anys mitjançant uns cronogrames. També es descriuen les diferents àrees d'interès i algunes aplicacions destacades i recents. En la segona secció es busquen articles relacionats amb els metamaterials i les línies artificials, relacionats amb aplicacions de RFID. Cal mencionar que, en el següent capítol (secció 3.2.4), s'ha realitzat un altre estudi de l'art, però enfocat a les xarxes d'adaptació de les etiquetes RFID.

### 2.2.5.1 Literatura referent a RFID

Actualment hi ha 7.825 articles relacionats amb la RFID segons la *Web of Knowledge* [38]. En el següent gràfic (Figura 2.33a) es dedueix que hi ha hagut un clar interès en la primera dècada del segle XXI per a promocionar l'expansió de la RFID. No obstant, hi ha hagut una davallada en els darrers anys, a conseqüència de la crisi econòmica mundial (2008-2012), que queda palesa en el gràfic. De tots aquests articles hi ha una gran diversitat de temes que aborden protocols, seguretat, autenticació, etc. i com millorar-ne els algoritmes d'criptació, propietats dels xips, materials on implementar les etiquetes RFID, etiquetes RFID sense xips, RFID aplicat a sensors, etc. Però només 400 articles aproximadament es dediquen al disseny d'etiquetes de RFID en la banda de freqüències ultra altes UHF. La cronologia d'aquests articles també s'ha representat en la Figura 2.33b, on els anys d'expansió i els anys de davallada coincideixen amb la tendència de la RFID. Independentment dels articles relacionats amb el disseny d'etiquetes RFID, les principals àrees d'interès on s'aplica la RFID són l'enginyeria, la informàtica i les telecomunicacions, però n'hi ha moltes altres (Taula 2.5).



**Figura 2.33** Número de publicacions d'articles relacionats amb RFID (a), i articles relacionats únicament amb el disseny d'etiquetes RFID.

<b>Taula 2.5 Diversitat d'articles segons àrees d'interès</b>			
<b>Àrees d'interès</b>	<b>Articles</b>	<b>Percentatge</b>	<b>Barres</b>
<b>Enginyeria</b>	4627	59.13	
<b>Informàtica</b>	3523	45	
<b>Telecomunicacions</b>	2122	27.12	
<b>Sist. Automatitzats de control</b>	436	5.57	
<b>Física</b>	428	5.47	
<b>Economia de l'empresa</b>	277	3.54	
<b>Òptica</b>	274	3.5	
<b>Instrumentació</b>	239	3.05	
<b>Robòtica</b>	182	2.36	

La identificació per radiofreqüència és, com s'ha comentat, una tecnologia emergent i que contínuament van apareixent noves sinèrgies entre altres tecnologies recents. És per exemple el cas del concepte recent i mediàtic dels nanotubs de carbó. En [39] utilitzen els nanotubs per detectar la presència de gasos alternant-ne les característiques d'adaptació entre el xip i l'antena. Per tant, una vessant de la RFID consisteix en utilitzar-los com a sensors [40]. Una altre vessant innovadora relacionada amb la RFID és el "conreu d'energia" o *harvesting energy*, que consisteix en obtenir energia de l'ambient. En [41] s'utilitza una cel·la fotovoltaica connectada a una etiqueta RFID per augmentar el rang de lectura, o altres casos en que estudien la possibilitat d'implementar RFID amb *harvesting* [42, 43]. Finalment, també es destaca una altra novetat referent a la RFID que consisteixen en les etiquetes sense xip o *chipless* [44], que tenen l'objectiu d'esdevenir els codis de barres del futur.

També hi ha un esforç continu per trobar noves aplicacions de la RFID. Alguns exemples d'aplicacions originals i curioses són: [45] on es presenten unes ulleres amb RFID per a evitar accidents laborals; en [46] s'utilitzen unes etiquetes per comptabilitzar feixos de bitllets; en [47] s'empren les etiquetes RFID per conèixer la posició d'un vehicle, similarment a [48] on s'utilitza una tècnica de navegació automatitzada mitjançant la tecnologia RFID.

### 2.2.5.2 Metamaterials i RFID

En la literatura són pocs els treballs que combinen els metamaterials amb la identificació per radiofreqüència. En [49] per exemple, s'utilitzen cel·les metamaterials per a realitzar plans conductors magnètics artificials (*AMC*) però aplicats al disseny d'etiquetes RFID a 2.5 GHz. Aprofitant la idea dels *AMC* formats per metamaterials, en [50] introdueix teòricament la idea d'augmentar el rendiment mitjançant aquests plans *AMC* col·locats a certa distància de l'antena o de les etiquetes RFID. Seguint amb els substrats

metamaterials, en [51] utilitzen aquests substrats consistents en ressonadors d'anells en espiral i el situen prop de d'una antena meandre, al·legant que s'augmenta el rendiment.

Altres aplicacions de RFID relacionades amb els metamaterials són proposades per [52]. En aquest cas utilitzen els metamaterials per obtenir comportament dual en freqüència per a una antena *patch* polaritzada circularment.

En aquest altre cas [53] utilitzen línies esquerranes metamaterials per controlar els retards dels ressonadors i poder realitzar etiquetes sense xip (*chipless*) [54, 55]. És a dir, mitjançant les freqüències de ressonància de cada ressonador poden implementar diferents bits, i per tant, diferents respostes. Precisament, aquests conceptes d'etiquetes sense xip s'han aplicat recentment a ressonadors en espiral acoblats a una línia de transmissió [56].

Però l'ús estrictament parlant dels ressonadors que conformen els metamaterials en les etiquetes RFID es troba en la literatura a partir del 2008 [57, 58], data posterior a l'inici d'aquesta tesi i posterior a la presentació d'alguns treballs en congressos. En aquests articles s'utilitzava el ressonador d'anells oberts *SRR*, mentre que recentment s'han dissenyat etiquetes utilitzant variants d'aquest ressonador com són el ressonador d'anells oberts complementari amb meandres *MOCSRR* [59] i el ressonador d'anells oberts complementari *OCSRR* [60].

## 2.3 Conclusions

En resum, aquest ha estat un capítol introductori on s'han explicat els principis fonamentals de la tecnologia per identificació per radiofreqüència. Les principals característiques dels sistemes RFID han estat comparades amb les característiques dels sistemes de la tecnologia predecessora, els codis de barres. El capítol està enfocat a remarcar els atributs de les etiquetes RFID perquè són els components a dissenyar. A més, s'ha explicat la figura de mèrit (rang de lectura) que permet avaluar el rendiment de les etiquetes RFID, així com els requeriments i el procés per a dissenyar les etiquetes RFID. D'altra banda, també s'ha introduït la tecnologia metamaterial. La definició i la síntesi dels metamaterials han estat explicats, remarcant-ne els trets més importants i les avantatges d'utilitzar aquesta tecnologia emergent. Finalment, es presenten línies de transmissió basades en ressonadors elèctricament petits i implementades en tecnologia planar que permeten emular i sintetitzar el comportament dels metamaterials, per a poder miniaturitzar components de radiofreqüència o la possibilitat de realitzar components multibanda.

## 2.4 Referències

- [1] V. S. Hunt, A. Puglia, and M. Puglia, *RFID - A Guide to Radio Frequency Identification*. New York: John Wiley & Sons Inc., 2007.
- [2] S. Mori, H. Nishida, and H. Yamada, *Optical Character Recognition*. New York: Wiley Interscience, 1999.
- [3] F. Prokoski, "History, current status, and future of infrared identification," in *Proceedings IEEE Workshop on Computer Vision Beyond the Visible Spectrum: Methods and Applications*, 2000, pp. 5-14.
- [4] G. White, G. Gardiner, G. Prabhakar, and A. Razak, "A comparison of barcoding and RFID technologies in practice," *Journal of Information, Information Technology, and Organizations*, vol. 2, 2007.
- [5] G. White, Gardiner, G., Prabhakar, G. and Abd Razak, A. , "A comparison of barcoding and RFID technologies in practice," *Information Technology and Organization Journal of Information*, pp. pp. 119-132. , 2007.
- [6] *RFID-ready*. Available: [www.rfid-ready.com](http://www.rfid-ready.com)
- [7] E. Welbourne, L. Battle, G. Cole, K. Gould, K. Rector, S. Raymer, M. Balazinska, and G. Borriello, "Building the Internet of Things Using RFID: The RFID Ecosystem Experience," *Internet Computing, IEEE*, vol. 13, pp. 48-55, 2009.
- [8] Z. Daqiang, L. T. Yang, and H. Hongyu, "Searching in Internet of Things: Vision and Challenges," in *Parallel and Distributed Processing with Applications (ISPA), 2011 IEEE 9th International Symposium on*, 2011, pp. 201-206.
- [9] AutoID. Available: <http://www.autoidlabs.org/>
- [10] EPCglobal. Available: <http://www.gs1.org/epcglobal>
- [11] D. Dobkin, *The RF in RFID. Passive UHF RFID in Practice*. Burlington: Newnes, 2008.
- [12] S. Ahson and M. Ilyas, *RFID handbook: applications, technology, security, and privacy*. Boca Raton: Taylor & Francis Group, 2008.
- [13] A. Cardama, L. Jofre, J. M. Rius, J. Romeu, and S. Blanch, *Antenas*, 1st ed. Barcelona, Spain: Edicions UPC, 1998.
- [14] K. V. S. Rao, P. V. Nikitin, and S. F. Lam, "Antenna design for UHF RFID tags: a review and a practical application," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, pp. 3870-3876, 2005.
- [15] G. V. Eleftheriades and K. G. Balmain, *Negative Refraction Metamaterials: Fundamental Principles and Applications*. New Jersey: John Wiley & Sons, 2005.
- [16] C. Caloz and T. Itoh, *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications*. New Jersey: John Wiley & Sons, 2005.
- [17] N. Engheta and R. W. Ziolkowski, *Metamaterials: Physics and Engineering Explorations*. New Jersey: John Wiley & Sons, 2006.
- [18] A. K. Sarychev and V. M. Shalaev, *Electrodynamics of Metamaterials*. Singapore: World Scientific Publishing Co., 2007.
- [19] R. Marqués, F. Martín, and M. Sorolla, *Metamaterials with Negative Parameters: Theory, Design and Microwave Applications*. New Jersey: John Wiley & Sons, 2007.
- [20] S. Zouhdi, A. Sihvola, and A. P. Vinogradov, *Metamaterials and Plasmonics: Fundamentals, Modelling, Applications*. Marrakech: Springer, 2008.
- [21] F. Capolino, *Applications of Metamaterials*: CRC Press/Taylor & Francis, 2009.
- [22] F. Yang and Y. Rahmat-Samii, *Electromagnetic band gap structures in antenna engineering*: Cambridge University Press, 2009.
- [23] V. G. Veselago, ""The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$ ," *Sov. Phys. Uspekhi*, vol. 10, pp. 509-514, January 1968.

- [24] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 47, pp. 2075-2084, 1999.
- [25] J. D. Baena, J. Bonache, F. Martin, R. M. Sillero, F. Falcone, T. Lopetegui, M. A. G. Laso, J. Garcia-Garcia, I. Gil, M. F. Portillo, and M. Sorolla, "Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, pp. 1451-1461, 2005.
- [26] J. B. Pendry, A. J. Holden, D. J. Robbins, and W. J. Stewart, "Low frequency plasmons in thin-wire structures," *Journal of Physics Condensed Matter*, vol. 10, pp. 4785-4809, 1998.
- [27] D. R. Smith, W. J. Padilla, D. C. Vier, S. C. Nemat-Nasser, and S. Schultz, "Composite Medium with Simultaneously Negative Permeability and Permittivity," *Physical Review Letters*, vol. 84, pp. 4184-4187, 2000.
- [28] R. Marqués, J. Martel, F. Mesa, and F. Medina, "Left-handed-media simulation and transmission of EM waves in subwavelength split-ring-resonator-loaded metallic waveguides," *Physical Review Letters*, vol. 89, pp. 183901/1-183901/4, 2002.
- [29] A. K. Iyer and G. V. Eleftheriades, "Negative refractive index metamaterials supporting 2-D waves," in *Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International*, 2002, pp. 1067-1070.
- [30] C. Caloz and T. Itoh, "Application of the transmission line theory of left-handed (LH) materials to the realization of a microstrip "LH line"," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2002. IEEE*, 2002, pp. 412-415 vol.2.
- [31] F. Martin, J. Bonache, F. Falcone, M. Sorolla, and R. Marques, "Split ring resonator-based left-handed coplanar waveguide," *Applied Physics Letters*, vol. 83, pp. 4652-4654, 2003.
- [32] F. Falcone, F. Martin, J. Bonache, R. Marqués, and M. Sorolla, "Coplanar waveguide structures loaded with split ring resonators," *Microwave Opt. Tech. Lett.*, vol. 40, pp. 3-6, January 2004.
- [33] F. Aznar, J. Bonache, and F. Martin, "Improved circuit model for left-handed lines loaded with split ring resonators," *Applied Physics Letters*, vol. 92, pp. 043512-043512-3, 2008.
- [34] F. Falcone, T. Lopetegui, M. A. G. Laso, J. D. Baena, J. Bonache, M. Beruete, R. Marques, F. Martiñán, and M. Sorolla, "Babinet principle applied to the design of metasurfaces and metamaterials," *Physical Review Letters*, vol. 93, pp. 197401-1-197401-4, 2004.
- [35] H. G. Booker, "Slot aerials and their relation to complementary wire aerials (Babinet's principle)," *Electrical Engineers - Part IIIA: Radiolocation, Journal of the Institution of*, vol. 93, pp. 620-626, 1946.
- [36] J. Bonache, M. Gil, I. Gil, J. Garcia-Garcia, and F. Martin, "On the electrical characteristics of complementary metamaterial resonators," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 16, pp. 543-545, 2006.
- [37] J. Bonache, M. Gil, O. García-Abad, and F. Martiñán, "Parametric analysis of microstrip lines loaded with complementary split ring resonators," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 50, pp. 2093-2096, 2008.
- [38] *Web of Knowledge*. Available: <http://www.accesowok.fecyt.es/>
- [39] C. Occhiuzzi, A. Rida, G. Marrocco, and M. Tentzeris, "RFID Passive Gas Sensor Integrating Carbon Nanotubes," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 59, pp. 2674-2684, 2011.
- [40] C. Occhiuzzi, C. Paggi, and G. Marrocco, "Passive RFID Strain-Sensor Based on Meander-Line Antennas," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 59, pp. 4836-4840, 2011.

- [41] A. P. Sample, J. Braun, A. Parks, and J. R. Smith, "Photovoltaic enhanced UHF RFID tag antennas for dual purpose energy harvesting," in *RFID (RFID), 2011 IEEE International Conference on*, 2011, pp. 146-153.
- [42] I. Bose and Y. Shipeng, "The Green Potential of RFID Projects: A Case-Based Analysis," *IT Professional*, vol. 13, pp. 41-47, 2011.
- [43] A. Hande, R. Bridgelall, and B. Zoghi, "Vibration Energy Harvesting for Disaster Asset Monitoring Using Active RFID Tags," *Proceedings of the IEEE*, vol. 98, pp. 1620-1628, 2010.
- [44] S. Preradovic and N. C. Karmakar, "Chipless RFID: Bar Code of the Future," *Microwave Magazine, IEEE*, vol. 11, pp. 87-97, 2010.
- [45] B. Sanz-Izquierdo, D. Larter, and J. C. Batchelor, "Safety glasses RFID antennas," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09. IEEE*, 2009, pp. 1-4.
- [46] K. Taeik, K. Uisheon, J. Gyubong, and C. Jaehoon, "Design of an UHF RFID tag antenna for paper money management system," in *Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific*, 2009, pp. 1056-1059.
- [47] S. Park and H. Lee, "Self-recognition of Vehicle Position using UHF Passive RFID Tags," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. PP, pp. 1-1, 2012.
- [48] W. Gueaieb and M. S. Miah, "An Intelligent Mobile Robot Navigation Technique Using RFID Technology," *Instrumentation and Measurement, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 1908-1917, 2008.
- [49] H. X. Araujo, S. E. Barbin, and L. C. Kretly, "Analysis and characterization of different metamaterial patterns embedded on a Quasi Yagi antenna for RFID application," in *Microwaves, Communications, Antennas and Electronics Systems (COMCAS), 2011 IEEE International Conference on*, 2011, pp. 1-4.
- [50] R. Mittra, M. Stupf, J. R. Mosig, and J. Yeo, "Some novel designs for RFID tags and their performance enhancement with metamaterials," in *Antennas and Propagation, 2006. EuCAP 2006. First European Conference on*, 2006, pp. 1-4.
- [51] O. Losito, V. Dimiccoli, D. Barletta, and M. Bozzetti, "The performance of RFID antennas on metamaterial substrate," in *Antennas and Propagation (EUCAP), Proceedings of the 5th European Conference on*, 2011, pp. 1089-1091.
- [52] F. J. Herraiz-Martinez, E. Ugarte-Munoz, V. Gonzalez-Posadas, L. E. Garcia-Munoz, and D. Segovia-Vargas, "Self-Diplexed Patch Antennas Based on Metamaterials for Active RFID Systems," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 1330-1340, 2009.
- [53] M. Schussler, C. Damm, M. Maasch, and R. Jakoby, "Performance evaluation of left-handed delay lines for RFID backscatter applications," in *Microwave Symposium Digest, 2008 IEEE MTT-S International*, 2008, pp. 177-180.
- [54] J. McVay, A. Hoorfar, and N. Engheta, "Space-filling curve RFID tags," in *Radio and Wireless Symposium, 2006 IEEE*, 2006, pp. 199-202.
- [55] I. Jalaly and I. D. Robertson, "Capacitively-tuned split microstrip resonators for RFID barcodes," in *Microwave Conference, 2005 European*, 2005, p. 4 pp.
- [56] S. Preradovic, I. Balbin, N. C. Karmakar, and G. F. Swiegers, "Multiresonator-Based Chipless RFID System for Low-Cost Item Tracking," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 1411-1419, 2009.
- [57] L. Sang-Ho, O. Young-Cheol, L. Ho, L. Young-Seung, and M. Noh-Hoon, "Analysis and design of a UHF RFID tag antenna with a Split Ring Resonator," in *iWAT 2008. International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials*, 2008, pp. 446-449.
- [58] K. Yong-jin, K. Joong-kwan, K. Jung-han, K. Ho-yong, and L. Hong-min, "Negative Permeability Metamaterial Structure Based Electrically Small Loop Antenna," in



- Advanced Communication Technology, 2008. ICACT 2008. 10th International Conference on, 2008, pp. 769-773.*
- [59] B. D. Braaten and M. A. Aziz, "Using Meander Open Complementary Split Ring Resonator (MOCSRR) Particles to Design a Compact UHF RFID Tag Antenna," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 9, pp. 1037-1040, 2010.
- [60] B. D. Braaten, "A Novel Compact UHF RFID Tag Antenna Designed With Series Connected Open Complementary Split Ring Resonator (OCSRR) Particles," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 58, pp. 3728-3733, 2010.



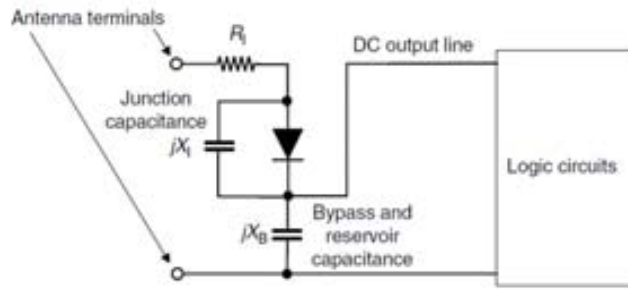
# XARXES D'ADAPTACIÓ D'IMPEDÀNCIES

---

Aquest capítol és el pilar principal de la tesi, a partir del qual s'han pogut desenvolupar els dissenys d'etiquetes RFID duals. És per tant, el capítol més dens en conceptes analítics i que ha permès desenvolupar la xarxa d'adaptació d'impedàncies dual mitjançant línies de transmissió de tipus ressonant. El capítol està desglossat en cinc grans blocs. Primerament es presenten les limitacions dels xips i les restriccions d'ample de banda màxim de les etiquetes RFID. En el segon bloc s'introdueixen les tècniques d'adaptació d'impedàncies més utilitzades, juntament amb l'estat de l'art. A continuació, en el tercer i quart bloc, es descriu l'estudi analític de la xarxa d'adaptació, seguint amb l'estudi paramètric i circuits equivalents del model de la xarxa d'adaptació. En el desenvolupament d'aquest procés es descriu el mètode de pertorbació, a partir del qual sorgeix la xarxa d'adaptació d'impedàncies de banda dual. Finalment, en el darrer bloc s'implementa una tècnica de síntesi per aplicar el mètode de pertorbació a qualsevol etiqueta RFID.

### 3.1 Consideracions i limitacions del xip

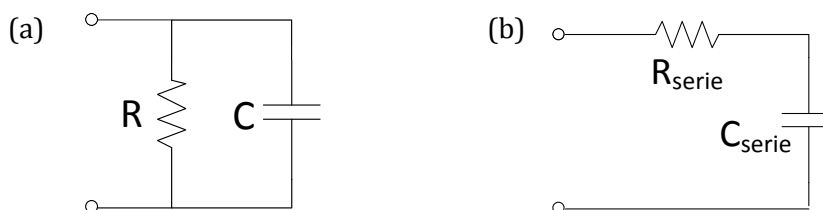
Generalment, en les etiquetes RFID la impedància de l'antena s'adapta directament a la impedància conjugada del xip, per obtenir la màxima transferència de potència. El disseny de l'antena permet certa flexibilitat, a diferència del xip que no és un paràmetre de disseny. Aquesta restricció implica que, prèviament a l'elecció de la topologia de l'antena, s'ha d'escollir el xip per poder-ne avaluar les característiques i restriccions que oferirà.



**Figura 3.1** Esquema simplificat del circuit integrat que conforma qualsevol etiqueta RFID. Figura extreta de [1].

El xip de l'etiqueta RFID està format d'un circuit rectificador [2] que té la finalitat de transformar el voltatge rebut als terminals de l'antena a tensió continua per poder alimentar els circuit lògics (Figura 3.1). En la figura,  $\chi_1$  representa la reactància de la capacitat del díode,  $\chi_B$  és la reactància de la capacitat per acumular tensió i evitar que la RF entri al circuit lògic, i  $R_1$  representa la resistència de pèrdues del díode. Clarament, la impedància d'entrada del xip ve determinada per la capacitat i la resistència del díode. En els xips actuals de RFID s'utilitzen díodes Schottky amb valors de capacitat de l'ordre de pocs pF. Degut a la sensibilitat de la capacitat del díode, la impedància d'entrada del xip depèn de la freqüència d'operació i de la potència d'entrada en els terminals de l'antena. Per tant, la impedància del xip  $Z_c$  es mesura respecte al nivell mínim de potència llindar  $P_{th}$ , a partir del qual el xip opera correctament. Això assegura que el xip rep la quantitat necessària de potència per activar-se a certa distància del lector.

Tal i com s'ha mencionat, l'esquema equivalent del xip ve determinat per una resistència en paral·lel amb una capacitat (Figura 3.2a) [2, 3]. Generalment els fabricants proporcionen el valor de la resistència i de la capacitat, i això permet obtenir la impedància d'entrada del xip. No obstant, en les especificacions dels fabricants també es pot trobar directament el valor de la impedància d'entrada del xip per a cada freqüència, segons  $Z_{x@f} = R - j\chi$  (Figura 3.2b). En aquesta segona representació és imprescindible indicar la freqüència per a cada impedància d'entrada del xip, ja que la part real del circuit RC sèrie és independent de la freqüència. En canvi, com succeeix a la realitat i amb el circuit RC en derivació de la Figura 3.2a, la part real de la impedància d'entrada del circuit varia amb la freqüència.



**Figura 3.2** Circuit equivalent RC en paral·lel (a) i circuit equivalent RC en sèrie (b) de la impedància d'entrada del circuit integrat RFID.

### 3.1.1 Teorema de Bode-Fano

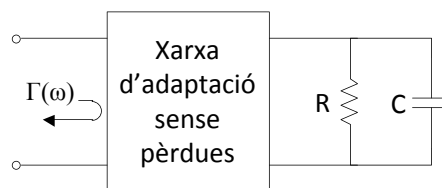
Una eina útil per avaluar les limitacions teòriques en l'adaptació de càrregues complexes és el teorema de Bode-Fano [4, 5]. Aquest teorema permet conèixer el mínim coeficient de reflexió que es pot obtenir amb una xarxa d'adaptació d'impedàncies òptima i sense pèrdues. Per tant, la solució obtinguda mitjançant el teorema de Bode-Fano és orientativa i els límits no seran realitzables perquè s'estan considerant els elements ideals. La Figura 3.3 mostra el circuit format per una xarxa d'adaptació i la impedància d'entrada del xip representada per una càrrega RC paral·lela. Segons el teorema de Bode-Fano, la limitació fonamental del circuit anterior ve determinada segons

$$\int_0^{\infty} \ln \frac{1}{|\Gamma(\omega)|} d\omega \leq \frac{\pi}{RC} \quad (3.1)$$

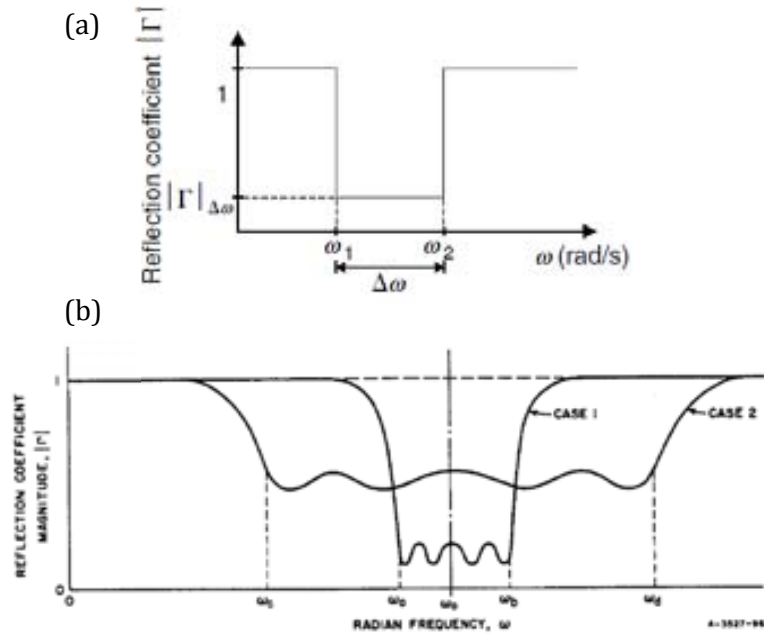
on  $\Gamma(\omega)$  és el coeficient de reflexió vist des de la xarxa d'adaptació sense pèrdues, i  $\omega$  és la freqüència angular. De l'equació anterior (3.1) es dedueix que el millor coeficient de reflexió dins un rang de freqüència desitjat  $\Delta\omega$ , implica desadaptació a totes les freqüències ( $|\Gamma|=1$ ) excepte en les freqüències de la banda d'interès [6]. Sota aquesta assumpció i considerant un valor constant del coeficient de reflexió  $|\Gamma|$  a tota la banda d'interès (on es persegueix l'adaptació), l'equació (3.1) esdevé

$$|\Gamma(f)| \geq e^{-\frac{1}{2\Delta f RC}} \quad (3.2)$$

on  $\Delta f$  és el rang de freqüències d'interès on es busca màxima adaptació i equival a  $\Delta\omega=2\pi\Delta f$ . De l'expressió (3.2) es pot interpretar que per a una càrrega RC donada, hi ha un compromís entre el màxim ample de banda d'adaptació i la màxima transferència de potència a la càrrega Figura 3.4a. Així, si l'adaptació ha de satisfer un coeficient de reflexió acceptable  $|\Gamma|$ , corresponent a una quantitat de transferència de potència, l'ample de banda s'ha de reduir. Si per contra es busca adaptació sobre un ample de banda determinat, la transferència de potència pot no ser la desitjada. Aquesta mateixa idea es plasma també en la Figura 3.4b. Sabent que l'àrea proporcionada pel producte del coeficient de reflexió per l'ample de banda és constant per un RC determinat, es pot modificar la forma de l'àrea resultant segons requeriments d'ample de banda o de coeficient de reflexió.



**Figura 3.3** Circuit format per una xarxa d'adaptació sense pèrdues adaptada a una càrrega RC paral·lela per a determinar els límits de Bode-Fano.



**Figura 3.4** Possible coeficient de reflexió mínim i teòric pel millor producte RC paral·lel sobre un ample de banda determinat per  $\omega_1$  i  $\omega_2$ , extreta de [1] (a) i diferents casos per al mateix producte de coeficient de reflexió per ampla de banda on l'àrea del conjunt es manté constant (b).

En capítols anteriors s'ha descrit les bandes de freqüència UHF-RFID segons les regions geogràfiques, regulades per diferents estàndards. Els rangs d'operació de freqüències (amples de banda  $Bw$ ) també varien segons cada regió. Mitjançant (3.2) s'ha realitzat un estudi per determinar la màxima transferència de potència assequible per a cadascuna de les bandes de freqüència. Els coeficients de reflexió resultants depenen del xip utilitzat, que en el nostre cas és el model *SL3S10 01FTT* de la companyia *NXP Semiconductors*. En el full d'especificacions del xip es mostra la impedància del circuit equivalent sèrie a diferents freqüències. Per estudiar el comportament per a totes les freqüències i per a poder treballar amb (3.2) és necessari calcular el circuit equivalent en paral·lel per obtenir la resistència  $R=10\text{ k}\Omega$  i la capacitat  $C=0.45\text{ pF}$ . Els coeficients de reflexió obtinguts teòricament per a aquest xip particular i segons els amplituds de banda fixats de cada regió es resumeixen en la Taula 3.1.

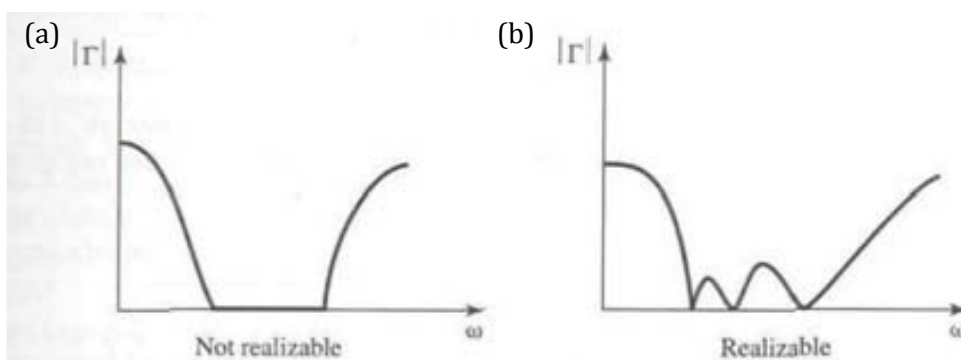
**Taula 3.1. Diferents coeficients de reflexió obtinguts segons els amplituds de banda de cadascuna de les regions on s'utilitza RFID.**

Regió	Rang Freq.	Ample de banda	$ \Gamma _{\Delta f}$
Europa	865-868 MHz	3 MHz	-320 dB
Estats Units	902-928 MHz	26 MHz	-37 dB
Japó	952-954 MHz	2 MHz	-482 dB
Austràlia	918-926 MHz	8 MHz	-120 dB

Tot i que els coeficients de reflexió calculats adquireixen valors absurds (de tant petits que són), s'han volgut representar per demostrar que els amplituds assignats a les diferents regions no impliquen cap restricció, ni limitació a nivell de disseny. És a dir, agafant com exemple el cas d'Estats Units, es podria aconseguir un coeficient de reflexió constant de -37 dB en tot l'ample de banda, garantint bona adaptació.

L'interès d'aquest treball consisteix en dissenyar etiquetes capaces d'operar en diferents bandes de freqüència, específicament a Europa i Estats Units. Per tant, si avaluem (3.2), des del centre de la banda europea fins al centre de la banda americana (867-915 MHz), obtenim que el màxim coeficient de reflexió és de -20 dB en la banda de freqüències d'interès. Aquest valor té en compte un nombre infinit d'elements de la xarxa d'adaptació (resposta quadrada) i com a conseqüència, els resultats representen el cas òptim no realitzable (Figura 3.4a). A la pràctica és difícil mantenir el nivell llindar constant de coeficient de reflexió en tota la banda d'interès. De fet, es poden obtenir coeficients de reflexió superiors al llindar en algunes freqüències concretes dins de la banda d'interès, sabent que en la resta de freqüències el nivell del coeficient estarà per sota el nivell llindar. Aquesta explicació és deguda a l'àrea proporcionada pel producte del coeficient de reflexió per l'ample de banda per a un circuit  $RC$  que s'ha de mantenir constant. Però precisament és aquesta la característica que dóna potencialitat a la utilització de xarxes duals perquè es pot augmentar el coeficient de reflexió a les freqüències europees i americanes, mentre es disminueix el coeficient a la resta de freqüències. Aquest efecte quedarà palès posteriorment en la secció 3.4.5, demostrant que s'ha superat el nivell de coeficient màxim implementable amb etiquetes de banda ampla.

Finalment, cal remarcar una última consideració en referència al xip. Tots aquests efectes i limitacions han estat calculats per a un únic xip. Utilitzar un altre xip implica que si el producte  $RC$  incrementa, aleshores la qualitat de l'adaptació empitjora. A més, els circuits amb un factor de qualitat alt són intrínsecament més difícils d'adaptar que els circuits amb factors de qualitat baixos. Aquest inconvenient però, es pot convertir en una avantatge si s'utilitzen ressonadors elèctricament petits amb factors de qualitat elevats.



**Figura 3.5** Respostes del coeficient de reflexió no realitzables (a) i realitzables (b) segons el criteri de Bode-Fano. Figura extreta de [7]

## 3.2 Tècniques d'adaptació d'impedàncies. Estat de l'art

Són diverses les tècniques d'adaptació d'impedàncies que s'utilitzen per obtenir adaptació conjugada entre l'antena i el xip RFID. El xip no es considera un paràmetre de disseny perquè les seves característiques venen determinades pels fabricants. Per tant, tot l'interès per obtenir etiquetes d'alt rendiment recau en el disseny de l'antena i l'habilitat dels seus paràmetres de disseny per controlar l'adaptació enfront al xip.

La majoria de les antenes que conformen les etiquetes UHF-RFID són bàsicament dipols impresos modificats. L'objectiu de disseny consisteix en aconseguir la reactància d'entrada de l'antena principalment inductiva per obtenir adaptació conjugada amb el xip, a més de miniaturitzar les dimensions de l'antena. Per a poder acomplir amb les especificacions se solen utilitzar qualsevol tipus d'estratègies, resultant en formes realment artístiques com per exemple l'antena granota [8], l'antena interrogant [9], antena amb llacets [10], entre d'altres. Hi ha hagut una falta de metodologia de disseny fins que P. Nikitin i K. V. S. Rao [11] van publicar el primer paper de referència. En l'article es descriu tot el procediment de disseny des de l'adaptació d'impedància conjugada, fins a la fabricació i mesura del prototipus. Fins al moment hi havia hagut moltes topologies d'antenes que apareixien en catàlegs de productes comercials o fins i tot en articles, però sense ser justificades.

Un dels requeriments indispensables de les etiquetes és que siguin de baix cost. No és gaire viable l'ús de xarxes d'adaptació externes implementades amb elements discrets. Per tant els mecanismes d'adaptació han d'estar integrats dins del disseny de la pròpia etiqueta. Hi ha diferents estratègies d'adaptació [12-14], però les més utilitzades són versions modificades de l'adaptació en  $T$  ( $T$ -match) [15-17], de l'acoblament inductiu (*inductively coupled loop*) [18-20] i de la inclusió de ranures en superfícies metàl·liques (*nested shaped slots*) [21-23]. Les configuracions més útils seran aquelles que permetin modificar independentment la resistència i la reactància de l'antena quan s'actui sobre els paràmetres geomètrics de la pròpia antena. La variació de la resistència i reactància d'entrada de l'antena respecte algun paràmetre geomètric rellevant es poden representar mitjançant la carta d'adaptació [12]. A continuació es descriuen amb més detall les principals estratègies d'adaptació.

### 3.2.1 Adaptació en $T$ ( $T$ -match)

L'adaptació en  $T$  s'utilitza generalment en dipols planars i actua com un transformador d'impedàncies (Figura 3.6a). Com que la reactància del xip és altament capacitiva es requereix una reactància inductiva per aconseguir adaptació conjugada. La impedància d'un dipol planar de longitud  $l$  canvia per mitjà de l'adaptació en  $T$  al introduir-hi un *stub* curtcircuitat al centre [24, 25]. La font de l'antena es connecta als



terminals del *stub* curtcircuitat de longitud  $a \leq l$ , situat a una distància propera  $b$ , del dipol planar de longitud  $l$ . Segons [24, 25], la impedància en el terminals de l'antena ve donada per

$$Z_{in} = \frac{2Z_t(1+\alpha)^2 Z_A}{Z_t + (1+\alpha)^2 Z_A} \quad (3.3)$$

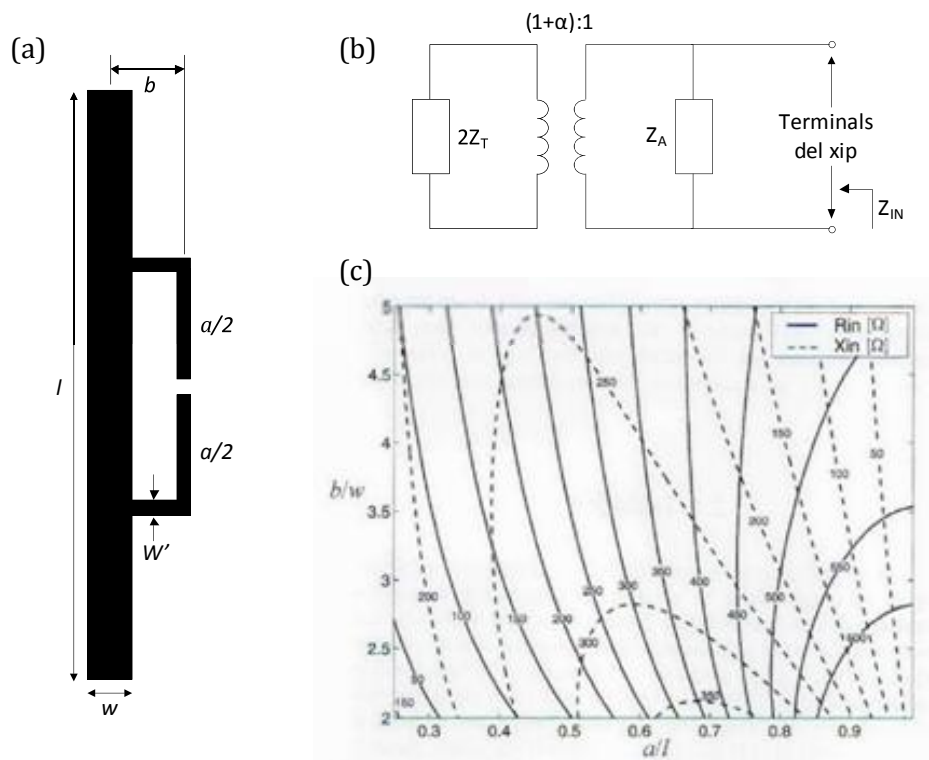
on  $Z_A$  és la impedància que s'observa en el centre del dipol sense tenir en compte la connexió de l'adaptació en  $T$ ,  $Z_t$  és la impedància del *stub* curtcircuitat segons (3.4) formada per part dels dipols i pels conductors que formen la xarxa d'adaptació en  $T$ , i  $\alpha$  és el factor de divisió de corrent entre dos conductor segons (3.5)

$$Z_t = jZ_0 \tan(ka) / 2 \quad (3.4)$$

$$\alpha = \ln b / r'_e / \ln b / r_e \quad (3.5)$$

on  $r_e = 0.25w$  i  $r'_e = 8.25w'$  són els radis equivalents dels dipols i dels *stubs* d'adaptació respectivament, assumint traces planars enlloc de circulars, i  $Z_0$  és la impedància característica de la línia de transmissió dels dos conductors separats una distància  $b$ , segons

$$Z_0 = 276 \log_{10} b / \sqrt{r_e r'_e} \quad (3.6)$$

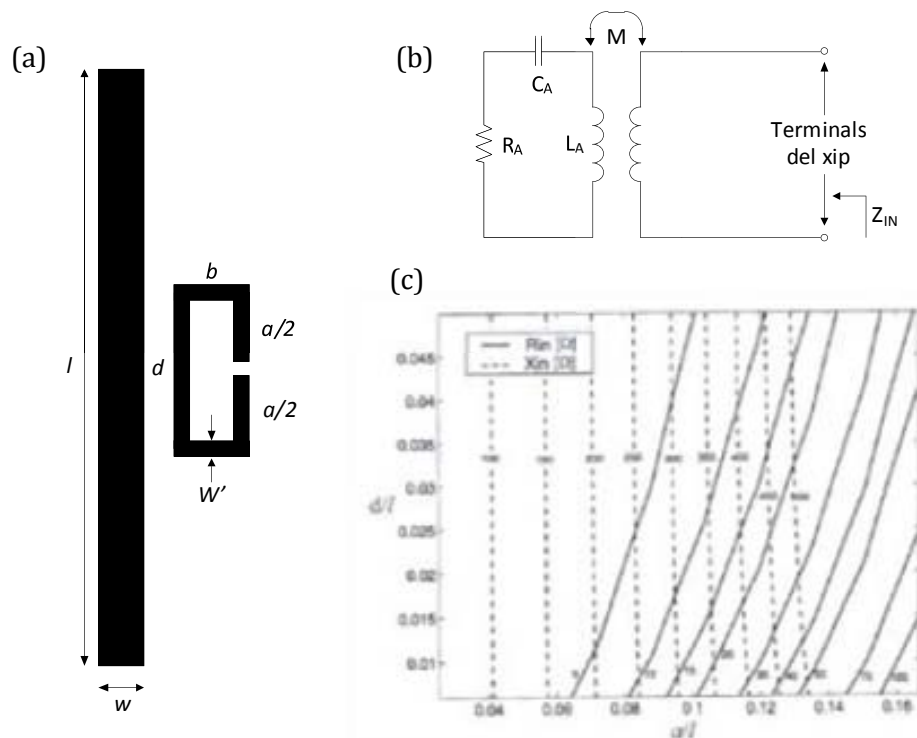


**Figura 3.6** Configuració d'adaptació en  $T$  per dipols planars (a), el seu circuit equivalent, on la relació d'impedància  $(1+\alpha)$  relaciona els conductors (b), i la carta d'adaptació del mateix dipol planar pel cas en que  $l = \lambda/2$ ,  $w = \lambda/100$ ,  $w' = w/3$  i  $Z_A = 75 \Omega$  (c).

La carta d'adaptació de la Figura 3.6c representa l'adaptació en  $T$  del dipol planar de la mateixa figura, amb la relació dels amples de les seccions fixada en  $w/w'=3$ . Els paràmetres geomètrics  $a$  i  $b$  permeten controlar la resistència i la reactància d'entrada. És conegut que la secció del segon conductor té efectes considerables en la impedància de l'antena [24, 25]. En particular, es pot verificar mitjançant (3.3) que l'increment de la relació  $w/w'$  augmenta la impedància de l'antena, dificultant l'agilitat d'adaptació. Inclús amb valors petits de  $a$  i  $b$  s'obtenen valors elevats de la resistència d'entrada. Això complica l'adaptació de la part real de la impedància de l'antena amb la resistència d'entrada dels xips. Per tant, l'adaptació en  $T$  pot no ser completament adequada per xips amb alta impedància. En tals casos és poden afegir més graus de llibertat, introduint una altra etapa d'adaptació en  $T$  [26, 27]. Alguns exemples d'etiquetes que utilitzen l'adaptació en  $T$  són [28-30].

### 3.2.2 Acoblament inductiu (inductively coupled loop)

Una alternativa a l'adaptació en  $T$  són els dipols planars alimentats mitjançant l'acoblament inductiu d'una espira [18] (Figura 3.7a). L'espira se situa en les immediacions del dipol i es connecta directament al xip, afegint una inductància equivalent a l'antena. La magnitud de l'acoblament i per tant, la reactància afegida es controla mitjançant el factor de forma de l'espira i la separació entre la pròpia espira i el dipol.



**Figura 3.7** Disseny d'un dipol alimentat per mitjà de l'acoblament inductiu (a), el seu circuit equivalent, on els paràmetres  $R_A$ ,  $C_A$  i  $L_A$  modelen el cos radiant prop de la seva ressonància (b), i carta d'adaptació del dipol havent fixat  $l = \lambda/2$ ,  $w = \lambda/100$ ,  $w' = w/3$  i  $a = b$  (c).

L'acoblament inductiu es pot modelar per mitjà d'un transformador, on la impedància d'entrada vista des dels terminals de l'espira és

$$Z_{in} = Z_{loop} + \frac{2\pi f M^2}{Z_A} \quad (3.7)$$

on  $Z_{loop} = j\omega L_{loop}$  és la impedància de l'espira. Independentment de si el dipol està en ressonància o no, la reactància total d'entrada només depèn de la inductància de l'espira  $L_{loop}$ , mentre que la resistència d'entrada està relacionada amb el transformador d'inductàncies mutu  $M$ , segons

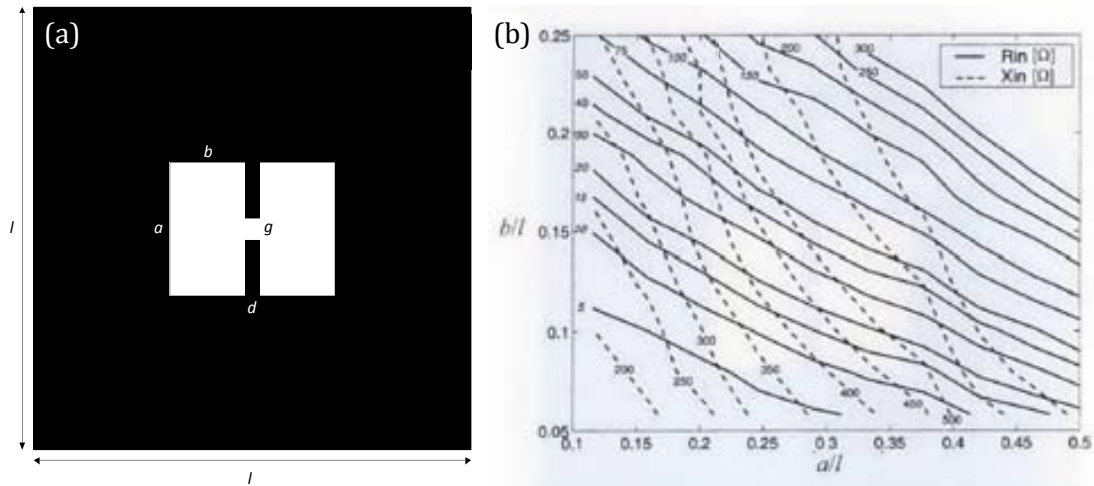
$$R_{in}(f_0) = (2\pi f_0 M)^2 / R_A(f_0) \quad (3.8)$$

$$X_{in}(f_0) = 2\pi f_0 L_{loop} \quad (3.9)$$

És important remarcar que l'acoblament mutu  $M$ , i com a conseqüència la resistència d'entrada són dependents de la forma de l'espira i de la separació  $d$  del dipol respecte l'espira. En canvi, la reactància  $L_{loop}$  depèn principalment de la relació d'aspecte de l'espira [31]. En la Figura 3.7c hi ha un exemple de carta d'adaptació pel cas particular d'un dipol ressonant i una espira quadrada on  $a=b$ . Segons els resultats de la carta d'adaptació, un procediment de disseny consistiria en fixar les dimensions de l'espira amb el propòsit de cancel·lar la reactància del xip i posteriorment escollir la distància adequada on situar l'espira respecte el dipol  $d$  per a adaptar la resistència del xip. Aquesta estratègia d'adaptació és particularment efectiva per a xips amb elevada reactància. Alguns exemples d'etiquetes que utilitzen l'acoblament inductiu són [32-34].

### 3.2.3 Inclusió de ranures (*nested shaped slots*)

La inclusió de ranures en superfícies metàl·liques (Figura 3.8a) és una estratègia d'adaptació completament diferent a les anteriors, que es pot utilitzar per a dipols planars grans o per a antenes de tipus pegat (*patch*) [35]. Mitjançant la reactància inductiva no ressonant de la ranura, aquesta estratègia d'alimentació té importants avantatges per adaptar impedàncies complexes. Si les dimensions de la ranura són comparables a la superfície metàl·lica del *patch*, les característiques de radiació són la conseqüència d'ambdues parts. Generalment, el guany màxim de l'antena ve determinat pel costat del *patch*  $l$ , mentre que la impedància pot modificar-se actuant sobre la relació d'aspecte de la ranura (dimensions  $a$  i  $b$ ). Depenent de la forma i de les dimensions de la ranura interior, l'antena pot funcionar com a ranura en  $H$ , dipol de banda ampla o com a dipol doblegat doble.



**Figura 3.8** Geometria d'una antena *patch* amb la inclusió d'una ranura (a) i carta d'adaptació del *patch* pel cas de  $l = \lambda/2$  i  $d = g = \lambda/150$  (b).

Si l'ample de la ranura  $b$  és molt més petit que el costat extern  $l$ , el *patch* té un comportament típic *RLC*. Quan l'ample de la ranura és semblant al costat de l'antena ( $2b \approx l$ ), la reactància varia lentament amb la freqüència i l'etiqueta pot operar bé en un rang ample de freqüències. Quan la ranura cobreix quasi tota la superfície metàl·lica, és a dir, les dimensions  $a$  i  $b$  s'incrementen ( $2b \approx a \approx l$ ) apareix el mode característic del dipol doblegat. En la Figura 3.8b es mostra la carta d'adaptació de l'antena amb inclusió de la ranura en *H* quan es canvien les relacions d'aspecte entre  $a$  i  $b$ . De la gràfica s'observa que la resistència es veu afectada principalment per la variació de la ranura  $b$ , mentre que la reactància presenta variacions quasi lineals amb ambdues variacions de  $b$  i  $a$ . Per tant, per qualsevol valor fixat de reactància s'obtenen valors de resistència més constant, i això implica una major habilitat per adaptar. Alguns exemples d'etiquetes que utilitzin aquesta metodologia d'adaptació són [36-38].

### 3.2.4 Etiquetes de banda dual. Estat de l'art.

Fins ara s'han descrit diverses tècniques per adaptar les impedàncies de l'antena al xip. Però no s'ha tingut en compte si les adaptacions eren per a una sola banda de freqüències, una banda ampla de freqüències, o per més d'una banda d'operació (multibandes).

Actualment quan es parla de multibanda, molts dels treballs de la literatura centrats en el disseny d'etiquetes RFID es refereixen a la interoperabilitat en diferents bandes de l'espectre de freqüència. És a dir, etiquetes que treballen en la banda de UHF però també en altres com per exemple HF [39-44], o microones [45-51]. També hi ha etiquetes que treballen en dues bandes de microones (2.45 GHz i 5.8 GHz) com són [52-55], però generalment són antenes que els autors volen aplicar a RFID sense saber que la impedància ha de ser complexa. També s'utilitza el terme multibanda per a RFID i altres

aplicacions com WLAN, GPS, etc. [56-59] però aquestes antenes haurien d'estar enfocades al lector i no a l'etiqueta, ja que utilitzen connectors SMA enlloc de xips. Bàsicament, es tracta de treballs en que els autors utilitzen la banda de freqüència, ignorant la necessitat d'utilitzar càrrega complexa enlloc de real per a l'adaptació de l'antena.

L'objectiu d'aquesta tesi és dissenyar etiquetes capaces de treballar en múltiples bandes dins de l'espectre de freqüències UHF. Com s'ha descrit anteriorment (secció 2.1.3), cada país té les seves pròpies regulacions en UHF. En la literatura es troben alguns treballs on les etiquetes són de banda ampla, és a dir, treballen en les diferents regions de la freqüència UHF. La majoria de les etiquetes introdueixen una pertorbació en la impedància de l'antena que permet obtenir dos pics remarcats de pèrdues de retorn i que engloben Europa i USA. Els treballs més antics [18, 60], només mostren la tipologia de l'antena però sense calcular el rang de lectura, que acaba sent la figura de mèrit. Hi ha dos topologies d'antenes, les que es degraden quan s'apropen a superfícies metàl·liques [61-63] i les etiquetes que estan dissenyades específicament per a continuar operant prop de metall [64, 65]. Respecte als treballs més recents, en [26] es presenta una etiqueta que no opera sobre metall i que té un rang de lectura d'entre 1.7 i 2.4 metres. Altres etiquetes basades en antenes *patch* [66-68], però curtcircuitats a massa per reduir dimensions, també utilitzen la pertorbació en la impedància per augmentar la banda d'operació. No obstant, aquestes etiquetes tenen major rang de lectura en espai lliure que prop dels metall. En canvi, en [69, 70] es presenten etiquetes *patch* molt més robustes que es dissenyen específicament per operar en superfícies metàl·liques, i que presenten majors rangs de lectura adherides en metalls que a l'espai lliure. En temes comercials, i per a etiquetades de dimensions moderades [71] i de grans dimensions [72], es poden obtenir uns majors rangs de lectura.

Una alternativa a les etiquetes de banda ampla són les etiquetes de banda estreta [73-77]. Aquestes etiquetes només es poden utilitzar en una sola regió, però tenen l'avantatge que l'adaptació conjugada acostuma a ser millor que en les etiquetes de banda ampla, i per consegüent, els rangs de lectura són majors. En aquest cas de les etiquetes de banda estreta, cal diferenciar entre les antenes dissenyades per operar sobre metall i les que no. Les etiquetes RFID sobre metall són més robustes i continuen treballant a la freqüència de disseny, independentment del material per a identificar on siguin adherides. En canvi, en la resta d'etiquetes, fabricades ja sigui en substrats plàstics o *inlays*, s'ha de tenir en compte la susceptibilitat del material on s'adhereixen. És a dir, quan les etiquetes s'adhereixen als materials que volen identificar, la resposta de les etiquetes pateix un desplaçament en freqüència (*detuning*) que es pot corregir redissenyant l'etiqueta. Per tant, una solució és dissenyar les etiquetes amb un propòsit o aplicació específica [78-81], corregint el *detuning* i de manera que no s'haurà de redissenyar l'etiqueta.

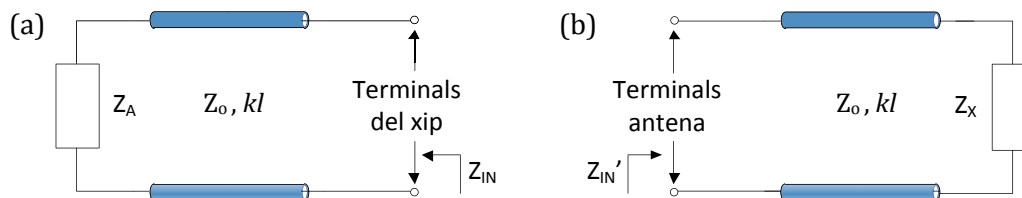
Una tècnica de disseny per obtenir etiquetes de banda ampla consisteix en desadaptar les etiquetes de banda estreta. Així el coeficient de reflexió no és tan abrupte a una única freqüència i queda més equilibrat en tota la banda de freqüències, mantenint l'àrea constant per a un determinat xip, segons el teorema de Bode Fano (secció 3.1.1). L'inconvenient d'aquesta tècnica és el coeficient d'adaptació als extrems de la banda de freqüència, que en resulta mínim. Aquí radica la importància d'utilitzar etiquetes duals

perquè justament es busca l'efecte contrari; maximitzar el coeficient de reflexió a les freqüències d'operació situades als extrems (freqüències d'operació). Aquest efecte quedarà palès posteriorment en el disseny de la xarxa d'adaptació dual (secció 3.4.5), demostrant que s'ha superat el nivell de coeficient màxim implementable amb etiquetes de banda ampla.

### 3.3 Estudi analític de la xarxa d'adaptació d'impedàncies dual

En aquesta secció es descriurà tot el procés analític per obtenir una xarxa d'adaptació dual. Primerament, cal tenir en compte que s'ha d'afegir una xarxa d'adaptació entre l'antena i el xip per aconseguir comportament dual de l'etiqueta RFID. Aquesta xarxa d'adaptació és l'encarregada d'aconseguir adaptació conjugada entre l'antena i el circuit integrat, a les dues freqüències d'interès (considerant la banda americana i europea). És a dir, la impedància d'entrada del conjunt de la xarxa d'adaptació i de l'antena ha de tenir el mateix valor que el conjugat de la impedància del xip a cadascuna de les freqüències d'interès (Figura 3.9a). O també es pot veure al revés mitjançant el principi de reciprocitat [7], de manera que es requereix una impedància d'entrada del conjunt de la xarxa d'adaptació i del circuit integrat que tingui el mateix valor que el conjugat de la impedància del xip (Figura 3.9b).

Per obtenir els paràmetres de la xarxa d'adaptació es necessita saber la impedància de l'antena i la impedància del circuit integrat a les freqüències d'interès. Per mitjà de l'equació d'impedància d'entrada (3.10) es pot obtenir la impedància característica  $Z_0$  i la longitud elèctrica  $kl$  de la línia. Per aconseguir comportament dual, és necessari utilitzar les línies artificials enlloc de les línies convencionals per a implementar la xarxa d'adaptació. Per a diferenciar els paràmetres de la línia artificial respecte la línia convencional, utilitzarem la impedància Bloch  $Z_B$  (*Bloch impedance*) i la constant de fase  $\beta$ . La impedància Bloch s'utilitza generalment en estructures periòdiques per definir la relació entre el voltatge i la tensió, o també s'anomena impedància imatge en cas de que l'estructura sigui finita. No obstant, tant la impedància imatge com la impedància Bloch



**Figura 3.9** Circuit equivalent per a determinar la impedància característica  $Z_0$  i la longitud elèctrica  $kl$  per mitjà de la impedància d'entrada formada per la impedància de l'antena i la xarxa d'adaptació (a), i circuit equivalent per a determinar  $Z_0$  i  $kl$  per mitjà de la impedància d'entrada formada per la impedància del xip i la xarxa d'adaptació (b).

juguen el mateix rol que la impedància característica en línies convencionals, i per això anomenarem impedància Bloch a la impedància relacionada amb la xarxa d'adaptació. Sabent que la impedància conjugada del xip és igual a la impedància d'entrada del conjunt format per la xarxa d'adaptació i l'antena (Figura 3.9a), s'obté:

$$Z_{in} = Z_X^* = Z_B \frac{Z_A + jZ_B \tan(\beta l)}{Z_B + jZ_A \tan(\beta l)} \quad (3.10)$$

on  $Z_{in}$  és la impedància d'entrada del conjunt;  $Z_X^*$  és la impedància conjugada del xip;  $Z_A$  és la impedància de l'antena;  $Z_B$  i  $\beta l$  són la impedància i la longitud elèctrica de la xarxa d'adaptació, respectivament. Per fer els càlculs de (3.10) s'ha de tenir en compte que la impedància del xip és complexa conjugada i té la forma  $Z_X^* = R_X - jX_X$ . La impedància de l'antena és també complexa  $Z_A = R_A + jX_A$ , de manera que al substituir-les en (3.10), s'obté

$$R_X - jX_X = Z_B \frac{(R_A + jX_A) + jZ_B \tan(\beta l)}{Z_B + j(R_A + jX_A) \tan(\beta l)} \quad (3.11)$$

Separant els termes reals dels imaginaris en l'equació anterior (3.11) s'obté el valor de la impedància Bloch  $Z_B$  i de la longitud elèctrica  $\beta l$  segons

$$Z_B = \sqrt{\frac{X_X^2 R_A + R_X^2 R_A - R_X X_A^2 - R_A^2 R_X}{R_X - R_A}} \quad (3.12)$$

$$\tan(\beta l) = \frac{Z_B (R_X - R_A)}{R_X X_A - R_A X_X} \quad (3.13)$$

De l'expressió (3.12) i (3.13) es calculen els valors de la impedància Bloch i de la longitud elèctrica de la xarxa d'adaptació per a cadascuna de les freqüències d'interès. Les expressions anteriors permeten obtenir els paràmetres de la xarxa d'adaptació, per mitjà de la impedància del xip i la impedància de l'antena.

El xip seleccionat per a fer el disseny de la xarxa d'adaptació és el *SL3S10 01FTT* [82] de la companyia *NXP Semiconductors*. El xip es caracteritza per tenir poca resistència, elevada capacitat i una potència d'activació de -14 dBm. Les impedàncies d'entrada del xip a les freqüències d'interès es mostren en la Taula 3.2. Els fulls d'especificacions donen les impedàncies pel circuit equivalent *RC* sèrie per a cadascuna de les bandes de freqüències (Europa i USA).

**Taula 3.2 Impedància del xip *SL3S10 01FTT* per a cadascuna de les freqüències d'interès.**

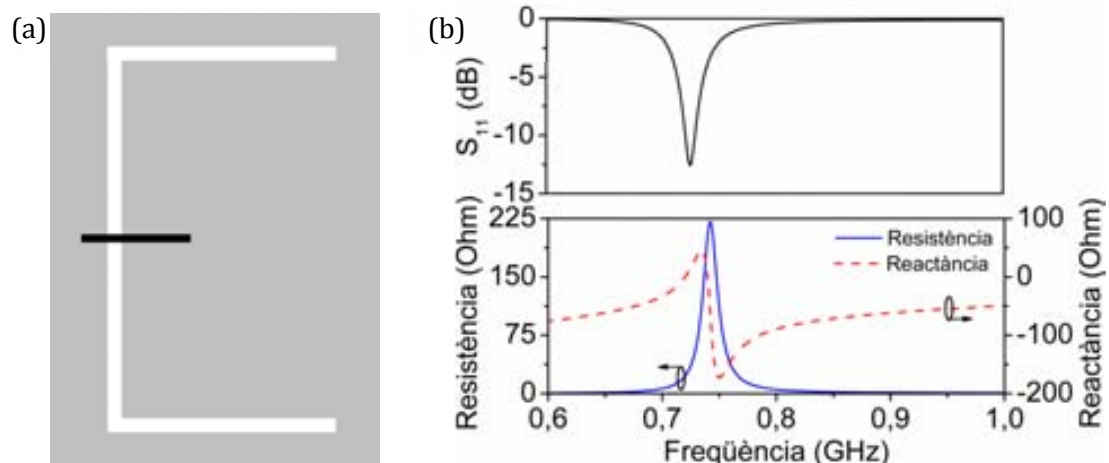
	Resistència	Reactància
<b>Freqüència Europa (867 MHz)</b>	22 $\Omega$	-404 $\Omega$
<b>Freqüència USA (915 MHz)</b>	16 $\Omega$	-380 $\Omega$

Posteriorment a l'elecció del xip, es requereixen els valors d'impedància d'entrada de l'antena. L'antena ha de ser implementable per a comprovar el funcionament de tot el prototip. Es va decidir dissenyar l'antena per a obtenir la resposta de la impedància respecte a la freqüència i posteriorment fabricar-la. L'antena escollida ha estat una antena amb ranura (*slot*) implementada en tecnologia microstrip, anomenada *MSA* (*Microstrip slot antenna*) [83]. Aquestes antenes es caracteritzen per ser el model complementari d'un dipol convencional i això significa que el seu disseny és relativament fàcil. A l'antena amb ranura dissenyada es van doblegar els braços per minimitzar l'àrea de l'antena. Els detalls del disseny, així com l'estudi en profunditat sobre el desenvolupament de l'antena *MSA*, es troben en el següent capítol (4.1). De moment, i per a poder generalitzar el procés del mètode de pertorbació, és suficient amb saber la impedància d'entrada de l'antena (resistència i reactància). Cal remarcar la importància de conèixer el substrat on s'implementarà l'antena, per posteriorment, poder realitzar el disseny de la xarxa d'adaptació. El substrat utilitzat va ser el Rogers *RO3010* amb una permitivitat de  $\epsilon_r = 10.2$ , un gruix de  $h = 1.27$  mm i una tangent de pèrdues de  $\tan\delta = 0.0023$ .

La ressonància de l'antena es troba aproximadament a 725 MHz, just on la part reactiva de la impedància es fa nul·la i la resistència val 24  $\Omega$ . Realment, però, interessa saber les resistències i les reactàncies de la impedància d'entrada de l'antena a les freqüències d'interès, que es troben resumides en la següent Taula 3.3.

**Taula 3.3 Impedància de l'antena *MSA* dissenyada per a cadascuna de les freqüències d'interès.**

	Resistència	Reactància
<b>Freqüència Europa (867 MHz)</b>	1.65 $\Omega$	67.7 $\Omega$
<b>Freqüència USA (915 MHz)</b>	1.12 $\Omega$	59.6 $\Omega$



**Figura 3.10** Disseny de l'antena amb ranura *MSA*, on el conductor per alimentar l'antena està representat en negre, i en color blanc es representa la ranura gravada en el conductor inferior en gris (a). Resposta del coeficient de reflexió per una càrrega de referència i impedància d'entrada de l'antena (b), desglossada en la resistència (part real) i reactància (part imaginària).



Una vegada conegudes la impedància de l'antena i la impedància del xip, podem calcular la impedància i la longitud elèctrica de la xarxa d'adaptació per a cadascuna de les freqüències d'interès per mitjà de l'equació (3.12) i (3.13), i que es mostren resumides en la següent Taula 3.4.

**Taula 3.4. Valors d'impedància  $Z_B$  i longitud elèctrica  $\beta l$  necessaris per a implementar la xarxa d'adaptació, calculats per mitjà de la impedància d'entrada del xip i de l'antena a les freqüències d'interès.**

Freqüència	Xip	Antena	Xarxa d'adaptació	
Europa	$Z_{X1} = 22 - j404 \Omega$	$Z_{A1} = 1.65 - j67.7 \Omega$	$Z_{B1} = 91.2 \Omega$	$\beta l_1 = 113.9^\circ$
USA	$Z_{X2} = 16 - j380 \Omega$	$Z_{A2} = 1.13 - j59.6 \Omega$	$Z_{B2} = 84.6 \Omega$	$\beta l_2 = 112.6^\circ$

L'objectiu de determinar els paràmetres de la xarxa consisteix en trobar un circuit elèctric equivalent i que sigui implementable. Fixant-nos en els valors de la impedància Bloch és difícil saber l'estructura del circuit equivalent. La única informació que en podem extreure és la tendència decreixent de la impedància. El mateix succeeix amb la longitud elèctrica. Per a poder obtenir més informació del circuit equivalent es busca l'expressió que relaciona la impedància i la longitud elèctrica amb la impedància sèrie i en derivació del circuit en  $T$  o en  $\Pi$  amb el que sintetitzarem la xarxa d'adaptació [84]. L'expressió per la impedància en el model en  $T$  és

$$Z_B^2(\omega) = Z_S^2(\omega) + 2Z_P(\omega)Z_S(\omega) \quad (3.14)$$

on  $Z_S$  és la impedància de la branca en sèrie i  $Z_P$  és la impedància de la branca en derivació. L'expressió de la impedància Bloch pel model en  $\Pi$  és

$$Z_B^2(\omega) = \frac{Z_P^2(\omega)Z_S(\omega)}{2Z_P(\omega) + Z_S(\omega)} \quad (3.15)$$

La relació de les branques sèrie i derivació amb la longitud elèctrica és en ambdós casos la mateixa

$$\cos(\beta l) = 1 + \frac{Z_S(\omega)}{Z_P(\omega)} \quad (3.16)$$

Desenvolupant (3.14) i (3.16) per deixar-les en funció de la impedància sèrie i impedància en derivació pel model en  $T$ , s'obté

$$Z_S(\omega) = Z_B(\omega) \sqrt{\frac{\cos(\beta l) - 1}{1 + \cos(\beta l)}} \quad (3.17)$$

$$Z_P(\omega) = Z_B(\omega) \sqrt{\frac{1}{\cos^2(\beta l) - 1}} \quad (3.18)$$

Les equacions (3.15) i (3.16) pel model en  $\Pi$  són

$$Z_S(\omega) = Z_B(\omega)\sqrt{1 + \cos(\beta l)} \quad (3.19)$$

$$Z_P(\omega) = Z_B(\omega)\sqrt{\frac{1 + \cos(\beta l)}{1 - \cos(\beta l)}} \quad (3.20)$$

Inicialment es pot utilitzar qualsevol dels dos models per extreure els valors de les impedàncies. Tot dependrà si, posteriorment en la resposta en freqüència els elements de cada branca, hi ha alguna incongruència en el model utilitzat. Utilitzant les equacions (3.19) i (3.20) del model en  $\Pi$ , s'obté la impedància sèrie i en derivació resumides en Taula 3.5.

**Taula 3.5. Valors calculats per la impedància de la branca sèrie i per a la branca en derivació, obtinguts per mitjà de la impedància i la longitud elèctrica de la xarxa d'adaptació.**

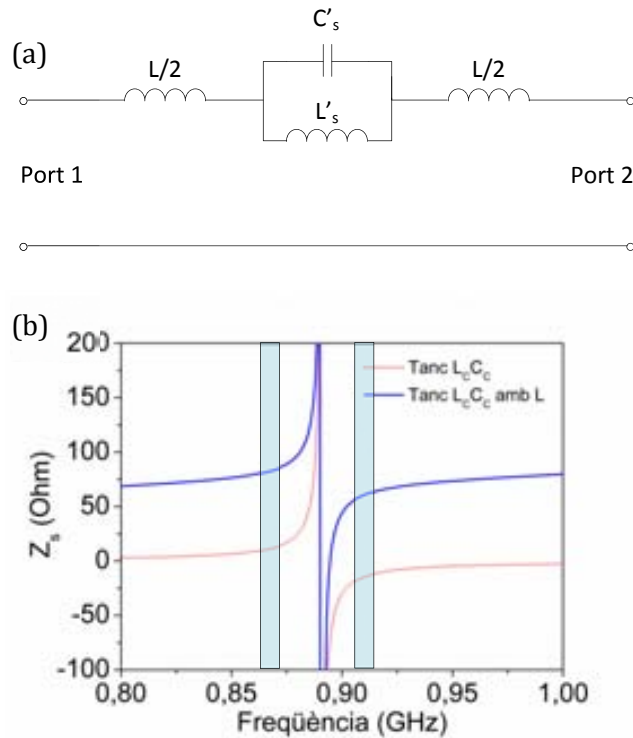
Imped. Bloch	Long. elèctrica	Imped. sèrie	Imped. derivació
$Z_{B1} = 91.2 \Omega$	$\beta l_1 = 113.9^\circ$	$Z_{S1} = 83.3 \Omega$	$Z_{P1} = -59.3 \Omega$
$Z_{B2} = 84.6 \Omega$	$\beta l_2 = 112.6^\circ$	$Z_{S2} = 64.2 \Omega$	$Z_{P2} = -46.3 \Omega$

Dels resultats obtinguts s'observa que la tendència de les impedàncies sèrie és negativa. Si fos una funció contínua que unís els dos punts, aquí hi hauria una incongruència donat que estaríem incomplint el teorema de Foster [85]. És conegut que un tanc ressonant constituït per una inductància i una capacitat en paral·lel introdueixen una discontinuïtat en la impedància. Aquesta discontinuïtat en forma d'asímtota manté el pendent positiu de la impedància, i per tant no compleix el teorema de Foster. L'asímtota ve determinada per la freqüència de ressonància del tanc  $LC$ . Una condició per obtenir els valors desitjats de la impedància sèrie  $Z_s$  consisteix en imposar l'asímtota del tanc  $LC$  a la freqüència central  $f_c = 891$  MHz. S'ha escollit la freqüència central perquè és equidistant respecte les freqüències d'interès de 867 MHz (Europa) i 915 MHz (USA).

El tanc  $LC$  no és suficient per obtenir els valors de la impedància sèrie necessaris a les freqüències de disseny. En la Figura 3.11b s'ha representat la resposta del tanc  $LC$ , on s'observa que per obtenir els valors de disseny desitjats és necessari introduir algun element més, capaç de desplaçar tota la resposta de la impedància cap a valor. Mitjançant una inductància en sèrie amb el tanc  $LC$  (Figura 3.11a), aconseguirem desplaçar amunt la reactància, aconseguint els valors calculats en la Taula 3.5.

$$Z_s(\omega) = j\omega L + \frac{j\omega L'_s}{1 - \omega^2 L'_s C'_s} \quad (3.21)$$

L'equació anterior defineix el comportament de la branca sèrie amb els elements escollits. En la Figura 3.11 s'ha descompost la inductància  $L$ , amb dues inductàncies amb la meitat de valor per donar simetria al circuit.



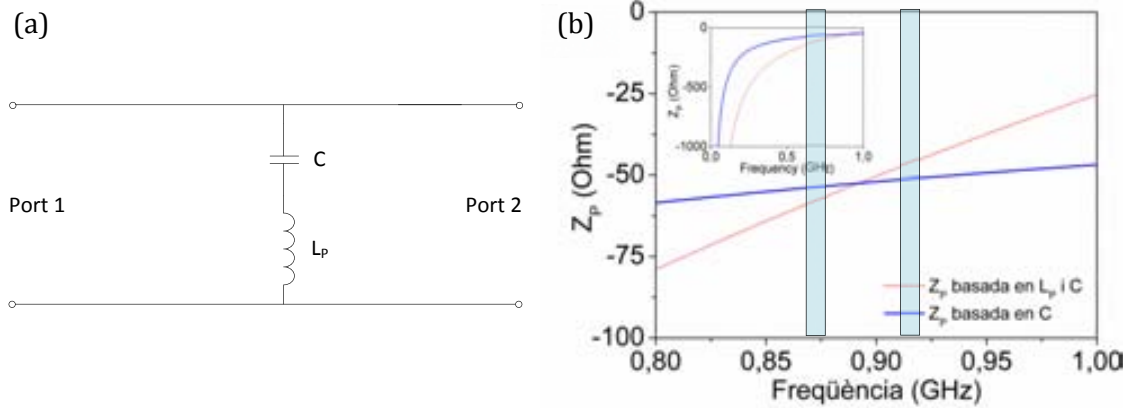
**Figura 3.11** Circuit equivalent de la branca en sèrie de la xarxa d'adaptació dual, on  $L_c$  i  $C_c$  són la inductància i la capacitat, respectivament, del tanc ressonant i  $L$  correspon a la inductància de la línia de transmissió (a), i representació de la impedància del tanc  $L_c C_c$  i del circuit equivalent de la branca sèrie amb el qual es poden aconseguir els valors requerits (b).

En referència a la branca en derivació, donat que la tendència de la reactància és creixent i que els valors calculats són negatius, s'utilitzarà una capacitat. No obstant, amb una única capacitat no hi ha cap funció que creui pels valors d'impedància desitjats, essent necessari un altre element com a mínim. Aquest element extra permet tenir dues incògnites per satisfer les dues condicions de la impedància en derivació. Una inductància en sèrie amb la capacitat ens permetrà obtenir els valors desitjats.

$$Z_p(\omega) = \frac{1 - \omega^2 L_p C}{j\omega C} \quad (3.22)$$

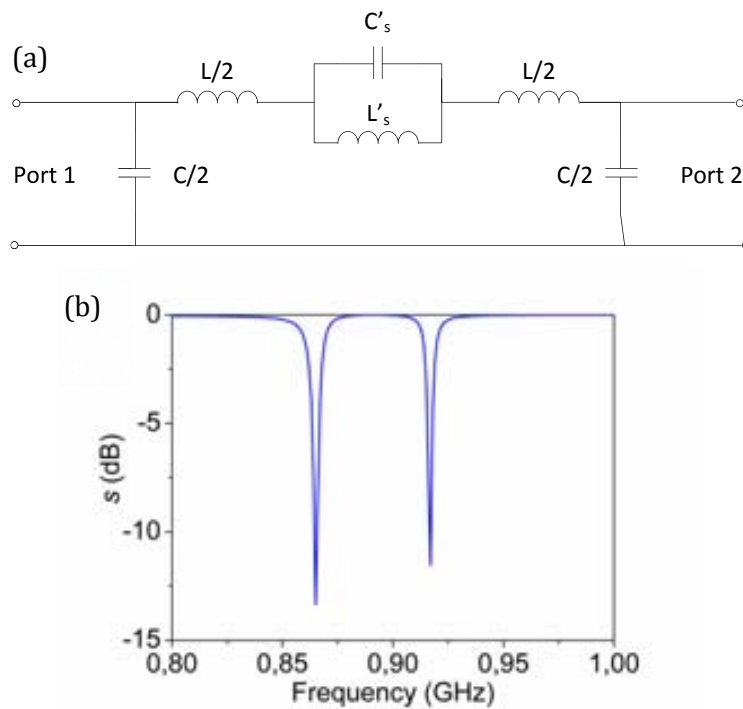
Analíticament són necessaris dos elements per obtenir els requeriments d'impedància en derivació. No obstant, com que la branca en derivació d'una línia microstrip està composta únicament d'una capacitat, l'objectiu consisteix en utilitzar una aproximació matemàtica per a obtenir els valors aproximats de  $Z_p$  per mitjà d'una única capacitat (menyspreant la inductància  $L_p$ ). La funció està representada en la mateixa gràfica anterior Figura 3.12 on els valors obtinguts són  $Z_{p1} = -54 \Omega$  i  $Z_{p2} = -51.3 \Omega$ , que considerem suficientment propers als valors desitjats Taula 3.5.

El següent pas consisteix en unir la branca sèrie amb la branca en derivació, en un mateix circuit per estudiar-ne el comportament global. En un dels ports, s'introdueix la impedància de l'antena en funció de la freqüència. En l'altre, s'introdueix la impedància del



**Figura 3.12** Circuit equivalent de la branca en derivació de la xarxa d'adaptació dual, on  $L_p$  és una inductància en sèrie amb la capacitat  $C$  de la línia de transmissió (a), i representació del circuit equivalent de la branca en derivació amb la qual s'obtenen els valors requerits (b). També es representa la resposta d'una única capacitat  $C'$ , que modela aproximadament el mateix comportament que el circuit equivalent format per  $L_p$  i  $C$ .

port, tenint en compte que la impedància del xip varia en funció de la freqüència. Per tant, s'ha fet una aproximació lineal de la resposta del xip en un rang de freqüències determinat, englobant les freqüències d'interès. Tots els valors finals dels element de la xarxa d'adaptació es mostren en la Taula 3.6, juntament amb el sistema complet i la seva resposta en freqüència que es mostren en la Figura 3.13. Els resultats obtinguts mostren que el sistema complet presenta comportament dual a les freqüències d'interès.



**Figura 3.13** Circuit equivalent de la xarxa d'adaptació d'impedància dual (a), i coeficient de reflexió  $s$  del circuit equivalent, normalitzat per a la càrrega complexa del xip (b).

**Taula 3.6 Valors finals dels elements que conformen la xarxa d'adaptació dual**

<b>Inductància tanc ressonant</b>	$L's = 109.3 \text{ pH}$
<b>Capacitat tanc ressonant</b>	$C's = 292 \text{ pF}$
<b>Inductància línia de transmissió</b>	$L = 22 \text{ nH}$
<b>Capacitat línia de transmissió</b>	$C = 3.4 \text{ pF}$

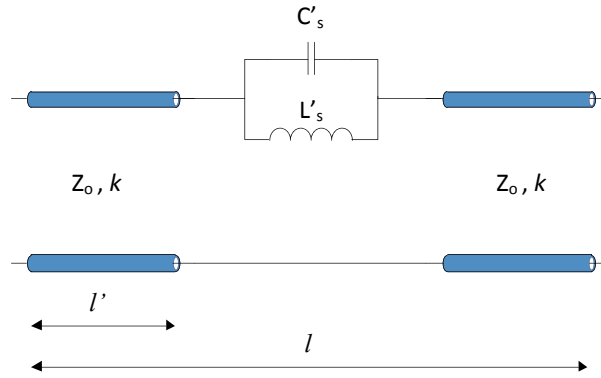
### 3.4 Xarxa d'adaptació d'impedàncies dual basada en ressonadors: el mètode de pertorbació

En vista dels resultats obtinguts analíticament referents a les longituds elèctriques i a les impedàncies, anem ara a considerar com implementar la xarxa d'adaptació impedàncies. Les impedàncies característiques i les longituds elèctriques són similars degut a la proximitat de les freqüències d'operació (Taula 3.4). El circuit obtingut en la secció anterior (Figura 3.13a) es pot descompondre en trams de línies de transmissió convencionals i un ressonador  $LC$  en sèrie. Específicament, considerarem que l'estructura completa es basa en una línia de transmissió pertorbada per la presència d'un ressonador, d'aquí el nom de mètode de pertorbació. El tram central del circuit és completament anàleg al circuit equivalent de la Figura 2.25a [86]. Efectivament es tracta d'una línia de transmissió basada en el model ressonant que consisteix en una línia microstrip carregada amb un ressonador en sèrie. Aquesta configuració és similar als dissenys de filtres basats en ressonadors acoblats reactivament [7] amb la diferència que l'objectiu és ajustar la impedància característica i la longitud elèctrica a uns valors específics, enlloc d'avaluar les característiques de transmissió de l'estructura.

#### 3.4.1 Determinació els paràmetres de control

Hi ha diferents configuracions segons l'elecció del ressonador però aquests detalls s'explicaran en seccions posteriors (secció 3.5). De moment, i sabent que necessitem una línia de transmissió basada en el model ressonant que compleixi el mateix tanc  $LC$  del circuit de la Figura 3.13a s'utilitzarà el ressonador d'anells oberts  $SRR$ . El sistema complet estarà format d'un ressonador acoblat a una secció de línia microstrip, i dues línies de transmissió convencional als extrems (Figura 3.14). A continuació es justificarà la configuració proposada i que satisfà les impedàncies característiques i les longituds elèctriques de la xarxa d'adaptació d'impedàncies a les dues freqüències d'operació.

Donat que el sistema té quatre condicions (impedàncies Bloch i longituds elèctriques a cada freqüència d'interès) es necessitaran almenys quatre paràmetres independents per definir el sistema. Aquests paràmetres de control són: (i) la geometria del ressonador i l'acoblament a la línia de transmissió, (ii) la impedància característica de la línia convencional, (iii) la longitud elèctrica de la línia convencional i (iv) l'últim paràmetre que és la posició relativa del ressonador al llarg de la línia de transmissió.



**Figura 3.14** Model de la xarxa d'adaptació d'impedàncies de banda dual, basada en dues línies de transmissió i un resonador elèctricament petit, on  $l'$  indica la posició de l'anell al llarg de la línia de transmissió de longitud  $l$ ,  $Z_0$  i  $k$  són les impedàncies característiques i les constants de fase de la línia de transmissió,  $C_s$  i  $L_s$  són la capacitat i la inductància del resonador.

Per realitzar l'anàlisi de l'estructura completa, aquesta es dividirà en tres blocs. La primera part correspon a una línia de transmissió d'impedància  $Z_0$  i una longitud  $l'$ . La segona secció representa una impedància en sèrie corresponent al resonador. I finalment, la darrera part correspon a una altra línia de transmissió amb la mateixa impedància  $Z_0$  que la primera línia però amb una longitud  $l''=l-l'$ , de manera que la suma de les dues línies de transmissió tinguin una longitud igual a  $l$ .

Les matrius de transmissió  $ABCD$  són utilitzades perquè permeten fer el producte de les tres matrius dels dispositius de dos ports, i recuperar posteriorment la impedància  $Z_B$  i la longitud elèctrica  $\beta l$  [7, 87] de tot el sistema per mitjà de

$$\cos \beta l = \frac{A+D}{2} \quad (3.23)$$

$$Z_B = \frac{2B}{D-A+2\sqrt{\left(\frac{A+D}{2}\right)^2-1}} \quad (3.24)$$

Per xarxes simètriques  $A=D$ , les expressions es simplificarien perdent un paràmetre de control i no es podria resoldre el sistema. Seguint amb els càlculs, les matrius corresponents a cadascuna de les secció del sistema de la Figura 3.14 són representades de la següent manera

$$\begin{pmatrix} \cos kl' & jZ_0 \sin kl' \\ jY_0 \sin kl' & \cos kl' \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos kl'' & jZ_0 \sin kl'' \\ jY_0 \sin kl'' & \cos kl'' \end{pmatrix} \quad (3.25)$$

on  $Z_0$  i  $k$  fan referència a la impedància característica i a la constant de fase de la línia *host*,  $Y_0$  és la admitància característica de la línia *host* i és equivalent a la inversa de la impedància característica  $Z_0 = 1/Y_0$ , i  $Z$  és la impedància del resonador. Cal diferenciar

que  $k$  és la constant de fase de la línia *host*, mentre que  $\beta$  és la constant de fase de tot el sistema (xarxa d'adaptació).

La primera i tercera matrius corresponen a les matrius *ABCD* de les línies de transmissió, mentre que la segona matriu *ABCD* correspon a una impedància en sèrie. Per simplificar la matriu *ABCD* final s'han aplicat identitats trigonomètriques, a més de substituir la impedància del ressonador per la seva reactància  $Z = +j\chi$ . Com s'ha demostrat anteriorment, aquesta reactància està formada pel tanc d'inductància  $L$ 's i de la capacitat  $C$ 's. Els elements de la matriu *ABCD* final són

$$A = \cos kl - \chi Y_o \cos kl' \sin kl'' \quad (3.26)$$

$$B = j\chi \cos kl' \cos kl'' + jZ_o \sin kl \quad (3.27)$$

$$C = -jY_o^2 \chi \sin kl' \sin kl'' + jY_o \sin kl \quad (3.28)$$

$$D = \cos kl - \chi Y_o \sin kl' \cos kl'' \quad (3.29)$$

Per trobar la longitud elèctrica del sistema complet es substitueixen els elements de la matriu *ABCD* final a l'equació (3.23), obtenint

$$\cos \beta l = \cos kl - \frac{\chi}{2Z_o} \sin kl \quad (3.30)$$

En l'equació (3.30), la longitud elèctrica depèn de la reactància del ressonador  $\chi$  però no depèn de la longitud de la primera línia  $l'$  ni de la longitud de la segona línia  $l''$ . Això significa que la longitud elèctrica és independent de la posició del ressonador al llarg de línia de transmissió. Aquest resultat és important perquè implica que, una vegada definides les longituds elèctriques a les freqüències d'interès, aquestes longituds elèctriques no canviaran per més que modifiquem la posició del ressonador al llarg de la línia de transmissió.

Referent a la impedància, es pot substituir l'equació de la longitud elèctrica (3.23) en l'equació de la impedància (3.24), resultant en

$$Z_B = \frac{2B}{D - A + 2\sqrt{\cos^2 \beta l - 1}} = \frac{2B}{D - A + j2 \sin \beta l} \quad (3.31)$$

Substituint els termes  $A$  (3.26),  $B$  (3.27) i  $D$  (3.29) de la matriu *ABCD* final a l'equació anterior (3.31) s'obté

$$Z_B = \frac{2 j\chi \cos kl' \cos kl'' + jZ_o \sin kl}{Y_o \chi \sin k(l - 2l') + j2 \sin \beta l} \quad (3.32)$$

Per xarxes simètriques, la diferència dels termes  $D-A$  de l'equació (3.31) és zero i com a conseqüència  $Z_B$  esdevindria completament real. Això implicaria que la impedància fos independent de la posició del ressonador  $l'$ , i faltaria un paràmetre de control. Pel cas actual en que la xarxa és asimètrica, la impedància resultant és complexa. La part real de la impedància té dependència de  $l'$ , i aquest serà un paràmetre de control per ajustar les impedàncies als valors desitjats. La part imaginària de  $Z_B$  serà petita a les freqüències d'operació, i serà negligida.

### 3.4.2 Longitud i amplada de la línia de transmissió

Les impedàncies característiques i les longituds elèctriques són similars degut a la proximitat de les freqüències d'operació. En particular, s'ha considerat que l'estructura completa es basa en una línia de transmissió pertorbada per la presència del ressonador d'anells oberts  $SRR$ . Els paràmetres requerits a les freqüències d'operació són la conseqüència de la pertorbació produïda pel ressonador d'anells oberts al voltant dels valors centrals corresponent a la línia de transmissió sense pertorbar. D'acord amb aquesta afirmació, la línia de transmissió no pertorbada s'ha de dissenyar per proporcionar impedància característica i longitud elèctrica a la freqüència central  $f_c = (f_1 + f_2)/2$ , sense tenir en compte la pertorbació deguda al ressonador  $\chi = 0$ . Els paràmetres de la línia es poden calcular de dues maneres diferents. La primera consisteix en calcular la mitjana aritmètica de la impedància i de la longitud elèctrica a la freqüència central  $f_c$  segons

$$Z_0 = (Z_{B1} + Z_{B2}) / 2 \quad (3.33)$$

$$\phi(f_c, \chi = 0) = (\phi_1 + \phi_2) / 2 \quad (3.34)$$

L'altre mètode consisteix en obtenir la impedància (3.12) i la longitud elèctrica (3.13) per mitjà de la impedància d'entrada de l'antena i la impedància del xip a la freqüència central  $f_c$ , gràcies a l'equació d'impedància d'entrada (3.10). Òbviament amb qualsevol dels dos mètodes s'obtenen els mateixos resultats. Dels resultats obtinguts es pot determinar la longitud i l'amplada de la línia de transmissió, de manera que la geometria queda determinada.

### 3.4.3 Geometria del ressonador i acoblament a la línia de transmissió

Fins al moment ja s'han resolt dos paràmetres de disseny. El següent pas consisteix en determinar les característiques del tanc ressonant (geometria i acoblament) i la seva posició en la línia de transmissió. Les longituds elèctriques varien poc a les freqüències



d'operació comparades amb el valor de l'estructura sense pertorbar a la freqüència central. Per tant, es pot expressar la longitud elèctrica com una pertorbació al voltant del valor central de la longitud elèctrica per mitjà de l'expansió de Taylor de primer ordre segons

$$\phi(f, \chi) = \phi(f_c, 0) + \left. \frac{\partial \phi(f, \chi)}{\partial f} \right|_{f_c, \chi=0} (f - f_c) + \left. \frac{\partial \phi(f, \chi)}{\partial \chi} \right|_{f_c, \chi=0} \chi \quad (3.35)$$

La longitud elèctrica correspon a qualsevol dels dos valors requerits a les freqüències d'operació. El primer terme de la igualtat és la longitud elèctrica de la línia de transmissió a la freqüència central, i no depèn de la reactància. El segon i tercer termes són les derivades de (3.30) respecte la freqüència i la reactància, respectivament. Aquesta equació està en funció del cosinus, de manera que s'ha realitzat un canvi de variable per evitar derivar el arccosinus i simplificar el càlcul. Aplicant això i considerant que la constant de fase  $\beta$  depèn de la freqüència com  $\beta=2\pi f/V_p$ , s'obté que la longitud elèctrica val

$$\phi(f, \chi) = \phi(f_c, 0) + \frac{2\pi l}{v_p} (f - f_c) + \frac{1}{2Z_o} \chi \quad (3.36)$$

De (3.36) es pot determinar el valor de la reactància  $\chi$  a  $f_1$  ( $\chi_{f1}$ ) per forçar el valor de  $\phi_1$  a aquesta mateixa freqüència, o bé determinar el valor de la reactància  $\chi$  a  $f_2$  ( $\chi_{f2}$ ) per forçar el valor de  $\phi_2$  a aquesta mateixa freqüència, indistintament. Aquests valors de reactància fan referència al tanc ressonant  $L'_s C'_s$  com

$$\Delta\chi = \frac{\omega L'_s}{1 - \omega^2 L'_s C'_s} \quad (3.37)$$

Òbviament, degut a la linealització  $\chi_{f1} = -\chi_{f2}$ . Aleshores, obtenim dues condicions per a determinar la inductància  $L'_s$  i capacitat  $C'_s$  del tanc ressonant en paral·lel de la Figura 3.14, que són

$$L'_s = \frac{\Delta\chi(\omega_{2,1}^2 - \omega_{1,2}^2)}{(\omega_2^2 \omega_1 + \omega_1^2 \omega_2)} \quad (3.38)$$

$$C'_s = \frac{\Delta\chi - \omega_{1,2} L'_s}{\Delta\chi \omega_{1,2}^2 L'_s} \quad (3.39)$$

Les equacions (3.38) i (3.39) són vàlides per a qualsevol banda de freqüència (Europa i USA) i permeten determinar la geometria del ressonador i l'acoblament a la línia de transmissió, segons [86, 88].

### 3.4.4 Posició del ressonador al llarg de la línia de transmissió

Similarment a l'expansió de Taylor de la longitud elèctrica (3.35), la impedància característica de la xarxa d'adaptació pot també ser linealitzada amb les variables de la freqüència  $f$  i la reactància  $\chi$  com

$$Z_B(f, \chi, l') = Z_B(f_c, 0, l') + \left. \frac{\partial Z_B(f, \chi, l')}{\partial f} \right|_{f_c, \chi=0} (f - f_c) + \left. \frac{\partial Z_B(f, \chi, l')}{\partial \chi} \right|_{f_c, \chi=0} \chi \quad (3.40)$$

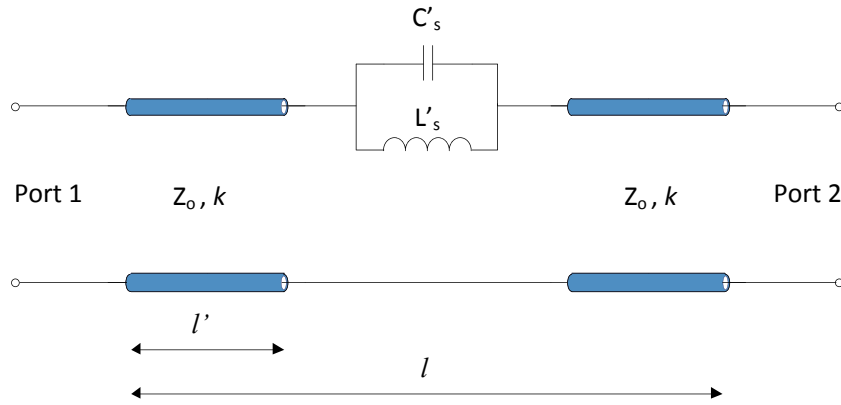
Cal destacar que la impedància depèn de la reactància però també depèn de la posició del ressonador  $l'$ , que és la incògnita a resoldre. En (3.40) ni el primer terme després de la igualtat ni el segon terme depenen de  $l'$ . El motiu és que a la freqüència central, la impedància Bloch és equivalent a la impedància de la línia host  $Z_B = Z_0$ . Referent al segon terme, la impedància de qualsevol línia de transmissió és constant amb la freqüència, essent la derivada de la impedància nul·la per  $f = f_c$  and  $\chi = 0$ , i com a conseqüència aquest terme desapareix. Només el tercer terme depèn de la posició del ressonador al llarg de la línia. Això simplifica la determinació de  $l'$  en l'equació final

$$Z_B(f, \chi, l') = Z_B(f_c, 0, l') + \frac{1}{2 \sin kl} 2 \cos k(l - l') \cos kl' + j \sin k(l - 2l') \chi \quad (3.41)$$

De (3.41) negligim la part imaginària de la impedància perquè és menyspreable comparada amb la part real de la impedància a les freqüències d'interès. Per resoldre l'equació es fa un escombrat de  $l'$  fins a obtenir les impedàncies característiques  $Z_{B1}$  i  $Z_{B2}$  a les freqüències d'interès. Degut a la linealització, el valor necessari de  $l'$  per obtenir  $Z_{B1}$  a  $f_1$  també proporciona  $Z_{B2}$  a  $f_2$ .

### 3.4.5 Implementació del circuit equivalent

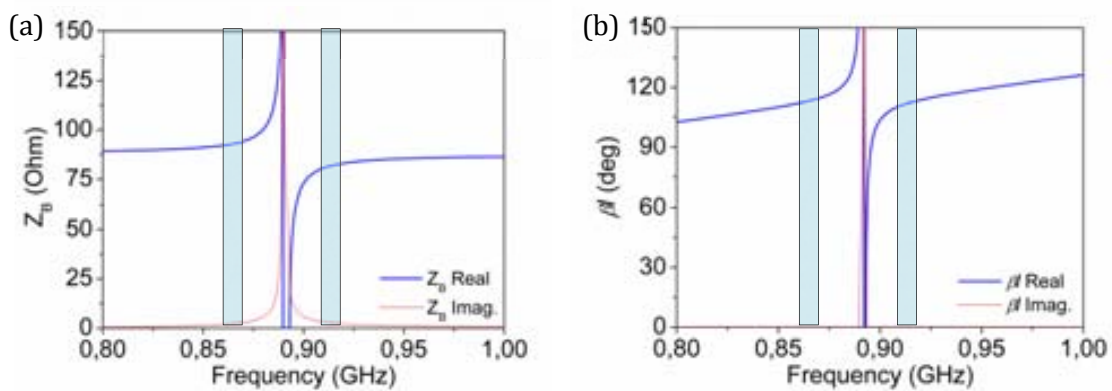
Concloent el procés, per mitjà de (3.41) s'obté el valor de la reactància del tanc ressonant que val  $\chi_{f1} = -\chi_{f2} = 11.35 \Omega$ . Com s'ha demostrat en (3.38) i (3.39) es poden trobar els valors de la inductància  $L'_s = 109.3 \text{ pH}$  i de la capacitat  $C'_s = 292 \text{ pF}$ , directament. Aquests valors coincideixen exactament amb els valors obtinguts en la secció 3.3 (Taula 3.6). Per mitjà de la inductància  $L'_s$  i capacitat  $C'_s$  es pot determinar la geometria del ressonador i l'acoblament a la línia. La distància on situar el ressonador al llarg de la línia es pot trobar a través de (3.41) i val  $l' = 2.6 \text{ cm}$ . Finalment, els darrers paràmetres de control són la longitud i l'amplada de la línia de transmissió que es poden obtenir per mitjà de les impedància (3.33) i longitud elèctrica (3.34) a la freqüència central. Aquests valors són  $Z_0 = 87.9 \Omega$  i  $\beta l = 113.25^\circ$  que equivalen a una longitud i amplada de la línia de transmissió de  $l = 4.2 \text{ cm}$  i  $w = 0.275 \text{ mm}$ , respectivament. El circuit resultant amb tots els paràmetres de control determinats es mostra en la Figura 3.15.



**Figura 3.15** Model de la xarxa d'adaptació d'impedàncies dual, essent els ports càrregues reals per a obtenir la impedància Bloch i la longitud elèctrica.

Mitjançant la simulació elèctrica del circuit anterior es poden recuperar els valors de la impedància i de la longitud elèctrica Figura 3.16. Els resultats obtinguts són exactament els mateixos que els valors requerits. La part imaginària de la impedància és petita comparada amb la part real i es pot negligir a les freqüències d'interès, com s'havia predit anteriorment. El mateix succeeix amb la part imaginària de la longitud elèctrica que és manté nul·la. Posteriorment a verificar el funcionament de la xarxa d'adaptació es procedeix a comprovar el funcionament dual de tot el sistema incloent l'antena i la impedància del xip. Per fer-ho es connecta un component amb la impedància de l'antena per un extrem de la xarxa d'adaptació, i el port amb la impedància del xip en funció de la freqüència a l'altre extrem Figura 3.17.

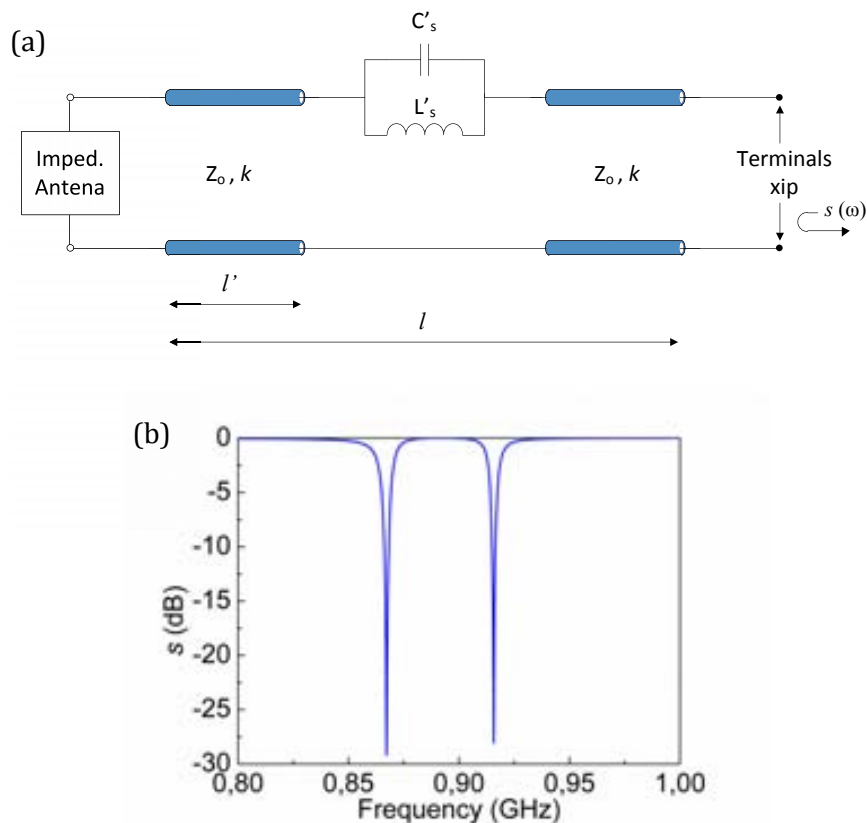
Per mitjà del coeficient de reflexió  $s$  s'observa el comportament dual de l'estructura amb unes pèrdues de retorn per sota dels -25 dB en ambdues freqüències. Segons el teorema de Bode-Fano [4, 5] calculat en la secció 3.1.1, el màxim coeficient de reflexió que es podia obtenir era de -20 dB constants en tota la banda de freqüències, tenint en compte una xarxa d'adaptació ideal. En l'anàlisi del teorema, l'antena es modela com una



**Figura 3.16** Impedància Bloch  $Z_B$  (a) i longitud elèctrica  $\beta l$  (b) del model de xarxa d'adaptació de la Figura 3.15.

resistència, donant lloc a un ample de banda il·limitat. A la pràctica, l'antena no es pot modelar com una resistència, tot i que la impedància exhibeix poca variació en la banda de freqüències d'interès (Figura 3.10b). A més, s'ha de tenir en compte que les antenes planars utilitzades per aplicacions RFID són un punt crític, ja que és ben conegut que la reducció de les dimensions de l'antena implica una reducció dràstica de l'ample de banda segons el teorema de Chu, referent a les limitacions físiques de qualsevol antena [89, 90]. Per aquest motiu, en etiquetes RFID s'espera una reducció substancial del límit dels -20 dB obtingut mitjançant el teorema de Bode-Fano. La finalitat del mètode pertorbatiu es basa en augmentar el coeficient de reflexió a les freqüències d'interès i disminuir-lo en la resta de freqüències. Per tant, aquí és on es demostra la potencialitat d'utilitzar etiquetes RFID de comportament dual enlloc d'etiquetes amb un ample rang de freqüències.

Una alternativa de disseny hagués estat considerar l'estructura simètrica amb el ressonador d'anells oberts a la posició central de la línia de transmissió, però en aquest cas la tècnica del mètode de pertorbació no seria vàlida perquè es perdria un grau de llibertat. La posició del ressonador al llarg de la línia  $l'$  s'hauria fixat i es necessitaria un altre paràmetre control, com per exemple la impedància de l'antena  $Z_A$ , que complicaria l'anàlisi de la xarxa.



**Figura 3.17** Model de la xarxa d'adaptació amb els ports corresponents a la impedància de l'antena (port 1), i la impedància d'entrada del xip (port 2) segons la Figura 3.15a, i resposta en freqüència del model de la xarxa, on s'obté el comportament dual del coeficient de reflexió  $s$  referenciat a la càrrega complexa del circuit integrat.

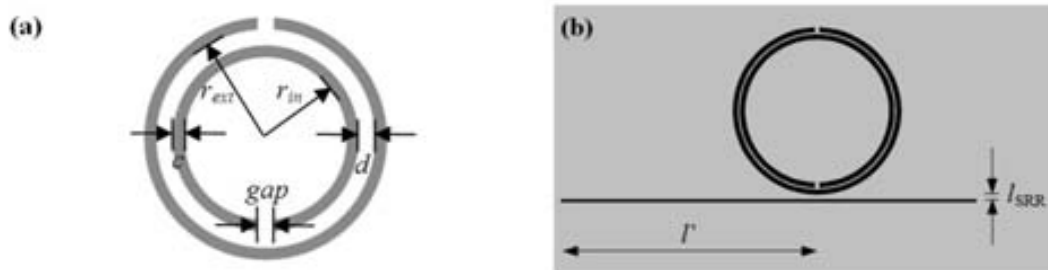
### 3.4.6 Implementació del disseny de la xarxa d'adaptació

Finalment s'implementa el disseny de la xarxa d'adaptació. Referent al ressonador d'anells oberts (Figura 3.18a) s'escull una combinació dels paràmetres tals que la freqüència de ressonància  $f_o=(L'_sC'_s)^{-1/2}/2\pi$  coincideixi amb la freqüència central  $f_c = 891$  MHz. Els paràmetres de disseny són: (i) el radi intern ( $r_{in}$ ) que representa la distància des del centre fins a la part interna de l'anell intern; (ii) el radi extern ( $r_{ext}$ ) que és la distància del centre fins a la part interna de l'anell extern; (iii) l'ample de l'anell ( $c$ ) i (iv) la distància entre anells ( $d$ ). La geometria ( $L_s$  i  $C_s$ ) del ressonador d'anells oberts és optimitzada segons el model explicat en [88], per ajustar la freqüència de ressonància a la freqüència central. Variant la distància entre el ressonador i la línia de transmissió  $l_{SRR}$  (Figura 3.18b) s'ajusta l'acoblament mutu  $M$  per obtenir els valors desitjats de  $L'_s$  i  $C'_s$ . A la pràctica, es determina el valor de  $l_{SRR}$  ajustant la impedància i la longitud elèctrica a les freqüències d'operació. És a dir, un fort acoblament entre el ressonador i la línia introdueix grans variacions de la impedància i la longitud elèctrica que tendeixen a separar les freqüències de ressonància. D'altra banda, un acoblament dèbil entre el ressonador i la línia tendeix a ajuntar-les.

Seguint aquest procediment, les dimensions pels paràmetres geomètrics es resumeixen en la Taula 3.7. Tot i que les separacions dels gaps dels anells no es consideren un paràmetre de disseny es van utilitzar unes separacions de  $gap = 0.4$  mm.

**Taula 3.7** Dimensions del ressonador d'anells oberts SRR.

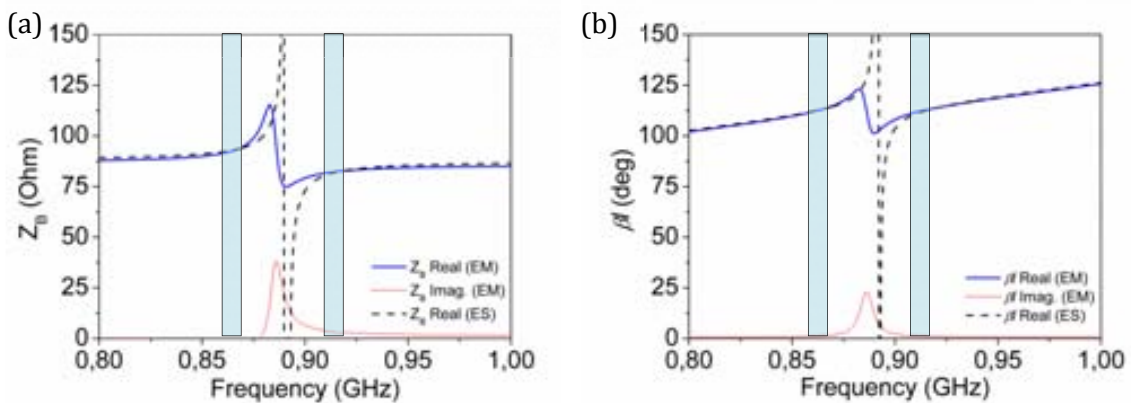
<b>Radi intern</b>	$r_{in} = 7.2$ mm
<b>Radi extern</b>	$r_{ext} = 8.4$ mm
<b>Amplada de l'anell</b>	$c = 0.5$ mm
<b>Separació entre anells</b>	$d = 0.2$ mm
<b>Separació anell - línia de transmissió</b>	$l_{SRR} = 0.5$ mm



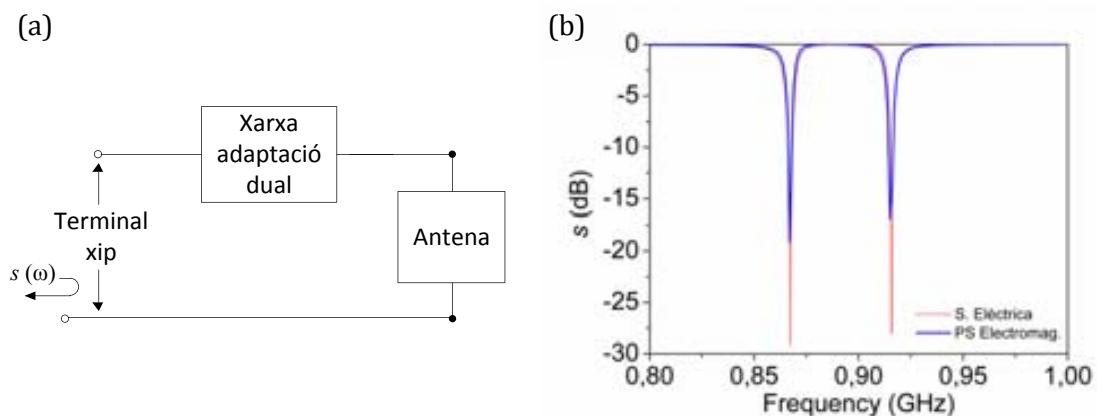
**Figura 3.18** Topologia del ressonador d'anells oberts SRR, on les zones grises representen la metal·lització (a), xarxa d'adaptació d'impedàncies de banda dual proposada, basada en una línia microstrip carregada amb el ressonador d'anells oberts SRR (b), on  $l'$  és la distància entre el centre del ressonador i l'extrem esquerre de la línia.

Els resultats de la impedància i longitud elèctrica de la simulació electromagnètica del disseny es mostren a la Figura 3.19, juntament amb la simulació elèctrica, on s'observa que s'han aconseguit els valors desitjats d'impedància i longitud elèctrica a les freqüències d'operació. La petita contribució de la part imaginària de la impedància permet validar la simplificació feta a (3.41), on la part imaginària havia estat menyspreada. També s'observa bon ajust entre els resultats elèctrics i electromagnètics a les freqüències d'operació.

Els resultats de la xarxa d'adaptació obtinguts mitjançant la simulació electromagnètica s'han introduït en un component (Figura 3.20), de la mateixa manera que s'havia fet prèviament amb l'antena. Aquests dos components en sèrie i connectats al port d'entrada (corresponent a la impedància del xip), permeten conèixer la resposta en freqüència del sistema complet mitjançant la post-simulació. En la Figura 3.20, també s'ha representat la simulació elèctrica per comparar el bon ajust entre les respostes del coeficient de reflexió a les freqüències d'interès.



**Figura 3.19** Impedància Bloch  $Z_B$  (a) i longitud elèctrica  $\beta l$  (b) de la xarxa d'adaptació de la Figura 3.18b, juntament amb la simulació elèctrica del model de la xarxa.



**Figura 3.20** Esquema de l'etiqueta RFID constituïda per la resposta en freqüència de la xarxa d'adaptació i l'antena, on la impedància del port representa la variació de la impedància del xip amb la freqüència (a), i coeficient de reflexió de tot l'esquema complet (post-simulació), juntament amb la simulació elèctrica (b).

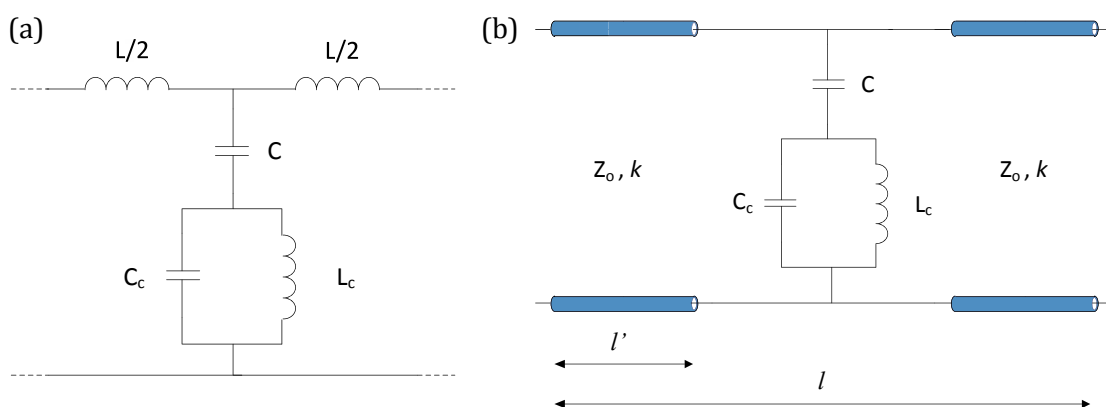
### 3.5 Elecció del ressonador de la xarxa d'adaptació dual

L'anàlisi i el desenvolupament de la secció anterior és vàlid sempre que la tendència de la impedància sigui decreixent. És a dir, quan la impedància  $Z_{B1}$  requerida a la primera freqüència sigui superior a la impedància  $Z_{B2}$  requerida a la segona freqüència. Però també es pot donar el cas oposat, en que la tendència de la impedància és creixent. Donat que en ambdós casos el procediment per l'adaptació de xarxes és molt semblant, en aquesta secció només s'hi inclouen els passos més significatius. Per a la descripció del desenvolupament actual s'han escollit valors aleatoris de la impedància i longitud elèctrica, canviats de freqüència respecte el cas anterior.

**Taula 3.8** Valors d'impedància  $Z_B$  i longitud elèctrica  $\beta l$  intercanviats en freqüència respecte als valors calculats en la Taula 3.4.

	Impedància	Longitud elèctrica
Freqüències europees	$Z_{B1} = 84.6 \Omega$	$\beta l_1 = 112.6^\circ$
Freqüències americanes	$Z_{B2} = 91.2 \Omega$	$\beta l_2 = 113.9^\circ$

A simple vista és difícil saber quin circuit equivalent correspon amb els valors donats. És més intuïtiu utilitzar la impedància sèrie i en derivació per conèixer els elements de cada branca. Realitzant l'estudi analític s'obté el circuit de la Figura 3.21a, on la impedància sèrie està formada únicament per una inductància. D'altra banda, en la impedància en derivació apareix una discontinuïtat que es pot implementar mitjançant una capacitat en sèrie amb un tanc  $LC$  en paral·lel. El circuit equivalent resultant correspon a una secció de línia de transmissió amb un ressonador  $CSRR$  acoblat. En la Figura 3.21b es mostra l'esquema complet del disseny format per les línies de transmissió en sèrie amb el ressonador en derivació.



**Figura 3.21** Circuit equivalent del ressonador d'anells oberts complementari  $CSRR$ , on  $C_c$  i  $L_c$  fan referència a la capacitat i inductància del ressonador,  $L$  i  $C$  fan referència a la inductància i capacitat de la línia de transmissió (a), i model de la xarxa d'adaptació basada en el  $CSRR$  acoblat a les línies de transmissió (b), on  $Z_0$  i  $k$  són la impedància característica i la constant de fase de la línia de transmissió, respectivament.

El següent pas consisteix en fer l'estudi analític del model de xarxa d'adaptació basada en *CSRRs*, per mitjà de les matrius *ABCD*, seguint el mateix procediment de la secció anterior (secció 3.4.1).

$$\begin{pmatrix} \cos kl' & jZ_0 \sin kl' \\ jY_0 \sin kl' & \cos kl' \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ Y & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \cos kl'' & jZ_0 \sin kl'' \\ jY_0 \sin kl'' & \cos kl'' \end{pmatrix} \quad (3.42)$$

on  $Z_0$  i  $k$  fan referència a la impedància característica i a la constant de fase de la línia host,  $Y_0$  és la admitància característica de la línia host i és equivalent a la inversa de la impedància característica  $Z_0 = 1/Y_0$ ,  $Y$  és l'admitància del ressonador.

La primera i tercera matrius corresponen a les matrius *ABCD* de les línies de transmissió, i la segona matriu *ABCD* correspon a una admitància en derivació  $Y$  [7]. Similarment al cas del ressonador en sèrie, en la matriu final s'ha substituït l'admitància del ressonador per la seva susceptància com  $Y = +jB$ . La longitud elèctrica (3.23) i la impedància (3.24) del sistema complet s'obtenen seguint el mateix procediment que en la secció anterior, resultant en

$$\cos \beta l = \cos kl - \frac{Z_0 B}{2} \sin kl \quad (3.43)$$

$$Z_B = \frac{2 \left[ -jBZ_0^2 \sin kl' \sin kl'' + jZ_0 \sin kl \right]}{-BZ_0 \sin k(l - 2l') + j2 \sin \beta l} \quad (3.44)$$

La longitud elèctrica (3.43) és independent de la distància  $l'$  on situar el ressonador al llarg de la línia i només depèn de la susceptància del ressonador, igual que succeïa en (3.30). La impedància (3.44) té dependència amb la susceptància i amb la distància  $l'$ , igual que (3.32). Dels quatre paràmetres de control, la geometria de la línia de transmissió (longitud i amplada) es determinen a través de la mitjana aritmètica de les equacions (3.33) i (3.34). Per trobar el valor de la susceptància del ressonador utilitzem l'expansió de Taylor de primer ordre per a la longitud elèctrica (3.35), resultant en

$$\phi(f, B) = \phi(f_c, 0) + \frac{2\pi l}{v_p} (f - f_c) + \frac{Z_0}{2} B \quad (3.45)$$

Per obtenir el valor de la susceptància  $B_{f1}$  forcem el valor de la longitud elèctrica  $\phi_1$  a  $f_1$ , o bé obtenim  $B_{f2}$  per forçar el valor de la longitud elèctrica  $\phi_2$  a  $f_2$ . Degut a la linealització,  $B_{f1} = -B_{f2}$ . A més, la susceptància està formada per la capacitat  $C$  de la línia de transmissió en sèrie amb un tanc  $L_c C_c$ , de manera que

$$\Delta B = \frac{\omega C (1 - \omega^2 L_c C_c)}{1 - \omega^2 L_c (C_c + C)} \quad (3.46)$$



En (3.46) la capacitat  $C$  de la línia de transmissió és coneguda. Aïllant la inductància  $L_c$  i la capacitat  $C_c$  relatiu al ressonador, s'obté

$$L_c = \frac{\Delta B^2(\omega_{2,1} - \omega_{1,2}) + \Delta B(\omega_1^3 + \omega_2^3) + C(\omega_{1,2}^3 \omega_{2,1} - \omega_{1,2} \omega_{2,1}^3) - \Delta BC(\omega_1^2 \omega_2 + \omega_1 \omega_2^2)}{\Delta BC^2(\omega_1^3 \omega_2^2 + \omega_1^2 \omega_2^3)} \quad (3.47)$$

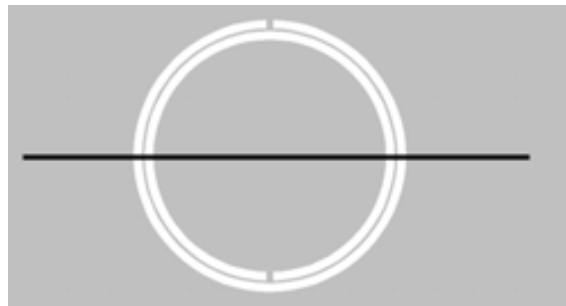
$$C_c = \frac{\Delta B(1 - \omega_{1,2}^2 L_c C) - \omega_{1,2} C}{\Delta B \omega_{1,2}^2 L - \omega_{1,2}^3 L_c C} \quad (3.48)$$

Les equacions (3.47) i (3.48) permeten determinar la geometria del ressonador i l'acoblament a la línia de transmissió [91, 92]. La complexitat de les equacions ha augmentat a causa de la capacitat  $C$  de la línia de transmissió. A l'obtenir  $L_c$  i  $C_c$  queda determinada la geometria del ressonador. Finalment, només falta trobar la distància  $l'$  on situar el ressonador al llarg de la línia que es pot aconseguir per mitjà de l'expansió de Taylor de primer ordre de la impedància (3.40), segons

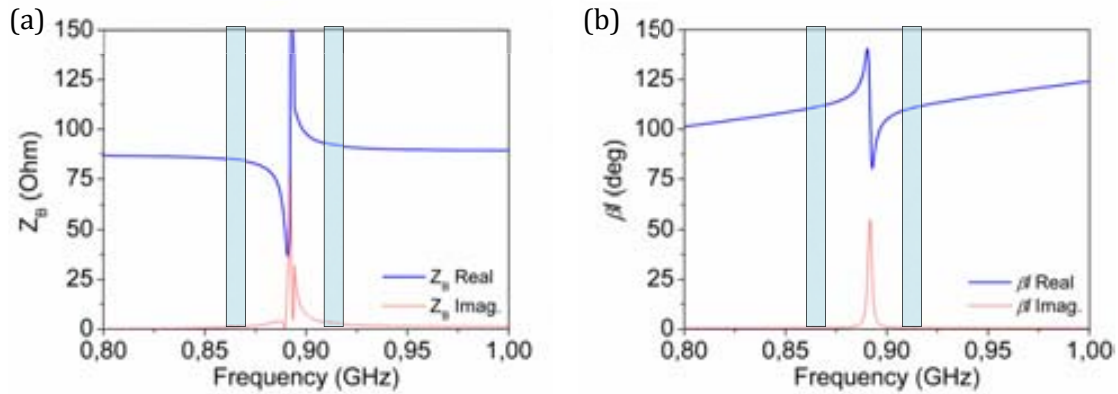
$$Z_B(f, B, l') = Z_B(f_c, 0, l') - \frac{Z_0^2}{2 \sin kl} 2 \sin k(l - l') \sin kl' + j \sin k(l - 2l') B \quad (3.49)$$

La part imaginària de la impedància es pot menysprear comparant-la amb la part real de la impedància, de la mateixa manera que havíem fet en (3.41). L'equació (3.49) permet obtenir la distància  $l'$  i tenir tots els paràmetres de control definits. En la Figura 3.22 es representa el disseny de la xarxa d'adaptació d'impedàncies basat en un CSRR gravat en la part inferior del substrat. La línia de transmissió convencional està representada en negre i està en la part superior del disseny.

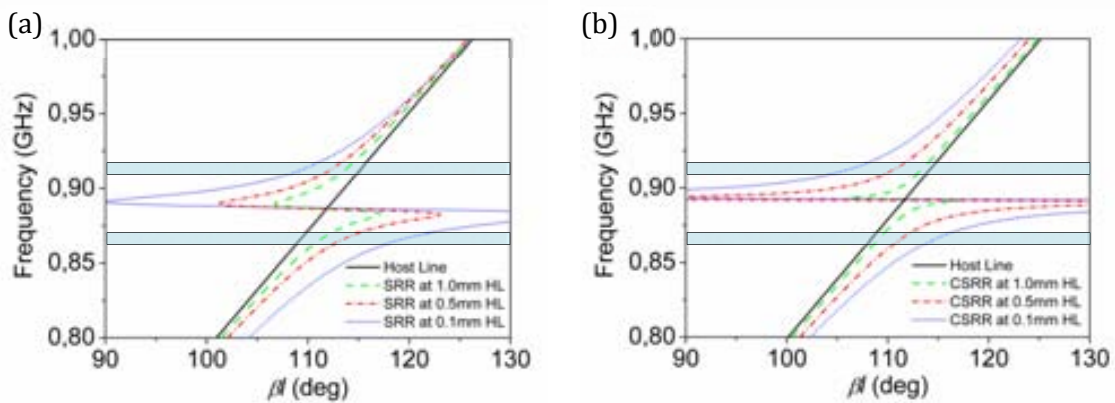
Mitjançant la simulació electromagnètica del disseny anterior es pot extraure la impedància característica i la longitud elèctrica. En ambdues respostes s'han assolit els requeriments imposats al inici. Es pot concloure que segons la tendència de la impedància requerida utilitzarem el ressonador d'anells oberts SRR o el seu complementari CSRR.



**Figura 3.22** Xarxa d'adaptació d'impedàncies basada en una línia microstrip carregada amb el ressonador d'anells oberts complementari CSRR.



**Figura 3.23** Impedància Bloch  $Z_B$  (a) i longitud elèctrica  $\beta l$  (b) de la xarxa d'adaptació de la Figura 3.22.



**Figura 3.24** Diagrama de dispersió del resonador d'anells oberts *SRR* (a), i diagrama de dispersió del resonador d'anells oberts complementari *CSRR* (b) per a diferents separacions dels resonadors respecte la línia de transmissió.

Referent a la longitud elèctrica es poden obtenir tendències decreixents o creixents, independentment del resonador utilitzat. Per demostrar-ho s'ha situat un resonador d'anells oberts *SRR* a diverses separacions de la línia de transmissió per modificar-ne l'acoblament i poder obtenir el diagrama de dispersió (Figura 3.24a). En la mateixa gràfica s'ha representat la línia de transmissió convencional sense resonador. La situació anàloga pel resonador d'anells oberts complementari *CSRR* també s'ha representat en la Figura 3.24b. En ambdós casos es pot controlar el nivell de dispersió a les freqüències d'interès, fins a obtenir les longituds elèctriques desitjades.

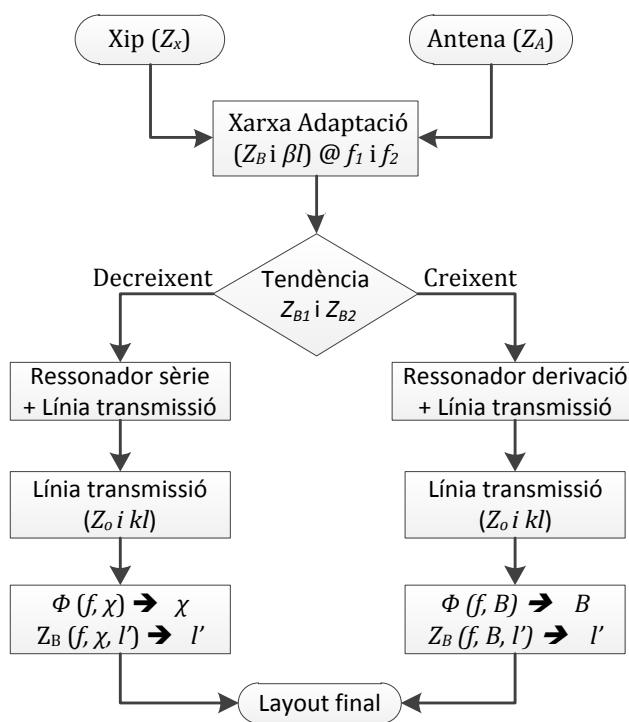
### 3.6 Tècnica de síntesi del mètode de pertorbació.

Fins ara s'han estudiat les influències dels resonador acoblats a les línies de transmissió i els efectes que produïen en la longitud elèctrica i la impedància. De fet, el nom de mètode pertorbatiu prové precisament de la pertorbació introduïda en la

impedància i longitud elèctrica deguda als ressonadors. En aquesta secció s'aplica una tècnica de síntesi basada en el mètode perturbatiu que permet obtenir comportament dual de qualsevol etiqueta RFID. Aquesta tècnica es pot extrapolar i aplicar a qualsevol altre sistema. Els passos principals de la tècnica de síntesi estan detallats en el diagrama de flux (Figura 3.25).

Per començar a desenvolupar la tècnica de síntesi és necessari conèixer la impedància de l'antena i la impedància del xip en funció de la freqüència. Mitjançant aquests valors i utilitzant l'equació d'impedància d'entrada es poden obtenir els requeriments d'impedància i longitud elèctrica a través de (3.12) i (3.13). A continuació s'observen els valors de la impedància resultant. Si la impedància  $Z_{B1}$  a freqüències baixes és superior a la impedància  $Z_{B2}$  a freqüències altes (tendència decreixent de la impedància) s'utilitzarà el model de línia de transmissió amb un ressonador en sèrie, com per exemple el ressonador d'anells oberts *SRR*. Si la tendència de la impedància és creixent s'utilitzarà el model del ressonador en derivació acoblat a la línia de transmissió, com per exemple el ressonador d'anells oberts complementari *CSRR*.

Independentment del model escollit, el següent pas consisteix en determinar els paràmetres de la línia *host* (línia de transmissió). Per fer-ho es calcula la mitjana aritmètica de la impedància i de la longitud elèctrica, (3.33) i (3.34) respectivament. Segons el model escollit s'utilitzen les equacions que relacionen la longitud elèctrica i la impedància amb la reactància (3.36) i (3.40) respectivament, o bé les equacions que relacionen la longitud elèctrica (3.45) i la impedància (3.49) amb la susceptància.



**Figura 3.25** Diagrama de flux on es representa el procés de disseny d'etiquetes RFID de banda dual basades en el mètode de perturbació.

Finalment, seguint aquest procediment s'obtenen tots els paràmetres de control per a implementar el disseny final de la xarxa d'adaptació d'impedàncies. Aquesta tècnica de síntesi pot ser fàcilment programada en *Matlab*, per exemple, per a obtenir els resultats automatitzats del disseny de la xarxa d'adaptació.

## 3.7 Conclusions

El capítol actual reporta la part fonamental de la tesi, el desenvolupament analític de les xarxes d'adaptació d'impedàncies duals. Prèviament, s'ha introduït l'estat de l'art de diferents mètodes d'adaptació d'impedàncies. La xarxa d'adaptació té la finalitat d'aconseguir adaptació conjugada a les freqüències d'operació. La xarxa d'adaptació dual dissenyada, concatenada entre l'antena i el xip de l'etiqueta RFID, està implementada mitjançant línies de transmissió de tipus ressonant. Aquestes línies es basen en ressonadors elèctricament petits acoblats a la línia *host*, per a poder controlar les característiques elèctriques de la xarxa d'adaptació dual a les freqüències d'interès. Gràcies a aquestes línies de transmissió artificials s'ha desenvolupat el mètode de pertorbació que, aplicat a la xarxa d'adaptació, proporciona comportament dual en freqüència. Finalment, en el mateix capítol es desenvolupa una tècnica de síntesi per a la utilització del mètode de pertorbació.

## 3.8 Referències

- [1] D. C. Ranasinghe, N. Mun Leng, L. Kin Seong, B. Jamali, and P. H. Cole, "Small UHF RFID Label Antenna Design and Limitations," in *2006 IEEE International Workshop on Antenna Technology Small Antennas and Novel Metamaterials*, 2006, pp. 200-204.
- [2] E. Bergeret, J. Gaubert, P. Pannier, and J. M. Gaultier, "Modeling and Design of CMOS UHF Voltage Multiplier for RFID in an EEPROM Compatible Process," *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 54, pp. 833-837, 2007.
- [3] G. De Vita and G. Iannaccone, "Design criteria for the RF section of UHF and microwave passive RFID transponders," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, pp. 2978-2990, 2005.
- [4] H. W. Bode, *Network Analysis and Feedback Amplifier Design*. New York: Van Nostrand, 1945.
- [5] R. M. Fano, "Theoretical limitations on the broadband matching of arbitrary impedances," *Journal of the Franklin Institute*, vol. 249, pp. 57-83, 1950.
- [6] G. L. Matthaei, L. Young, and E. M. T. Jones, *Microwave Filters, Impedance-Matching Networks and Coupling Structures*. Dedham: MA: Artech House, 1980.
- [7] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Second ed. New York: John Wiley & Sons Inc., 1998.
- [8] U. Raflatac. (2009). *UPM Raflatac Frog*. Available: <http://www.upmraflatac.com/>
- [9] A. Dennison. *Avery Dennison AD-821*. Available: [www.rfid.averydennison.com](http://www.rfid.averydennison.com)
- [10] T. Instruments. (October 2006). *TI UHF Gen2 IC Antenna Design*. Available: <http://www.ti.com/rfid/>

- [11] K. V. S. Rao, P. V. Nikitin, and S. F. Lam, "Antenna design for UHF RFID tags: a review and a practical application," *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, pp. 3870-3876, 2005.
- [12] G. Marrocco, "The art of UHF RFID antenna design: impedance-matching and size-reduction techniques," *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, vol. 50, pp. 66-79, 2008.
- [13] A. H. Rida, Y. Li, S. Serkan Basat, A. Ferrer-Vidal, S. Nikolaou, and M. M. Tentzeris, "Design, Development and Integration of Novel Antennas for Miniaturized UHF RFID Tags," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 57, pp. 3450-3457, 2009.
- [14] P. Iliev, P. Le Thuc, C. Luxey, and R. Staraj, "Antenna Design Method for RFID UHF tags," in *Electronics, Circuits and Systems, 2007. ICECS 2007. 14th IEEE International Conference on*, 2007, pp. 562-565.
- [15] L. Ukkonen and L. Sydanheimo, "Impedance matching considerations for passive UHF RFID tags," in *APMC 2009 Asia Pacific Microwave Conference 2009*, pp. 2367-2370.
- [16] J. Choo, J. Ryoo, J. Hong, H. Jeon, C. Choi, and M. M. Tentzeris, "T-matching networks for the efficient matching of practical RFID tags," in *EuMC 2009 European Microwave Conference*, 2009, pp. 5-8.
- [17] N. A. Mohammed, K. R. Demarest, and D. D. Deavours, "Analysis and synthesis of UHF RFID antennas using the embedded T-match," in *IEEE International Conference on RFID*, 2010, pp. 230-236.
- [18] H. W. Son and C. S. Pyo, "Design of RFID tag antennas using an inductively coupled feed," *Electronics Letters*, vol. 41, pp. 994-996, 2005.
- [19] N. Popovic and P. Manojlovic, "UHF RFID antenna: A printed dipole antenna with CPS matching circuit and inductively coupled feed," in *TELSIKS '09. 9th International Conference on Telecommunication in Modern Satellite, Cable, and Broadcasting Services 2009*, pp. 445-448.
- [20] Z. Yang and L. Xiuping, "Inductively coupled RFID tag antenna design and measurement," in *International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT)*, 2010, pp. 1546-1548.
- [21] S. Aroor and D. D. Deavours, "A Dual-Resonant Microstrip-Based UHF RFID "Cargo" Tag," in *2008 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2008, pp. 579-582.
- [22] L. Mo, H. Zhang, and H. Zhou, "Broadband UHF RFID tag antenna with a pair of U slots mountable on metallic objects," *Electronics Letters*, vol. 44, pp. 1173-1174, 2008.
- [23] H. Kwon and B. Lee, "Compact slotted planar inverted-F RFID tag mountable on metallic objects," *Electronics Letters*, vol. 41, pp. 1308-1310, 2005.
- [24] S. Uda and Y. Mushiake, *Yagi-Uda Antenna*. Tokyo: Sasaki Printing and Publishing Co., 1954.
- [25] C. A. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*, Second ed. New York: John Wiley & Sons Inc., 1997.
- [26] C. Cho, H. Choo, and I. Park, "Broadband RFID tag antenna with quasi-isotropic radiation pattern," *Electronics Letters*, vol. 41, pp. 1091-1092, Sep 2005.
- [27] C. Cho, H. Choo, and I. Park, "Design of planar RFID tag antenna for metallic objects," *Electronics Letters*, vol. 44, pp. 175-176, Jan 2008.
- [28] M. Nikkari, T. Bjorninen, L. Ukkonen, Y. Fan, A. Elsherbeni, L. Sydanheimo, and M. Kivikoski, "Design and comparison between two general purpose dipole type UHF RFID tag antennas," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE*, 2008, pp. 1-4.
- [29] J. Siden, H. E. Nilsson, A. Koptug, and T. Olsson, "A Distanced RFID Dipole for a Metallic Supply Chain Label," in *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE*, 2006, pp. 3229-3232.

- [30] C. Kihun, K. Sang-il, and Y. Young Joong, "Small-sized spiral dipole antenna for RFID transponder of UHF band," in *Microwave Conference Proceedings, 2005. APMC 2005. Asia-Pacific Conference Proceedings, 2005*, p. 4 pp.
- [31] Y. Lee. (2003). *Antenna Circuit design for RFID Applications*. Available: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00710c.pdf>
- [32] M. M. Masud and S. Irteza, "Design of an inductively coupled miniature UHF bowtie RFID antenna," in *Applied Sciences and Technology (IBCAST), 2009 6th International Bhurban Conference on, 2009*, pp. 90-92.
- [33] C. Wonkyu, H. W. Son, S. Chansoo, B. Ji-Hoon, and C. Gilyoung, "RFID tag antenna with a meandered dipole and inductively coupled feed," in *IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium, 2006*, pp. 619-622.
- [34] J. Dacuna and R. Pous, "Low-Profile Patch Antenna for RF Identification Applications," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 57, pp. 1406-1410, May 2009.
- [35] G. Marrocco, "Body-matched RFID antennas for wireless biometry," in *Antennas and Propagation, 2006. EuCAP 2006. First European Conference on, 2006*, pp. 1-5.
- [36] H. Kimouche, Z. Hamadache, and B. Atrouz, "New dipole slot antenna design for RFID communications," in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on, 2010*, pp. 1-4.
- [37] R. A. R. Ibrahim and M. C. E. Yagoub, "Practical novel design component of microstrip patch slot antenna MSPSA for RFID applications," in *Electrical and Computer Engineering (CCECE), 2010 23rd Canadian Conference on, 2010*, pp. 1-5.
- [38] L. MingYin, L. RongLin, and M. M. Tentzeris, "Low-profile broadband RFID tag antennas mountable on metallic objects," in *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010 IEEE, 2010*, pp. 1-4.
- [39] P. Iliev, P. Le Thuc, C. Luxey, and R. Staraj, "Dual-band HF-UHF RFID tag antenna," *Electronics Letters*, vol. 45, pp. 439-441, 2009.
- [40] L. W. Mayer and A. L. Scholtz, "A Dual-Band HF / UHF Antenna for RFID Tags," in *Vehicular Technology Conference, 2008. VTC 2008-Fall. IEEE 68th, 2008*, pp. 1-5.
- [41] T. Deleruyelle, P. Pannier, M. Egels, and E. Bergeret, "Dual band mono-chip HF-UHF tag antenna," in *Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), 2010 IEEE, 2010*, pp. 1-4.
- [42] A. Toccafondi, C. Della Giovampaola, F. Mariottini, and A. Cucini, "UHF-HF RFID integrated tag for moving vehicle identification," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2009. APSURSI '09. IEEE, 2009*, pp. 1-4.
- [43] M. Hirvonen, N. Pesonen, O. Vermesan, C. Rusu, and P. Enoksson, "Multi-system, multi-band RFID antenna: bridging the gap between HF- and UHF-based RFID applications," in *Microwave Conference, 2008. EuMC 2008. 38th European, 2008*, pp. 1767-1770.
- [44] L. Kin Seong, N. Mun Leng, and P. H. Cole, "Miniaturization of dual frequency RFID antenna with high frequency ratio," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2007 IEEE, 2007*, pp. 5475-5478.
- [45] T. Deleruyelle, P. Pannier, E. Bergeret, and S. Bourdel, "Dual Band UHF and Microwave RFID Antenna," in *Microwave Conference, 2008. EuMC 2008. 38th European, 2008*, pp. 1763-1766.
- [46] H. Kimouche, Z. Hamadache, and B. Atrouz, "New dipole slot antenna design for RFID communications," in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on, 2010*, pp. 1-4.
- [47] L. Wei and C. Qing-Xin, "A novel RFID tag antenna for matching complex impedances on 915MHz and 2.45GHz bands," in *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2010 Asia-Pacific, 2010*, pp. 2248-2251.

- [48] H. Kimouche, H. Zemmour, and B. Atrouz, "Dual-band fractal shape antenna design for RFID applications," *Electronics Letters*, vol. 45, pp. 1061-1063, 2009.
- [49] L. Yi-Chieh and S. Jwo-Shiun, "Dual-Band Dipole Antenna for RFID Tag Applications," in *Microwave Conference, 2008. EuMC 2008. 38th European*, 2008, pp. 995-997.
- [50] M. I. Sabran, S. K. A. Rahim, A. Y. A. Rahman, T. A. Rahman, M. Z. M. Nor, and Evizal, "A Dual-Band Diamond-Shaped Antenna for RFID Application," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 10, pp. 979-982, 2011.
- [51] S. Jeon, Y. Yu, and J. Choi, "Dual-band slot-coupled dipole antenna for 900MHz and 2.45 GHz RFID tag application," *Electronics Letters*, vol. 42, pp. 1259-1260, 2006.
- [52] A. A. Yussuf, M. R. Islam, A. H. M. Z. Alam, O. O. Khalifa, J. Chebil, H. E. AbdElRaouf, and I. A. Haji, "Design of Multi-Band Passive RFID Tag Antenna," in *Computer and Communication Engineering (ICCCCE), 2010 International Conference on*, 2010, pp. 1-3.
- [53] M. T. Zhang, Y. C. Jiao, and F. S. Zhang, "Dual-band CPW-fed folded-slot monopole antenna for RFID application," *Electronics Letters*, vol. 42, pp. 1193-1194, 2006.
- [54] J. Ni, S. Yan, and M. Zhang, "A triple-band meandered dipole antenna with bandwidth improved for RFID tag," in *Electronics, Communications and Control (ICECC), 2011 International Conference on*, 2011, pp. 1857-1859.
- [55] D. Ma and W. X. Zhang, "Broadband CPW-fed RFID Antenna at 2.45/5.80 GHz," in *Anti-counterfeiting, Security, Identification, 2007 IEEE International Workshop on*, 2007, pp. 84-87.
- [56] J. R. Panda and R. S. Kshetrimayum, "A printed F-shaped dual-band monopole antenna for RFID and WLAN applications," in *Computer and Communication Technology (ICCT), 2010 International Conference on*, 2010, pp. 789-791.
- [57] A. S. R. Saladi, J. R. Panda, and R. S. Kshetrimayum, "A compact printed 9-shaped dual-band monopole antenna for WLAN and RFID applications," in *Computing Communication and Networking Technologies (ICCCNT), 2010 International Conference on*, 2010, pp. 1-4.
- [58] S. A. Khan, M. S. Khan, M. F. Shafique, and I. Shoaib, "A low-profile CPW-fed broadband antenna for WLAN and RFID applications," in *Emerging Technologies (ICET), 2011 7th International Conference on*, 2011, pp. 1-4.
- [59] Z. Ting, L. RongLin, J. GuiPing, W. Gang, and M. M. Tentzeris, "A Novel Multiband Planar Antenna for GSM/UMTS/LTE/Zigbee/RFID Mobile Devices," *Antennas and Propagation, IEEE Transactions on*, vol. 59, pp. 4209-4214, 2011.
- [60] C. C. Chang and Y. C. Lo, "Broadband RFID tag antenna with capacitively coupled structure," *Electronics Letters*, vol. 42, pp. 1322-1323, 2006.
- [61] A. M. A. Sabaawi and K. M. Quboa, "Wideband modified dipole antenna for passive UHF RFID tags," in *Systems Signals and Devices (SSD), 2010 7th International Multi-Conference on*, 2010, pp. 1-4.
- [62] S. L. Chen and R. Mitra, "Indirect coupling method for RFID tag antenna design," *Electronics Letters*, vol. 46, pp. 8-10, 2010.
- [63] Z. Rui-Hua and C. Qing-Xin, "A broadband antenna for multi-standard UHF RFID tag applications," in *Microwave and Millimeter Wave Technology (ICMMT), 2010 International Conference on*, 2010, pp. 1898-1900.
- [64] H. W. Son, G. Y. Choi, and C. S. Pyo, "Design of wideband RFID tag antenna for metallic surfaces," *Electronics Letters*, vol. 42, pp. 263-265, 2006.
- [65] S. Hae-Won and J. Seung-Hwan, "Wideband RFID Tag Antenna for Metallic Surfaces Using Proximity-Coupled Feed," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 10, pp. 377-380, 2011.
- [66] L. Xu, B. J. Hu, and J. Wang, "UHF RFID tag antenna with broadband characteristic," *Electronics Letters*, vol. 44, pp. 79-80, 2008.



- [67] C. Horng-Dean and T. Yu-Hung, "Broadband Capacitively Coupled Patch Antenna for RFID Tag Mountable on Metallic Objects," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 9, pp. 489-492, 2010.
- [68] J. Z. Huang, P. H. Yang, W. C. Chew, and T. T. Ye, "A compact broadband patch antenna for UHF RFID tags," in *Microwave Conference, 2009. APMC 2009. Asia Pacific, 2009*, pp. 1044-1047.
- [69] L. Jui-Han and Z. Gao-Ting, "Planar Broadband Tag Antenna Mounted on the Metallic Material for UHF RFID System," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 10, pp. 1405-1408, 2011.
- [70] C. Qiu-zhen and H. Bin-jie, "Novel UHF RFID tag antenna with shorted stubs mountable on the metallic objects," in *Microwave and Millimeter Wave Technology, 2008. ICMMT 2008. International Conference on, 2008*, pp. 1822-1824.
- [71] K. V. S. Rao, S. F. Lam, and P. V. Nikitin, "UHF RFID tag for metal containers," in *Microwave Conference Proceedings (APMC), 2010 Asia-Pacific, 2010*, pp. 179-182.
- [72] K. Rao, S. F. Lam, and P. V. Nikitin, "Wideband metal mount UHF RFID tag," in *Antennas and Propagation Society International Symposium, 2008. AP-S 2008. IEEE, 2008*, pp. 1-4.
- [73] L. Sang-Ho, O. Young-Cheol, L. Ho, L. Young-Seung, and M. Noh-Hoon, "Analysis and design of a UHF RFID tag antenna with a Split Ring Resonator," in *iWAT 2008. International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials, 2008*, pp. 446-449.
- [74] Y. Amin, S. Botao, J. Hallstedt, S. Prokkola, H. Tenhunen, and L. R. Zheng, "Design and characterization of efficient flexible UHF RFID tag antennas," in *Antennas and Propagation, 2009. EuCAP 2009. 3rd European Conference on, 2009*, pp. 2784-2786.
- [75] J. Ahn, J. Hyungmin, M. Hyosang, L. Jong-Wook, and B. Lee, "Inductively Coupled Compact RFID Tag Antenna at 910 MHz With Near-Isotropic Radar Cross-Section (RCS) Patterns," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 6, pp. 518-520, 2007.
- [76] T. Bjorninen, K. E. Delzo, L. Ukkonen, A. Z. Elsherbini, and L. Sydanheimo, "Long range metal mountable tag antenna for passive UHF RFID systems," in *RFID-Technologies and Applications (RFID-TA), 2011 IEEE International Conference on, 2011*, pp. 202-206.
- [77] W. Sung-Jung and M. Tzyh-Ghuang, "A passive UHF RFID meandered tag antenna with tuning stubs," in *Microwave Conference, 2006. APMC 2006. Asia-Pacific, 2006*, pp. 1486-1492.
- [78] J. Gu, F. Li, B. Deng, P. Wang, and L. Hu, "A Design of RFID tag antenna for clothing," in *Cross Strait Quad-Regional Radio Science and Wireless Technology Conference (CSQRWC), 2011, 2011*, pp. 1075-1077.
- [79] X. Jingtian, Z. Hailong, and T. T. Ye, "Platform-tolerant PIFA-type UHF RFID tag antenna," in *RFID, 2010 IEEE International Conference on, 2010*, pp. 174-180.
- [80] J. Alarcon, T. Deleruyelle, P. Pannier, and M. Egels, "A new spiral antenna for passive UHF RFID tag on different substrates," in *Antennas and Propagation (EuCAP), 2010 Proceedings of the Fourth European Conference on, 2010*, pp. 1-4.
- [81] A. Delichatsios and D. W. Engels, "The Albano Passive UHF Tag Antenna: Design and Performance Evaluation," in *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE, 2006*, pp. 3209-3212.
- [82] N. Semiconductor. *SL3S10 01FTT*. Available: <http://www.nxp.com/>
- [83] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, and A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*. Norwood: Artech House Inc., 2001.
- [84] R. Marqués, F. Martin, and M. Sorolla, *Metamaterials with Negative Parameters: Theory, Design and Microwave Applications*. New York: John Wiley & Sons, 2008.
- [85] R. M. Foster, "A reactance theorem," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 3, pp. 259-267, 1924.



- 
- [86] F. Aznar, J. Bonache, and F. Martin, "Improved circuit model for left-handed lines loaded with split ring resonators," *Applied Physics Letters*, vol. 92, pp. 043512-043512-3, 2008.
- [87] C. Caloz and T. Itoh, *Electromagnetic Metamaterials: Transmission Line Theory and Microwave Applications*. New York: Wiley, 2006.
- [88] J. D. Baena, J. Bonache, F. Martin, R. M. Sillero, F. Falcone, T. Lopetegui, M. A. G. Laso, J. Garcia-Garcia, I. Gil, M. F. Portillo, and M. Sorolla, "Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, pp. 1451-1461, 2005.
- [89] H. A. Wheeler, "Fundamental Limitations of Small Antennas," *Proceedings of the IRE*, vol. 35, pp. 1479-1484, 1947.
- [90] L. J. Chu, "Physical limitations in omnidirectional antennas," *App. Phys.*, vol. 19, pp. 1163-1175, 1948.
- [91] J. Bonache, M. Gil, I. Gil, J. Garcia-Garcia, and F. Martin, "On the electrical characteristics of complementary metamaterial resonators," *Microwave and Wireless Components Letters, IEEE*, vol. 16, pp. 543-545, 2006.
- [92] J. Bonache, M. Gil, O. García-Abad, and F. Martín, "Parametric analysis of microstrip lines loaded with complementary split ring resonators," *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 50, pp. 2093-2096, 2008.



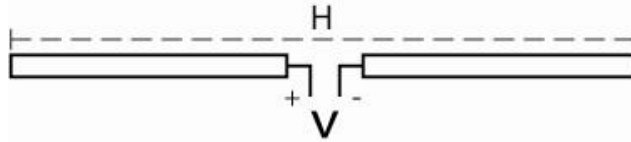
# DISSENY D'ETIQUETES RFID

---

La finalitat d'aquest capítol consisteix en aplicar el mètode de pertorbació a etiquetes RFID. Inicialment s'utilitzarà aquesta tècnica per aconseguir comportament dual a les freqüències d'interès pel prototipus de l'antena amb ranura, per validar tot el procés desenvolupat en el capítol anterior. S'estudiarà també els efectes de la xarxa d'adaptació en els paràmetres de radiació de l'antena ranura. Posteriorment es proposen diferents topologies d'antenes, amb la finalitat d'aconseguir adaptació conjugada al xip a les freqüències d'operació, per mitjà del mètode de pertorbació. Finalment, i per reduir l'àrea que introdueix la xarxa d'adaptació, s'aplica el mètode de pertorbació directament mitjançant un ressonador elèctricament petit acoblat a l'antena.

## 4.1 Prototipus d'antena amb ranura en tecnologia microstrip

Les antenes amb ranura implementades en tecnologia microstrip, anomenades *MSAs* (*Microstrip Slot Antennas*) són l'evolució de les antenes amb ranures excitades per mitjà d'una línia conductora [1], amb l'avantatge d'aconseguir patrons de radiació unidireccionals o bidireccionals amb grans amplituds de banda [2]. Les antenes *MSA* consten d'una ranura gravada en el pla de massa de la microstrip, perpendicular a la tira conductora de la línia host, de manera que els camps de la línia exciten la ranura. Una ranura estreta i suficientment llarga es pot considerar el model complementari d'un dipol convencional en l'espai lliure. Aquest comportament va ser descrit per H. G. Booker [3] per mitjà del principi de Babinet, on es demostra que la ranura presenta el mateix diagrama de



**Figura 4.1** Representació del dipol elèctric, on la longitud de cada braç és  $\lambda/4$ .

radiació que un dipol amb les mateixes dimensions. No obstant, el camp elèctric i el camp magnètic estan intercanviats de manera que la ranura es comporta com un dipol magnètic enlloc d'un dipol elèctric. Com a conseqüència, una ranura vertical té el mateix patró de radiació que un dipol convencional en horitzontal. És a dir, la ranura vertical té polarització horitzontal (rotació de  $90^\circ$  respecte el dipol convencional).

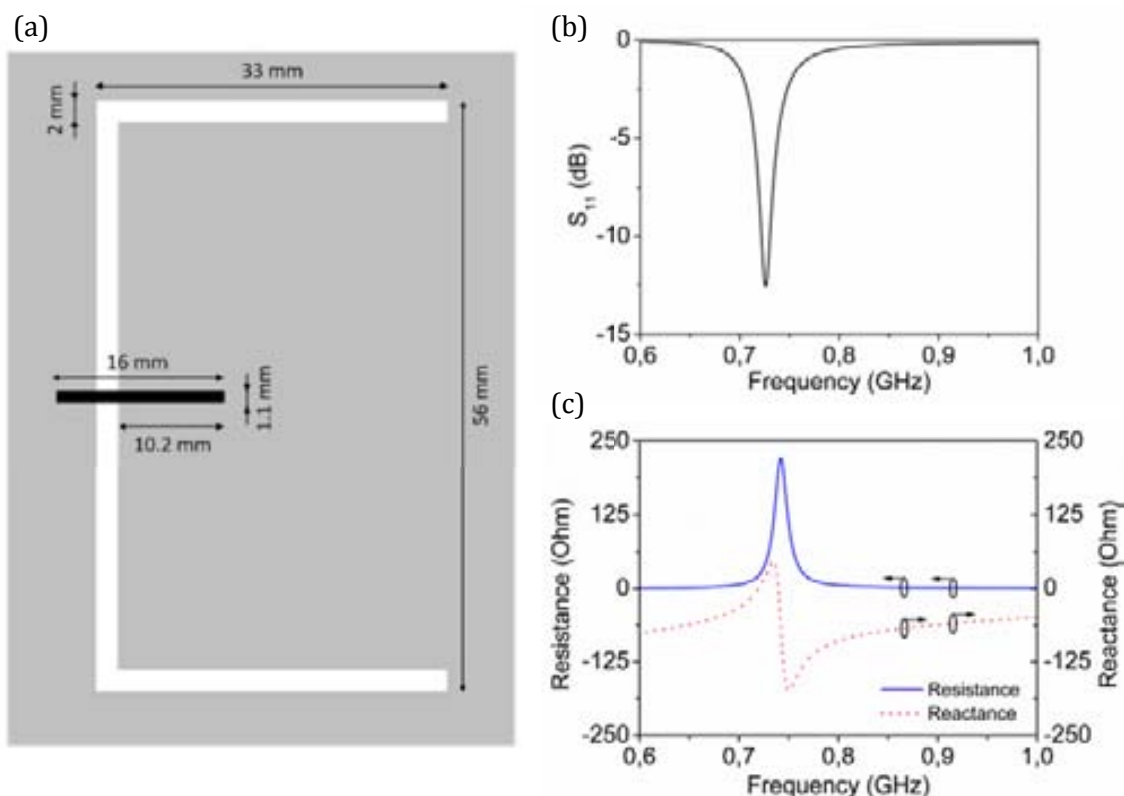
El dipol convencional de  $\lambda/2$  és una de les antenes més simples i conegudes que existeixen. Consisteix en dos braços de longitud  $L/2$  (generalment  $\lambda/4$  cadascun) amb una font d'alimentació al centre, tal i com es pot veure a la Figura 4.1. Cada extrem del braç del dipol actua com un circuit obert, apareixent un màxim de corrent al centre de l'estructura. La capacitat paràsita que es forma entre les dues branques del dipol es considera negligible, perquè a freqüències elevades aquesta capacitat presenta una impedància baixa. Els dipols inferiors a  $\lambda/4$  es consideren dipols curts i el seu corrent és lineal a través de tot el braç. En canvi, si el dipol és superior a una longitud d'ona, la distribució del corrent és sinusoidal i l'antena no radia uniformement.

En un dipol o en qualsevol antena s'ha de tenir en compte que la potència que radiarà és respecte la potència que se li injecta. Per tant, és necessari que l'element que es connecti a l'antena ha d'estar completament adaptat, essent ben conegut que la impedància d'entrada del dipol de  $\lambda/2$  és de  $75 \Omega$ .

#### 4.1.1 Disseny i simulació electromagnètica de l'antena amb ranura

L'elecció de l'antena amb ranura es justifica per la seva simplicitat de disseny, i també perquè l'objectiu inicial consisteix en demostrar la viabilitat de la xarxa d'adaptació dual, i no tant en trobar una topologia d'antena de reduïdes dimensions. L'amplada i la longitud de la línia conductora permeten cert control sobre l'adaptació, mentre que la longitud de la ranura permet controlar la freqüència de ressonància de l'antena. Inicialment, l'extrem oposat a línia conductora tenia una longitud de  $\lambda/4$  acabada en circuit obert respecte al contorn de la ranura, on es localitza un màxim de corrent degut a un curtcircuit efectiu. Per aconseguir adaptació respecte la impedància d'entrada s'ha disminuït la longitud de la línia respecte l'extrem oposat a l'alimentació i s'ha mantingut l'amplada del conductor respecte a una impedància d'entrada de  $50 \Omega$ , per a poder concatenar després la xarxa d'adaptació (Figura 4.2). La longitud de cada braç de la ranura hauria de ser de l'ordre de la longitud del dipol convencional. No obstant, degut a que s'han doblgat els braços de la ranura per reduir l'àrea final de tot el disseny (incloent la xarxa d'adaptació), la freqüència

de ressonància disminueix, i la longitud de la ranura és més llarga. L'elecció de la freqüència de ressonància de la ranura va ser escollida en base a dos criteris. El primer criteri es basa en la Figura 2.8, on s'havia descrit el comportament de la impedància de l'antena, de la impedància del xip i del rang de lectura en funció de la freqüència. En la part superior referent a la reactància de l'antena  $X_A$  s'observa que la ressonància de l'antena adaptada a  $50 \Omega$  succeeix abans que l'adaptació de la impedància de l'antena a la impedància conjugada del xip. La manca de dades del gràfic i la manca d'experiència, juntament amb la cautela, va donar lloc a dissenyar la freqüència de ressonància de l'antena adaptada a  $50 \Omega$  aproximadament 150 MHz per sota les freqüències d'interès (Figura 4.2b). L'altre criteri, es basa en la justificació de la utilització del teorema de Bode-Fano [4, 5](secció 3.1.1). Aquest teorema modela l'antena com una resistència, donant lloc a un ample de banda il·limitat. A la pràctica es va observar que lluny de la freqüència de ressonància de l'antena adaptada a  $50 \Omega$ , la impedància es podia considerar constant exhibint poca variació en la banda de les freqüències d'interès (Figura 4.2c). Aquesta consideració permet que el límit de Bode-Fano s'aproximi més al cas real. El substrat utilitzat per al disseny d'aquesta etiqueta és el Rogers *RO3010* amb una permetivitat de 10.2, un gruix de 1.27 mm i una tangent de pèrdues de 0.0023.



**Figura 4.2** Disseny de l'antena amb ranura amb les dimensions acotades (a), resposta del coeficient de reflexió de l'antena (b), i impedància d'entrada de l'antena.

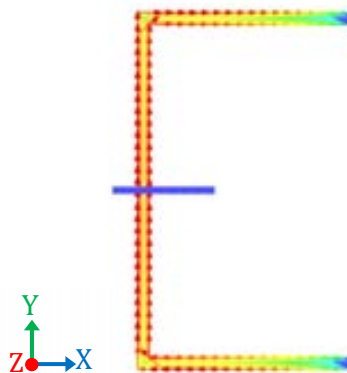
### 4.1.2 Diagrames de radiació de l'antena amb ranura

La ranura de l'antena té el comportament complementari que un dipol convencional. Aquest comportament es corrobora mitjançant la representació de la distribució de corrents magnètics. En la Figura 4.3 hi ha un màxim de corrent magnètic en el centre de la ranura que disminueix a mesura que ens apropem als extrems, anàlogament amb el que succeeix amb el corrent elèctric en els dipols de  $\lambda/2$  [6, 7].

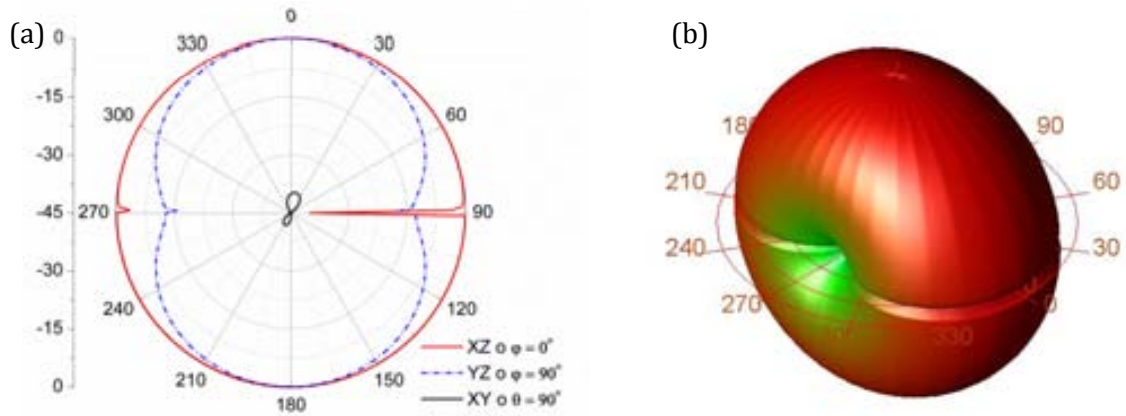
Una de les característiques fonamentals de qualsevol antena és la seva capacitat per radiar amb certa direccionalitat, és a dir, per concentrar l'energia radiada en certes direccions de l'espai. Per mitjà dels diagrames de radiació es poden conèixer les propietats de radiació de la ranura. Generalment la representació dels patrons de radiació es realitza en forma polar per mitjà de talls dels diferents plans X-Y-Z, obtenint el pla elèctric E i el pla magnètic H. Aquests plans depenen de la posició de l'antena respecte dels eixos de coordenades. En cadascun dels plans se solen representar la component del camp elèctric copolar i la component crosspolar per separat. Aquests components estan associats a la polarització, essent el terme copolar paral·lel al camp elèctric i el terme crosspolar perpendicular. La suma d'aquests termes equival a la densitat de potència radiada segons

$$\rho(\theta, \phi) = \frac{|E_{\theta}|^2 + |E_{\phi}|^2}{\eta} \quad (4.1)$$

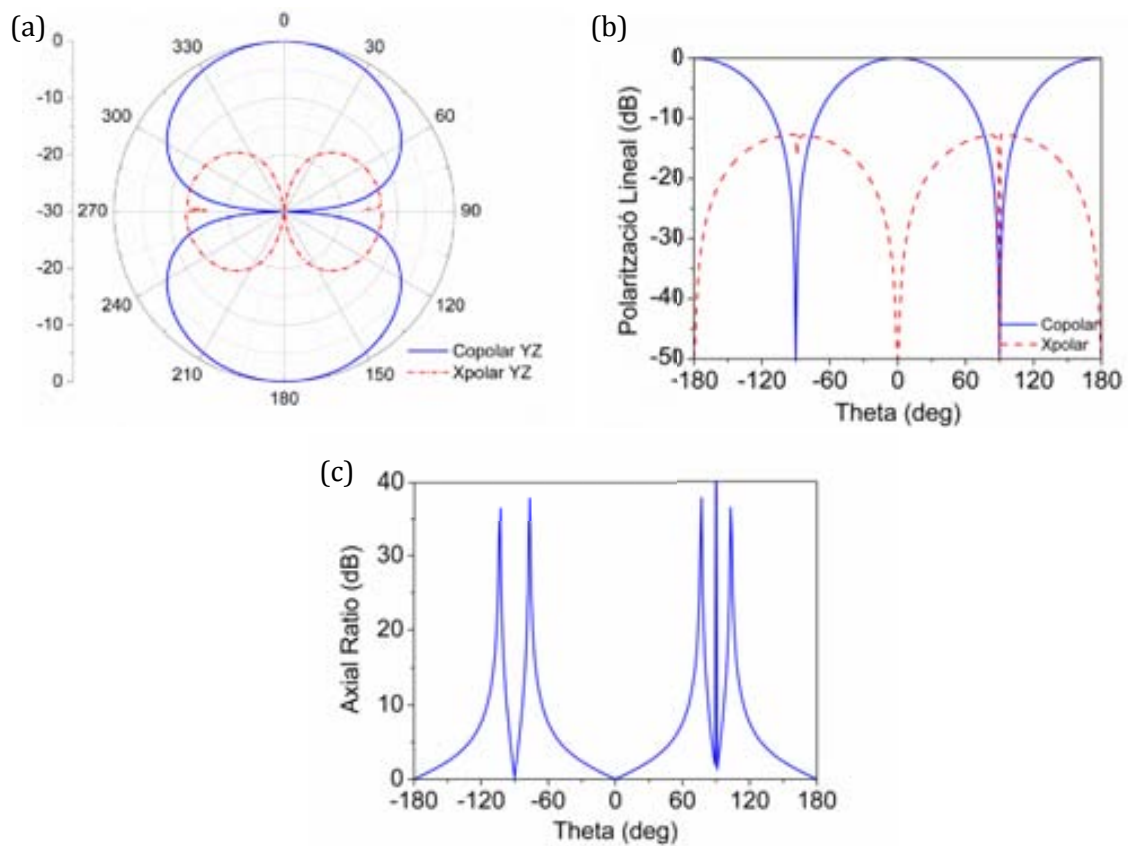
La majoria de les etiquetes RFID acostumen a tenir únicament polarització lineal i la component crosspolar acostuma a ser molt baixa respecte la copolar, de manera que només es representa la densitat de potència radiada. Pel cas actual, l'antena amb ranura està dissenyada en el pla XY (Figura 4.3, on s'observa l'eix de coordenades), de manera que el pla XZ o  $\phi = 0^\circ$ , correspon amb el pla magnètic H, mentre que el pla YZ o  $\phi = 90^\circ$ , representa el camp elèctric E. El pla XY o  $\theta = 90^\circ$  no s'acostuma a representar, y menys en antenes planars on la radiació en aquest pla és pràcticament negligible a causa del substrat. Una alternativa més visual i intuïtiva és la representació tridimensional de patró e radiació. En la Figura 4.4 es mostren els diagrames de radiació normalitzats a un guany de 1.25 dBi per a tots els plans descrits, a més del patró de radiació tridimensional.



**Figura 4.3** Distribució de corrent magnètic de l'antena, on s'observa un màxim de corrent al centre de la ranura que decreix en els extrems.



**Figura 4.4** Diagrama de radiació normalitzat a 1.25 dBi de guany de l'antena amb ranura, amb la representació dels diferents plans (a), i patró de radiació tridimensional de la mateixa antena (b).



**Figura 4.5** Component copolar i crosspolar en el pla YZ de l'antena amb ranura en coordenades polars (a), en coordenades cartesianes (b), i relació axial entre ambdós components.

Al tractar-se del primer prototipus dissenyat i per a conèixer tots els paràmetres relacionats amb la radiació s'han representat els components copolar i crosspolar pel camp elèctric (pla YZ). Una característica de les antenes amb ranura implementades en microstrip és que tenen la polarització crosspolar molt baixa (típicament per sota els -35 dB) comparada amb la resta d'antenes microstrip [8]. La representació s'ha fet mitjançant coordenades polars en la Figura 4.5a i en coordenades cartesianes

(Figura 4.5b), a més de mostrar la relació axial en la Figura 4.5c referent al quocient entre el component copolar i el component crosspolar. Tots els diagrames de radiació anteriors estan normalitzats respecte al màxim guany de l'antena que és de 1.25 dBi. El guany és la relació entre la potència entregada a la càrrega i la potència que radiaria l'antena amb la mateixa directivitat segons

$$G(\theta, \phi) = \frac{P_{radiada}}{P_{entregada}} D(\theta, \phi) = \eta D(\theta, \phi) \quad (4.2)$$

on  $G(\theta, \phi)$  i  $D(\theta, \phi)$  són el guany i la directivitat de l'antena respectivament,  $\eta$  és l'eficiència de radiació de l'antena que relaciona la potència radiada i la potència entregada. L'existència de pèrdues a l'antena implica que no tota la potència entregada al transmissor serà radiada

$$\eta = \frac{P_{radiada}}{P_{entregada}} = \frac{R_r}{R_r + R_\Omega} \quad (4.3)$$

on  $R_r$  és la resistència de radiació i  $R_\Omega$  representa la resistència de pèrdues. L'equació (4.3) és vàlida per un circuit d'antena *RLC* sèrie. Segons la Figura 4.2c, la impedància d'entrada de l'antena a la freqüència de ressonància es comporta com un *RLC* paral·lel. Per obtenir l'eficiència de radiació s'utilitzen les conductàncies

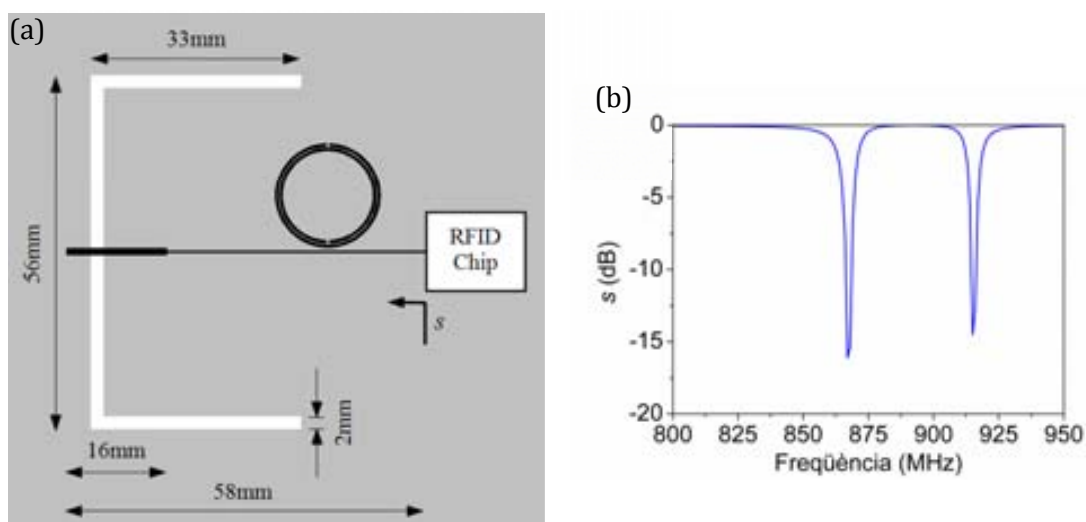
$$\eta = \frac{G_r}{G_r + G_\Omega} \quad (4.4)$$

on  $G_r$  és la conductància de radiació i  $G_\Omega$  representa la conductància de pèrdues. La simulació electromagnètica amb pèrdues permet obtenir  $G_r + G_\Omega$ , mentre que l'opció de *simulació RF* de *Momentum* no té en compte les pèrdues per radiació, i per tant, només s'obté la conductància  $G_\Omega$ . Per calcular l'eficiència de radiació s'obtenen els valors de les admitàncies a la freqüència de ressonància per a cadascuna de les simulacions (*simulació completa* i *simulació RF*). Posteriorment se selecciona les parts reals de les admitàncies i es calculen les conductàncies de radiació  $G_r = 0.027$  S i les conductàncies de pèrdues  $G_\Omega = 0.0034$  S. Finalment es pot trobar l'eficiència de radiació per mitjà de (4.4), que correspon a un 88.8 %, i es compara aquest valor amb una l'eficiència obtinguda mitjançant el resultat proporcionat pel simulador (89 %). Veiem que ambdues eficiències són exactament iguals.

### 4.1.3 Assemblatge del prototipus final

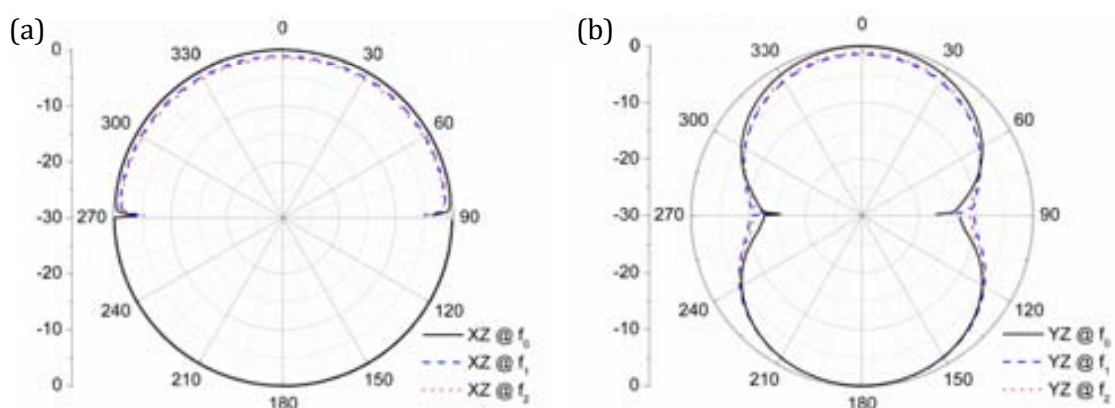
Finalment, s'ajunta l'antena i la xarxa d'adaptació en un mateix disseny. Les dimensions del sistema complet es mostren en la Figura 4.6, juntament amb la resposta del coeficient de reflexió. Com s'observa, a les freqüències d'interès les reactàncies del xip i del prototipus complet s'anul·len, obtenint les pèrdues de retorn amb valors inferiors als -14 dB en ambdós casos.



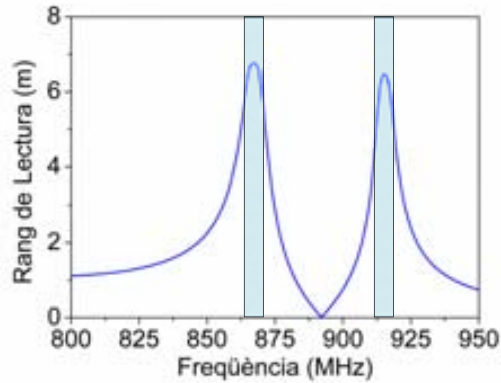


**Figura 4.6** Prototipus final de l'antena amb ranura adaptada al xip mitjançant la xarxa d'adaptació d'impedàncies dual (a), i resposta en freqüència del prototipus (b).

A més del coeficient de reflexió, un factor important per calcular el rang de lectura és el guany de l'antena. En la Figura 4.4a, es va estudiar el diagrama de radiació, normalitzat a 1.25 dBi a la freqüència de ressonància ( $f_0 = 730$  MHz) on l'antena estava adaptada a  $50 \Omega$ . A la Figura 4.7 es representa el diagrama de radiació per a cadascuna de les freqüències de ressonància. A freqüències europees ( $f_1 = 867$  MHz) el guany està normalitzat a -1.37 dBi, mentre que a freqüències americanes ( $f_2 = 915$  MHz) el guany normalitzat és -2.12 dBi. Malgrat que els diagrames de radiació tenen el mateix comportament, hi ha una degradació important de l'eficiència del 44 % i 37 % respectivament. L'objectiu per als pròxims dissenys consistirà en determinar les causes d'aquesta degradació de l'eficiència i corregir-la.



**Figura 4.7** Pla XZ (a), i pla YZ (b) del diagrama de radiació del prototipus de la Figura 4.6a per a diferents freqüències d'operació. La freqüència  $f_0$  correspon a la freqüència de ressonància de l'antena adaptada a  $50 \Omega$  (730 MHz),  $f_1$  i  $f_2$  són les freqüències d'operació a Europa i USA, respectivament. S'observa que el patró de radiació és el mateix per a les tres freqüències d'operació.



**Figura 4.8** Rang de lectura teòric del prototipus dissenyat.

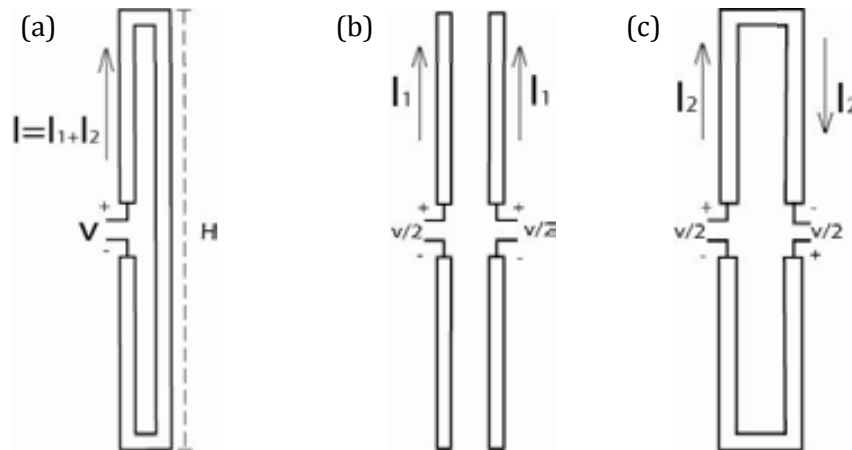
Finalment, s'ha calculat el rang de lectura teòric Figura 4.8, per mitjà de (2.7). Els resultats demostren que, malgrat les baixes eficiències de radiació, es podrien arribar a aconseguir rangs de lectura superiors als 6 metres a les dues freqüències d'interès.

## 4.2 Etiqueta basada en el dipol doblegat

El dipol doblegat és una antena compacte i que té un comportament similar al dipol elemental. La principal diferència és que la impedància d'entrada és aproximadament quatre vegades superior, i que el corrent és gairebé el doble. El major interès del dipol doblegat radica en que el corrent es pot descompondre en dos modes: el mode línia de transmissió, on els corrents van en sentit oposat en els braços del dipol, i el mode antena o radiant, on els corrents tenen el mateix sentit. La finalitat d'utilitzar el dipol doblegat consisteix en utilitzar el mode línia de transmissió per acoblar-hi el resonador directament, sense haver d'introduir la xarxa d'adaptació d'impedàncies i aconseguint l'adaptació a les dues freqüències d'interès. Per aquestes característiques, s'ha decidit utilitzar el dipol doblegat com a antena de l'etiqueta. Primerament es dissenyarà una etiqueta RFID mono-banda, i posteriorment es dissenyarà l'etiqueta de banda dual.

### 4.2.1 El dipol doblegat mono-banda

El dipol doblegat consisteix en dos dipols simples paral·lels i curtcircuitats en els extrems. La longitud de cada dipol simple és de  $\lambda/2$  i un d'ells està alimentat per una font d'alimentació com es mostra en la Figura 4.9. El corrent en el dipol doblegat es compon de dos modes diferents: el mode antena, on els corrents flueixen en la mateixa direcció; i el mode línia de transmissió, on els corrents flueixen en direccions oposades.



**Figura 4.9** Dipol doblegat (a), i descomposició del dipol doblegat en el mode antena, on els corrents circulen en el mateix sentit (b), i mode línia de transmissió, on els corrents tenen sentits oposats (c).

El mode antena correspon amb el mode del dipol convencional de  $\lambda/2$ , i és el mode radiant. El mode línia de transmissió no contribueix a la radiació però sí afecta en la impedància d'entrada. Un mètode senzill per a comprendre el dipol doblegat és per mitjà de la suma de les corrents segons

$$I_{\text{dipol doblegat}} = I_1 + I_2 \quad (4.5)$$

on  $I_1$  és el corrent per al mode antena i  $I_2$  és el corrent per al mode línia de transmissió. El mode antena aplicant la llei d'ohm és

$$\frac{V}{2} = Z_d I_1 + Z_{11} I_1 \quad (4.6)$$

on  $Z_d$  és la impedància d'un dipol aïllat de  $\lambda/2$  i  $Z_{11}$  és la impedància mútua entre dos dipols de  $\lambda/2$  molt propers. Degut a la simetria, els corrents dels dipols han de ser iguals i a més  $Z_{11}$  tendeix a  $Z_d$  quan els dipols estan molt junts. Aleshores, la relació entre tensions i corrents de l'equació (4.6) és

$$V = 2 Z_d I_1 + Z_{11} I_1 = 4Z_d I_1 \quad (4.7)$$

En referència al mode línia de transmissió, el circuit equivalent correspon a dues línies de transmissió de  $\lambda/4$  curtcircuitades als extrems. Això implica que els corrents  $I_2$  són màxim on es produeix el curtcircuit i seran nuls en els borns del generador. Malgrat que aquest mode no contribueix a la radiació té implicacions en la impedància d'entrada. La impedància corresponent a una línia de transmissió de longitud  $H$  acabada en curtcircuit és

$$Z_t = jZ_0 \tan(\beta L) \quad (4.8)$$

on  $Z_t$  és la impedància d'entrada del mode línia de transmissió,  $Z_0$  és la impedància característica,  $\beta$  és la constant de fase, i  $L$  equival a longitud de mig dipol ( $2L = H$ ). El corrent que recorre la línia de transmissió, considerant una tensió d'alimentació  $V/2$  i la impedància calculada en (4.8) val

$$I_2 = \frac{V}{2Z_t} = \frac{V}{2jZ_0 \tan \beta L} \quad (4.9)$$

Finalment i sumant els corrents calculats per a cada mode (4.7) i (4.9), es pot saber el corrent total del dipol doblegat segons

$$I_{dipol\ doblegat} = \frac{V}{4Z_d} + \frac{V}{2Z_t} \quad (4.10)$$

L'equació (4.10) en termes d'impedància d'entrada del dipol doblegat equival a

$$Z_{dipol\ doblegat} = \frac{4Z_t Z_d}{Z_t + 2Z_d} \quad (4.11)$$

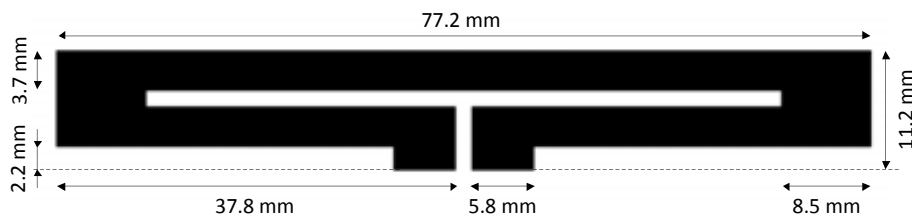
Pel dipol doblegat de  $\lambda/2$ , la impedància d'entrada del mode línia de transmissió (4.8) tendeix a ser molt gran, i com a conseqüència, la impedància d'entrada del dipol doblegat (4.11) és equivalent a  $4Z_d$ , on  $Z_d$  és la impedància d'entrada del dipol convencional de  $\lambda/2$  ( $75 \Omega$ ). És a dir, en cas de treballar a la freqüència de ressonància de l'antena on la reactància és fa zero (no a la freqüència de ressonància pròpia de l'antena), la impedància del dipol doblegat és de  $300 \Omega$  aproximadament.

Una altra característica del dipol doblegat radica en el seu ample de banda, que és major que els dipols convencionals gràcies a l'efecte dels seus dos modes. A freqüències inferiors a la freqüència de ressonància, la reactància del mode antena és capacitiva, mentre que per al mode línia de transmissió la reactància és inductiva. L'efecte contrari succeeix a freqüències superiors, on la reactància del mode antena és inductiva, mentre que la reactància és capacitiva per el mode de línia de transmissió. Aquestes compensacions de la reactància a freqüències inferiors i superiors, impliquen que la reactància total té un pendent més suau que el dipol convencional, i com a conseqüència, l'ample de banda del dipol doblegat és major.

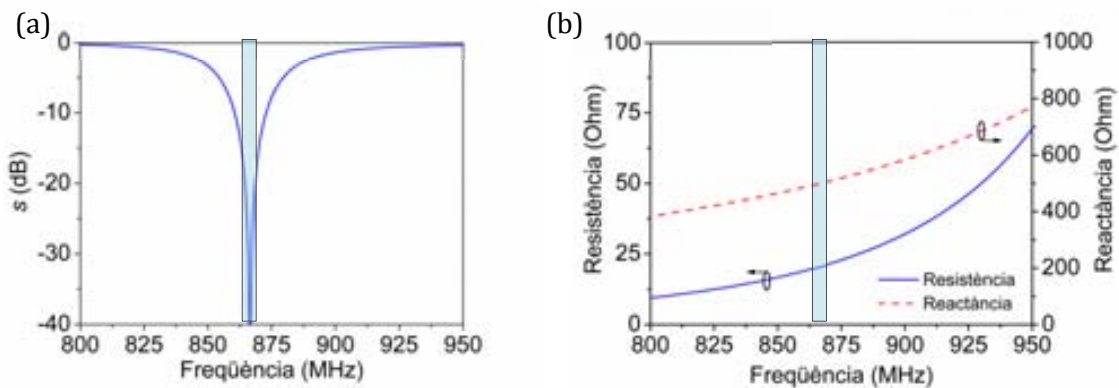
En RFID es treballa lluny de la freqüència de ressonància de l'antena, ja que l'objectiu consisteix a adaptar la impedància del dipol doblegat a la impedància conjugada del xip. Per aquest motiu, per a dissenyar el dipol doblegat es va realitzar un estudi paramètric de cadascuna de les diferents parts que el componen. La finalitat d'aquest estudi consistia en obtenir un dipol doblegat capaç d'operar únicament en el rang de freqüències europees. Posteriorment, en la secció 4.2.2 s'aplicarà el mètode de pertorbació per a obtenir comportament dual. El disseny final, juntament amb les seves dimensions, es troba en la Figura 4.10. El substrat utilitzat per al disseny d'aquesta etiqueta és el Rogers *RO3010* amb una permitivitat de 10.2, un gruix de 0.254 mm i una tangent de pèrdues de 0.0023.

Els resultats obtinguts de la simulació electromagnètica són mostrats en la Figura 4.11. La primera part correspon amb el coeficient de reflexió d'ona de potència, on s'observa una adaptació òptima (per sota de -40 dB) en el rang de freqüència europees. En la segona part es contrasta l'alt nivell d'adaptació aconseguït per mitjà de la impedància d'entrada de l'antena, on s'observa que a les freqüències d'interès la reactància correspon a  $500 \Omega$  i una resistència de  $20.5 \Omega$ . Aquests valors coincideixen exactament amb la impedància conjugada del xip ( $Z_{xip} = 20.5 - j500 \Omega$ ).

A l'analitzar els corrents elèctrics en el dipol doblegat s'observa que els corrents circulen en sentit oposat en els braços del dipol, com succeeix en el mode línia de transmissió. Això és degut a que la freqüència d'operació no coincideix amb la freqüència de ressonància on la reactància nul·la, sinó que estem a la freqüència on la reactància de l'antena es compensa amb la reactància del xip. Tot i així, no apareix un mode de línia de transmissió pur, ja que, com s'ha mencionat amb anterioritat, apareixeria un màxim de corrent en els extrems dels braços dels dipols. És més, en el braç del dipol més allunyat del generador apareix un màxim de corrent corresponent al mode de radiació. I precisament és aquesta descompensació dels corrents en els braços, la que permet una eficiència de radiació entorn al 91 %.



**Figura 4.10** Dimensions de l'etiqueta optimitzada per operar a únicament a freqüències europees.



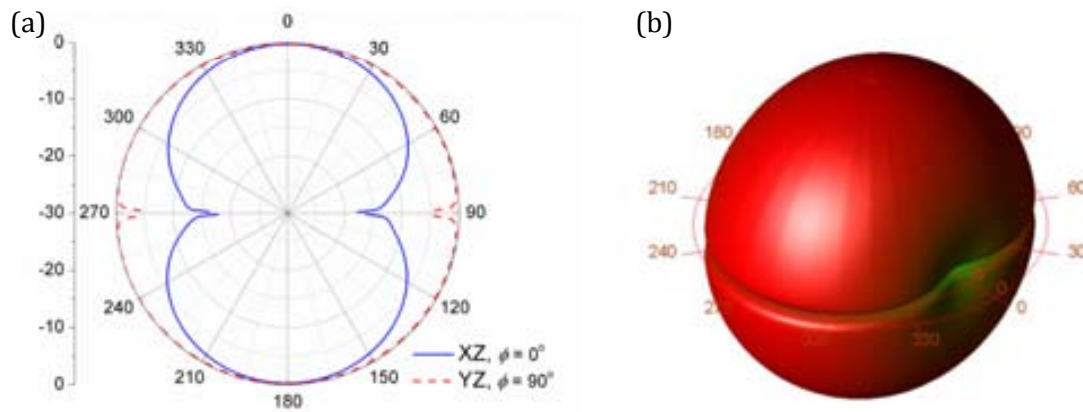
**Figura 4.11** Coeficient de reflexió (a), i impedància d'entrada (b) de l'etiqueta de la Figura 4.10.



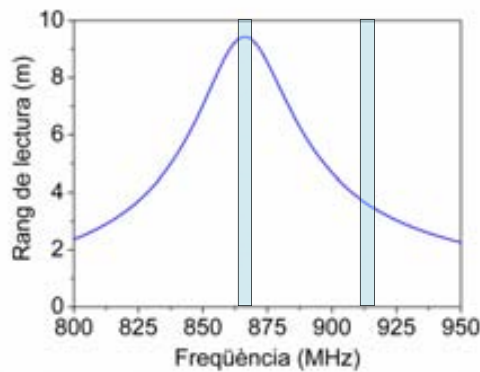
**Figura 4.12** Distribució de corrents elèctrics en el dipol doblegat.

Aquesta eficiència de radiació, equival a un guany màxim observat de 1.5 dBi. El diagrama de radiació normalitzat en referència al guany màxim es troba representat en la Figura 4.13, juntament amb la representació 3D. El pla  $XZ$  o  $\phi = 0^\circ$  correspon amb el pla elèctric  $E$ , mentre que el pla  $YZ$  o  $\phi = 90^\circ$  correspon amb el pla magnètic  $H$ . En ambdós plans, el comportament del dipol elèctric és el mateix que el dipol convencional de  $\lambda/2$ .

Finalment, es pot calcular el rang de lectura teòric per mitjà del coeficient de reflexió i del guany del dipol doblegat. Tot i haver dissenyat l'etiqueta únicament per treballar en el rang de freqüències europees (865.6 MHz a 867.6 MHz), l'etiqueta també podria operar dins de la banda de freqüències americanes (902 MHz a 928 MHz). No obstant i considerant el centre de cadascuna de les bandes de freqüències, el rang de lectura en la banda americana  $f_2 = 915$  MHz és de 3.5 metres, mentre que el rang obtingut a la banda europea  $f_1 = 867$  MHz és de 9.5 metres. Una solució per balancejar els rangs lectura a les freqüències d'interès és redissenyar el dipol doblegat per operar a freqüències centrals  $f_c = 891$  MHz. No obstant, i com es demostra en la següent secció, resulta més efectiu dissenyar el dipol doblegat amb comportament dual en freqüència.



**Figura 4.13** Diagrama de radiació (a), i patrons de radiació tridimensionals de l dipol doblegat (b).



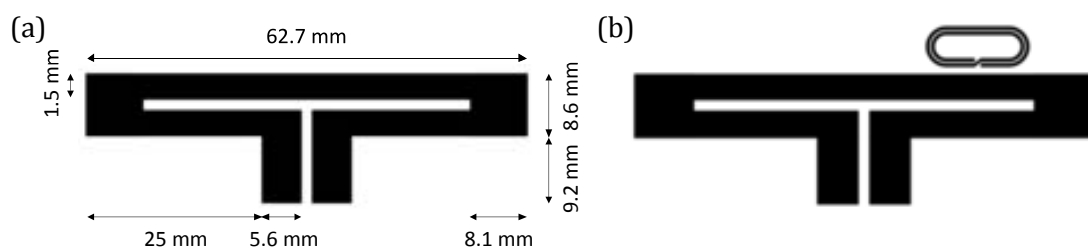
**Figura 4.14** Rang de lectura teòric de l'etiqueta, constituïda pel dipol doblegat dissenyat a freqüències europees.

#### 4.2.2 El dipol doblegat de banda dual sense xarxa d'adaptació

En el procés de disseny del dipol doblegat capaç d'operar a freqüències europees mostrat en la secció anterior (secció 4.2.1) s'ha comprovat que apareixien dos modes. El mode antena és el que s'encarrega de radiar la potència, mentre que el mode línia de transmissió permet controlar, en certa mesura, l'adaptació en referència al xip. La finalitat d'haver escollit el dipol doblegat és precisament per utilitzar el mètode de pertorbació directament a l'antena, ja que existeix un mode línia de transmissió equivalent al comportament d'una línia de transmissió. És a dir, hem vist que la xarxa d'adaptació utilitzada en el mètode de pertorbació consta d'un ressonador elèctricament petit acoblat a una línia de transmissió. L'objectiu consisteix en acoblar el ressonador a l'antena per mitjà del mode línia de transmissió, evitant haver d'introduir la línia de transmissió que incrementaria les dimensions del prototipus.

Respecte el disseny del dipol doblegat de la secció anterior (secció 4.2.1) s'han realitzat algunes modificacions significatives. La freqüència d'operació ha estat una d'elles, on s'ha dissenyat el dipol doblegat per treballar a la freqüència central ( $f_c = 891$  MHz) enlloc de freqüències europees. En conseqüència, l'antena està separada una distància equidistant respecte les freqüències europees i americanes, i per tant, els rangs de lectura a tals freqüències haurien d'estar equilibrats. Un altre factor important modificat ha estat la desadaptació respecte la freqüència central, amb l'objectiu de reduir les pèrdues de retorn a les freqüències d'interès i en conseqüència, augmentar el rang de lectura. El dipol doblegat modificat i dissenyat per operar a freqüències centrals es troba en la Figura 4.15a, juntament amb les seves cotes.

Per al disseny del dipol doblegat dual utilitzem la mateixa antena dissenyada a freqüències centrals. El procés a seguir és similar al procés utilitzat amb l'antena amb ranura, ja que l'etiqueta es dissenya per operar a freqüència central i posteriorment es pertorba per mitjà de l'acoblament del ressonador. Aquest ressonador modifica (pertorba) la impedància característica i la longitud elèctrica de la línia de transmissió en les immediacions de la freqüència central, obtenint el comportament dual en freqüència. La diferència principal del dipol doblegat respecte l'antena amb ranura es basa en acoblar el ressonador a l'antena directament, enlloc d'acoblar-lo a la línia de transmissió.

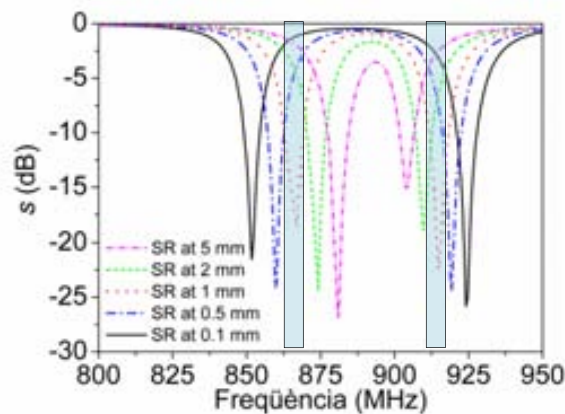


**Figura 4.15** Etiqueta dissenyada per operar a freqüència central (a), i etiqueta amb comportament dual dissenyada per operar a freqüències europees i americanes (b).

És important emfatitzar també l'ús de l'espira ressonant doble 2-SR (*two-turn spiral resonator*) enlloc del ressonador d'anells oberts SRR. El motiu és que amb la mateixa freqüència de ressonància (freqüència central), el 2-SR té aproximadament la meitat de dimensions que el SRR. Aquesta característica, juntament amb la forma del ressonador el·líptica enlloc de circular, s'utilitza per reduir les dimensions finals de l'etiqueta (Figura 4.15b). La pertorbació en la longitud elèctrica depèn bàsicament de la geometria del ressonador i el seu acoblament a l'antena (determinada per la distància a la línia). Un fort acoblament entre el 2-SR i el dipol doblegat introdueix grans variacions en la longitud elèctrica de l'antena, amb signe oposat per sobre i per sota de la freqüència de ressonància del ressonador. Aquestes grans variacions tendeixen a separar les freqüències de ressonància de l'etiqueta RFID de banda dual, mentre que acoblaments dèbils produeixen petites separacions respecte ambdues freqüències. Aquest comportament està plasmat en la Figura 4.16, on s'ha realitzat un escombrat de la distància d'acoblament entre el 2-SR i l'antena.

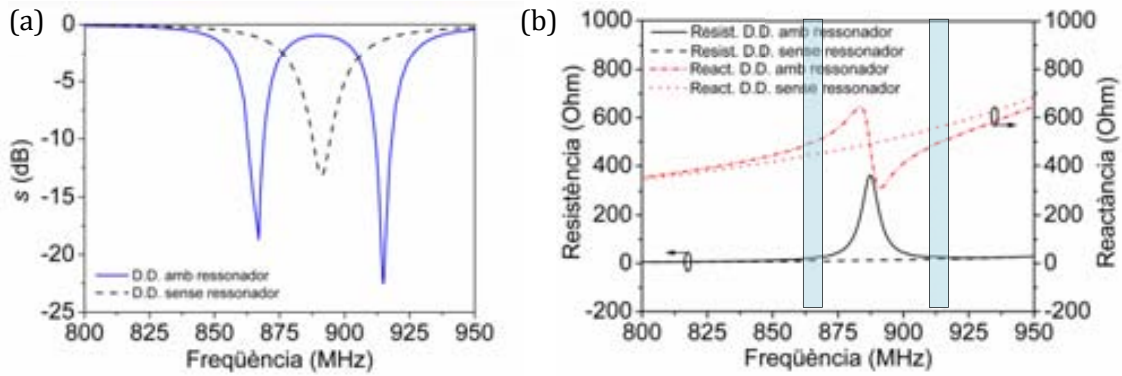
Una vegada el nivell d'acoblament es fixat, la posició relativa del ressonador al llarg de la línia només afecta la impedància característica, on la longitud elèctrica es manté inalterable. No obstant, la impedància d'entrada del dipol doblegat no és substancialment afectada per la impedància característica del dipol doblegat, i per aquest motiu se situa el ressonador en una posició convenient per controlar l'acoblament a la línia. El ressonador 2-SR s'ha dissenyat per operar a la freqüència central i les dimensions resultants són: amplada de línia 0.4 mm, separació entre línies 0.3 mm i distància d'acoblament 1 mm. La simulació electromagnètica dels dipols doblegats està representada a continuació, juntament amb les impedàncies d'entrada (Figura 4.17).

El dipol doblegat sense el ressonador està centrat a 891 MHz, i té el coeficient de reflexió bastant més alt que el dipol doblegat dissenyat a freqüències europees (Figura 4.17a). Aquesta desadaptació s'ha justificat anteriorment, on l'objectiu consisteix en augmentar el rang de lectura a les freqüències d'interès. Els resultats del coeficient de reflexió són contrastats per mitjà de la representació de la impedància (Figura 4.17b). A la freqüència de ressonància, la reactància del dipol doblega val +485  $\Omega$ , que equival a la

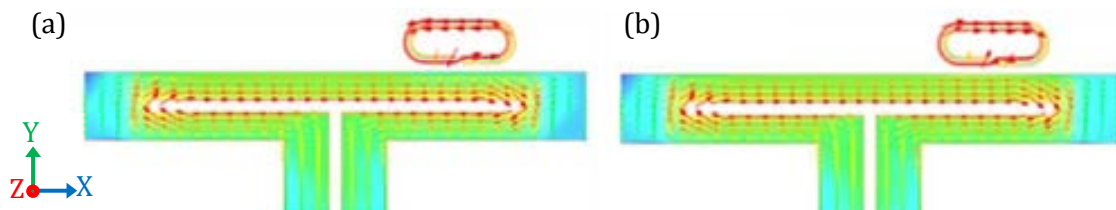


**Figura 4.16** Coeficients de reflexió del dipol doblegat carregat amb l'espira ressonant, per diferents distàncies d'acoblament.





**Figura 4.17** Coeficients de reflexió (a), i impedàncies d'entrada (b) de les etiquetes dissenyades amb i sense l'espira ressonant.

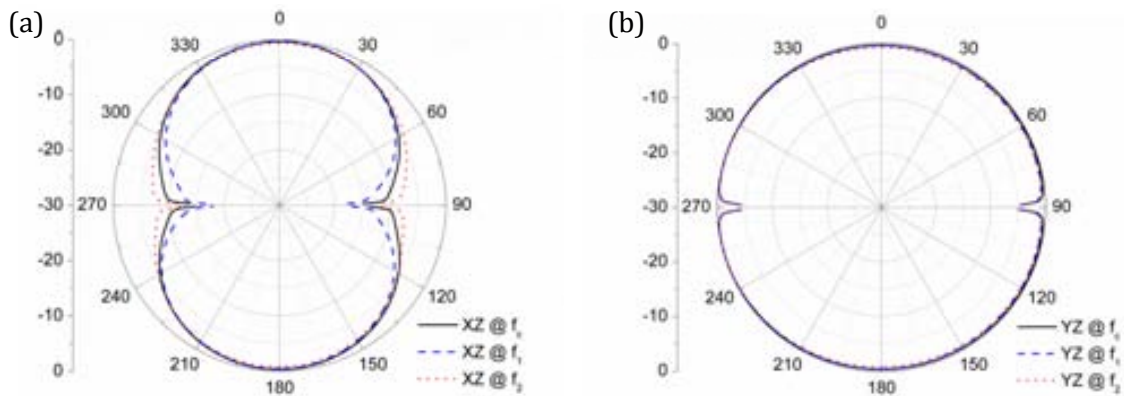


**Figura 4.18** Distribució de corrents del dipol doblegat de banda dual per la banda de freqüències europees (a), i per la banda de freqüències americanes (b).

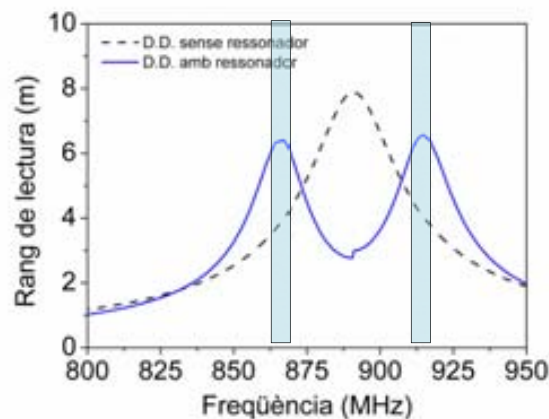
reactància conjugada del xip. La resistència de l'antena a aquesta freqüència és  $13 \Omega$ , essent aquest valor molt pròxima a la resistència del xip  $20.5 \Omega$ . En la mateixa figura es pot observar el dipol doblegat dual, on apareix una pertorbació en la impedància d'entrada degut a la inserció del ressonador; d'aquí prové el nom de mètode de pertorbació. Aquesta pertorbació es troba a la freqüència central, mantenint els valors de resistència i reactància desitjats a les freqüències d'interès. La implicació de la pertorbació en el coeficient de reflexió s'observa en la Figura 4.17a on s'ha obtingut el comportament dual en freqüència. En el cas dual, l'adaptació ha augmentat perquè les resistències d'entrada  $R_{f1} = 24.4 \Omega$  i  $R_{f2} = 22.7 \Omega$  són més properes a la resistència del xip, i com a conseqüència els coeficients de reflexió han disminuït.

El sentit del corrent elèctric que circula pel dipol doblegat és el mateix pel cas mono-banda (Figura 4.12) que pel dipol doblegat dual a la primera i segona freqüència (Figura 4.18). Tanmateix, s'ha observat una anomalia respecte els corrents que circulen en el ressonador. A freqüències europees, el corrent circula en sentit antihorari en el ressonador, mentre que a freqüències americanes el corrent en el ressonador segueix el sentit horari. Els diagrames de radiació de la Figura 4.19 estan normalitzats respecte  $0.83 \text{ dBi}$  corresponent al dipol doblegat sense ressonador per a la freqüència central de  $f_c = 891 \text{ MHz}$ ;  $-1.45 \text{ dBi}$  per a la freqüència europea de  $f_1 = 867 \text{ MHz}$  del dipol doblegat dual; i  $-1.38 \text{ dBi}$  per a la freqüència americana de  $f_2 = 915 \text{ MHz}$  del mateix dipol doblegat dual. El pla  $XZ$  o  $\phi = 0^\circ$  representa el camp elèctric i s'observa que els diagrames de radiació són molt similars. El pla  $YZ$  o  $\phi = 90^\circ$  representa el camp magnètic i les respostes dels diagrames a les diferents freqüències són exactament idèntiques.

Les eficiències de radiació associades al dipol doblegat dual són del 44% i del 46%, a la primera i segona freqüències de ressonància, respectivament. Referent al dipol doblegat sense ressonador, l'eficiència és del 78%. Per a poder comparar els resultats és necessari obtenir les eficiències de radiació del dipol doblegat sense ressonador a les freqüències d'interès. Donat que les freqüències d'interès són properes a la freqüència central, els valors d'eficiència de radiació també ho haurien de ser, resultant en un 76% a la primera freqüència i d'un 81% a la segona freqüència. Intuïtivament, hom pot pensar que els rangs de lectura del dipol doblegat dual seran menors a les freqüències d'interès a causa de les eficiències de radiació. No obstant, per al còmput del rang de lectura cal tenir en compte el coeficient de reflexió d'ona de potència  $s$  obtinguts en la Figura 4.17a, on s'observa una diferència major als -15 dB respecte dels dos casos (amb i sense ressonador) a ambdues freqüències d'interès. Els rangs de lectura teòrics es mostren en la següent Figura 4.20. Pel dipol doblegat sense ressonador es poden obtenir fins a 8 metres a la freqüència central, mentre que a les freqüències d'interès no s'aconsegueixen més de 4 metres d'operativitat. Pel dipol doblegat amb ressonador, els rangs de lectura oscil·len al voltant dels 6.5 metres, 2.5 metres més que per l'antena sense ressonador.



**Figura 4.19** Pla XZ (a), i pla YZ (b) del diagrama de radiació del dipol doblegat per les diferents freqüències d'operació.



**Figura 4.20** Rangs de lectura teòrics de les etiquetes de la Figura 4.15

## 4.3 Etiqueta basada en dipol amb meandres

Sovint succeeix en aplicacions RFID que els objectes a identificar són de reduïdes dimensions. Això implica que la geometria de l'antena de l'etiqueta necessita ser miniaturitzada sense una degradació important de l'eficiència de radiació. Sabent que la majoria de les antenes utilitzades per aplicacions RFID són dipols, es pot utilitzar la tècnica de miniaturització basada en els meandres [9]. Aquesta tècnica consisteix a doblegar els braços del dipol, produint reactàncies capacitives i inductives distribuïdes que modifiquen la impedància d'entrada de l'antena i ajuden a millorar-ne l'adaptació. De fet, els corrents en els meandres adjacents tenen fase oposada, tal i com succeeix en el mode línia de transmissió. Això implica que aquests corrents s'anul·len i no contribueixen en la potència de radiació, sinó que en redueixen l'eficiència de radiació. L'ús de molts meandres significa que la ressonància de l'antena s'obté a freqüències més baixes que la ressonància d'un dipol convencional de  $\lambda/2$ , o el que és equivalent, implica disminuir les dimensions de l'antena i obtenir amples de banda més estrets i eficiències de radiació inferiors. En resum es pot concloure que no és convenient introduir gaires meandres i que s'ha de trobar un compromís entre la impedància d'entrada desitjada i una alta eficiència de radiació.

L'ús de les antenes amb meandres *MLA* (*meander line antenna*) és ben conegut en UHF-RFID [10]. La tècnica dels meandres s'utilitza en tot tipus de configuracions de xarxes d'adaptació com són l'adaptació en  $T$  [11], l'acoblament inductiu [12] i altres [13, 14]. S'ha escollit l'ús del *MLA* perquè l'antena és en essència un dipol, i per tant, té un model equivalent de línia de transmissió [6]. Cal remarcar que el mètode de pertorbació es pot aplicar directament a l'antena *MLA* precisament pel seu model equivalent de línia de transmissió, a diferència del dipol doblegat estudiat en la secció anterior on el mètode de pertorbació s'aplicava directament al mode línia de transmissió.

### 4.3.1 Integració del ressonador dins del dipol amb meandres

La topologia de l'antena meandre *MLA* dissenyada està inspirada en el treball de [15], i es va escollir aquest disseny amb l'objectiu d'integrar el ressonador dins l'àrea de l'antena. Donat que el xip utilitzat i les característiques del substrat són diferents, s'han redissenyat les dimensions de l'antena per operar a la freqüència central. La topologia de l'antena ha estat optimitzada per obtenir una adaptació entorn als -10 dB, sense que l'eficiència de radiació es degradés per sota del 70 %. El substrat utilitzat és el Rogers *RO3010* amb una permitivitat de 10.2, un gruix de 0.127 mm i una tangent de pèrdues de 0.0023. L'antena *MLA*, juntament amb les cotes de les diferents parts estan representades en la Figura 4.21. Les dimensions finals de l'etiqueta són 71.3 mm x 25.3 mm, on la tira conductora del meandre té un gruix de 1 mm.

L'antena *MLA* permet utilitzar el mètode de pertorbació directament al dipol, gràcies al model equivalent de línia de transmissió. Per obtenir el comportament dual en freqüència és necessari acoblar un ressonador elèctricament petit a l'antena, i dissenyat per ressonar a freqüències intermèdies. A tals freqüències el ressonador inhibeix la transmissió, permetent la transmissió a les freqüències veïnes (freqüències europees i americanes). Seguint el mateix procediment que el descrit amb el dipol doblegat, el ressonador utilitzat ha estat l'espiral ressonant doble *2-SR* perquè les seves dimensions són la meitat que les dimensions del ressonador d'anells oberts *SRR* a la mateixa freqüència de ressonància. Amb l'espira ressonant doble dissenyada a la freqüència central s'obté un gruix de la tira conductora de 0.5 mm i una separació entre tires de 0.3 mm.

A continuació es va situar el ressonador a una distància adequada de l'antena *MLA* per controlar el nivell d'acoblament, i com a resultat, fer coincidir les freqüències de ressonància amb les freqüències d'interès. Una vegada fixada la separació d'acoblament es va desplaçar el ressonador al llarg de l'antena amb l'objectiu de modificar la impedància característica, però no es va observar cap variació significativa de la impedància d'entrada. El disseny final de l'antena *MLA* amb el ressonador acoblat es mostra en la Figura 4.22a. Després de comprovar que la posició del ressonador al llarg de l'antena no afecta la impedància d'entrada, es va decidir integrar el ressonador dins de la pròpia antena. Així es mantenen les mateixes dimensions de l'etiqueta mono-banda però amb comportament dual. Primerament s'ha disposat l'espira ressonant a una separació per aconseguir les longituds elèctriques desitjades i posteriorment s'ha ajustat la posició del ressonador per optimitzar-ne la resposta. La posició final del ressonador a l'antena *MLA* es representa en la Figura 4.22b.

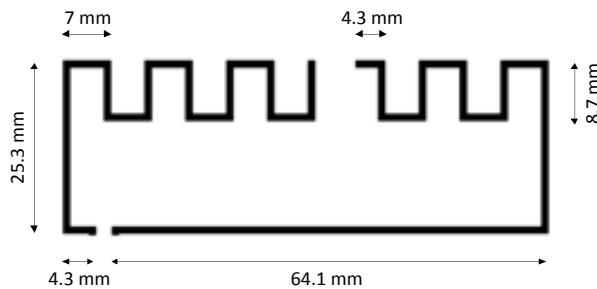


Figura 4.21 Dipol amb meandres dissenyat per operar a freqüència central.

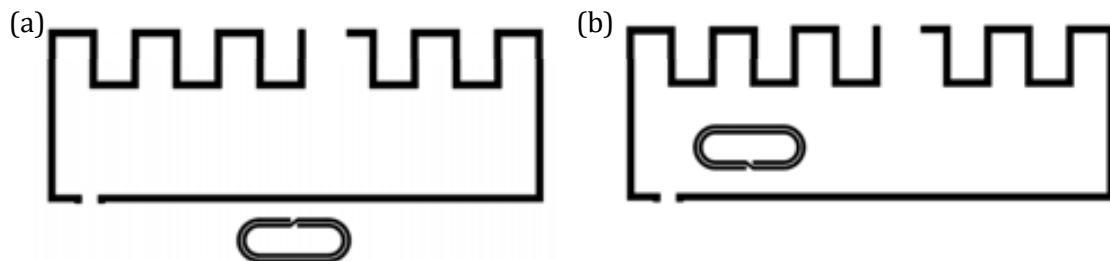
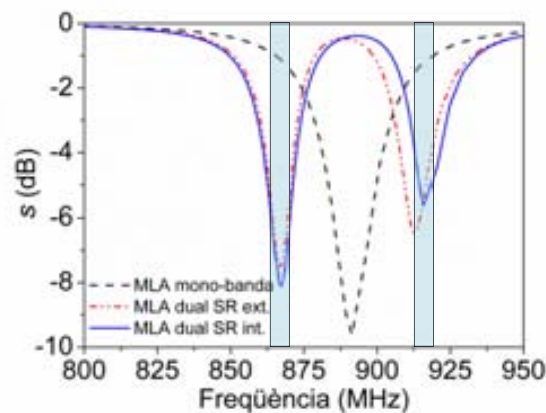


Figura 4.22 Espira ressonant acoblada exteriorment (a), i acoblada internament (b), pels dipols amb meandres duals.

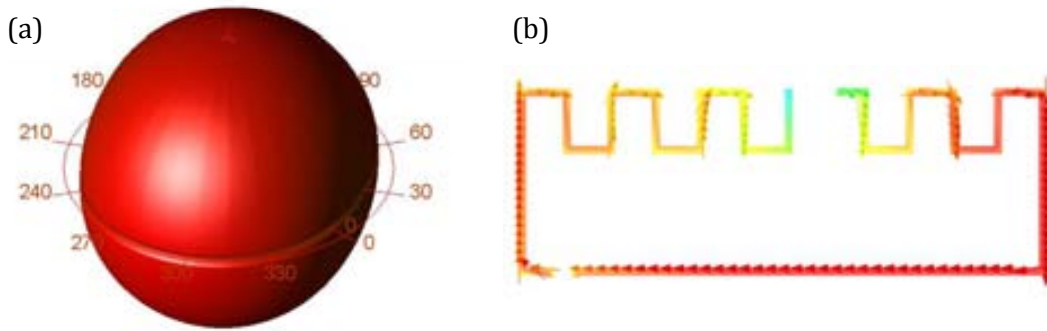
Mitjançant la simulació electromagnètica de les tres antenes *MLA* hem obtingut el coeficient de reflexió  $s$ . L'etiqueta mono-banda està operant a la freqüència central amb unes pèrdues de retorn entorn als -10 dB (Figura 4.23), exactament de -9.6 dB amb una eficiència de radiació del 80%. Referent a les dues antenes restants, s'ha aconseguit el comportament dual, tot i que l'antena amb el ressonador exterior té un desplaçament de 2 MHz a freqüències inferiors a l'americana. Tanmateix, aquest desplaçament es pot menysprear perquè la resposta continua ubicada dins de la banda americana. L'adaptació de les antenes duals envers l'antena mono-banda ha empitjorat en totes les freqüències, però sobretot al rang americà perquè la resistència d'entrada pels casos duals difereix més respecte la resistència del xip.

El patró de radiació de l'antena *MLA* mono-banda és pràcticament omnidireccional com s'observa en la Figura 4.24a juntament amb la representació dels corrents elèctrics i els diagrames de radiació en el pla elèctric  $XZ$  i en el pla magnètic  $YZ$ . Respecte a la Figura 4.24b, s'observa un desequilibri en els nivells de corrent dels braços dret del dipol respecte el braç esquerra, on s'aprecia que el màxim està distribuït en horitzontal (eix  $X$ ) i en vertical (eix  $Y$ ). Aquest efecte implica un problema respecte les components transversals del camp elèctric, és a dir, un problema de desadaptació degut a la polarització. Generalment es desitja que el component copolar, que està orientat segons la direcció desitjada del camp elèctric, sigui molt major que el component ortogonal del camp elèctric (component crosspolar o contrapolar). Per a observar la diferència entre ambdós components s'han representat els diagrames de radiació normalitzats a 0.92 dB respecte la freqüència central  $f_c = 891$  MHz de l'antena *MLA* mono-banda Figura 4.25.

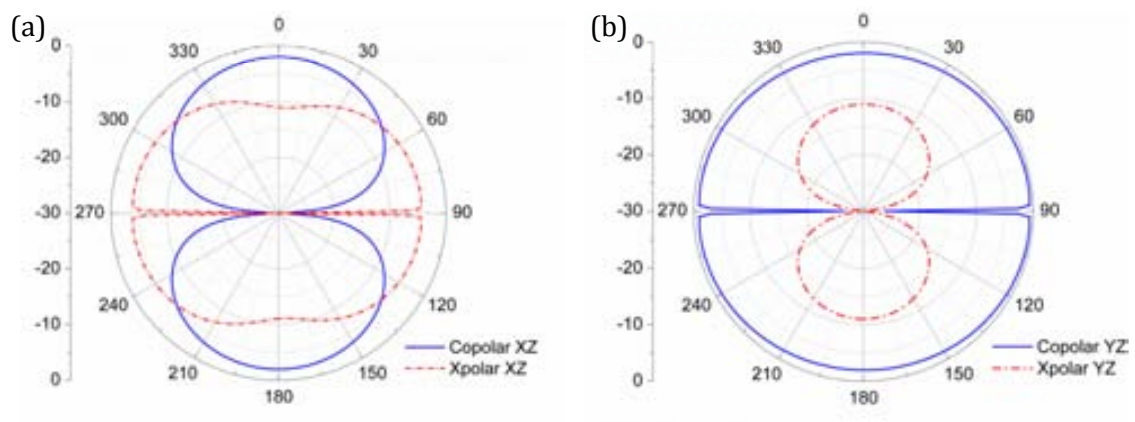
En la representació del pla  $XZ$  s'observa que a  $0^\circ$  es troba el màxim del camp elèctric en el component copolar. A aquesta direcció, la diferència respecte el component crosspolar és inferior a -7 dB, resultant en desadaptació de polarització, tal i com s'havia predit a l'observar-ne les corrents. La variació de la direcció d'apuntament respecte l'origen implica una menor diferència entre el component copolar i crosspolar. Aquesta variació no és tan destacable en la representació del pla  $YZ$  referent al camp magnètic.



**Figura 4.23** Coeficients de reflexió de l'etiqueta de la Figura 4.21 i de les etiquetes duals de la Figura 4.22 amb l'espira ressonant acoblada.



**Figura 4.24** Patró de radiació tridimensional (a), i distribució de corrents (b) de l'antena amb meandre de la Figura 4.21.



**Figura 4.25** Components copolars i crosolars pel pla XZ (a), i pel pla YZ (b) de l'antena amb meandre de la Figura 4.21.

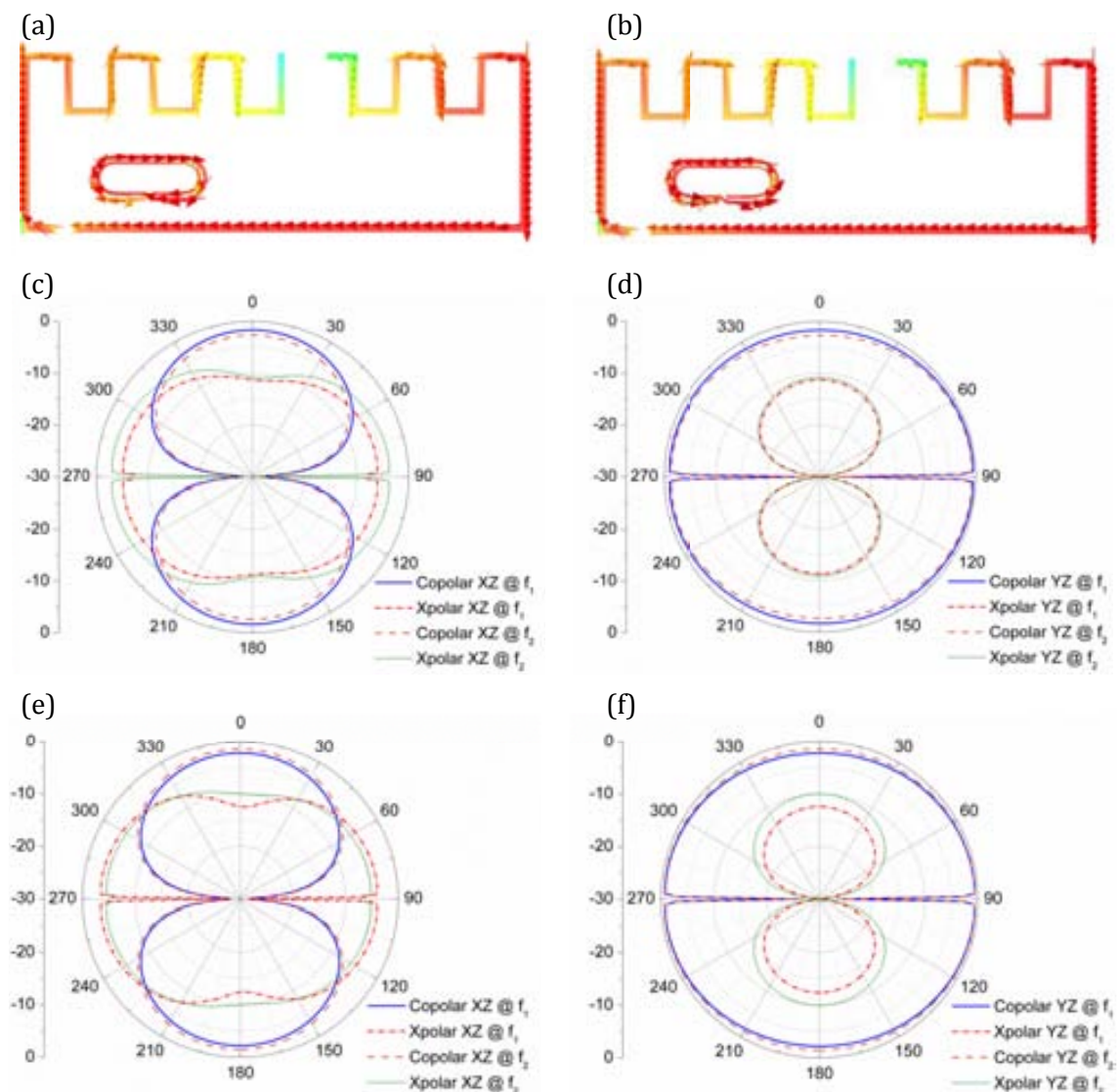
L'estudi dels corrents elèctrics i dels diagrames de radiació també s'ha executat per les antenes duals *MLA*. La Figura 4.26a i b mostren la distribució de corrents per l'antena *MLA* amb el ressonador integrat a freqüències europees i per a freqüències americanes, respectivament. La distribució de corrents en els cossos radiants es manté constant en ambdós casos, i la única diferència radica en els sentits dels corrents en els ressonadors per a cadascuna de les freqüències. No s'han mostrat els corrents per l'antena *MLA* amb el ressonador acoblat a l'exterior, ja que són semblants als mostrats pel ressonador integrat.

En els diagrames de radiació no s'han representat les densitats de potència radiada, sinó que es descomponen en els components copolar i crosolar igual que en l'antena *MLA* mono-banda. Els diagrames de la Figura 4.26c i d corresponen amb el pla elèctric XZ i el pla magnètic YZ de l'antena *MLA* amb el ressonador acoblat a l'exterior. A ambdós plans es representen els components copolar i crosolar normalitzats amb un guany de 0.29 dB per a la primera freqüència ( $f_1 = 867$  MHz) i un guany de 0.11 dB per a la segona freqüència ( $f_2 = 915$  MHz). Aquests guanys corresponen a una eficiència del 58% i del

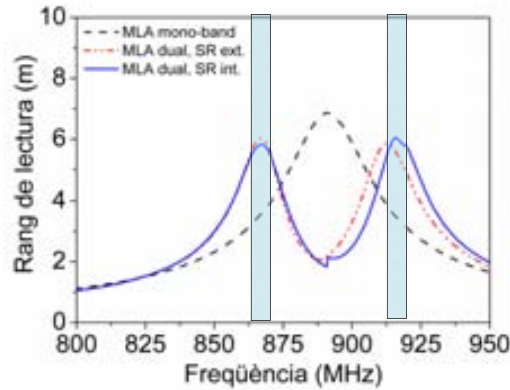


65%, respectivament. Finalment, els diagrames de la Figura 4.26e i f corresponen a l'antena MLA amb l'espira doble ressonant integrada. Els resultats a la primera freqüència estan normalitzats a -0.17 dB, mentre que a la segona freqüència ho estan a -0.45 dB. Aquests valors corresponen a unes eficiències de radiació del 62% i del 60%, respectivament.

Mitjançant els coeficients de reflexió representats en la Figura 4.23 i dels guanys de les diferents antenes a les freqüències d'interès podem calcular el rang de lectura teòric (Figura 4.27). Per al càlcul s'ha utilitzat el guany corresponent a la direcció Z o  $\theta = 0^\circ$ , i no s'ha tingut en consideració el factor de desacoblament de polarització.



**Figura 4.26** Distribució de corrents del meandre amb l'espira ressonant integrada per a la freqüències europees (a), i freqüències americanes (b). Components copolar i crosspolar pel pla XZ (c) i pla YZ (d) de l'antena amb l'espira ressonant acoblada externament. Components copolar i crosspolar pel pla XZ (e) i pla YZ (f) de l'antena amb l'espira ressonant integrada dins la pròpia antena.



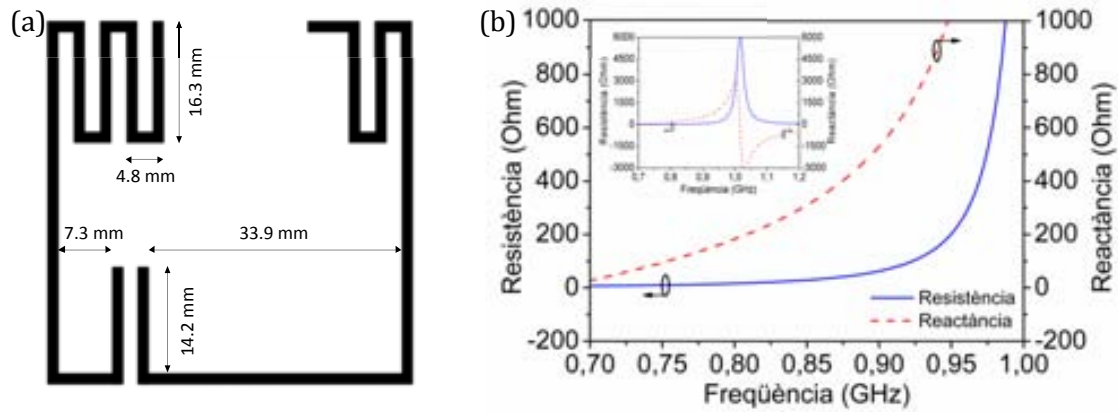
**Figura 4.27** Rangs de lectura teòrics, obtinguts per mitjà dels coeficients de reflexió i dels guanys, de les etiquetes de la Figura 4.21 i de la Figura 4.22.

### 4.3.2 Optimització del dipol amb meandres

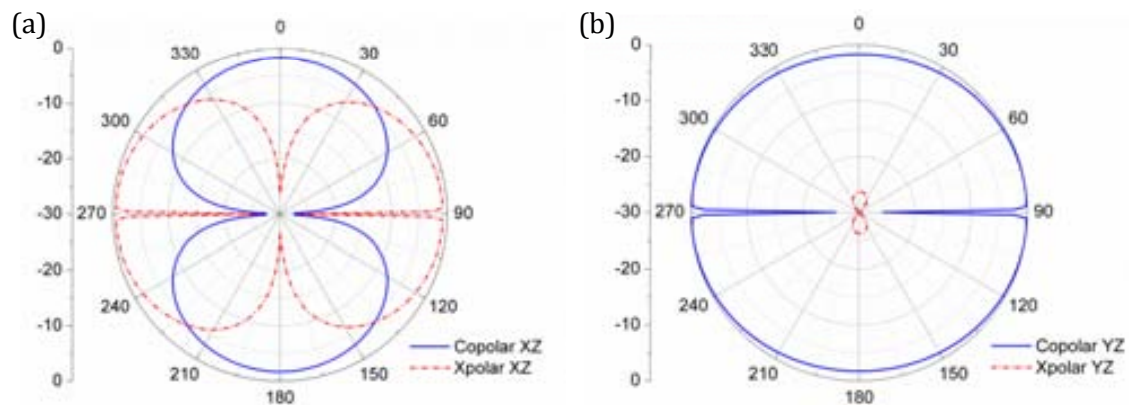
Per a solucionar els problemes deguts a la desadaptació de polarització que presentava l'antena amb meandre de la secció anterior, es va decidir optimitzar el disseny. La millora de les prestacions no només està enfocada a augmentar la diferència entre els components del camp elèctric, sinó que té també l'objectiu de millorar-ne el rang de lectura. Per complir amb els objectius es va decidir disminuir l'eix horitzontal per fer l'etiqueta més quadrada i reduir així la desadaptació de polarització. A més, es van augmentar les longituds dels meandres i es va comprimir la separació entre ells, a canvi de poder reduir el nombre de meandres. Tot això tenint en compte que, per obtenir comportament dual, posteriorment s'haurà d'integrar el ressonador dins l'àrea de l'antena. El disseny de l'antena final es mostra en Figura 4.28a amb unes dimensions de 48 mm x 48 mm, juntament amb la resposta de la impedància d'entrada sense pertorbar. La resistència obtinguda a la freqüència de ressonància (freqüència central) és de  $Z_{fc} = 54 \Omega$ , és a dir, que l'antena no està perfectament adaptada a causa dels meandres i de la seva topologia. De fet el coeficient de reflexió val -8 dB, aproximadament igual a l'obtingut amb l'antena *MLA* predecessora Figura 4.23.

Malgrat l'adaptació d'impedància aconseguida, on el coeficient de reflexió val -8dB i és aproximadament el mateix coeficient que amb l'antena *MLA* predecessora, s'ha millorat l'adaptació de polarització. És a dir, s'ha augmentat la diferència respecte els component copolar i crosspolar del camp elèctric. Els diagrames de radiació es representen en la Figura 4.29, normalitzats a 0.42 dBi, que correspon a una eficiència de radiació del 88%. Una característica important d'aquesta topologia és que, per angles incidents superiors a 60° i inferiors a 120°, predomina el component crosspolar respecte el copolar. El mateix succeeix per a angles inferiors a 330° i superiors a 240°, com s'observa en el pla *XZ* referent al camp elèctric. En el camp magnètic o pla *YZ*, el component ortogonal no té cap influència en el component copolar, ja que la diferència és superior als -20 dB.



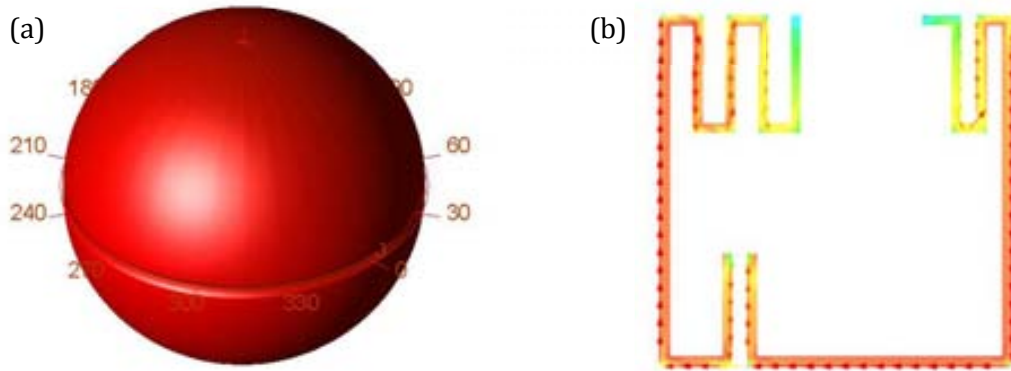


**Figura 4.28** Disseny de l'antena meandre optimitzada amb les dimensions (a), i comportament de la impedància d'entrada de l'antena amb la freqüència, on es representa un requadre interior amb un rang de freqüències superiors (b).



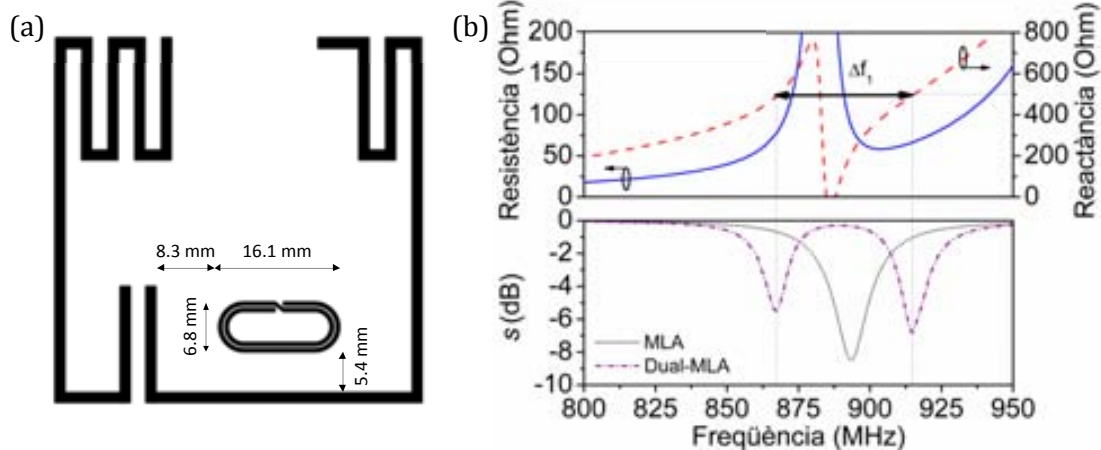
**Figura 4.29** Components copolars i crosolars pel pla XZ (a), i pel pla YZ (b) de l'antena amb meandre optimitzada de la Figura 4.28a

Una altra característica d'aquesta antena MLA és que el seu patró de radiació tendeix a tenir forma isòtropa (Figura 4.30). Això implica que, per a sistemes RFID on el lector té una polarització circular, l'etiqueta es podria excitar des de gairebé qualsevol angle d'incidència, excepte en el pla XY, on la radiació és més dèbil deguda al substrat. Cal emfatitzar altra vegada que el simulador *Momentum* considera que el substrat és infinit, i per tant, la radiació en el pla XY està per sota els -30 dB, motiu pel qual no s'ha representat. Una altra perspectiva al mateix concepte es pot deduir per mitjà de la distribució de corrents (Figura 4.30b). El màxim corrent del braç dret del dipol es situa principalment en l'eix horitzontal, mentre que en el braç esquerre el màxim es situa a l'eix vertical. Així, si partim de 0° (eix completament vertical en Z) i ens desplaçem en el pla XZ, es pot entendre que el component copolar del camp elèctric excita el braç horitzontal del dipol, mentre que a partir de 60° és el component ortogonal o cros polar el que excita el braç vertical del dipol, podent excitar l'antena per gairebé qualsevol direcció.



**Figura 4.30** Patró de radiació tridimensional (a), i distribució de corrents (b) de l'antena amb meandre optimitzada.

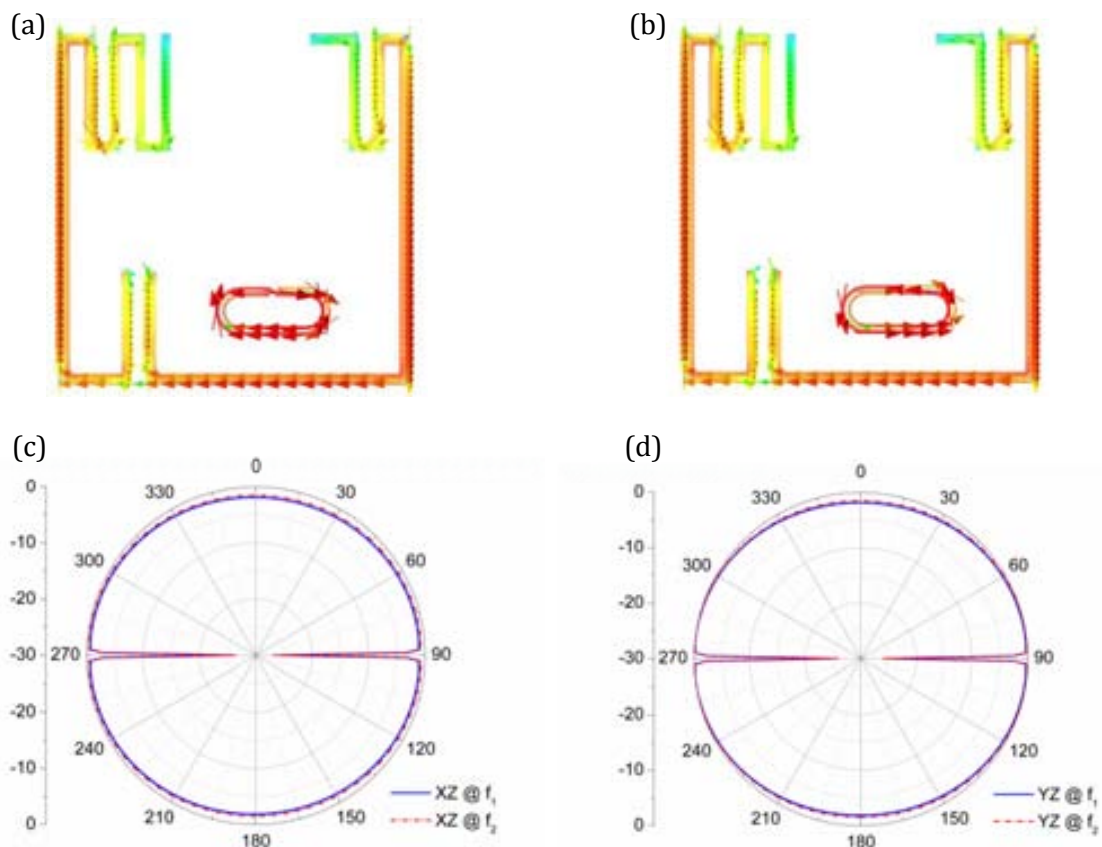
Posteriorment a estudiar el comportament de l'antena *MLA* a una sola freqüència, introduïm el ressonador dins l'àrea. Abans però, l'espira ressonant es va redissenyar mantenint la mateixa freqüència de ressonància però modificant-ne la forma, és a dir, es va disminuir la longitud i es va augmentar l'amplada del ressonador respecte l'espira ressonant de la Figura 4.22. La impedància perturbada es mostra en la Figura 4.31, on el terme  $\Delta f_i$  denota la separació entre les freqüències d'interès i es produeix on la reactància de l'antena coincideix amb la reactància conjugada del xip. Exactament aquestes reactàncies són  $500 \Omega$  a freqüència europees i a  $471 \Omega$  a freqüències americanes. Com s'observa en la part inferior de la mateixa gràfica, a aquestes freqüències de ressonància obtenim els pics màxims d'adaptació del coeficient de reflexió. Els nivells d'adaptació depenen de la resistència d'entrada de l'antena. Per exemple, a la segona freqüència d'interès, la resistència de l'antena és més propera a la resistència del xip, i com a conseqüència, les pèrdues de retorn són menors. En la mateixa gràfica també hi ha representat el coeficient de reflexió de l'antena *MLA* sense el ressonador.



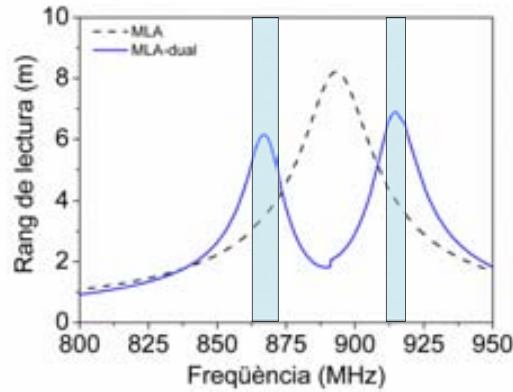
**Figura 4.31** Disseny de l'antena meandre optimitzada amb l'espira ressonant integrada (a), i comportament de la impedància d'entrada de l'antena, juntament amb la representació del coeficient de reflexió (b).

Les distribucions de corrents en l'antena *MLA* dual a cadascuna de les freqüències presenten el mateix sentit en el cos radiant, igual que els dipols convencionals de  $\lambda/2$ , i sentits de corrent oposats en els ressonadors (Figura 4.32a i b). Referent als diagrames de radiació, els components copolar i crosspolar segueixen els mateixos patrons que per la *MLA* mono-banda (Figura 4.30), així que s'ha representat directament la densitat total de potència radiada per a cadascuna de les freqüències (Figura 4.32c i d). A la primera freqüència s'ha obtingut una eficiència del 67% que correspon a un guany màxim de -0.7 dBi, mentre que a la segona freqüència l'eficiència és del 70% i un guany de -0.5 dBi. Els valors dels guanys a cada freqüència són els valors normalitzats al diagrama de radiació. Cal mencionar que en ambdós plans s'observa un comportament de radiació pràcticament omnidireccional.

Finalment, es calcula el rang de lectura amb els valors obtinguts mitjançant simulació electromagnètica per l'etiqueta *MLA* mono-banda i per a la dual. Tal i com s'ha demostrat, aquestes antenes han corregit l'efecte de desadaptació per polarització i a més, han millorat els rangs de lectura respecte els calculats en la secció anterior.



**Figura 4.32** Distribució de corrents del meandre optimitzat de banda dual per a la freqüències europees (a), i per a les freqüències americanes (b). Pla XZ (c), i pla YZ (d) del diagrama de radiació del meandre optimitzat per a cada freqüències d'operació.

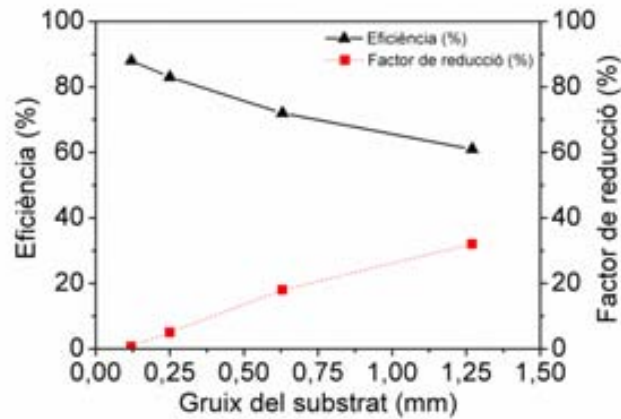


**Figura 4.33** Rangs de lectura teòrics de les etiquetes basades en antenes amb meandres, amb i sense l'espira ressonant.

### 4.3.3 Miniaturització del dipol amb meandres

L'objectiu d'aquesta secció és miniaturitzar al màxim l'etiqueta basada en dipols amb meandres de la secció anterior, intentant mantenir el mateix rendiment o rang de lectura. Per fer-ho s'han estudiat dos possibles estratègies: utilitzar un altre xip amb característiques diferents, i emprar els ressonadors elèctricament petits per a modificar la freqüència de ressonància i reduir encara més les dimensions de l'etiqueta. Abans, però, s'ha realitzat un gràfic per avaluar l'efecte del gruix del substrat en l'eficiència de l'antena i l'augment de les dimensions, respecte l'etiqueta inicial de la Figura 4.28. L'etiqueta té un gruix de 0.127 mm i una eficiència del 88 %. Els efectes d'augmentar el substrat impliquen una degradació de l'eficiència de radiació, però en canvi, es poden reduir les dimensions físiques de l'etiqueta, i per tant miniaturitzar. Per exemple, en cas d'augmentar el gruix de substrat fins a 1.27 mm, l'eficiència de radiació es degradaria del 88 % fins al 61 %, però es podrien reduir les dimensions un 32 % resultant en un disseny final de dimensions 36 mm x 36 mm (enlloc de les actuals 48 mm x 48 mm). No obstant, i tenint en ment que la producció final de les etiquetes s'han de fabricar en inlays o substrats plàstics finíssims, es mantindrà el gruix del substrat inicial en 0.127 mm. Per tant, s'han de buscar altres alternatives per a la miniaturització de l'etiqueta.

La primera estratègia que s'ha considerat per a reduir dimensions consisteix en reemplaçar el xip per una altre de diferent impedància d'entrada. En aquest cas s'ha estudiat la viabilitat d'emprar el xip *SL3S1002* i impedància  $Z_{xip2} = 16 -j148 \Omega$ , enlloc del *SL3S1001* i impedància  $Z_{xip1} = 20 -j485 \Omega$  a freqüències intermèdies (891 MHz). Primer de tot, estudiarem les característiques del xip referents a l'ample de banda per mitjà del teorema de Bode Fano [4] (secció 3.1.1). Per calcular l'ample de banda assumirem un coeficient de reflexió arbitrari de -10 dB, suficient per aplicacions RFID. La finalitat del càlcul no és per a dissenyar etiquetes de banda ampla, sinó per a poder comparar els diferents xips. Per al primer xip  $Z_{xip1} = 20 -j485 \Omega$ , descomponem la impedància d'entrada en la resistència equivalent  $R_{xip1} = 20 \Omega$  i una capacitat de  $C_{xip1} = 0.37$  pF. Utilitzant



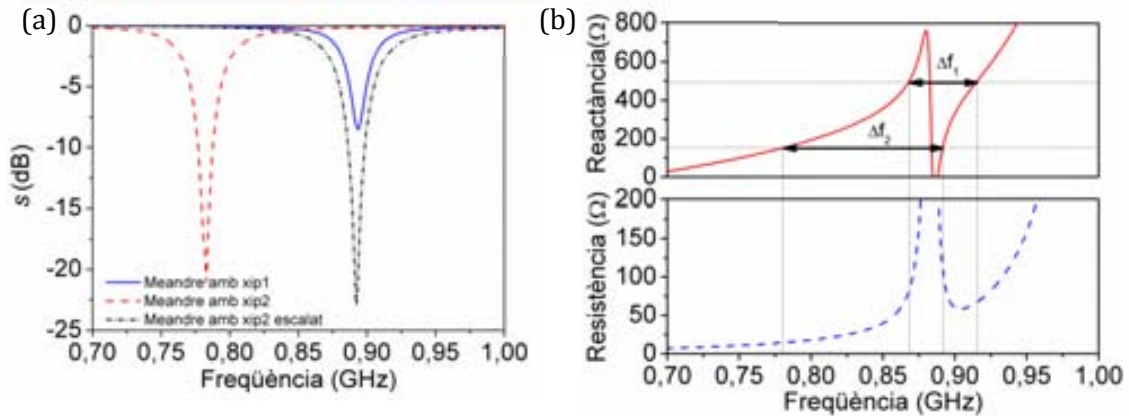
**Figura 4.34** Eficiència de radiació i factor de reducció de l'antena dipol basada en meandres de la Figura 4.28, per a diferents gruixos de substrat.

l'equació (3.2), obtenim un ample de banda de  $Bw = 101$  MHz. Per al segon xip  $Z_{xip2} = 16 - j148 \Omega$ , la resistència és directament  $R_{xip2} = 16 \Omega$  i la capacitat és  $C_{xip2} = 1.20$  pF, i en resulta en un ample de banda de  $Bw = 261$  MHz. Comparant els amplitudes de banda s'observa que quant menor és el producte RC, més gran en resultarà l'ample de banda o el coeficient de reflexió, segons convingui.

A més de l'ample de banda, una altra característica d'utilitzar un altre xip és la variació en la freqüència de ressonància. És a dir, coneixent la impedància d'entrada de l'antena meandre de la Figura 4.28, i sabent que la reactància del segon xip  $\chi_{xip2} = 148 \Omega$  és menor que la reactància del primer xip  $\chi_{xip1} = 485 \Omega$ , la freqüència de ressonància del segon xip apareixerà a freqüències menors que pel primer xip. Precisament això queda de manifest en Figura 4.35, on es representen les simulacions electromagnètiques de l'antena meandre de la Figura 4.28 per a diferents xips. La línia contínua en color blau representa l'antena meandre amb la impedància de port corresponent al primer xip  $Z_{xip1} = 20 - j485 \Omega$ , on s'havia dissenyat l'estructura perquè la freqüència de ressonància fos 891 MHz. Al substituir la impedància del primer xip pel segon  $Z_{xip2} = 16 - j148 \Omega$  (línia discontinua vermella), la freqüència de ressonància es desplaça fins als 780 MHz, just on les reactàncies s'anul·len. Degut a que les resistència va disminuint amb la freqüència, l'adaptació ha millorat significativament fins a obtenir -20 dB. Finalment, per a poder avaluar i comparar l'ample de banda a la mateixa freqüència per als dos casos, s'ha reescalat el disseny un factor 0.87 (línia de color negra). Això equival a reduir el disseny a unes dimensions finals de 42 mm x 42 mm. El resultat demostra que l'ample de banda és major, que s'ha millorat l'adaptació i que s'han reduït les dimensions del disseny, mitjançant un segon xip.

No obstant, un inconvenient d'utilitzar el segon xip és aconseguir comportament dual a les freqüències d'interès. Per a descriure millor l'efecte s'ha utilitzat la Figura 4.35b, que correspon al meandre optimitzat amb el ressonador acoblat, i que introdueix la pertorbació en la impedància d'entrada. Per mitjà de la reactància es pot observar que, les





**Figura 4.35** Coeficient de reflexió per al meandre optimitzat de la Figura 4.28 per a diferents impedàncies de xip (a), i impedància d'entrada del meandre optimitzat amb un ressonador acoblat de la Figura 4.35 (b), per poder observar la separació de les freqüències on s'obté el valor conjugat de la impedància dels diferents xips.  $\Delta f_1$  és la separació de freqüències respecte als valors conjugats del primer xip i  $\Delta f_2$  fa referència a la separació de freqüències per al segon xip.

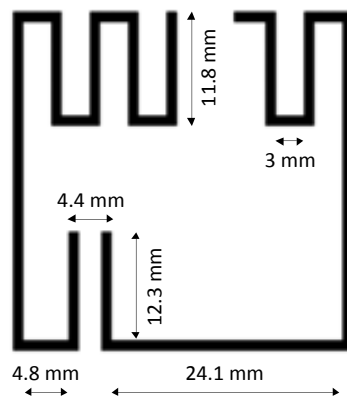
freqüències de ressonància de l'etiqueta apareixen quan la reactància del xip s'anul·la amb la reactància de l'antena. En aquest cas, això succeeix quan la reactància val  $\chi_{xip1,f1} = 500 \Omega$  i  $\chi_{xip1,f2} = 471 \Omega$  que són les freqüències europees (867 MHz) i americanes (915 MHz), respectivament. Aquestes freqüències estan separades 48 MHz.

En canvi, si utilitzem el segon xip, quan la part reactiva del xip es compensa amb la part reactiva de l'antena, les freqüències estan separades 110 MHz aproximadament. Tot i que distància entre les freqüències de ressonància es podria reduir, difícilment es podria arribar als 48 MHz, que són els requeriments de disseny. A més, una altre factor a tenir en compte és el desequilibri de les pèrdues de retorn a les freqüències d'interès. A la primera freqüència de 780 MHz aproximadament, la resistència de l'antena  $R = 14 \Omega$  és molt semblant a la resistència del xip (entorn als  $16 \Omega$ ), mentre que a la segona ressonància (890 MHz) la resistència de l'antena val  $100 \Omega$ . Cal mencionar que en les especificacions del xip, només aporten la impedància d'entrada del xip a una única freqüència, motiu pel qual hem d'estimar les impedàncies a les freqüències d'interès, sabent com en altre xips que la variació és mínima. La conclusió és que amb el segon xip els coeficients de reflexió a les freqüències de ressonància serien totalment desequilibrats, mentre que per al primer xip les pèrdues de retorn obtingudes a les freqüències de disseny són aproximadament iguals, i per tant equilibrades.

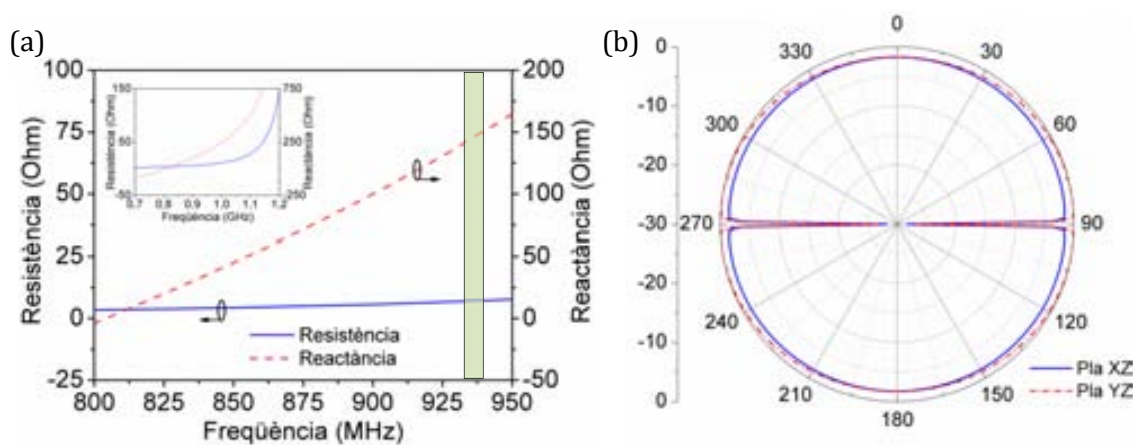
Malgrat que, l'objectiu principal d'aquesta secció és miniaturitzar l'etiqueta i no tant obtenir el comportament dual, es substituirà el xip per el de menor reactància  $Z_{xip2} = 16 - j148 \Omega$ . Utilitzar aquest xip equival a reduir les dimensions un 17 %. No obstant, l'objectiu que ens imposem és reduir les dimensions fins a un 30 %, equivalent a utilitzar un substrat més gruixut. Per a fer això, clarament s'haurà de modificar el disseny i com a conseqüència, degradar el coeficient de reflexió. Les dimensions de l'etiqueta són 35.3 mm x 35.3 mm amb una amplada de tira conductora constant de 1 mm (Figura 4.36).

La impedància d'entrada de l'etiqueta, obtinguda per simulació electromagnètica, s'ha representat en la Figura 4.37a. La reactància de l'antena s'anul·la amb la reactància del xip a 938 MHz. A aquesta freqüència la resistència és  $7 \Omega$ , que correspon amb unes pèrdues de retorn de  $-8$  dB. A més de les pèrdues de retorn, també s'ha degradat l'eficiència de radiació fins a un 72 %. El diagrama de radiació normalitzat a  $-0.4$  dBi es mostra en la mateixa figura, amb el pla XZ i el pla YZ, on es manté el comportament pràcticament omnidireccional.

El següent pas consisteix en utilitzar un ressonador elèctricament petit per controlar la freqüència de ressonància de l'antena. En anteriors casos, aquest ressonador s'havia utilitzat per aconseguir el comportament dual de l'antena mitjançant la pertorbació del ressonador a freqüències intermèdies. Ara, la finalitat del ressonador és manipular la posició de la pertorbació al llarg de la freqüència i així obtenir la freqüència de ressonància de l'estructura a la freqüència desitjada. Òbviament, l'expectativa al utilitzar el ressonador és que aparegui una segona freqüència de ressonància, però s'espera que no afecti el rendiment de la freqüència desitjada. Mitjançant les dimensions del ressonador, es pot



**Figura 4.36** Disseny de l'antena meandre miniaturitzada, tenint en compte la impedància de xip ( $Z_{xip2} = 16 - j148 \Omega$ ) en el port d'entrada.

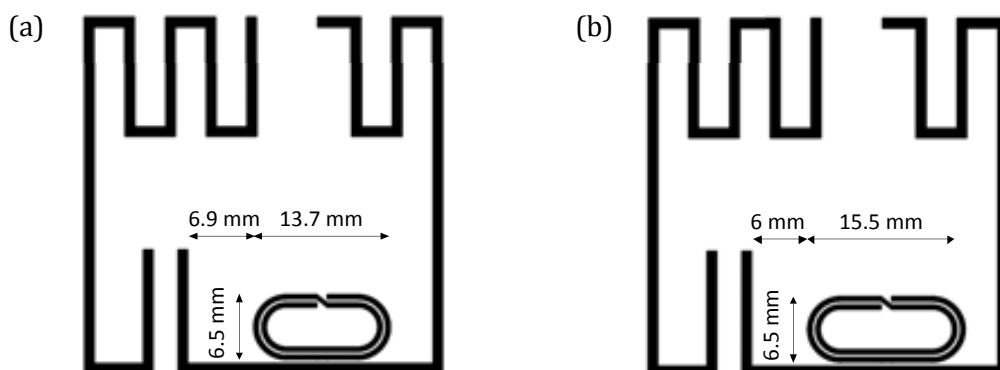


**Figura 4.37** Impedància d'entrada(a), i diagrama de radiació (b) de l'antena de la Figura 4.36.

controlar la freqüència de ressonància de l'estructura completa. En la Figura 4.38 s'han representat les dues etiquetes corresponents al cas americà i al cas europeu, respectivament, mantenint les dimensions de l'antena imposades en la Figura 4.36.

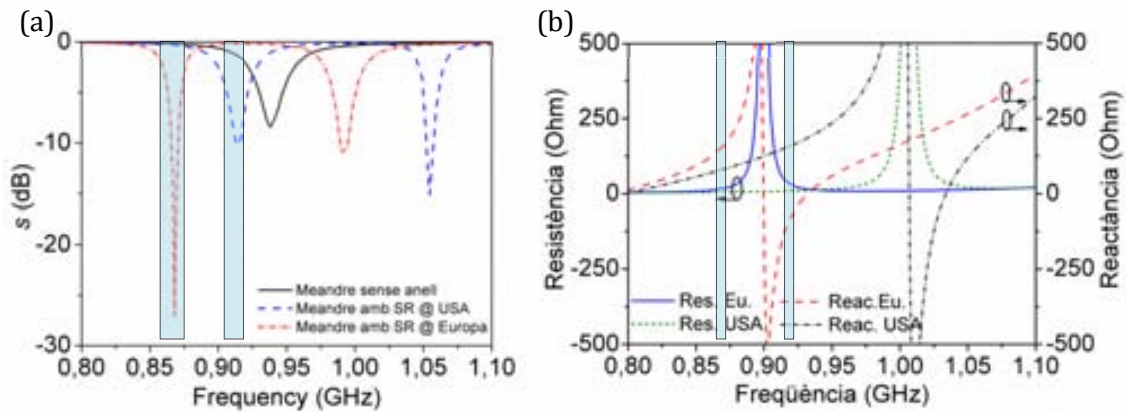
Els resultats de la simulació electromagnètica d'aquestes estructures juntament amb la mateixa antena sense el ressonador es mostren en la Figura 4.39. Com ja s'havia mencionat, la pròpia antena sense cap element acoblat ressona a 938 MHz i a aquesta freqüència té un coeficient de reflexió de -8 dB. Al introduir el ressonador perquè la ressonància es desplaci a freqüències americanes (915 MHz) hi ha cert control en la impedància, i com a conseqüència augmenten les pèrdues de retorn fins als -10 dB. Aquest control sobre la impedància queda pal·les millor en l'antena amb el ressonador centrat a freqüències europees (867 MHz), on les pèrdues de retorn estan per sota els -25 dB. De fet, més que controlar la impedància, el hem fet ha estat controlar la freqüència on s'introdueix la pertorbació en la impedància (Figura 4.39b). Com més s'allunya la pertorbació de la ressonància pròpia de l'antena a 1.25 GHz, la reactància i bàsicament la resistència entorn a la pertorbació adquireixen menors valors, motiu pel qual es pot millorar l'adaptació.

Tot i millorar l'adaptació a mesura que es redueix la freqüència de ressonància, no implica que el rang de lectura de les antenes sigui millor. De fet, cal tenir present en tot moment el guany de l'antena, i clarament, a l'afegir un ressonador dins la pròpia antena es reduirà l'eficiència. A més també s'ha de tenir en compte que, al disminuir la freqüència de ressonància sense modificar les dimensions de l'estructura estem fent l'antena elèctricament petita i això també té conseqüències negatives en l'eficiència de radiació. El diagrama de radiació per al cas americà i pel cas europeu es mostra en la Figura 4.40, respectivament. El cas americà corresponent a la primera figura, el guany ha estat normalitzat a -0.9 dBi, corresponent amb una eficiència de radiació del 63 %. Referent a la següent figura que fa referència al cas europeu, la degradació del guany ha estat més significativa fins a -2.9 dBi, equivalent a una eficiència del 39 %. En ambdues figures, les dues antenes segueixen exactament el mateix patró de radiació per a cada pla.

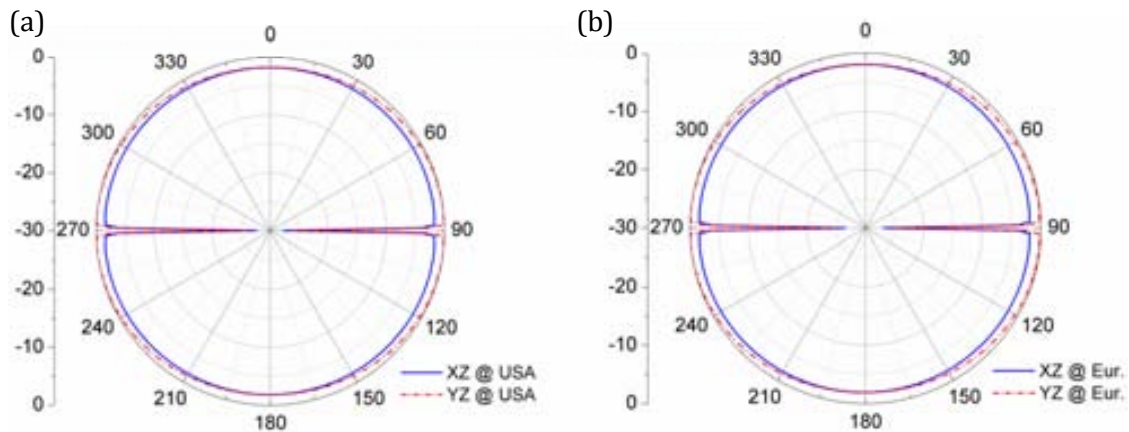


**Figura 4.38** Antena meandre miniaturitzada amb el ressonador acoblat i dissenyat per obtenir la freqüència de ressonància a USA (a), i antena meandre miniaturitzada amb el ressonador dissenyat per operar a freqüències europees (b). Les dimensions de l'etiqueta en ambdós casos són 35.3 mm x 35 mm.



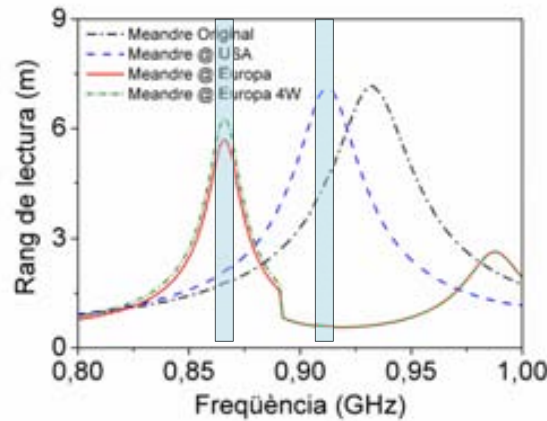


**Figura 4.39** Coeficients de reflexió de les diferents antenes proposades (a), i impedàncies d'entrada de les antenes amb ressonadors acoblats (b).



**Figura 4.40** Diagrama de radiació per a l'antena de la Figura 4.38a corresponent a l'etiqueta que opera a freqüències americanes (a), i diagrama de radiació per a l'antena de la Figura 4.38b per a freqüències europees (b).

Finalment, amb les dades obtingudes es procedeix a calcular el rang de lectura teòric (Figura 4.41). Per l'antena meandre sense ressonador s'obté un rang de lectura màxim de 7.2 metres a 938 MHz. A l'utilitzar el ressonador per modificar la freqüència del meandre fins a 915 MHz (freqüència americana), el rang de lectura s'ha disminuït uns 15 centímetres i es continua mantenint per sobre dels 7 metres. En canvi, pel meandre amb ressonador que opera a la freqüència europea de 867 MHz, el rang de lectura s'ha degradat per sota dels 6 metres. S'ha de tenir en compte que la potència isotròpica radiada equivalent *PIRE* és diferent a Europa i USA. De fet, a Europa la màxima *PIRE* permesa és de 3.3 W, mentre que a USA és de 4 W. Aquesta diferència afecta el rang de lectura en un factor 1.1, motiu pel qual s'ha decidit representar el rang de lectura de l'etiqueta europea tenint en compte la *PIRE* americana. D'aquesta manera, es pot observar que la degradació respecte a fer l'antena elèctricament petita no és tan crítica, ja que s'obté un rang de lectura superior als 6.2 metres. Tot i així, la conclusió és que, independentment de la *PIRE* utilitzada per a calcular el rang de lectura, tant amb l'etiqueta europea com amb



**Figura 4.41** Rang de lectura dels diferents meandres amb i sense els resonadors acoblats.

l'americana la millora en les pèrdues de radiació no és suficient per compensar la degradació ocasionada en l'eficiència de radiació deguda a fer l'antena elèctricament petita i a l'efecte d'introduir el resonador dins la pròpia àrea de l'antena.

## 4.4 Etiquetes per operar sobre metall

Les etiquetes RFID descrites fins al moment podrien ser fàcilment implementades en substrats plàstics anomenats *inlays*. Aquests substrats són utilitzats per gairebé la majoria d'etiquetes RFID, però tenen l'inconvenient que el rendiment es degrada quan es troben properes a líquids o superfícies metàl·liques i com a conseqüència, el rang de lectura disminueix radicalment fins als pocs centímetres. Per evitar aquest deteriorament, s'utilitzen les etiquetes sobre metall (*metallic tags*) que mantenen la seva funcionalitat quan s'adhereixen a qualsevol superfície. Les etiquetes sobre metall són més robustes i permeten rangs de lectura superiors, però tenen l'inconvenient que les dimensions són majors.

### 4.4.1 Disseny de l'antena patch

Les antenes *patch* microstrip MPA (*Microstrip Patch Antenna*) [16] utilitzen tecnologia de circuit imprès i es basen en una superfície metàl·lica gravada en la capa posterior d'una línia microstrip. Les antenes MPA funcionen sobre qualsevol superfície gràcies a la presència del pla de massa. Les MPA solen tenir un perfil prim i poc pes, presenten costos reduïts però un inherent ample de banda estret. No obstant, l'ample de banda es pot augmentar mitjançant un increment del gruix del substrat. Les antenes *patch* tenen un guany elevat respecte la resta d'antenes, tot i que presenten una gran impedància

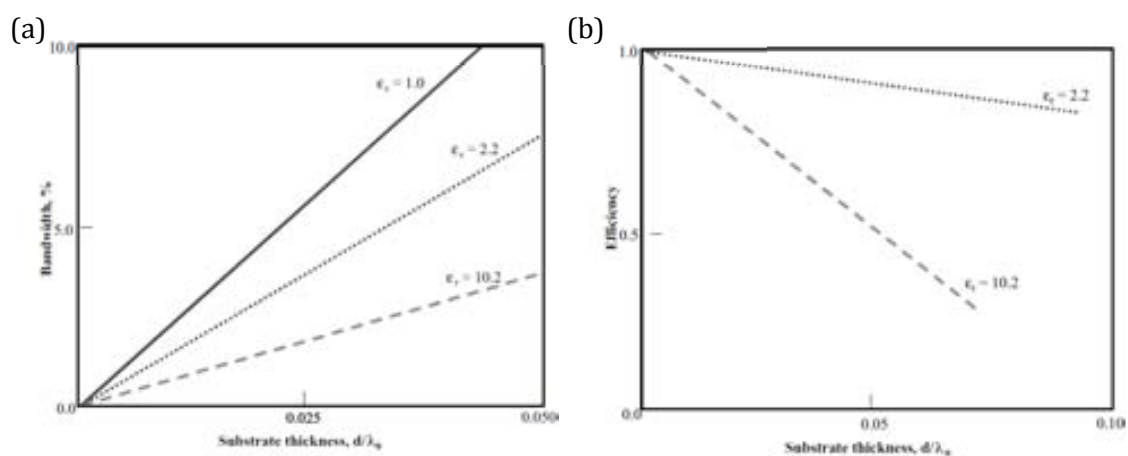
d'entrada i per tant, són realment complexes d'adaptar directament al xip en aplicacions RFID. Per solucionar aquest inconvenient introduïm la xarxa d'adaptació d'impedància concatenada entre el xip i l'antena.

Utilitzant un substrat *Rogers RO3010* amb constant dielèctrica de  $\epsilon_r = 10.2$  i un gruix de  $h = 1.27$  mm, s'estima que l'ample de banda relatiu és d'un 1% aproximadament, i que és insuficient per operar a una regió de freqüències de UHF, segons es prediu en [16]. Una solució que proposa el mateix llibre consisteix en augmentar el gruix del substrat, però això introdueix problemes associats amb l'alimentació de l'antena. No obstant, a l'utilitzar una xarxa d'adaptació s'espera resoldre l'inconvenient de l'adaptació. Segons [17] hi ha una relació entre el gruix del substrat i l'ample de banda, però també hi ha una relació entre gruix de substrat i la eficiència de radiació, com s'observa en les següents gràfiques (Figura 4.42).

Per tant, si augmentem el gruix del substrat augmentarà l'ample de banda però disminuirà l'eficiència. En les mateixes gràfiques s'observa també la variació de l'ample de banda i l'eficiència per a diferents casos de constant dielèctrica relativa del substrat. La conclusió és que, a menor permitivitat del dielèctric, l'ample de banda i també l'eficiència són majors. Quant més gruixut sigui el substrat, major són les variacions.

La solució proposada per augmentar l'ample de banda i mantenir la major eficiència de radiació va consistir en afegir una capa de 5 mm d'aire entre el substrat i el pla de massa. La presència d'aquesta capa d'aire disminueix la permitivitat del substrat al mateix temps que n'augmenta el gruix, i permet millorar l'ample de banda i l'eficiència de radiació. Una alternativa a la capa d'aire, podria consistir en utilitzar un substrat homogeni i isòtrop amb un gruix i una permitivitat relativa menors a la del *Rogers RO3010*.

Abans de començar amb el disseny de l'antena, es calcular la constant dielèctrica relativa efectiva del substrat. Primerament s'ha definit el substrat tenint en compte les diferents capes del disseny. Posteriorment s'ha dissenyat una línia de transmissió de 5 mm d'amplada i una longitud de 120 mm. L'elecció de l'amplada és totalment arbitrària,



**Figura 4.42** Tendències del gruix d'una antena *patch* microstrip d'una sola capa respecte l'ample de banda (a), i respecte l'eficiència de radiació (b). Figura extreta de [17].

mentre que la longitud de la línia s'ha escollit de manera que la freqüència de ressonància coincideixi amb les freqüències intermèdies ( $f_0 = 891$  MHz), i poder calcular a aquestes freqüències el valor de la permitivitat efectiva relativa. Per una banda, la velocitat de fase  $V_p$  es pot relacionar amb la permitivitat relativa efectiva  $\epsilon_{ref}$  per mitjà de la velocitat de la llum  $c$ , segons

$$V_p = \frac{c}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} \quad (4.12)$$

També es pot relacionar la velocitat de fase amb la constant de fase  $\beta$  i la freqüència angular  $\omega$  com

$$V_p = \frac{\omega}{\beta} \quad (4.13)$$

Considerant que, un dels resultats que proporciona el simulador és la fase en transmissió  $\theta$ , també anomenada longitud elèctrica  $\beta l$ , es pot trobar una relació igualant (4.12) en (4.13) que permet obtenir la permitivitat relativa efectiva del medi segons

$$\epsilon_{ref} = \left( \frac{c\beta l}{2\pi fl} \right)^2 = \left( \frac{c\theta}{2\pi fl} \right)^2 \quad (4.14)$$

Utilitzant la longitud de la línia dissenyada, i tenint en compte la fase i la freqüència de ressonància s'estima que la permitivitat relativa efectiva és de  $\epsilon_{ref} = 1.9$  aproximadament, com s'observa en les gràfiques de la Figura 4.43.

Per comprovar la validesa del procés es procedeix a calcular la impedància característica de la línia per mitjà de les seves dimensions i de la permitivitat estimada [18, 19] segons

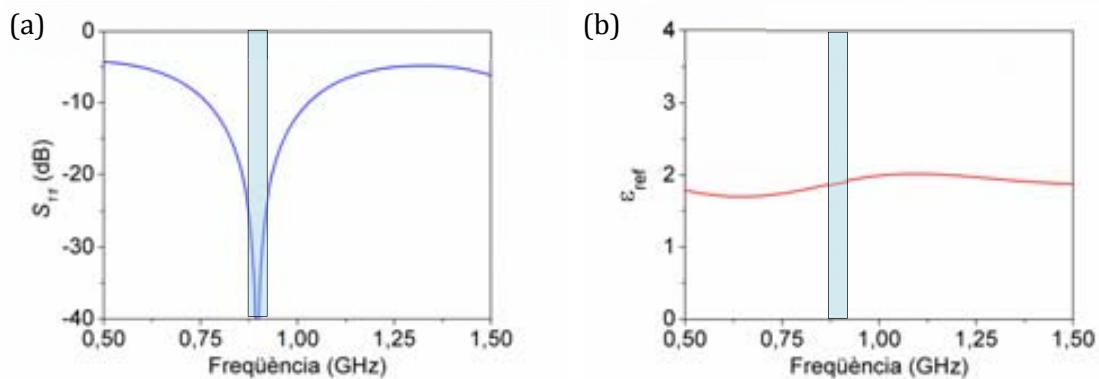
$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{ref}}} \ln \left( \frac{8d}{W} + \frac{W}{4d} \right) & \text{per } W/d \leq 1 \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{ref}} \left[ W/d + 1.393 + 0.667 \ln W/d + 1.44 \right]} & \text{per } W/d \geq 1 \end{cases} \quad (4.15)$$

on  $d$  és el gruix del substrat i  $W$  el gruix de la línia microstrip. Donat que el gruix del substrat 6.27 mm (format per 1.27 mm de R03010 i 5 mm d'aire) és major que el gruix de la línia microstrip (valor arbitrari equivalent a 5 mm) utilitzem la primera part de l'equació. La impedància característica és 101.2  $\Omega$ . Per corroborar aquest resultat s'ha utilitzat l'eina *Linecalc* de l'ADS, i introduint les dimensions de la línia i la permitivitat relativa efectiva s'ha obtingut una impedància característica 101.7  $\Omega$ .

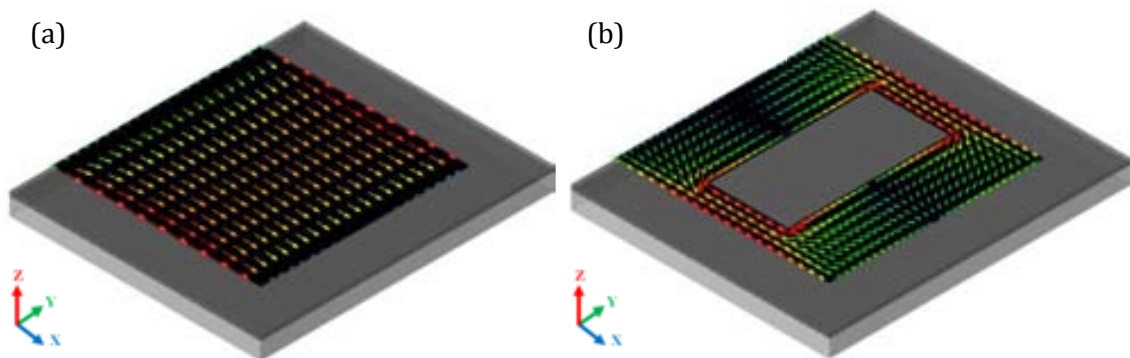
Fins al moment, encara no s'ha realitzat el disseny de l'antena *patch*, sinó que s'ha buscat una tècnica per augmentar l'ample de banda. I s'ha aconseguit per mitjà d'augmentar el gruix del substrat efectiu per mitjà d'una capa d'aire. No obstant, s'ha de

tenir en compte que aquesta capa d'aire fa disminuir la permitivitat, i per consegüent, les dimensions del disseny seran majors. Inicialment es va començar a dissenyar un *patch* quadrat de 60 mm x 60 mm. Per disminuir les dimensions de l'antena a causa de la disminució de la permitivitat, es va practicar una ranura en el centre del *patch*. La ranura modifica la distribució de corrents de l'antena de manera que línies de corrent han d'augmentar les seves trajectòries (Figura 4.44) i això implica que la ressonància es desplaça 600 MHz a freqüències inferiors, però mantenint la mateixa resposta en impedància. Les dimensions de la ranura són 22.8 mm x 46.3 mm.

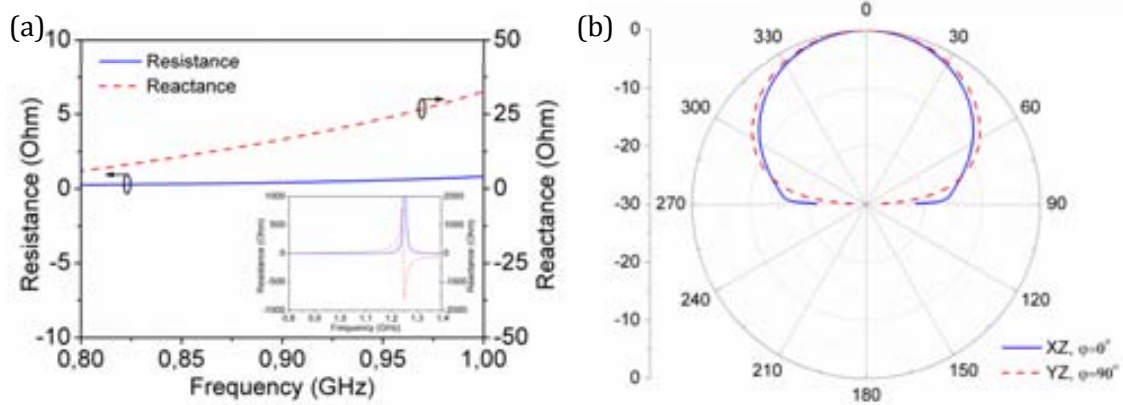
La impedància d'entrada de l'antena *patch* amb la ranura es mostra en la Figura 4.45a. La freqüència de ressonància pròpia de l'antena es troba al voltant dels 1.25 GHz, mentre que sense la ranura estava a 1.83 GHz. També s'ha representat el diagrama de radiació en l'eix *XZ* i en l'eix *YZ*, normalitzat a un guany de 8.7 dBi. Cal tenir present que en la simulació, el software ADS considera que el substrat i el pla de massa són infinits. Ja s'ha vist anteriorment que una conseqüència de tenir substrat infinit implica que no es produeix la radiació en l'eix *XY*. D'altra banda, considerar un pla de massa infinit implica que el guany resultant de la simulació electromagnètica estarà sobreestimat, és a dir, que correspondria al cas particular en que l'etiqueta RFID està adherida a un contenidor o superfície metàl·lica, molt més gran que les dimensions de la pròpia etiqueta.



**Figura 4.43** Coeficient de reflexió (a) i permitivitat efectiva relativa (b), en funció de la freqüència.



**Figura 4.44** Distribució de corrents de l'antena *patch* (a) i distribució de corrents de l'antena *patch* amb una ranura.



**Figura 4.45** Impedància d'entrada de l'antena *patch* amb ranura (a), i diagrama de radiació normalitzat a un guany de 8.7 dBi.

#### 4.4.2 Disseny de la xarxa d'adaptació dual mitjançant el mètode pertorbatiu

Per poder aplicar el mètode de pertorbació es requereixen les impedàncies d'entrada de l'antena *patch* a les freqüències d'interès que s'extreuen de la Figura 4.45a. Aquests valors juntament amb la impedància d'entrada del xip, permeten calcular les impedàncies característiques i les longituds elèctriques requerides per a implementar la xarxa d'adaptació, i que estan resumides en la Taula 4.1.

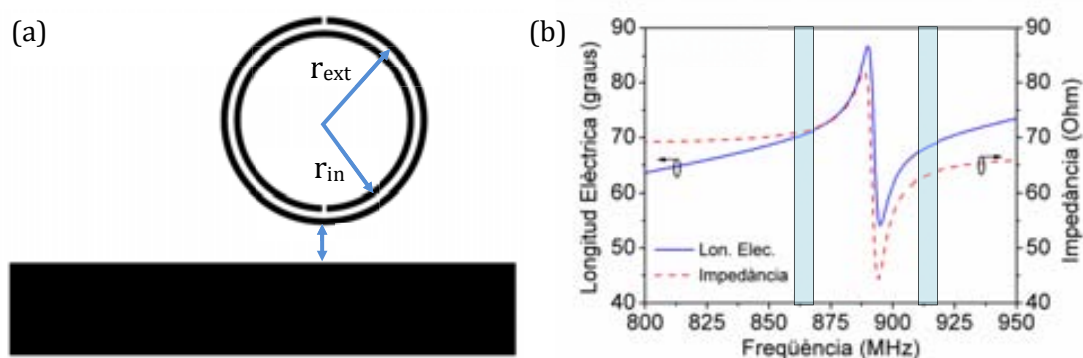
<b>Taula 4.1 Impedància característica i longitud elèctrica requerida per adaptar l'antena <i>patch</i>.</b>				
<b>Regió</b>	<b>Imp. Antena</b>	<b>Imp. Xip</b>	<b>Imp. Caract.</b>	<b>Long. Elect.</b>
<b>Europa</b>	$Z_a(f_1) = 0.35 - j12.7 \Omega$	$Z_x(f_1) = 22 - j404 \Omega$	$Z_B(f_1) = 64.4 \Omega$	$\beta l(f_1) = 71.6^\circ$
<b>USA</b>	$Z_a(f_2) = 0.45 - j18.5 \Omega$	$Z_x(f_2) = 16 - j380 \Omega$	$Z_B(f_2) = 71.3 \Omega$	$\beta l(f_2) = 66.8^\circ$

Com s'ha descrit en el capítol anterior (secció 3.5 ), la tendència de la impedància característica ( $Z_{B1}$  i  $Z_{B2}$ ) es pot associar amb diferents configuracions de circuit elèctric equivalent i conseqüentment, es pot relacionar amb la topologia de ressonador adequada. Estudiant els valors de la impedància característica per a les freqüències, hom observa que la tendència és positiva, i per tant, s'hauria d'utilitzar un circuit amb un tanc *LC* ressonant en derivació equivalent a utilitzar el ressonador complementari d'anells oberts *CSRR*. No obstant, es vol evitar l'ús del ressonador *CSRR* perquè d'una banda, aquest ressonador ha de ser gravat en el pla de massa i això incrementaria la complexitat del procés de fabricació de les etiquetes i també n'augmentaria el cost. D'altra banda, l'etiqueta amb el ressonador gravat en el pla de massa operaria en qualsevol superfície excepte en metalls, degut a que el *CSRR* es curtcircuitaria en contacte amb el metall de la superfície on s'adhereix, en contra del propòsit de l'etiqueta dissenyada que ha de ser capaç d'operar en superfícies metàl·liques.



L'alternativa consisteix en utilitzar un ressonador d'anells oberts *SRR* ja que es grava en la capa superior. El circuit equivalent d'aquest ressonador es modela com un tanc *LC* en sèrie, a diferència del tanc en derivació del *CSRR*. Per tant, utilitzar el *SRR* implica una degradació de l'adaptació perquè la tendència de la impedància és negativa. L'objectiu és trobar valors semblants als requerits, utilitzant el *SRR*. Primerament cal determinar els paràmetres de la línia de transmissió, avaluant la mitjana aritmètica de la impedància característica (3.33) i la longitud elèctrica (3.34) a la freqüència intermèdia ( $f_0=891$  MHz). Els valors resultants són  $Z_{B0}= 67.8 \Omega$  i  $\beta l_0= 69.2^\circ$ . Per mitjà de la constant dielèctrica efectiva relativa i el gruix del substrat, es pot determinar la geometria de la línia, que correspon amb un ample de 11.5 mm i una longitud de 46.8 mm. A continuació, i seguint el procés del mètode de pertorbació es calcula la reactància necessària del *SRR* a les freqüències d'interès  $\chi_{f1} = -\chi_{f2} = 10.09 \Omega$ . Segons el model equivalent del ressonador [20], aquest valor correspon amb una inductància de  $L'_s = 97.2$  pH i una capacitat  $C'_s = 328$  pF. Els paràmetres geomètrics del ressonador són: radi intern  $r_{in} = 7.8$  mm, radi extern  $r_{ext} = 8.7$  mm, gruix dels anells  $c = 0.5$  mm, distància entre anells  $d = 0.6$  mm i separació entre la línia host i el ressonador  $l_{SRR} = 2.4$  mm. La posició del ressonador al llarg de la línia de transmissió no afecta la longitud elèctrica, però en canvi apareix una petita variació de la impedància característica que s'utilitza per intentar aproximar-se als valors desitjats. Aquesta posició correspon a  $l' = 27.4$  mm des del costat esquerre. La resta de les dimensions de la xarxa d'adaptació han estat donades anteriorment, de manera que es procedeix al disseny (Figura 4.46a).

En la Figura 4.46 també s'ha representat la longitud elèctrica i la impedància característica de la xarxa d'adaptació. Es pot observar que ambdós paràmetres tenen tendència negativa com s'havia predit. Els valors a les freqüències d'interès s'han extret en la Taula 4.2, i s'han comparat amb els valors requerits. Les longituds elèctriques obtingudes són pràcticament iguals que les requerides, mentre que les impedàncies són del mateix ordre però tenen valors oposats a les freqüències d'interès. Aquest fet resultarà en una desadaptació que serà palesa en el coeficient de reflexió quan es connectin les diferents parts (en la següent secció 4.4.3).



**Figura 4.46** Disseny de la xarxa d'adaptació d'impedàncies dual (a), i característiques elèctriques de la xarxa.

**Taula 4.2 Valors requerits i valors obtinguts dels paràmetre elèctrics de la xarxa d'adaptació.**

	Valors Requerits		Valors Obtinguts	
<b>Europa</b>	$Z_B(f_1) = 64.4 \Omega$	$\beta I(f_1) = 71.6^\circ$	$Z_B(f_1) = 71.5 \Omega$	$\beta I(f_1) = 71.1^\circ$
<b>USA</b>	$Z_B(f_2) = 71.3 \Omega$	$\beta I(f_2) = 66.8^\circ$	$Z_B(f_2) = 63.5 \Omega$	$\beta I(f_2) = 68.6^\circ$

#### 4.4.3 Disseny de l'etiqueta patch dual

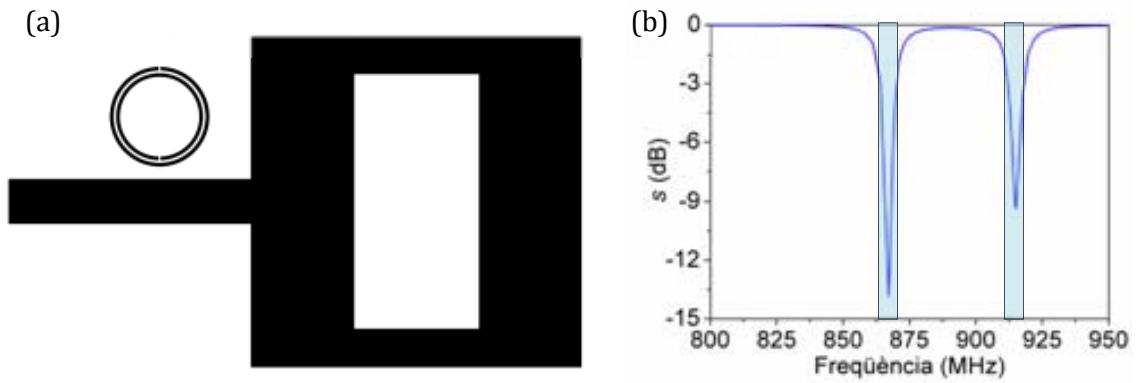
Finalment, unim la xarxa d'adaptació i l'antena en únic disseny per avaluar el comportament de tota l'etiqueta (Figura 4.47a). Les dimensions de l'etiqueta són 106.8 mm de longitud per una amplada de 60 mm, però per més detall es poden trobar les dimensions de l'antena i de la xarxa en la secció 4.4.2. Fent la simulació electromagnètica del disseny tenint en compte la impedància del xips s'obté el coeficient de reflexió representat en la mateixa Figura 4.47b. Efectivament i tal i com es va predir, en cap de les dues freqüències d'interès s'ha assolit la màxima adaptació, degut a la utilització del ressonador *SRR* enlloc del *CSRR*. Malgrat tot, els dos pics d'adaptació es troben a les freqüències d'interès amb valors per sota dels -9 dB.

Referent als diagrames de radiació, per l'antena *patch* no s'han representat les components copolar i crosspolar, ja que existeix una relació axial de 30 dB entre ells. Per tant, és suficient amb la representació de la densitat de potència radiada en els plans *XZ* i *YZ* per a cadascuna de les freqüències (Figura 4.48). Cal recordar que, no es representa el pla *XY* donat que el software ADS considera el substrat infinit, i per tant, no es produeix radiació en aquest pla. També cal remarcar que el software considera que el pla de massa és infinit, de manera que sobreestima la directivitat de l'antena, i per consegüent també sobreestima el guany. Els diagrames mostren els mateixos patrons de radiació per al mateix pla a diferents freqüències. El guany a freqüències europees  $f_1$  correspon a 6.4 dBi, mentre que el guany normalitzat a freqüències americanes  $f_2$  correspon a 6.9 dBi.

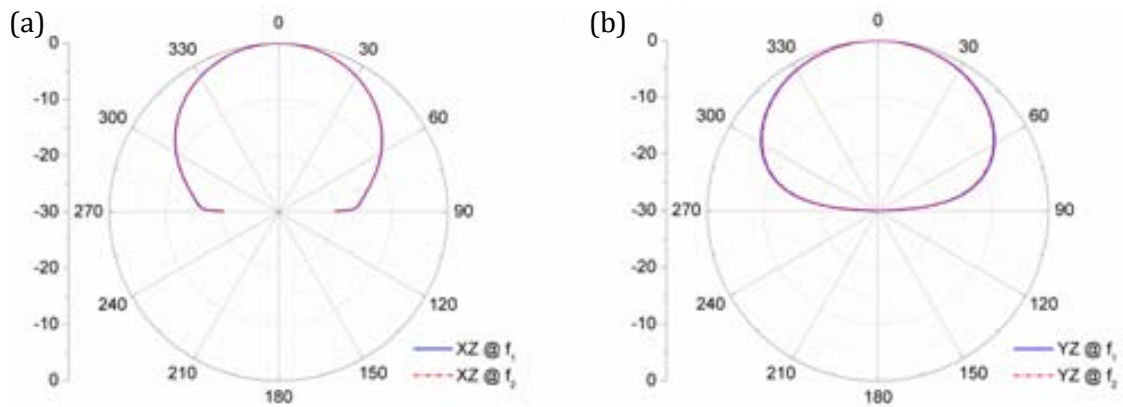
Abans de procedir a calcular el rang de lectura teòric s'ha realitzat la representació de la distribució de corrents en l'etiqueta (Figura 4.49a). Malgrat sembli que hi ha més d'un màxim de corrent, en realitat només n'hi ha un ja que el corrent sempre té el mateix sentit. Per tant, els canvis d'intensitat de corrent es deuen principalment als canvis bruscos de la impedància deguts a la interfície entre la xarxa d'adaptació i l'antena, i també a causa de la ranura. El cas representat correspon a les freqüències europees que té exactament la mateixa distribució de corrents en l'etiqueta, però que difereix en el sentit del corrents en el ressonador. Igual que en casos anteriors, a freqüències europees el corrent té direcció contrària a les agulles del rellotge, i a freqüències americanes el corrent segueix la trajectòria de les agulles del rellotge.

En la mateixa Figura 4.49b es calcula el rang de lectura teòric de l'antena *patch*, tenint en compte el resultat de la simulació electromagnètica, que considera el pla de massa infinit. A més de l'etiqueta *patch* dual, s'ha representat la mateixa etiqueta sense el

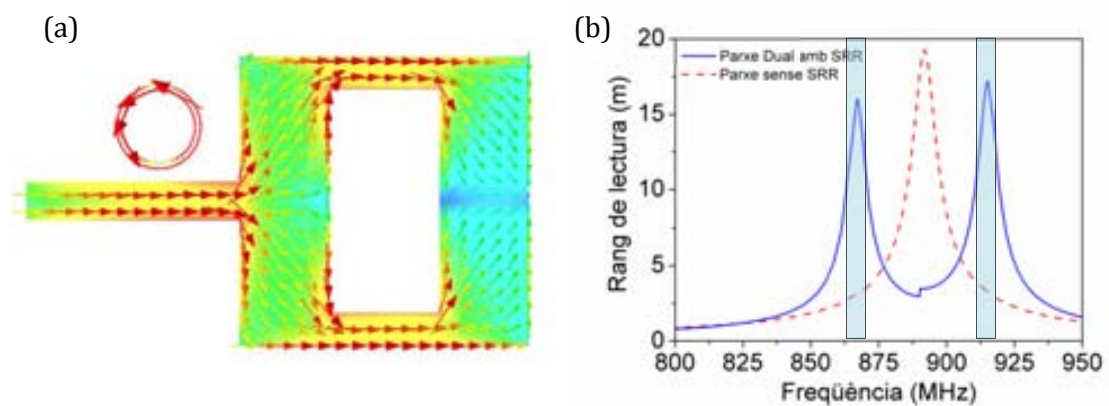




**Figura 4.47** Disseny complet de l'etiqueta *patch* dual de dimensions 106.8 mm x 60 mm (a), i resposta en freqüència (b).



**Figura 4.48** Diagrama de radiació en el pla *XZ*, que equival a  $\phi = 0^\circ$  (a), i en el pla *YZ* equivalent a  $\phi = 90^\circ$  (b), per a cadascuna de les freqüències d'interès.



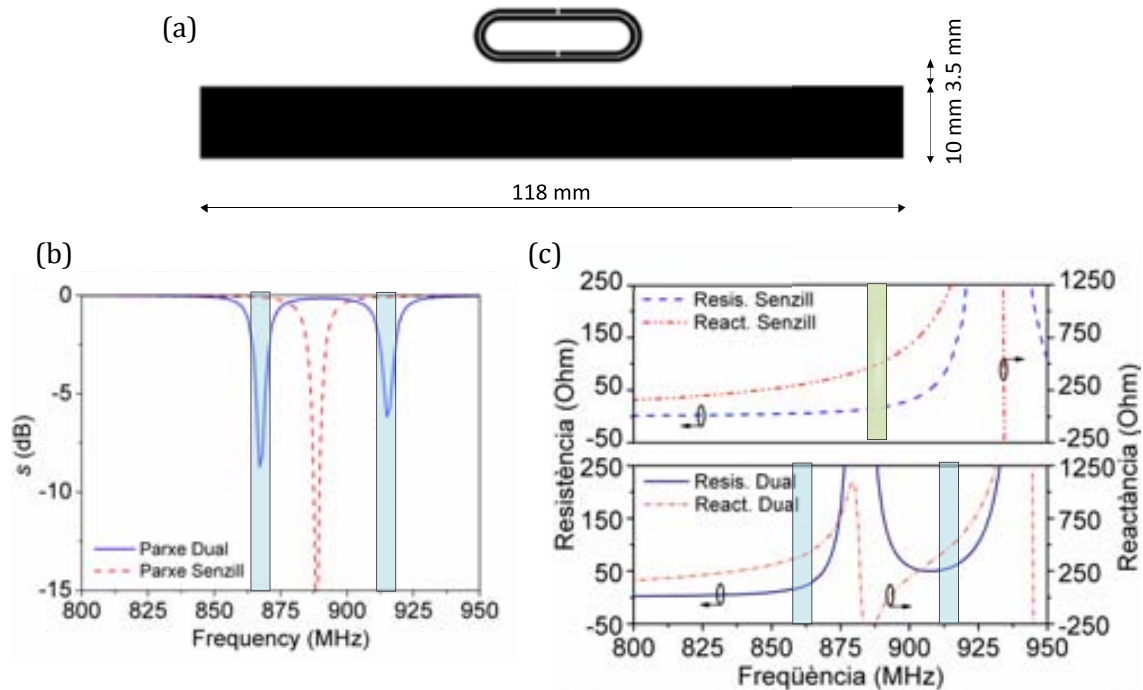
**Figura 4.49** Distribució de corrents a l'etiqueta *patch* (a), i rang de lectura teòric de l'etiqueta basat en els resultats de simulació electromagnètica (b).

ressonador que correspon amb un comportament d'una única freqüència. Per obtenir el rang de lectura de l'etiqueta a freqüències intermèdies s'ha considerat una pic de pèrdues de retorn de -15 dB i un guany de 8.5 dBi, obtinguts mitjançant la simulació de l'estructura. La distància d'operació és d'aproximadament 19 metres. En canvi, pel cas dual s'aconsegueixen 16 i 17 metres, a Europa i USA respectivament.

#### 4.4.4 Miniaturització del l'etiqueta per operar sobre metall

Segons [16], les antenes *patch* es poden descompondre en models de línies de transmissió, de manera que el disseny de l'etiqueta *patch* anterior es pot entendre com dues línies de transmissió de diferents impedàncies concatenades. Partint d'aquest model, i amb l'objectiu de miniaturitzar l'estructura, es vol simplificar l'antena i la xarxa d'adaptació en una única línia de transmissió. La línia de transmissió farà la funció d'antena i també de xarxa d'adaptació.

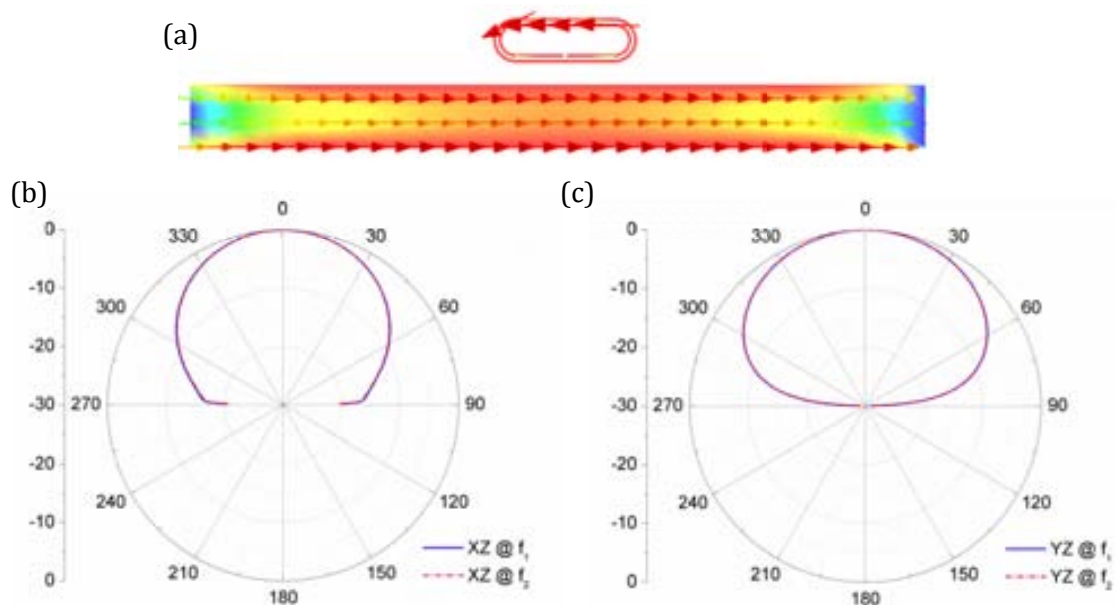
Partint de la longitud total del disseny anterior, aproximadament uns 107 mm equivalent a  $\lambda/2$ , i l'amplada de la línia de 11.5 mm de la xarxa d'adaptació es comença el disseny. La longitud de la línia determina la freqüència d'operació, inicialment fixada a freqüència intermèdia  $f_0=891$  MHz, mentre que l'amplada és el factor més determinant. Per una banda l'adaptació entre l'antena i la línia ve fixada directament pel gruix de la



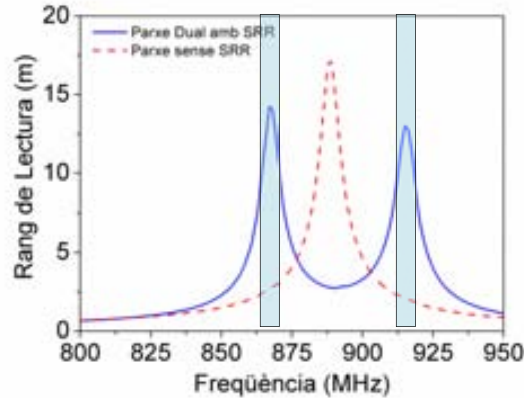
**Figura 4.50** Disseny de l'etiqueta *patch* miniaturitzada amb el ressonador acoblat (a), coeficient de reflexió (b), i impedància d'entrada de l'etiqueta (c) de l'etiqueta *patch* amb i sense el ressonador acoblat.

línia. Per l'altra, la radiació apareix en els circuits oberts i discontinuïtats de l'estructura i depèn del gruix de la línia. Per tant, per mitjà d'una parametrització de les dimensions s'ha trobat el gruix òptim que garanteix el compromís entre adaptació i guany de l'antena per a un rand de lectura màxim. Finalment la línia de transmissió té una longitud de 118 mm i una amplada de 10 mm. Aquest disseny es correspon amb el disseny de la Figura 4.50a el ressonador. Amb aquestes dimensions s'han aconseguit unes pèrdues de retorn per sota els -15 dB, que corresponen amb una impedància d'entrada de  $Z_a=17-j500 \Omega$  a freqüència intermèdies, com s'observa en (Figura 4.50). El següent pas consisteix en acoblar el ressonador a la línia per obtenir comportament dual. Seguint el disseny de l'antena *patch* de la secció 4.4.3 s'ha utilitzat el *SRR*, però en forma el·líptica enlloc de circular per minimitzar l'àrea de l'etiqueta. Tal com s'havia predit, a l'utilitzar la xarxa d'adaptació i l'antena en una única línia de transmissió es paga el preu de la desadaptació. A la banda de freqüències europees el coeficient de reflexió és superior als -9 dB, mentre que a la banda americana s'obtenen un coeficient de reflexió de -6 dB. Aquesta desadaptació es deu principalment a la pertorbació en la impedància introduïda pel ressonador (Figura 4.50c), ja que no permet control absolut de la impedància però sí les freqüències d'operació.

Referent al corrent de l'estructura, en aquest cas es pot visualitzar fàcilment que es tracta d'una línia de  $\lambda/2$ , ja que el màxim de corrent es troba al centre de la línia de transmissió (Figura 4.51). Idènticament als casos d'etiquetes anteriors, la única diferència de la distribució de corrents apareix en el sentit del corrent al ressonador a les diferents freqüències d'operació. Respecte a la radiació de l'etiqueta, els diagrames resultants són idèntics als obtinguts en l'antena *patch* inicial a cadascuna de les freqüències, però amb valors de guany inferior corresponents a 5.7 dBi i 5.1 dBi a la banda de freqüències europees i americanes, respectivament.



**Figura 4.51** Distribució de corrents en el disseny de l'antena *patch* (a), diagrama de radiació en el pla XZ (b), i en el pla YZ (c) per a cadascuna de les freqüències d'operació.



**Figura 4.52** Rang de lectura teòric per a l'etiqueta basada en antena *patch* amb el ressonador acoblat (comportament dual), i sense el ressonador (banda única).

Finalment amb els valors del coeficient de reflexió i els guanys es computa el rang de lectura teòrica per a cada freqüència de disseny. L'etiqueta basada en la línia de transmissió sense el ressonador té una distància d'operació de 17 metres, que equivalen a 2 metres menys que els obtinguts amb l'etiqueta *patch* basada amb la xarxa d'adaptació i l'antena. Aquesta degradació del rang de lectura també es nota amb el *patch* dual amb el ressonador acoblat, on les distàncies disminueixen entre 2 i 4 metres a Europa i USA, i assolint un rang d'operació de 14 i 13 metres, respectivament.

## 4.5 Antenes microstrip utilitzant multimodes

En general, el terme multimodes en l'àmbit d'antenes es refereix a que la distribució de corrents en l'estructura és diferent d'un mode a una altre. L'objectiu d'aquesta secció consisteix en combinar diferents configuracions d'antenes per utilitzar els multimodes. Inicialment, es pretenia combinar les ranures amb les tires conductores, i utilitzant les característiques de cada mode. No obstant, i com s'explicarà, s'ha utilitzat una altra estratègia, ja que no es podien assolir els requeriments inicials.

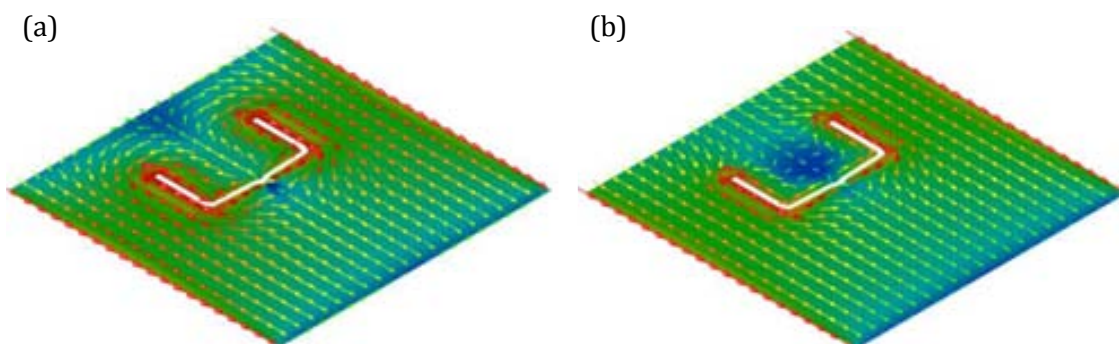
### 4.5.1 L'antena *patch* amb una ranura incrustada

En l'antena *patch* de la secció 4.4.1 es va utilitzar una ranura per augmentar la trajectòria dels corrents elèctrics i així poder disminuir les dimensions de l'antena. Però les ranures tenen altres funcionalitats, com per exemple ser la principal font de radiació de l'antena com succeïa amb el primer prototipus d'etiqueta RFID de la secció 4.1.1. En aquest cas, la ranura és el dipol magnètic, equivalent al complementari d'un dipol elèctric

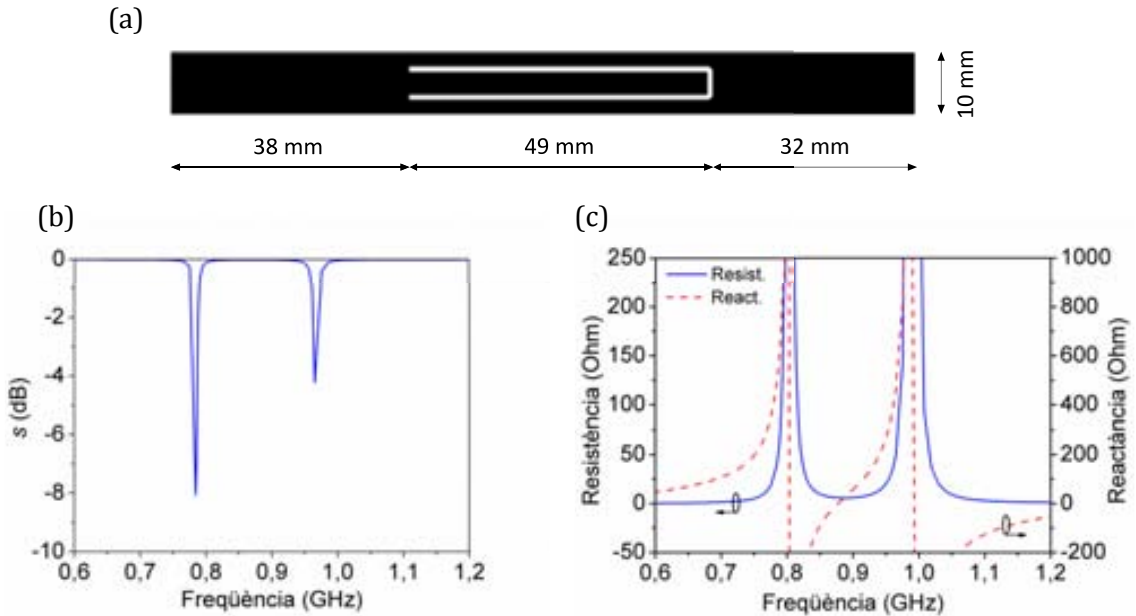
mitjançant el principi de Babinet. La finalitat de les antenes multimode radica en combinar les ranures amb les tires conductores, per tal d'aconseguir un grau de llibertat addicional en el disseny d'antenes microstrip.

En general, el terme multimodes en l'àmbit d'antenes es refereix a que la distribució de corrents en l'estructura és diferent d'un mode a una altre. L'objectiu de combinar les ranures amb les tires conductores consisteix en utilitzar el mode característic de la línia de transmissió o *patch* de  $\lambda/2$ , on totes les corrents van el mateix sentit, i combinar-lo amb el mode de la ranura de  $\lambda/2$  que es gravaria a l'interior de la pròpia línia de transmissió. En la Figura 4.53 s'ha representat la distribució de corrents elèctriques degudes a cada mode. El corrent elèctric generat pel mode del *patch* és longitudinal i uniforme d'esquerra a dreta, amb una petita discontinuïtat en els extrems de la ranura. En canvi, pel cas de la ranura existeix un corrent magnètic que és longitudinal a la ranura. Aquest efecte implica l'aparició d'un camp elèctric transversal en cada punt de la ranura o, des d'un altre punt vista, s'acumulen càrregues elèctriques positives a un costat de la ranura i càrregues elèctriques negatives al costat oposat de la ranura. La distribució d'aquestes càrregues implica un recorregut de corrents elèctrics al voltant de la ranura Figura 4.53a, diferent de la distribució de corrents deguda al *patch* Figura 4.53b. L'objectiu d'utilitzar els multimodes consisteix en dissenyar antenes duals.

Inicialment es va partir de l'antena *patch* miniaturitzada utilitzada en la secció 4.4.4. Com s'ha estudiat anteriorment, la longitud del *patch* és equivalent a  $\lambda/2$  per aconseguir que l'antena ressoni a la freqüència intermèdia. Paral·lelament, es va dissenyar una ranura també de dimensions  $\lambda/2$ , però doblegada per tal de minimitzar-ne l'àrea i amb la finalitat de poder-la incrustar a l'interior del *patch*. Tant la ranura com el *patch* introdueixen una pertorbació en la impedància (Figura 4.54). El problema radica en que les pertorbacions són dependents. És a dir, no es pot aconseguir que les freqüències de ressonància siguin tan properes com es desitja, de manera que modificant la longitud de la ranura es modifiquen les dues ressonàncies, i el mateix succeeix si es modifica la longitud del *patch*. Per tant, és impossible obtenir les ressonàncies suficientment juntes, i específicament a les freqüències d'operació d'Europa i USA. Les dimensions del *patch* són 119 mm x 10 mm, mentre que la ranura té una longitud de 49 mm per cada braç horitzontal i 5 mm pel braç vertical, amb una amplada d'1 mm.



**Figura 4.53** Distribució de corrents elèctrics deguda a l'antena *patch* (a), i corrents elèctrics deguts a la ranura (b).



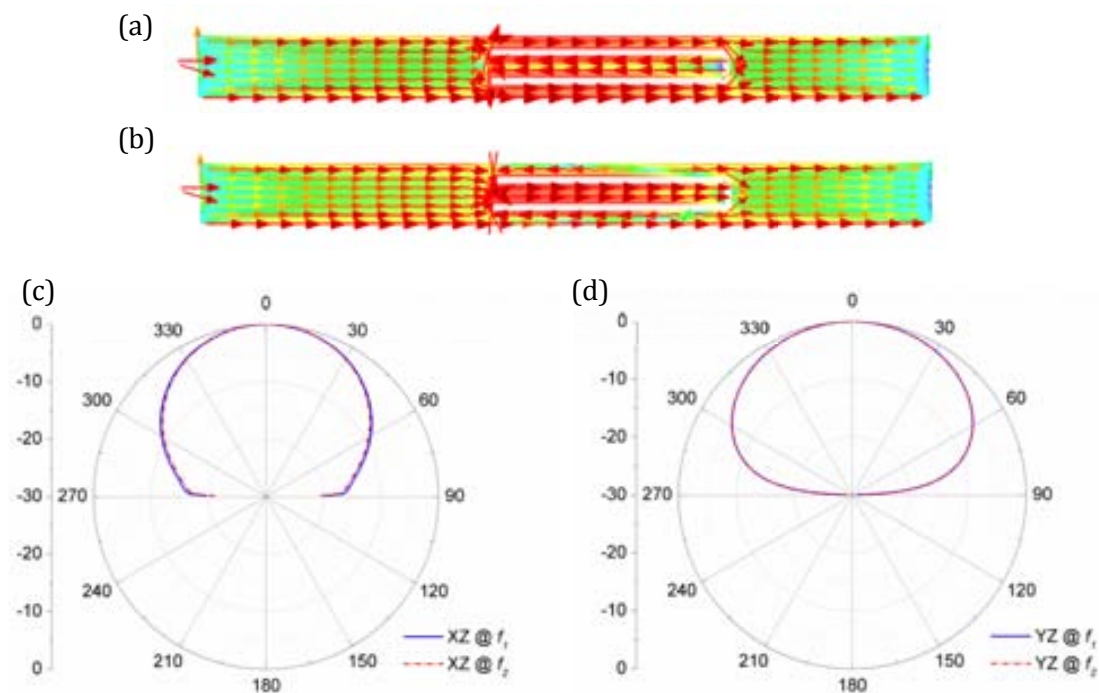
**Figura 4.54** Disseny de l'antena *patch* amb la ranura incrustada (a), coeficient de reflexió de l'antena (b), i impedància d'entrada del disseny (c).

A l'estudiar el diagrama de radiació i la distribució de corrents, s'ha detectat que realment no hi ha cada mode per separat, sinó una combinació dels dos (Figura 4.55). Remarcar que les freqüències de ressonància són 787 MHz i 965 MHz. A aquestes freqüències tenim un guany de 4 dBi a 787 MHz i un guany de 6.4 dBi a 965 MHz. Parlar de que és un guany molt alt per una ranura, i que no correspon amb el diagrama omnidireccional de la ranura, cosa que ja esperàvem perquè hi ha un metall (pla de massa) a certa distància. Aquests guanys corresponen amb una eficiència del 35% i del 62% respectivament.

#### 4.5.2 L'antena *patch* dual modificant l'accés del punt d'alimentació

El principal inconvenient del disseny anterior és la separació entre les freqüències de ressonància, que disten molt de les freqüències d'interès. Per aquest motiu es va optar per canviar d'estratègia i poder modificar la impedància d'entrada de l'antena *patch* miniaturitzada mitjançant l'accés del punt d'alimentació, tal i com s'observa en la Figura 4.56a. Mitjançant el gruix i la longitud de les ranures practicades en l'alimentació es poden controlar les freqüències de ressonància. També es pot controlar, però amb poc grau, el nivell d'adaptació dels pics ressonants. Les dimensions finals del disseny són 113 mm de longitud, amb una amplada de 10 mm. El punt d'alimentació, on s'ubica el port en la simulació electromagnètica, està format per tres línies separades entre elles. La línia d'accés central té longitud 37 mm i amplada 2 mm. Està separada equitativament 2.8 mm de les línies dels extrems que tenen longitud 37 mm i una amplada de 1.2 mm.

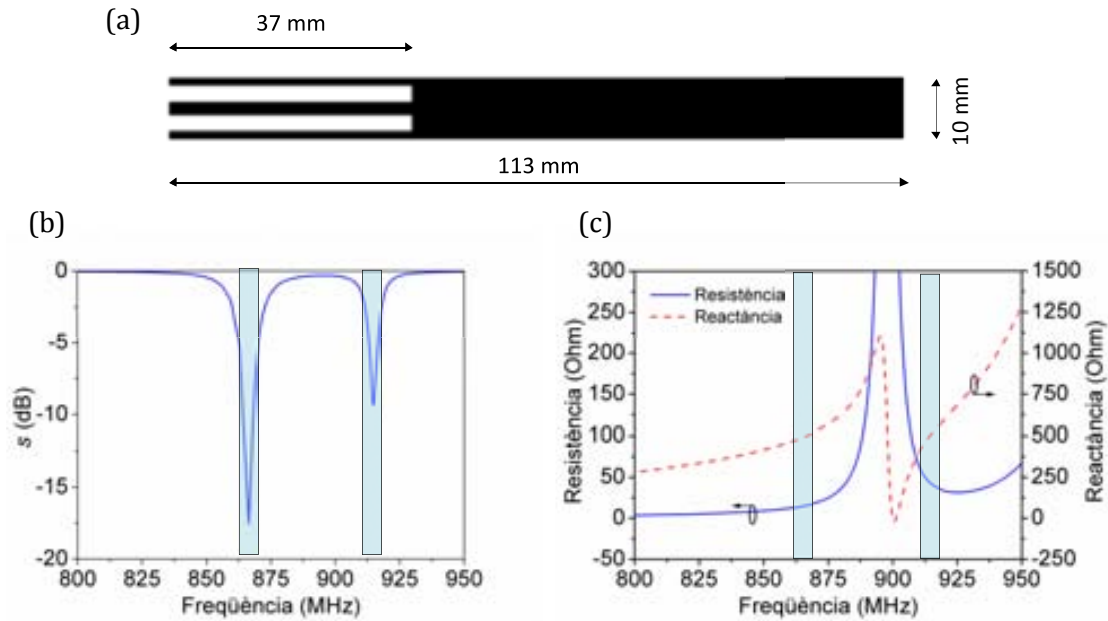




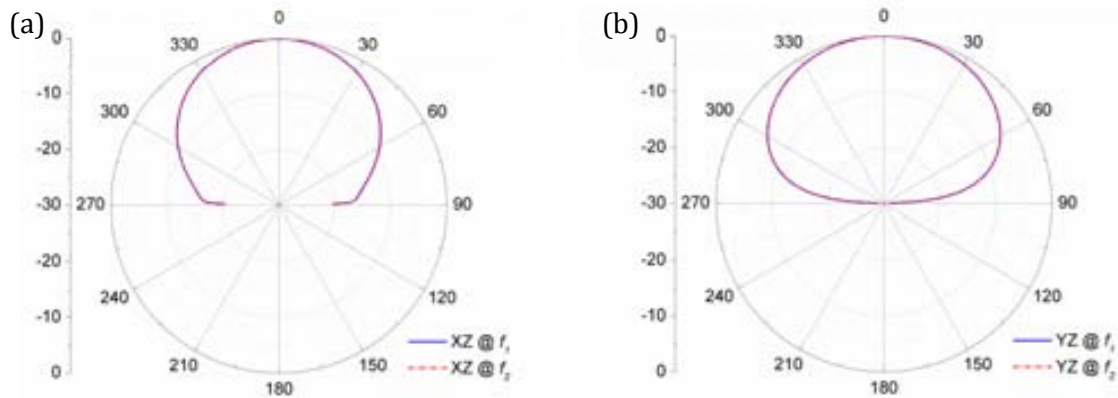
**Figura 4.55** Distribució de corrents del *patch* amb ranura per a freqüència 787 MHz (a) i 965 MHz (b), i diagrama de radiació per al pla XZ (c) i pel pla YZ (d) per a la freqüència de 787 MHz corresponent amb un guany de 4 dBi i per a 965 MHz corresponent amb un guany de 6.4 dBi.

En la mateixa Figura 4.56 s'ha representat el coeficient de reflexió i la impedància de l'antena també. La primera freqüència de ressonància, corresponent al cas europeu, l'adaptació és deguda principalment a l'etapa d'alimentació i això permet obtenir uns nivells del coeficient de reflexió per sota de -17 dB. L'altra freqüència, corresponent al cas americà, els nivells d'adaptació de -9 dB depenen directament de la proximitat respecte la pertorbació de la impedància, i per tant no es poden controlar l'adaptació tant com es desitja. Aquesta idea queda palesa en la representació de la impedància, on s'observa que la part resistiva a freqüències americanes adquireix majors valors que a freqüències europees, just on les reactàncies es compensen amb els valors capacitius del circuit integrat.

Però el nivell d'adaptació a la segona freqüència de ressonància no és l'únic inconvenient d'utilitzar aquesta tècnica, ja que a la primera freqüència de ressonància l'eficiència de radiació és pràcticament nul·la. Això és degut principalment perquè aquesta ressonància no excita cap mode radiant sinó que únicament introdueix la pertorbació en l'alimentació de l'antena, i per tant aquesta no radia. De fet, tot i que els diagrames de radiació són exactament iguals per a cadascuna de les freqüències i per a diferents plans, s'ha de tenir en compte que estan normalitzades a un guany de -3dBi a freqüències europees i de +6 dBi a freqüències americanes. En definitiva aquests guanys equivalen a una eficiència del 7 % i del 97 %, respectivament, i per tant, es conclou que aquesta tècnica no és efectiva perquè la radiació només és efectiva a una de les dues bandes de freqüències.



**Figura 4.56** Antena *patch* miniaturitzada amb control de la impedància per mitjà de l'alimentació (a), coeficient de reflexió de l'antena (b), i impedància d'entrada de l'antena, desglossada en la part real (resistència) i la part imaginària (reactància) (c).



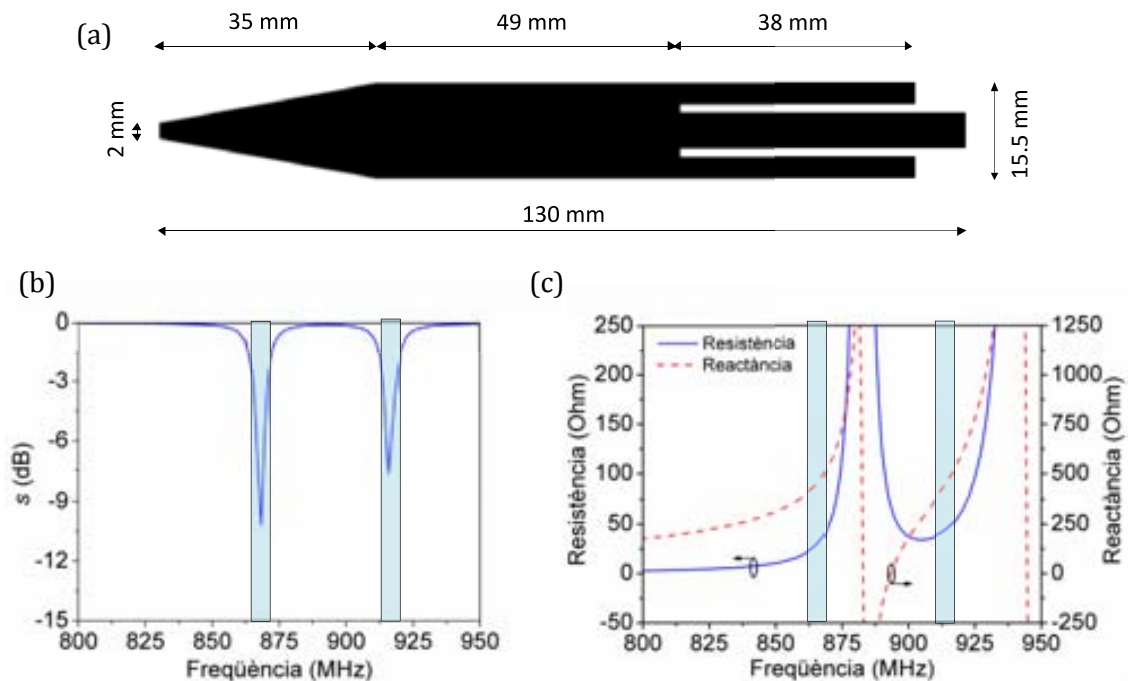
**Figura 4.57** Diagrama de radiació en el pla XZ, que equival a  $\phi = 0^\circ$  (a), i en el pla YZ equivalent a  $\phi = 90^\circ$  (b), per a freqüència europea ( $f_1$ ) amb un guany normalitzat de -3 dBi i per a freqüència americana ( $f_2$ ) amb un guany normalitzat de +6 dBi.

### 4.5.3 L'antena *patch* dual en forma de calamar (*Squid antenna*)

Finalment es va optar per una altra alternativa per aconseguir una antena dual mitjançant els multimodes. De fet, el disseny que es presenta en aquesta secció sorgeix de l'estudi paramètric de l'antena anterior. Mentre s'estaven avaluant les diferents configuracions de l'alimentació, es va optar per fer la línia d'accés a més llarga que les dels



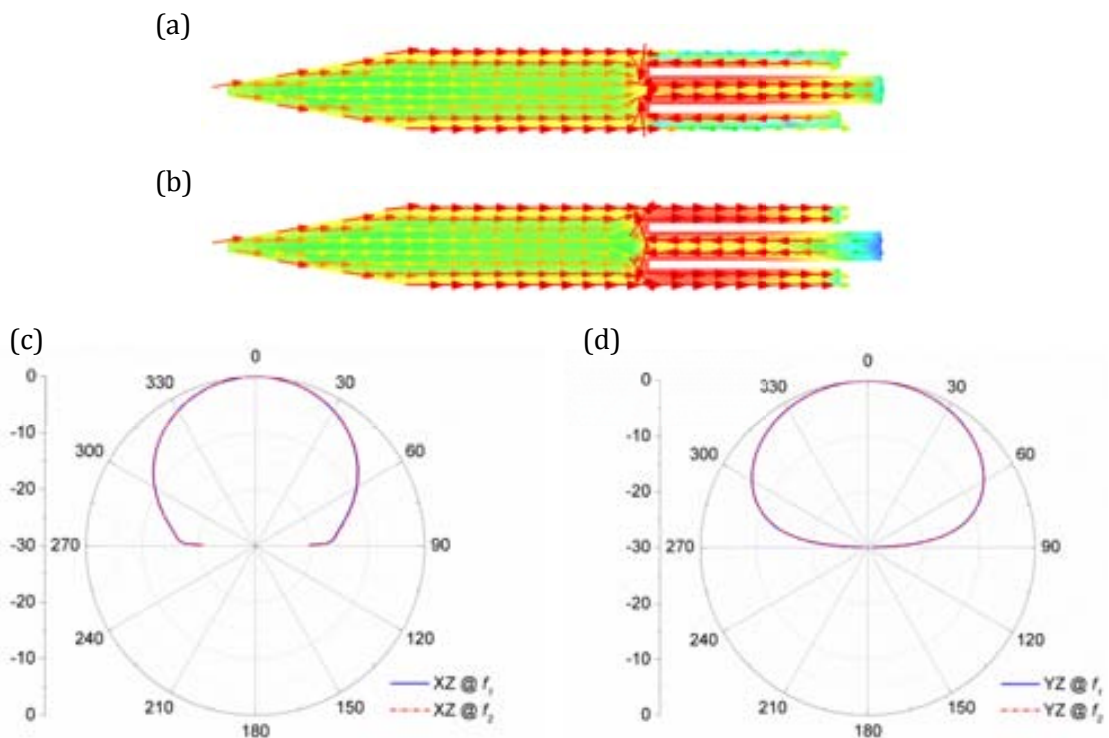
extrems. Aquest fet va aportar una altra visió del disseny, alimentar-lo per la part oposada. Això permet controlar independentment les diferents freqüències d'operació segons la longitud de cada línia. El disseny final de l'antena consta de dues parts, com es mostra en la Figura 4.58a. La part posterior equival a tres trams de línia, on les dues línies dels extrems tenen la mateixa longitud i permeten controlar la banda de freqüències americana. El tram de línia central té major longitud que les línies dels extrems i per tant permet controlar la banda inferior de freqüències corresponent al cas europeu. Inicialment, l'antena tenia l'amplada totalment uniforme però el coeficient de reflexió s'havia degradat a les freqüències d'interès. Per millorar l'adaptació a ambdues bandes es va practicar un estrenyiment lineal (taper) a la part d'accés d'alimentació. Els resultats del coeficient de reflexió es mostren en la Figura 4.58b i són semblants als obtinguts en la Figura 4.50b. Tot i haver introduït un taper per millorar l'adaptació, cal remarcar que el disseny es basa en l'antena *patch* miniaturitzada de la secció 4.4.4, en la qual hi havia un compromís entre el cos radiant i l'adaptació, motiu pel qual el coeficient d'adaptació difícilment supera els -15 dB en alguna de les bandes de freqüència d'interès. També és important emfatitzar que, després d'haver dissenyat l'estructura, s'ha realitzat un estudi paramètric per tal de maximitzar el rang de lectura. Les dimensions finals es mostren en el layout, i en resulten d'haver augmentat l'amplada de l'antena mantenint certa adaptació gràcies al taper, i en un augment poc significatiu de la longitud de l'estructura per ubicar les freqüències de ressonància a les freqüències desitjades. Les longituds de les línies dels extrems són de 38 mm amb una amplada de 3.3 mm, i una separació respecte la línia central de 1.7 mm. La línia central té una longitud de 46 mm i una amplada de 5.5 mm.



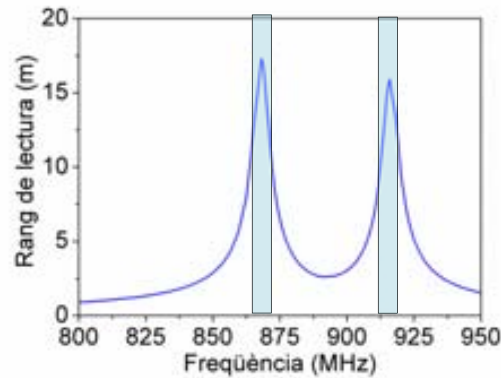
**Figura 4.58** Antena *patch* dual amb forma de calamar (a), coeficient de reflexió de l'antena (b), i impedància d'entrada de la mateixa antena (c).

En la representació de la impedància de la Figura 4.58c s'observa que a freqüències europees on la reactància de l'antena es compensa amb la reactància del xip ( $\chi_{f1} = 500 \Omega$ ), la resistència de l'antena val  $R = 36 \Omega$ . Mentre que a freqüències americanes on la reactància del xip val  $\chi_{f2} = 471 \Omega$ , la resistència de l'antena val  $R = 45 \Omega$ . Comparant les resistències obtingudes de l'antena amb les resistències del xip  $R_{f1} = 20.5 \Omega$  i  $R_{f2} = 19.5 \Omega$  a cada freqüència respectivament, s'observa que els valors a freqüències europees són més propers que a freqüències americanes. Precisament aquesta afirmació es pot justificar fàcilment mirant els coeficient de transmissió que corresponen a  $-10 \text{ dB}$  i  $-7.5 \text{ dB}$ , respectivament.

Mitjançant la representació de la distribució dels corrents a l'antena es pot corroborar el descrit anteriorment. És a dir, a menor freqüència el màxim de corrent apareix en el tram de línia central que és més llarg que les línies dels extrems (Figura 4.59a). En canvi, a majors freqüències el màxim de corrent apareix en les línies de menor longitud que corresponen amb les línies dels extrems. Referent als patrons de radiació, els diagrames per a les diferents freqüències són exactament iguals. No obstant, i a diferència dels casos anteriors de les seccions 4.5.1 i 4.5.2, s'aconsegueix una eficiència equilibrada dels diferents modes a les freqüències d'interès. De fet, les eficiències que s'obtenen són de  $78 \%$  i del  $63 \%$  a freqüències europees i americanes, corresponen amb un guany normalitzat de  $7.4 \text{ dBi}$  i  $6.4 \text{ dBi}$ , respectivament.



**Figura 4.59** Distribució dels corrents en l'antena *patch* calamar per a freqüències europees (a) i per a freqüències americanes (b). Patrons de radiació de l'antena amb guanys normalitzats de  $7.4 \text{ dBi}$  i  $6.4 \text{ dBi}$ , respectivament, per al pla XZ (a) i per al pla YZ (b).



**Figura 4.60** Rang de lectura teòric per a l'etiqueta dual en forma de calamar.

Finalment amb els valors de guany obtinguts a les freqüències d'interès, juntament amb els coeficients de reflexió, es pot calcular el rang de lectura teòric. Com succeeix en casos anteriors, cal remarcar que el pla de massa de l'estructura i també el substrat són considerats de ser infinits en el simulador electromagnètic, i això en resulta en un guany sobreestimat (Figura 4.47a). Per tant, el rang de lectura calculat és només vàlid pel cas en que l'etiqueta estigués adherida a una superfície metàl·lica de dimensions molt majors a la pròpia etiqueta. En aquesta situació a freqüències europees el rang de lectura equival a 17 metres, mentre que a freqüències americanes correspon aproximadament a 16 metres.

## 4.6 Conclusions

En aquest capítol s'ha realitzat l'estudi i el disseny de diferents topologies d'antenes per a utilitzar-se amb l'etiqueta RFID. Prèviament s'ha justificat l'elecció de l'antena amb ranura emprada per aplicar el mètode de pertorbació, gràcies a la seva simplicitat en el disseny. També s'han introduït els paràmetres bàsics de les antenes per mitjà de l'avaluació de les característiques de radiació de l'antena amb ranura. Posteriorment, la xarxa d'adaptació d'impedàncies dual s'ha concatenat amb l'antena i el xip, obtenint el prototipus final a fabricar. D'altra banda, els dissenys d'antenes basades en dipols convencionals han estat realitzats. Primerament es va utilitzar un dipol doblegat per aconseguir comportament mono-banda. Aquesta antena és interessant perquè es pot descompondre en dos modes: el mode antena i el mode línia de transmissió. El mode antena proporciona la radiació, mentre que en el mode línia de transmissió es va aplicar el mètode de pertorbació directament per aconseguir comportament dual en freqüència, sense afegir la xarxa d'adaptació. Una altra estratègia utilitzada consistia en utilitzar dipols amb meandres. Aquestes antenes tenen un model equivalent de línia de transmissió i per tant, també es pot aplicar el mètode de pertorbació directament. Diferents configuracions d'antenes meandres van ser dissenyades i optimitzades, i han estat presentades en aquest capítol. Finalment, també es van dissenyar etiquetes basades amb antenes *patch* i antenes basades en multimodes per poder operar sobre superfícies metàl·liques.

## 4.7 Referències

- [1] A. A. Oliner, "The Radiation Conductance of a Series Slot in Strip-Transmission Line," *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 42, pp. 628-628, 1954 1954.
- [2] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, and A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*. Norwood: Artech House Inc., 2001.
- [3] H. G. Booker, "Slot aerials and their relation to complementary wire aerials (Babinet's principle)," *Electrical Engineers - Part IIIA: Radiolocation, Journal of the Institution of*, vol. 93, pp. 620-626, 1946.
- [4] H. W. Bode, *Network Analysis and Feedback Amplifier Design*. New York: Van Nostrand, 1945.
- [5] R. M. Fano, "Theoretical limitations on the broadband matching of arbitrary impedances," *Journal of the Franklin Institute*, vol. 249, pp. 57-83, 1950.
- [6] C. A. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*, Second ed. New York: John Wiley & Sons Inc., 1997.
- [7] A. Cardama, L. Jofre, J. M. Rius, J. Romeu, and S. Blanch, *Antenas*, 1st ed. Barcelona, Spain: Edicions UPC, 1998.
- [8] A. Axelrod, M. Kisliuk, and J. Maoz, "Broadband Microstrip-fed slot radiator," *Microwave J.*, pp. 81-94, 1989.
- [9] C. A. Balanis, *Modern Antenna Handbook*: John Wiley & Sons INC., 2008.
- [10] G. Marrocco, "Gain-optimized self-resonant meander line antennas for RFID applications," *Antennas and Wireless Propagation Letters, IEEE*, vol. 2, pp. 302-305, 2003.
- [11] N. Michishita and Y. Yamada, "A novel impedance matching structure for a dielectric loaded 0.05 wavelength small meander line antenna," in *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE*, 2006, pp. 1347-1350.
- [12] W. Choi, H. W. Son, S. Chansoo, B. Ji-Hoon, and C. Gilyoung, "RFID tag antenna with a meandered dipole and inductively coupled feed," in *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE*, 2006, pp. 619-622.
- [13] A. Toccafondi and P. Braconi, "Compact load-bars meander line antenna for UHF RFID transponder," in *Antennas and Propagation, 2006. EuCAP 2006. First European Conference on*, 2006, pp. 1-4.
- [14] T. Yuri, K. Yongjin, and M. Young-Hoon, "Compact low cost antenna for passive RFID transponder," in *Antennas and Propagation Society International Symposium 2006, IEEE*, 2006, pp. 1015-1018.
- [15] P. V. Nikitin, K. V. S. Rao, S. F. Lam, V. Pillai, R. Martinez, and H. Heinrich, "Power reflection coefficient analysis for complex impedances in RFID tag design," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 2721-2725, 2005.
- [16] J. R. James and P. S. Hall, *Handbook of Microstrip Antennas* vol. 28. London, UK, 1989.
- [17] L. C. Godara, *Handbook of Antennas in Wireless Communications*. Boca Raton: CRC Press, 2001.
- [18] C. A. Balanis, "Advanced engineering electromagnetics," 1989.
- [19] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, Second ed. New York: John Wiley & Sons Inc., 1998.
- [20] J. D. Baena, J. Bonache, F. Martin, R. M. Sillero, F. Falcone, T. Lopetegui, M. A. G. Laso, J. Garcia-Garcia, I. Gil, M. F. Portillo, and M. Sorolla, "Equivalent-circuit models for split-ring resonators and complementary split-ring resonators coupled to planar transmission lines," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 53, pp. 1451-1461, 2005.

# MESURA DELS RANGS DE LECTURA

---

Per a mesurar els rangs de lectura de les etiquetes dissenyades és imprescindible disposar dels aparells adequats. En aquest capítol s'analitzen diferents sistemes de mesura, incloent el disponible en el laboratori que es basa en una cel·la TEM. La configuració dels aparells del sistema de mesura ha estat íntegrament desenvolupada en aquest treball. Aquest sistema de mesura permet obtenir els rangs de lectura de les etiquetes dissenyades en la secció anterior i avaluar-ne el rendiment. Finalment, s'ha utilitzat un mètode empíric basat en una cavitat ressonant per predir els efectes en el rang de lectura, d'adherir les etiquetes en diferents objectes.

## 5.1 Diferents sistemes de mesura per obtenir el rang de lectura

Existeixen diferents configuracions per mesurar el rang de lectura de les etiquetes RFID. Alguns sistemes permeten tenir entorns electromagnèticament controlats, mitjançant cambres anecoiques o cel·les TEM. La robustesa d'aquests sistemes implica un cost elevat del sistema. Altres sistemes RFID menys robustos i més pràctics es basen únicament en un lector RFID, però que no permeten operar en totes les bandes de freqüència. A continuació es descriuran les característiques dels diferents sistemes de mesura.

### 5.1.1 Sistema de mesura RFID mitjançant lectors RFID

El sistema de mesura basat en lectors RFID és la opció més econòmica i comercial. Segons l'àmbit de l'aplicació final, el lector pot tenir l'antena de radiofreqüència *RF* integrada en el propi hardware o pot disposar d'una connexió d'antena externa. És important remarcar que la funcionalitat i complexitat del lector és totalment proporcional a les dimensions del dispositiu. La capacitat de procés, memòria, i velocitat requereixen hardware addicional, que augmenten les dimensions del dispositiu. La diversitat de lectors (Figura 5.1) permet trobar dispositius de les mateixes dimensions que una targeta PCMCIA per acoblar-los a una PDA, o lectors robustos per entorns hostils que requereixin protecció física. Similarment a les antenes de les etiquetes, les antenes RF connectades al lector varien de forma, dimensions i característiques segons la freqüència d'operació i l'àmbit d'aplicació del sistema. Per tant, un factor important del lector amb o sense l'antena integrada és que s'adeqüi a l'aplicació.

En el nostre cas, en que l'objectiu consisteix en dissenyar etiquetes multibanda, aquest sistema de configuració és una opció a descartar. El motiu principal és que els lectors estan dissenyats per operar en un únic rang de freqüències d'una regió determinada. Això és coherent si tenim en compte que el lector és manté operatiu dins d'una regió, mentre que és l'etiqueta adherida a l'objecte la que canvia de regió. Per tant, necessitaríem un lector per a cada rang de freqüències a mesurar.

D'altra banda, donat que abordàvem el disseny d'etiquetes RFID per primera vegada, i suposant el pitjor cas en que la freqüència d'operació de l'etiqueta estigués fora de la freqüència d'operació del lector, no tindríem resposta de l'etiqueta i en desconixeríem la



**Figura 5.1** Diferents lectors comercials.

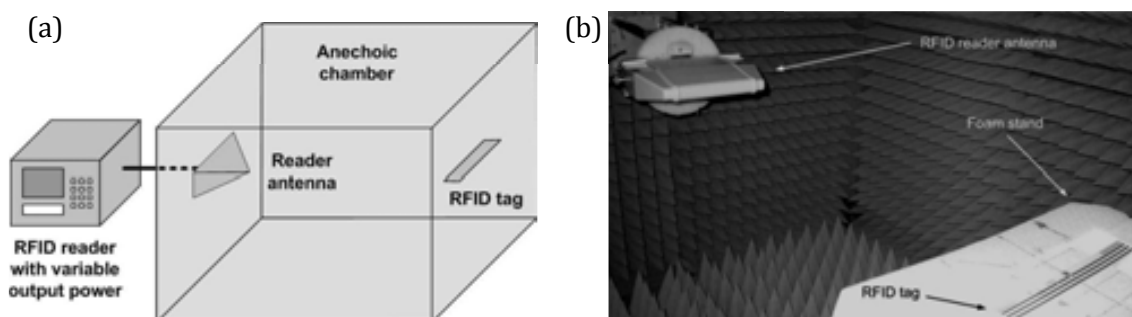
causa. Possibles causes haurien estat degudes a toleràncies de fabricació, o del substrat, que la impedància del xip no coincidís amb les especificacions, etc. Aquest fet hagués comportat molts problemes i un endarreriment en el desenvolupament de la tesi.

Tot i que el sistema no és adient per la mesura d'etiquetes multibanda, cal mencionar que és el sistema més realista perquè les mesures es realitzen a l'aire lliure o en entorns reals, i com a conseqüència apareixen rebots de senyal, múltiples camins de propagació del senyal, etc. Esdevindria, per tant, una bona opció per verificar el rang de lectura mesurat en entorns reals, posteriorment a haver comprovat la freqüència d'operació de l'etiqueta RFID.

### 5.1.2 Sistema de mesura RFID mitjançant una cambra anecoica

Aquest sistema de mesura és el més robust. Hi ha moltes configuracions diferents i, fins i tot, es podria utilitzar un lector amb connectors d'antena externs. La principal diferència radica en que les mesures es fan dins d'un entorn electromagnèticament controlat, és a dir, dins una cambra anecoica. Una cambra anecoica és una cambra blindada metàl·licament per mantenir aïllades les interferències electromagnètiques de l'exterior, com en una gàbia de Faraday, i on l'interior està folrada de material absorbent per evitar les reflexions. Típicament, aquestes cambres s'utilitzen per a mesurar els diagrames de radiació d'antenes, fer testos de compatibilitat electromagnètica *EMC* (*electromagnetic compatibility*), i mesures de la secció radar equivalent *RCS* (*radar cross section*), entre altres.

La cambra anecoica és essencial i indispensable per realitzar mesures en un entorn controlat. Existeixen diferents configuracions i aparells per a generar les trames RFID, i poder rebre una resposta de l'etiqueta RFID sota estudi. Una possible configuració consisteix en la utilització d'un lector amb potència de sortida variable, i una antena externa ubicada dins la cambra anecoica com s'observa en la Figura 5.2. L'etiqueta també se situa dins de la cambra anecoica a una distància coneguda  $d$  de l'antena del lector i



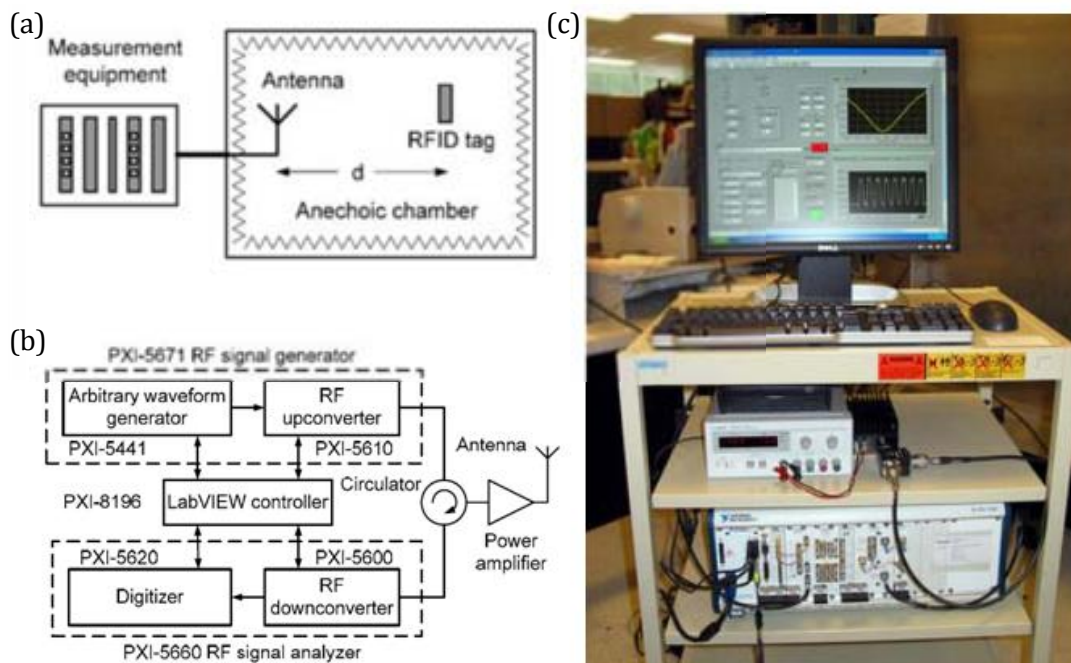
**Figura 5.2** Sistema RFID per mesurar els rang de lectura de les etiquetes (a) i cambra anecoica per realitzar les mesures (b). Ambdues figures són extretes de [1].



orientada en la direcció de guany màxim. A cada freqüència d'operació es registra el valor mínim de potència requerit per establir comunicació amb l'etiqueta. Donat que el guany de l'antena transmissora  $G_t$ , la potència isotròpica radiada equivalent  $PIRE$  i la separació entre l'etiqueta i l'antena  $d$  són coneguts, es pot determinar el rang de lectura segons

$$r_{\max} = d \sqrt{\frac{PIRE}{P_{\min} G_t}} \quad (5.1)$$

En el sistema anterior persisteix el problema d'utilitzar múltiples lectors, un per a cada freqüència d'operació. Per a solucionar aquest inconvenient es proposa una altra configuració, mantenint l'antena i la cambra anecoica, i substituint el lector per una plataforma hardware modular PXI. Aquesta plataforma té integrats un mòdul de generador de senyals RF i un mòdul analitzador de senyals RF, controlats mitjançant un altre mòdul (unitat central) on hi ha instal·lat qualsevol software de programació, com per exemple *Labview*. També es necessita un circulator i un amplificador de senyal, tal i com es mostra en la Figura 5.3. Mitjançant el generador de senyals es genera una trama RFID que s'envia a través del circulator cap a l'antena, passant per l'amplificador de potència. Aquesta trama RFID alimenta i activa l'etiqueta ubicada dins de la cambra anecoica, i contesta amb el codi de la pròpia etiqueta. Aquesta resposta és rebuda per l'antena i transmesa cap al mòdul analitzador de senyals a través del circulator. Tant la generació de la trama RFID com el processat de la resposta provinent de l'etiqueta es controlen per mitjà del *Labview* o del software emprat.



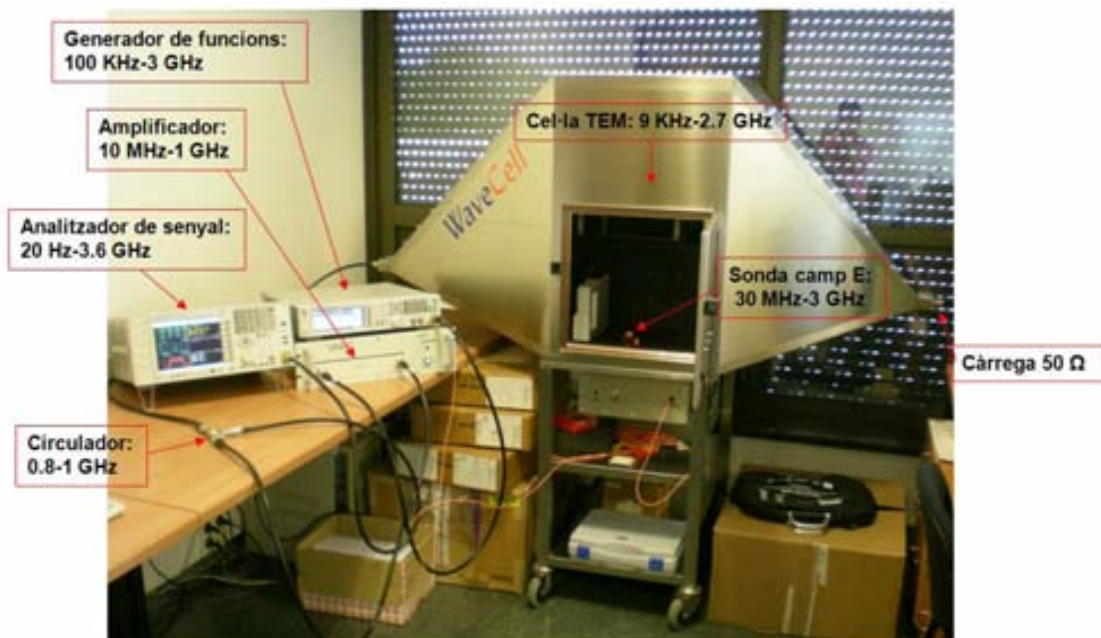
**Figura 5.3** Sistema de mesura (a), diagrama de blocs de l'equipament de mesures (b) i fotografia de l'equip de mesura (c). Totes les figures s'han extret de [2].



### 5.1.3 Sistema de mesura RFID mitjançant una cel·la TEM

El principal inconvenient del sistema anterior és el cost de la cambra anecoica. Una alternativa molt més econòmica són les cel·les transversals electromagnètiques TEM, que emulen ambients controlats amb poca reverberació. Les cel·les TEM basen el seu funcionament en guies d'ones TEM completament tancades, on es propaguen ones TEM per crear un camp determinat. Aquestes ones TEM tenen les mateixes característiques que les ones radiades en la zona de camp llunyà o zona de Fraunhofer [3]. En les ones electromagnètiques el camp elèctric és ortogonal al camp magnètic i ortogonals entre sí respecte la direcció de propagació. La cel·la TEM té l'avantatge de comportar-se conjuntament com una cambra anecoica i l'antena, que transforma les ones guiades en radiades. La cel·la també permet l'opció de realitzar estudis de compatibilitat electromagnètica, i mesures de diagrames de radiació. L'únic inconvenient són les dimensions de la cel·la TEM, que restringeixen les dimensions dels dispositius sota mesura.

Aquest sistema de mesura permet les mateixes configuracions que el sistema basat en la cambra anecoica. El sistema resultant que utilitzem en el laboratori utilitza els mateixos mòduls que la plataforma PXI, però amb la diferència que els aparells de mesura són distribuïts. Això permet reutilitzar els instruments de mesura de que disposàvem al laboratori, i utilitzar un software RFID propi dels aparells enlloc de controlar-los mitjançant *Labview*. El sistema de mesura consta del generador de senyals vectorials *N5182A*, l'anàlitzador de senyals *N9020A*, un circulator, un amplificador de potència, la cel·la TEM i la sonda de camp elèctric (Figura 5.4).

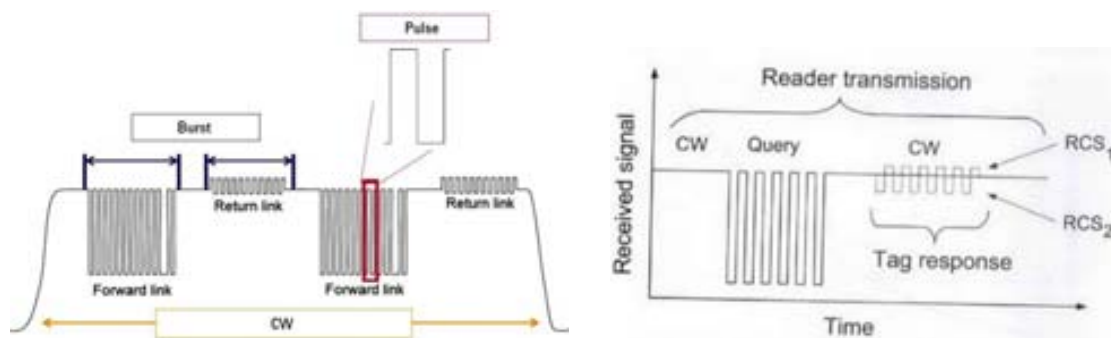


**Figura 5.4** Sistema de mesura RFID basat en una cel·la TEM, on es detallen els rangs de freqüència d'operació de tots els aparells. Els aparells no estan limitats únicament a mesures d'etiquetes RFID, sinó que permeten realitzar mesures de diferents paràmetres, segons les aplicacions. Figura proporcionada per Gerard Zamora.

El procés per a realitzar les mesures és descriu a continuació. Primerament es col·loca l'etiqueta a mesurar dins la cel·la TEM, on sabem que el camp elèctric és vertical, el vector propagació és horitzontal i es propaga del primer port al port adaptat amb la càrrega de  $50 \Omega$ , i finalment el camp magnètic és horitzontal i ortogonal al vector de propagació. L'orientació del camp elèctric ha de d'excitar l'etiqueta, és a dir, la disposició de l'etiqueta s'ha de correspondre amb la polarització vertical del camp elèctric creat per la cel·la TEM.

Mitjançant un software RFID específic de la companyia *Agilent* es defineix una trama RFID, que posteriorment es generarà en el generador de senyals. Aquesta trama està acotada a una única freqüència i té un valor definit de potència. La trama s'envia a l'amplificador, per augmentar el nivell de potència fins a un valor especificat, i posteriorment es reenvia cap a la cel·la TEM a través del circulator. La funció del circulator és aïllar el generador de senyals de l'analitzador de senyals, i evitar que el senyal provinent de la cel·la TEM es propagui cap al generador de senyals. Una vegada la trama RFID arriba a la cel·la, el senyal guiat es converteix en senyal radiat permetent alimentar i activar l'etiqueta RFID. Posteriorment, l'etiqueta envia una resposta, modulada entre dos estats  $RCS_1$  i  $RCS_2$  [4], per mitjà de modificar la impedància d'entrada com s'observa en la Figura 5.5. En tot instant de temps, l'etiqueta ha estat alimentada per una ona contínua *CW*. La resposta de l'etiqueta viatja de la cel·la TEM cap a l'analitzador de senyals vectorial, a través del circulator.

En l'analitzador de senyals es processa la resposta provinent de l'etiqueta. Primerament es verifica que l'etiqueta realment hagi emès una resposta. Si l'etiqueta no ha respòs al senyal generat, es reenvia la mateixa trama RFID amb un increment de potència fins que l'etiqueta respon. Una vegada l'etiqueta contesta, s'incrementa la freqüència de la trama RFID i es repeteix tot el procés, realitzant un escombrat en potència i en freqüència. Aquest procediment permet obtenir un mapeig de la mínima potència requerida per activar l'etiqueta per a totes les freqüències d'interès. Finalment, es retira l'etiqueta i se



**Figura 5.5** Intercanvi de dades entre un lector (*forward link*) i una etiqueta (*return link*) on s'observen els polsos que contenen la informació i la ona contínua (*continuous wave*) perquè l'etiqueta s'alimenti i envii la corresponent resposta (a), i el mateix intercanvi de dades on es remarquen els diferents estats d'impedància ( $RCS_1$  i  $RCS_2$ ) del xip de l'etiqueta (b). Les figures s'han extret de [5] i [4], respectivament.

situa la sonda de camp elèctric exactament en la mateixa posició. La finalitat de la sonda és mesurar el camp elèctric en la posició actual. Per fer-ho es reproduïxen tots els valors de freqüència i potència mínima guardats, per obtenir el camp elèctric equivalent a determinada potència i per a cada freqüència. El camp elèctric mesurat permet obtenir el rang de lectura mitjançant l'equació de Friis

$$P_r = \frac{PIRE G_r \lambda^2}{(4\pi r)^2} \quad (5.2)$$

on  $P_r$  és la potència rebuda, la  $PIRE$  és la potència isotròpica radiada equivalent, determinada per les regulacions de cada regió i és igual al producte de  $P_t G_t$  que són la potència de transmissió i el guany en transmissió,  $\lambda$  és la longitud d'ona,  $G_r$  és el guany de l'antena de l'etiqueta i  $r$  és el rang de lectura. La potència rebuda també es pot relacionar segons

$$P_r = S A_{ef} \quad (5.3)$$

on  $A_{ef}$  és l'àrea efectiva i  $S$  és la densitat de potència incident, que es relaciona amb el camp elèctric com

$$S = \frac{|E_{rms}|^2}{\eta} = \frac{|E_0|^2}{2\eta} \quad (5.4)$$

on  $\eta$  és la impedància de l'ona a l'aire i val  $120\pi \Omega$ ,  $E_{rms}$  és el camp elèctric eficaç i  $E_0$  és la intensitat de camp elèctric incident. Substituint (5.4) en (5.3), i igualant el resultat amb la potència rebuda (5.2) es pot calcular el rang de lectura mesurat segons

$$r = \frac{\sqrt{60PIRE}}{E_0} \quad (5.5)$$

L'equació (5.5) justifica la relació entre el rang de lectura i la intensitat de camp elèctric incident obtingut amb la sonda de camp per a cadascuna de les freqüències mesurades.

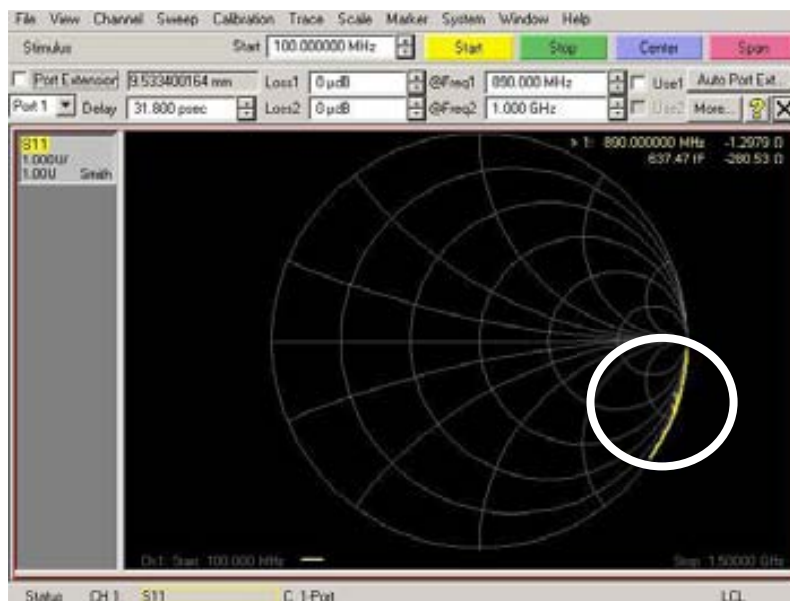
## 5.2 Mesura del prototip basat en l'antena amb ranura

Finalment, després de seguir tot el procés de disseny basat en el mètode de pertorbació aplicat a la xarxa d'adaptació i obtenir el comportament dual en freqüència, es procedeix a la fabricació del prototipus basat en l'antena amb ranura. Per a la fabricació s'ha utilitzat la fresadora LPKF *ProtoMat H100*. El substrat està metal·litzat per les dues cares, i la finalitat de la fresadora és eliminar el metall de cada capa. Després d'utilitzar la fresadora se solda el connector SMA per poder realitzar les mesures mitjançant l'analitzador de xarxes vectorials *E8364B*. A l'analitzador obtenim les pèrdues de retorn

$S_{11}$ , vistes des de l'entrada de la xarxa d'adaptació d'impedàncies i referenciades a la impedància de  $50 \Omega$  de l'analitzador. Aquest resultat es van exportar al software ADS, a partir dels quals és possible deduir el coeficient de reflexió d'ona de potència  $s$ , considerant la impedància del circuit integrat com la impedància de referència del port d'entrada.

Un factor important que influeix negativament en les mesures és el punt de referència on es prenen les mesures. Mitjançant l'eina "extensió del port" de l'analitzador de xarxes es pot desplaçar el port de referència, controlant el temps de retard o la posició respecte la referència. El problema és que, tot i calibrar l'analitzador de xarxes inicialment, per defecte el port de referència no correspon amb el port de mesura. Un clar exemple de la referència errònia es mostra en la Figura 5.6. Després de calibrar i amb la càrrega de circuit obert connectada, el marcador a la freqüència d'interès no correspon amb el punt de circuit obert de la carta de Smith. De fet, s'observen un conjunt de punts al perímetre de la corba de reactància de la carta de Smith, quan en realitat només s'hauria de veure un únic punt on la reactància es fa infinita (circuit obert). Per corregir això s'hauria d'introduir un retard en l'extensió del port de 9.5 mm, equivalents a un retard de 31.8 ps.

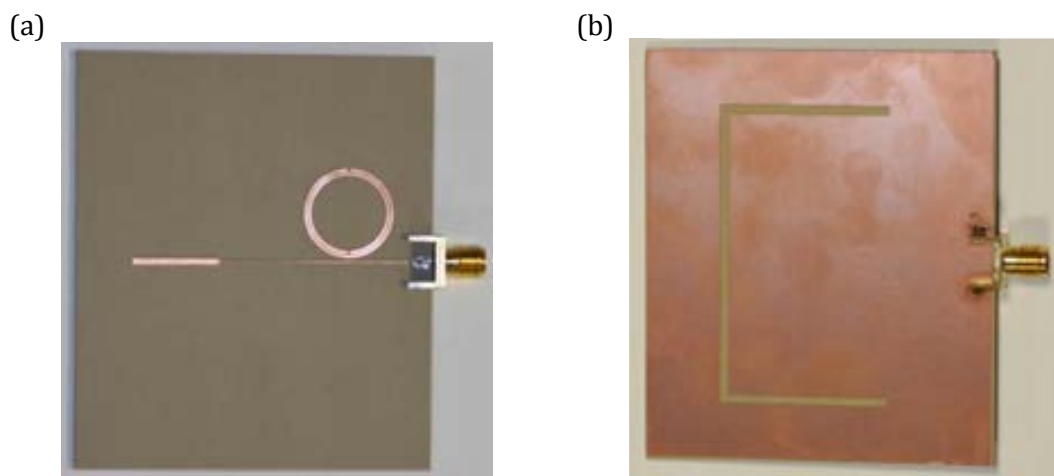
En el moment de realitzar les mesures del prototip final (Figura 5.7) no es va calibrar l'extensió del port, per observar la variació en coeficient de reflexió d'ona de potència. Els resultats de la Figura 5.8a, mostren la variació de les freqüències d'operació i el desequilibri en els coeficients de reflexió, quan l'extensió del port no està situat exactament en el punt adient. En cas d'haver calibrat el port correctament s'obtindrà el comportament dual desitjat. La resposta del coeficient de reflexió que correspon amb les freqüències de disseny té una variació de 0.5 mm respecte el port de referència, si aquest s'hagués calibrat adequadament.



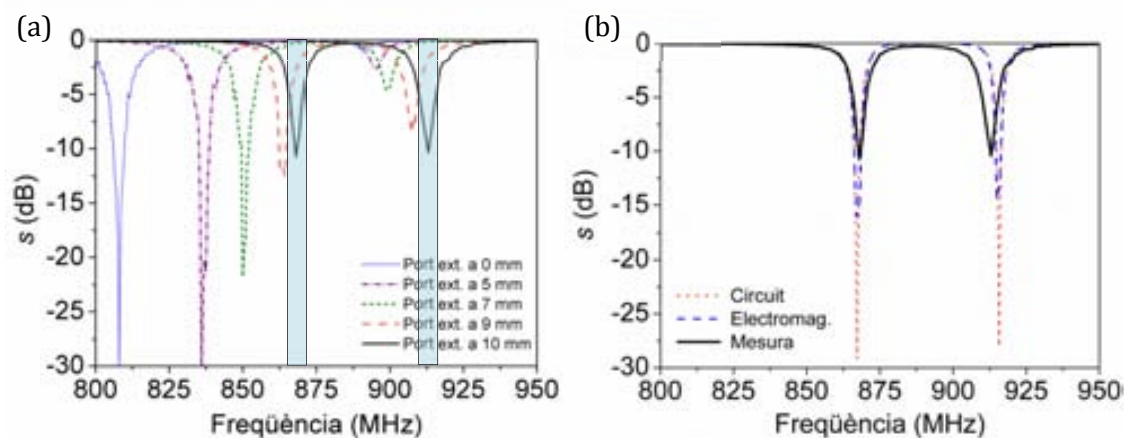
**Figura 5.6** Captura de pantalla de l'analitzador de xarxes, on s'aplicaria l'eina "extensió de port" per corregir el port de referència per prendre les mesures pertinents del prototipus.

Per concloure es procedeix a comparar el coeficient de reflexió de la simulació del circuit elèctric, la simulació electromagnètica i les mesures del prototipus fabricat (Figura 5.8b). Totes les respostes presenten concordança entre elles, malgrat que en les mesures i en la simulació electromagnètica hi ha certa degradació degut a l'efecte de les pèrdues. En la mesura, els valors del coeficient de reflexió estan entorn als -10 dB a les freqüències d'interès. Aquests valors corresponen a unes impedàncies d'entrada de  $Z_{in}(f_1) = 38 + j397 \Omega$  i  $Z_{in}(f_2) = 33 + j400 \Omega$  a les freqüències de disseny.

Respecte al rang de lectura mesurat, cal emfatitzar que no va ser possible calcular-lo perquè la impedància del xip utilitzada en els càlculs teòrics corresponia a una versió antiga i descatalogada del xip. La impedància del xip actual va ser corregida en els següents dissenys d'etiquetes RFID.



**Figura 5.7** Fotografia del prototipus d'etiqueta RFID amb un connector SMA per la part superior (a), per la part inferior (b).



**Figura 5.8** Diferents mesures del prototipus obtingudes variant el port de referència (a), i coeficients de reflexió d'ona de potència del prototipus fabricat, de la simulació electromagnètica i de la simulació elèctric del circuit equivalent.

## 5.3 Rangs de lectura de les etiquetes dissenyades

En aquesta secció es mesuren els rangs de lectura de les etiquetes dissenyades. Els resultats es comparen amb els rangs de lectura calculats teòricament. Cadascuna de les pròximes seccions està dedicada a una topologia diferent d'antena, incloent els dissenys mono-banda i de banda dual. Inicialment es presenten les etiquetes basades en dipols doblegats i els dipols amb meandres. Finalment s'han mesurat els rangs de lectura de les etiquetes *patch* de la secció 4.4.3, en espera de la fabricació i mesura de la resta d'etiquetes *patch*, que es realitzaran properament.

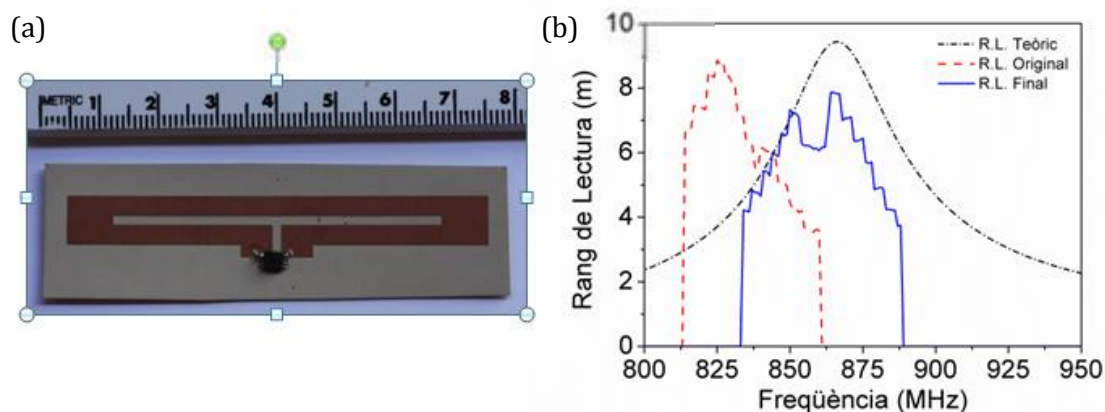
### 5.3.1 *Etiquetes basades en dipols doblegats mono-banda*

Les etiquetes basades en dipols doblegats es van fabricar mitjançant un procés estàndard de fotolitografia perquè els gruixos del substrat ( $h = 0.254$  mm) es trencarien amb la fresadora. La fotolitografia consisteix en aplicar una capa de resina fotosensible a cadascuna de les capes del substrat, per a la posterior insolació amb el fotolit i la final revelació. Per a la fotolitografia es requereix una centrifugadora, una insoladora i el forn.

La resina s'escampa uniformement sobre tota la superfície del substrat i s'introdueix la mostra en el forn a una temperatura de  $100^{\circ}$  C durant 25 minuts. Posteriorment es treu la mostra del forn i es refreda un cert temps per procedir a la insolació. Mentrestant s'encén la bombeta de la insoladora perquè s'estabilitzi en el punt de treball òptim, però amb un obturador que impedeix la projecció de la llum temporalment. A continuació es disposa la cara de la placa a fotolitografiar en la part superior, damunt de la qual es col·loca el fotolit. Seguidament es retira l'obturador i s'insola (es projecta la llum) durant 80 segons. Després es submergeix en un recipient que conté un revelador, per exemple persulfat amònic, durant 2 minuts aproximadament mentre s'agita la placa per aconseguir un revelat completament uniforme. Finalment es submergeix en un recipient amb aigua destil·lada per aturar el revelat i eliminar les restes del revelador.

Per poder avaluar el rendiment de l'etiqueta RFID mitjançant el rang de lectura, només falta soldar els pins del xip a l'antena fabricada, seguint les especificacions del xip. Per mesurar el rang de lectura s'ha seguit el procediment descrit en la secció 5.1.3. En els resultats de l'etiqueta basada en els dipols doblegats es va observar un desplaçament de 40 MHz respecte la freqüència d'operació, atribuïble bàsicament a toleràncies de fabricació i a la variació de la permitivitat del substrat a la freqüència d'operació. Per a corregir el desplaçament en freqüència es va escalar l'antena. L'etiqueta es va tornar a fabricar i està representada en la Figura 5.9, juntament amb el rang de lectura mesurat. La primera etiqueta fabricada s'aconsegueix un rang de lectura de 9 metres, malgrat el desplaçament en freqüència. Amb la segona etiqueta fabricada (que es basa en el mateix disseny original, però escalat), s'obté un rang de lectura de 8 metres aproximadament a la freqüència d'interès (867 MHz).



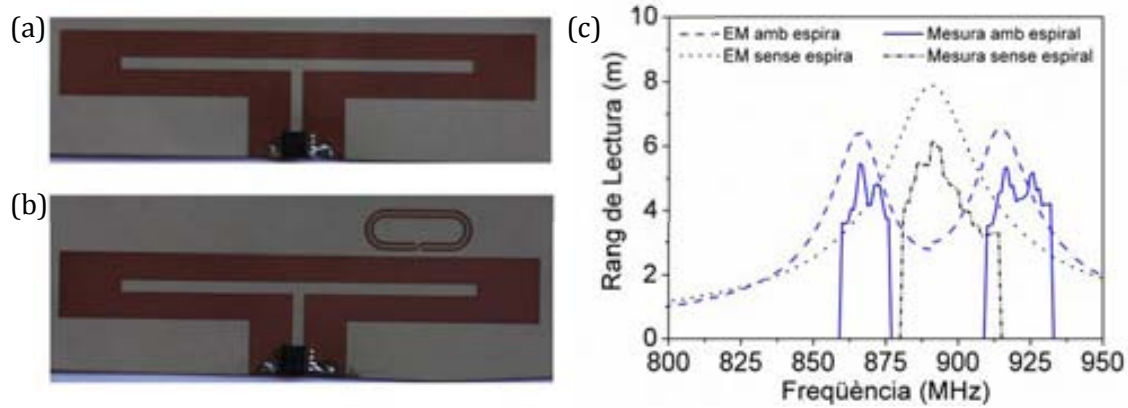


**Figura 5.9** Etiqueta RFID escalada, dissenyat per operar a freqüències europees, i basada en el dipol doblegat (a), i rangs de lectura teòric i mesurat de la mateixa etiqueta (b). En la gràfica també s'ha representat l'etiqueta fabricada prèviament i que operava 40 MHz per sota les freqüències de disseny.

### 5.3.2 Etiquetes basades en dipols doblegats duals

En aquesta secció és on la tesi veritablement cobra sentit, i és el motiu de la continuació de la línia investigadora. Fins ara, s'havia fet l'estudi de les xarxes d'adaptació i s'havien aplicat a diferents topologies d'antenes. També s'havia dissenyat un prototipus, basat en l'antena ranura, on s'observava comportament dual en freqüències però que no es va poder realitzar la mesura del rang de lectura. Per tant, l'etiqueta basada en el dipol doblegat amb comportament dual és la primera etiqueta que permet demostrar la viabilitat i justificació del desenvolupament de la tesi. És important emfatitzar que, a més, en l'antena de l'etiqueta es va aplicar el mètode de pertorbació directament, sense necessitat d'afegir la xarxa d'adaptació d'impedàncies a l'antena. En la Figura 5.10 s'han representat les etiquetes fabricades, dissenyades a freqüència central i amb comportament dual, juntament amb la resposta del coeficient de reflexió. Les etiquetes es van dissenyar utilitzant el procés de fotolitografia.

L'etiqueta dissenyada a freqüències centrals té un rang de lectura mesurat menor de l'esperat, però que igualment és significatiu ja que s'han assolit els 6 metres de distància. Com s'esperava, després d'introduir l'espira ressonant acoblada a l'antena s'aconsegueix comportament dual en freqüència. La primera ressonància es troba exactament a freqüències europees, mentre que la segona ressonància ha patit un petit desplaçament a freqüències superiors, de l'ordre d'uns 3 MHz. Aquest desplaçament en freqüència no és crític, ja que la freqüència d'operació continua estant dins la banda de freqüències americanes. Els rangs de lectura de l'etiqueta es van mesurar a les freqüències europees i americanes obtenint valors lleugerament superiors als 5.5 metres en ambdós casos. En cas d'utilitzar l'etiqueta sense l'espira, els rangs de lectura a aquests freqüències serien inferiors als 4 metres. Per tant, és interessant utilitzar etiquetes duals per poder augmentar el rang de lectura i utilitzar-les en diferents regions.



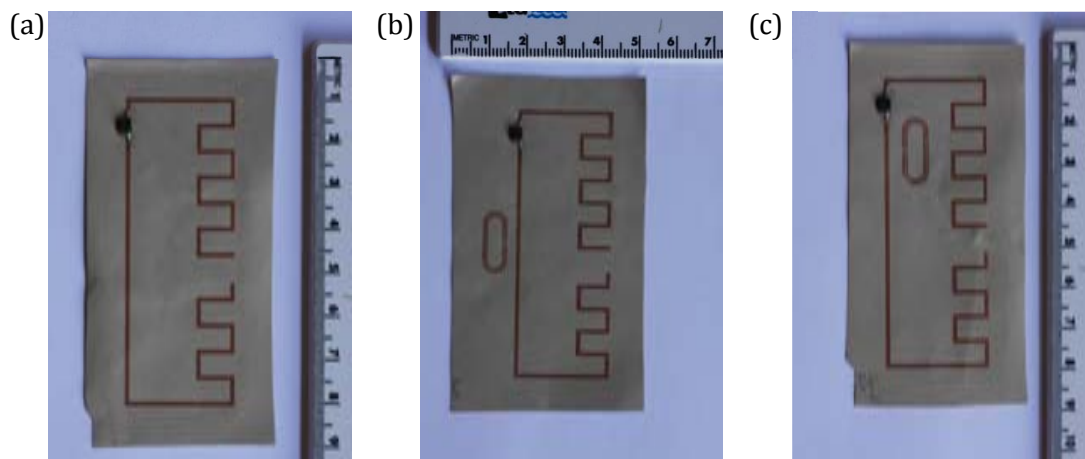
**Figura 5.10** Etiqueta RFID dissenyada per operar a freqüència central  $f_c = 891$  MHz (a), etiqueta RFID on l'espira ressonant és acoblada al dipol doblegat per obtenir comportament dual en freqüència (b), i rangs de lectura mesurats i simulats electromagnèticament per ambdues etiquetes (c).

### 5.3.3 Etiquetes basades en dipols amb meandres

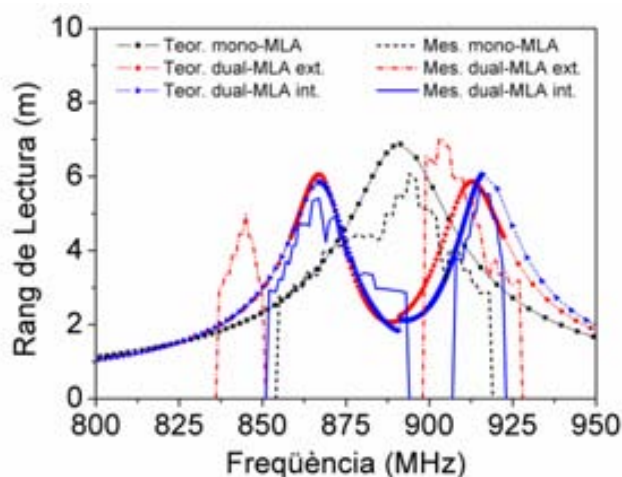
La fabricació de les etiquetes basades en dipols meandres també s'ha realitzat utilitzant la fotolitografia perquè els gruixos del substrat són de 0.127 mm, menors inclús que les etiquetes basades en dipols doblegats estudiats en la secció anterior. Els prototipus de l'antena mono-banda dissenyada a freqüències centrals, juntament amb les etiquetes duals on l'espira s'acobla externament i internament en la pròpia antena estan representats en la Figura 5.11.

Inicialment es van fabricar les tres etiquetes de la Figura 5.11, però al mesurar-les es va observar un desplaçament en freqüència d'uns 50 MHz, constant a tots els prototipus. Per solucionar aquest desplaçament es van re-escalar els tres dissenys un factor 0.95. L'etiqueta mono-banda té una distància d'operació de 6 metres a freqüències centrals, tot i desplaçar-se 6 MHz a freqüències superiors. El rangs de lectura obtinguts amb aquesta etiqueta demostren que es podria utilitzar com a etiqueta de banda ampla (*broadband*), malgrat que el rang de lectura es limitaria a poc més de 3 metres. Per aquest motiu es va realitzar el disseny de l'etiqueta de banda dual amb el ressonador acoblat a l'exterior, malgrat que les toleràncies de fabricació van desequilibrar i desplaçar en freqüència els rangs de lectura. Donat que la finalitat d'acoblar el ressonador en el dipol meandre era la posterior integració dins l'àrea de l'antena, es va posposar la re-fabricació de l'etiqueta en funció dels resultats de la tercera etiqueta amb el ressonador integrat. Finalment, l'etiqueta RFID amb el ressonador integrat es van aconseguir les ressonàncies a les freqüències d'interès amb uns rangs de lectura superiors als 5.5 metres, i totalment equilibrats.





**Figura 5.11** Etiqueta amb dipol meandre dissenyada a freqüències centrals (a), etiqueta dual on l'espira ressonant s'acobla al dipol externament (b), i etiqueta dual amb l'espira integrada dins l'àrea de la pròpia antena (c).

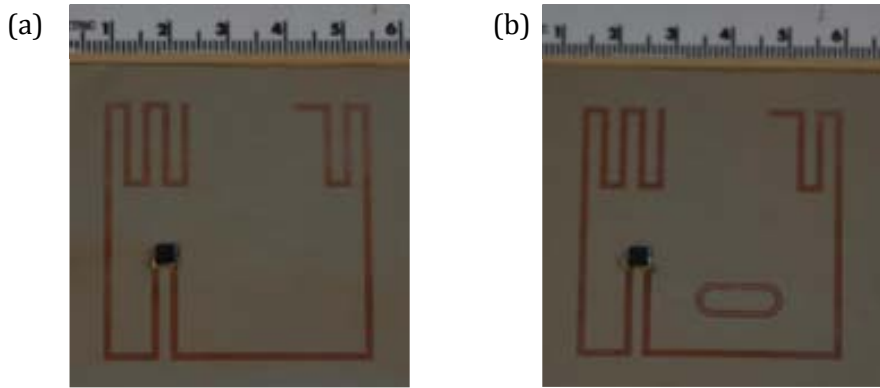


**Figura 5.12** Rangs de lectura teòrics i mesurats de les etiquetes basades amb antenes en forma de meandres de la Figura 5.11.

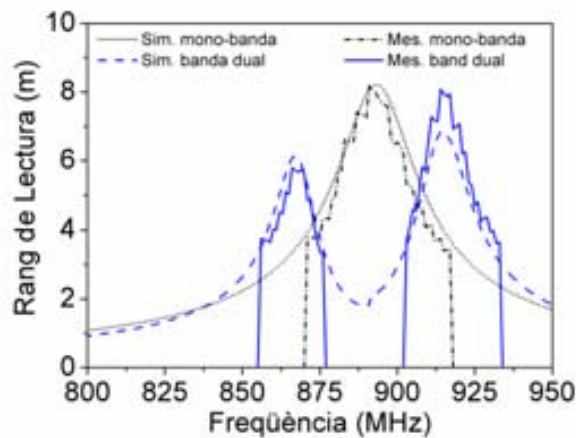
### 5.3.4 Optimització d'etiquetes utilitzant meandres

Aquestes topologies d'antenes meandre derivades de les antenes estudiades en la secció 5.3.3 són dissenyades amb la finalitat de corregir els components ortogonals del camp elèctric i optimitzar-ne el rang de lectura. Seguint el mateix procediment per etiquetes amb gruixos menors als 0.257 mm, les etiquetes han estat fabricades per mitjà de fotolitografia i es mostren en Figura 5.13.

Els rangs de lectura mesurats de la Figura 5.14 mostren que es van millorar les prestacions de les etiquetes predecessores, complint els objectius satisfactòriament. Amb l'etiqueta mono-banda es van aconseguir 8 metres de rang de lectura. A les freqüències



**Figura 5.13** Etiqueta mono-banda dissenyada per operar a freqüències centrals (a), i etiqueta dual on l'espira ressonant està integrada en l'àrea del dipol (b).



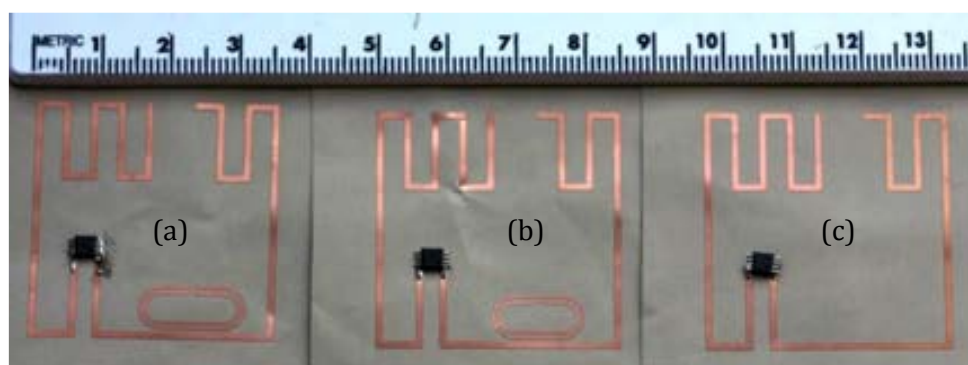
**Figura 5.14** Rangs de lectura teòrics i mesurats de les etiquetes optimitzades de la Figura 5.13, basades en antenes en forma de meandres.

d'interès els rangs de lectura són aproximadament 4 metres, mentre que amb l'etiqueta dual es van aconseguir 6 metres i 8 metres, a Europa i USA respectivament. A freqüències europees el rang de lectura mesurat és inferior al rang de lectura teòric, mentre que a freqüències americanes succeeix el contrari. Aquest fet és atribuïble al desequilibri entre els rangs de lectura mesurats, causat per toleràncies de fabricació. Per solucionar aquest desequilibri es podria realitzar un desplaçament del port de referència, és a dir, reduir les longituds de la línies on es connecta el xip. Això comportaria un equilibri en els rangs de lectura, però a conseqüència hi hauria un desplaçament superior de les dues freqüències d'operació. Cal emfatitzar també la discrepància i gran diferència entre els rangs de lectura que es deu a les *PIRE* utilitzades en cada banda de freqüències. La *PIRE* a Europa val 3.3 watts, mentre que a USA la *PIRE* val 4 watts.

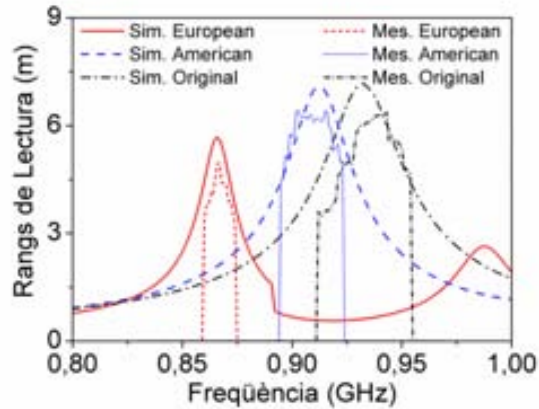
### 5.3.5 Miniaturització d'etiquetes utilitzant meandres

Com s'ha descrit en la secció 4.3.3 , un altre objectiu de la tesi consistia en miniaturitzar les etiquetes RFID per mitjà dels ressonador elèctricament petits. De fet, també s'ha modificat la forma i, un canvi fonamental, ha consistit en reemplaçar el xip per un altre de diferent impedància. Les dimensions finals de les etiquetes fabricades (Figura 5.15) són 35.3 mm x 35.3 mm per a tots els prototips. Per tant, amb les mateixes dimensions es pot modificar la freqüència d'operació segons el disseny del ressonador.

Mitjançant el set-up de mesura, es van poder obtenir els rangs de lectura i compararlos amb els rangs de lectura calculats teòricament (Figura 5.16). Inicialment es va mesurar l'etiqueta sense el ressonador. El rang de mesura obtingut és d'uns 6.5 metres aproximadament i la resposta s'ajusta bastant bé amb la resposta del rang de lectura teòric. El mateix succeeix amb l'etiqueta que opera a 915 MHz, i on s'observa que es manté el mateix rang de lectura, malgrat que s'esperava una degradació d'uns 15 centímetres aproximadament. Cal remarcar que, amb un desplaçament de 20 MHz respecte l'etiqueta anterior, mantenint les mateixes dimensions i acoblant un ressonador a l'interior de l'antena, s'aconsegueix el mateix rang de lectura. Finalment, a l'utilitzar la darrera etiqueta per operar a 867 MHz, és on s'observa una degradació important del rang de lectura. Però, com s'ha explicat en la secció 4.3.3 del capítol anterior, aquesta degradació ve determinada per diversos factors. El primer és degut a que l'antena s'ha fet elèctricament més petita, i l'altre factor és la *PIRE* utilitzada. De fet, hi ha un bon ajust entre el rang de lectura teòric i el mesurat, obtenint fins a 5 metres d'operació. Si la *PIRE* a Europa (3.3 W) fos exactament la mateixa que a USA (4 W), estariem parlant de 5.5 metres de rang de lectura. Cal remarcar que, en tots els casos, la diferència entre el rang de lectura i el rang mesurat és aproximadament el mateix, i equival a 0.5 metres.



**Figura 5.15** Etiqueta RFID basada en meandres amb un ressonador acoblat interiorment que permet operar a freqüència europea de 867 MHz (a), etiqueta que opera a freqüències americanes de 915 MHz (b), i etiqueta sense ressonador que opera a la freqüència de disseny de 938 MHz (c).



**Figura 5.16** Rangs de lectura mesurats de les etiquetes de la Figura 5.15, juntament amb els rangs de lectura teòrics.

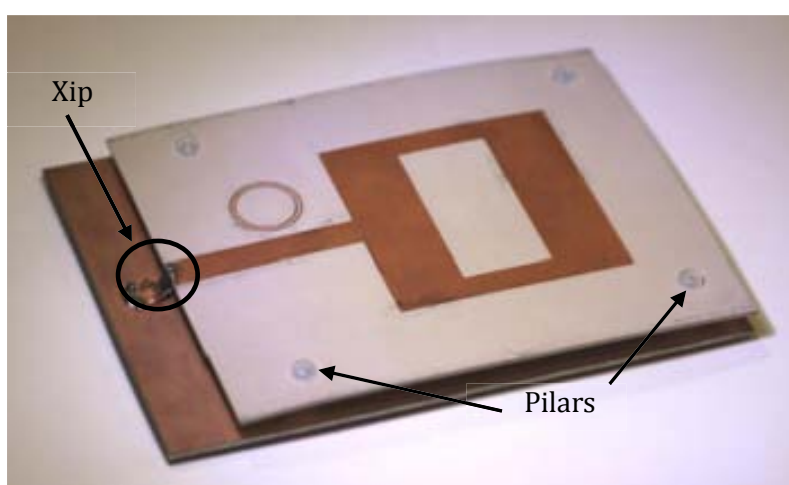
### 5.3.6 Etiquetes patch per a operar en superfícies metàl·liques

L'última etiqueta fabricada i mesurada ha estat l'etiqueta basada en una antena *patch* (Figura 5.17), que consta de dos substrats. En el primer es va gravar l'estructura dissenyada, mentre que el segon substrat s'utilitza únicament com a pla de massa per a connectar-hi el xip. Per separar els dos substrats s'han utilitzats cargols, separadors o pilars i femelles de plàstic. Els pilars tenen 5 mm de longitud, equivalents a la capa d'aire, tal i com s'havia fet el disseny. Abans de mesurar els rangs de lectura de l'etiqueta, es va soldar un connector *SMA* just en la posició del xip. D'aquesta manera, es van poder comprovar si les freqüències de disseny de l'estructura coincidien amb les freqüències d'operació, per mitjà de l'analitzador de xarxes. El resultat és mostra en la Figura 5.18a, on s'observa que efectivament les freqüències de disseny i d'operació coincideixen.

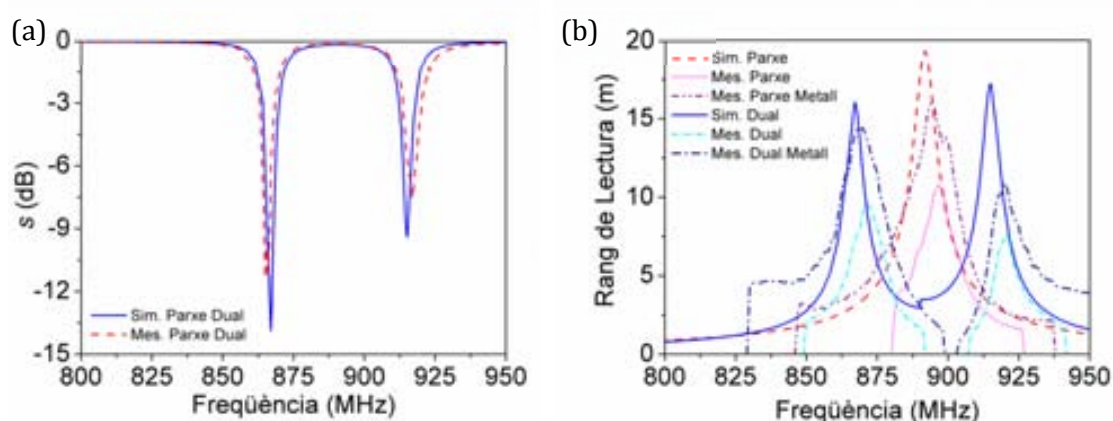
Després d'haver comprovat les freqüències d'operació, es va reemplaçar el connector *SMA* pel xip, i es va introduir l'etiqueta a la cel·la TEM per a poder fer les mesures del rang de lectura. Primerament, es van realitzar les mesures de l'etiqueta i posteriorment es va introduir un pla metàl·lic de 300 mm x 300 mm, on es va adherir l'etiqueta. Els resultats obtinguts per a l'etiqueta *patch* dual es mostren en la Figura 5.18b. Els primers resultats sense pla de metàl·lic mostren uns rangs de lectura de 9.5 m i 7.5 m a Europa i a USA, respectivament. Aquests rangs de lectura estan desequilibrats entre ells, i a més no coincideixen amb els esperats o rangs teòrics. No obstant, cal tenir present que el *Momentum* té en compte que el pla de massa és infinit, i per això els rangs de lectura no es poden comparar. En la segona mesura, en que l'etiqueta s'havia adherit a un pla de metàl·lic, es fa més notori el desequilibri entre els rangs de lectura a les freqüències d'interès. Aquest fet implica que a freqüències europees el rang de lectura mesurat de 14 m s'ajusta amb el rang de lectura teòric, però a freqüències americanes existeix una gran

diferència. Tot i així cal mencionar que el rang de lectura ha augmentat dels 7.5 m fins als 10.5 m. Per solucionar aquest desequilibri, s'hauria de re-dissenyar l'estructura i ajustar el punt òptim d'alimentació per tal d'equilibrar els coeficients de reflexió, i per consegüent, els rangs de lectura.

Per acabar, es va eliminar el ressonador de l'estructura, per comprovar el funcionament de l'estructura a freqüències centrals. Les mesures de l'etiqueta van seguir el mateix procediment anterior, i es van realitzar amb i sense pla metàl·lic. Sense el pla metàl·lic, el rang de lectura és aproximadament de 11 m, amb una freqüència de ressonància de 896 MHz. A l'introduir el pla metàl·lic, el rang de mesura augmenta fins als 16 m, però lluny dels 19 m que s'havien calculat teòricament.



**Figura 5.17** Prototip d'etiqueta *patch* basat en dos substrats *Rogers RO3010* separats per uns pilars de 5 mm, on hi ha representat el disseny en el substrat posterior i el inferior únicament serveix per actuar de pla de massa.



**Figura 5.18** Coeficient de reflexió simulat i mesurat de l'antena per mitjà de l'anàlitzador de xarxes, obtingut abans de soldar el xip a l'estructura i mitjançant un connector *SMA* (a), i rangs de lectura de l'antena *patch* amb i sense el ressonador acoblat, tenint en compte diferents situacions amb i sense superfícies metàl·liques on adherir l'estructura.

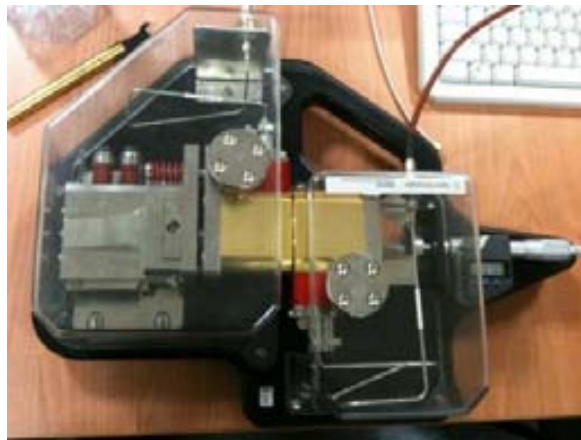
## 5.4 Etiquetatge de diferents objectes

Quan les etiquetes RFID s'adhereixen als objectes pateixen un desplaçament en la freqüència d'operació. Aquests desplaçaments en freqüència sempre són a freqüències menors que la freqüència de disseny perquè la permitivitat de qualsevol objecte o superfície sempre és major que la permitivitat de l'aire. S'ha de considerar, per tant, el cas en que una etiqueta pugui no ser detectada a causa del desplaçament en freqüència provocat per l'objecte a identificar.

Una opció per corregir el desplaçament en freqüència consisteix en dissenyar les etiquetes a freqüències superiors. Per defecte, en els simuladors l'etiqueta es dissenya sempre per se, és a dir, només es té en compte les característiques del substrat però no la superfície de l'objecte on s'adhereix. Amb l'objectiu de predir la variació de la freqüència d'operació i la degradació de l'adaptació de l'etiqueta s'ha realitzat un estudi a tres objectes diferents: una targeta de crèdit, un tros de cartró i una caràtula de Compact Disc o *CD*.

El primer pas per a realitzar l'estudi és conèixer la permitivitat relativa i la tangent de pèrdues dels objectes. Mitjançant una cavitat ressonant es poden mesurar empíricament les permitivitats i tangents de pèrdues aproximades dels objectes sempre que siguin homogenis i isòtrops.

La cavitat ressonant es connecta a l'analitzador de xarxes i es calibra per mitjà d'un substrat de permitivitat i tangent de pèrdues conegudes, donant lloc a una freqüència de ressonància a 10.03 GHz. A l'introduir una superfície o objecte entremig de les plaques, apareix un desplaçament en la freqüència de ressonància. Mitjançant el gruix de la superfície sota estudi i el propi software de la cavitat ressonant, es pot estimar la permitivitat i tangent de pèrdues.



**Figura 5.19** Fotografia de la cavitat ressonant utilitzada per estimar les permitivitats i tangents de pèrdues de diferents objectes.





**Figura 5.20** Coeficient de reflexió obtingut en l'analitzador de xarxes al connectar la cavitat ressonant amb la caràtula de CD, on la freqüència de ressonància 9.64 GHz s'ha desplaçat respecte la ressonància de referència 10.03 GHz.

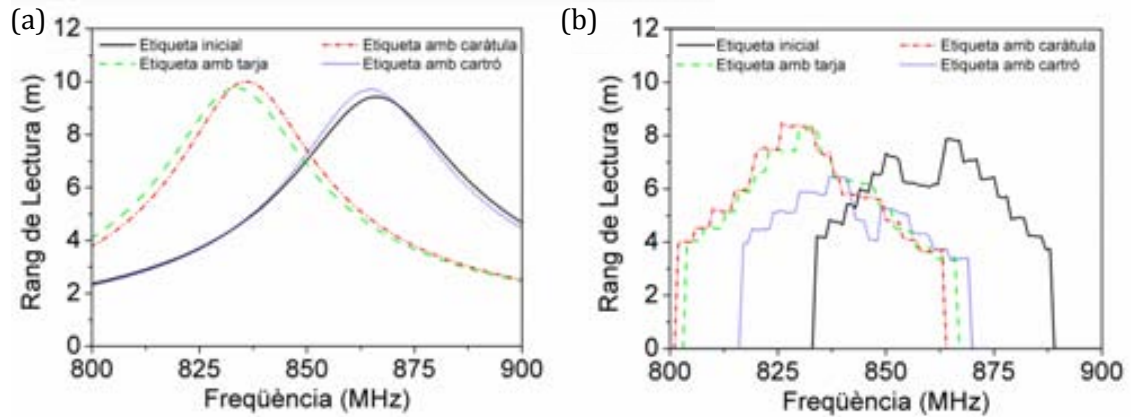
Les mesures de les permitivitats dels objectes estan resumides en la següent Taula 5.1. Cal mencionar que només la targeta és isòtropa i homogènia, ja que ni el cartró ni la caràtula ho són. Això ens permetrà conèixer la fiabilitat de la cavitat ressonant i saber si es pot predir el desplaçament en freqüència per a materials no isòtrops, ni homogènis.

**Taula 5.1** Característiques físiques dels objectes mesurades empíricament mitjançant la cavitat ressonant

	Gruix	Permitivitat
<b>Targeta</b>	0.727 mm	3.08
<b>Cartó</b>	2.7 mm	1.277
<b>Caràtula CD</b>	1.1 mm	2.53

Per veure els efectes dels objectes s'ha escollit l'etiqueta mono-banda basada en el dipol doblegat. Després de recuperar el disseny final en el simulador electromagnètic es defineix les característiques de l'objecte en l'apartat de substrats. Els resultats electromagnètics després d'haver simulat cadascun dels objectes es mostren en Figura 5.21a. A diferència del cartró que es manté en la mateixa posició que l'etiqueta inicial, els altres casos d'etiquetes adherides als objectes pateixen un desplaçament en freqüència d'uns 30 MHz aproximadament. En tots els casos sembla que hi ha un augment no gaire significatiu del rang de lectura, causat principalment per l'objecte i que afecta el diagrama de radiació, fent l'etiqueta més directiva.

Posteriorment es van mesurar els rangs de lectura de les etiquetes amb els objectes adherits (Figura 5.21b). Pel cas de la tarja i de la caràtula es compleix la predicció del desplaçament en freqüència i també l'augment del rang de lectura degut a l'augment de la



**Figura 5.21** Rang de lectura obtingut per mitjà de simulació electromagnètica (a), i rang de lectura mesurat (b) de l'etiqueta basada en dipol doblegat de la Figura 5.9a adherida a diferents objectes.

directivitat. No es compleixen les prediccions quan l'etiqueta està adherida al cartó, ja que el desplaçament en freqüència és major al predit i hi ha una degradació important del rang de lectura. La principal causa de les discrepàncies entre la mesura i la predicció és deguda a les diferents capes del cartó, de manera que és el material menys isòtrop i homogeni.

## 5.5 Conclusions

En aquest capítol s'han mesurat els rangs de lectura de les etiquetes dissenyades. És per tant, el capítol més pràctic però també el més important perquè ha permès verificar els resultats obtinguts teòricament. Abans de poder mesurar els rangs de lectura era necessari disposar dels sistemes de mesura apropiats. És important realitzar un estudi en profunditat sobre totes les variants de sistemes RFID per trobar la configuració adequada als nostres requeriments. Finalment es va optar per un sistema de mesura RFID basat en una cel·la TEM, perquè podíem abaratir costos reutilitzant els aparells de mesura disponibles en el laboratori. Amb el sistema de mesura configurat es van començar a mesurar els rangs de lectura de les etiquetes RFID dissenyades. Els rangs de lectura mesurats s'ajusten perfectament als rangs de lectura calculats teòricament, mostrant a més uns resultats extraordinaris. Per finalitzar, es va voler conèixer les repercussions en el rang de mesura de diferents objectes adherits a l'etiqueta RFID. Mitjançant un mètode empíric basat en una cavitat ressonant es van predir els efectes de diferents materials.



---

## 5.6 Referències

- [1] P. V. Nikitin, K. V. S. Rao, S. F. Lam, V. Pillai, R. Martinez, and H. Heinrich, "Power reflection coefficient analysis for complex impedances in RFID tag design," *Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions on*, vol. 53, pp. 2721-2725, 2005.
- [2] P. V. Nikitin, K. V. S. Rao, and S. Lazar, "An Overview of Near Field UHF RFID," in *RFID, 2007. IEEE International Conference on*, 2007, pp. 167-174.
- [3] C. A. Balanis, *Antenna Theory, Analysis and Design*, Second ed. New York: John Wiley & Sons Inc., 1997.
- [4] P. V. Nikitin and K. V. S. Rao, "Theory and measurement of backscattering from RFID tags," *Antennas and Propagation Magazine, IEEE*, vol. 48, pp. 212-218, 2006.
- [5] C. H. Loo, K. Elmahgoub, F. Yang, A. Elsherbeni, D. Kajfez, A. Kishk, T. Elsherbeni, L. Ukkonen, L. Sydanheimo, M. Kivikoski, S. Merilampi, and P. Ruuskanen, "Chip impedance matching for UHF RFID tag antenna design," *Progress in Electromagnetics Research-Pier*, vol. 81, pp. 359-370, 2008.



# CONCLUSIONS I LÍNIES FUTURES

---

En aquesta tesi s'han proposat estratègies innovadores per al disseny d'etiquetes RFID multibanda basades en el mètode pertorbatiu. Aquest mètode consisteix en aplicar les línies de transmissió metamaterial de tipus ressonant aplicades a la xarxa d'adaptació d'impedàncies dual. Els continguts d'aquest treball han estat dividits en cinc capítols, independentment de les conclusions. Després de presentar les motivacions i els objectius generals en el primer capítol, els objectius específics de cada capítol són resumits a continuació:

En el segon capítol s'han explicat els principis fonamentals de la tecnologia d'identificació per radiofreqüència. Les principals característiques dels sistemes RFID han estat comparades amb les característiques dels sistemes de la tecnologia predecessora, els codis de barres òptics. El capítol està enfocat a remarcar els atributs de les etiquetes RFID perquè són els components a dissenyar. A més, s'ha introduït la figura de mèrit (rang de lectura) que permet avaluar el rendiment de les etiquetes RFID, així com els requeriments i el procés per a dissenyar les etiquetes RFID. D'altra banda, també s'ha introduït els conceptes de la tecnologia metamaterial. La definició i la síntesi dels metamaterials ha estat explicat, remarcant-ne els trets més importants i les avantatges d'utilitzar aquesta tecnologia emergent. Finalment, es presenten línies de transmissió basades en ressonadors elèctricament petits i implementades en tecnologia planar que permeten emular i sintetitzar el comportament dels metamaterials, per a poder miniaturitzar components de radiofreqüència o la possibilitat de realitzar components multibanda.

En el tercer capítol es descriu la part fonamental de la tesi, és a dir, el desenvolupament analític de les xarxes d'adaptació d'impedàncies duals. Prèviament, s'ha introduït l'estat de l'art de diferents mètodes d'adaptació d'impedàncies. La xarxa

d'adaptació te la finalitat d'aconseguir adaptació conjugada a les freqüències d'operació. La xarxa d'adaptació dissenyada, que està concatenada entre l'antena i el xip de l'etiqueta RFID, consta de línies de transmissió de tipus ressonant. Aquestes línies es basen en ressonadors elèctricament petits acoblats a la línia host, per a poder controlar les característiques elèctriques de la xarxa d'adaptació a les freqüències d'interès. Aquestes línies han estat implementades per mitjà d'un model de circuit equivalent i el posterior disseny de l'estructura. Gràcies a aquestes línies de transmissió artificials s'ha desenvolupat el mètode de pertorbació que, aplicat a la xarxa d'adaptació, proporciona comportament dual. Finalment, en el mateix capítol es desenvolupa una tècnica de síntesi per a la utilització del mètode de pertorbació.

En el quart capítol s'ha realitzat l'estudi i el disseny de diferents topologies d'antenes per a utilitzar-se amb l'etiqueta RFID. Prèviament s'ha justificat l'elecció de l'antena amb ranura emprada per aplicar el mètode de pertorbació, gràcies a la seva simplicitat en el disseny. També s'han introduït els paràmetres bàsics de les antenes per mitjà de l'avaluació de les característiques de radiació de l'antena amb ranura. Posteriorment, la xarxa d'adaptació d'impedàncies dual s'ha concatenat amb l'antena i el xip, obtenint el prototipus final a fabricar. D'altra banda, els dissenys d'antenes basades en dipols convencionals han estat realitzats. Primerament es va utilitzar un dipol doblegat per aconseguir comportament mono-banda. Aquesta antena és interessant perquè es pot descompondre en dos modes: el mode antena i el mode línia de transmissió. El mode antena proporciona la radiació, mentre que en el mode línia de transmissió es va aplicar el mètode de pertorbació directament per aconseguir comportament dual en freqüència, sense afegir la xarxa d'adaptació. Una altra estratègia utilitzada consistia en utilitzar dipols amb meandres. Aquestes antenes tenen un model equivalent de línia de transmissió i per tant, també es pot aplicar el mètode de pertorbació directament. Diferents configuracions d'antenes meandres van ser dissenyades i optimitzades, i han estat presentades en aquest capítol.

En el darrer capítol s'han mesurat els rangs de lectura de les etiquetes dissenyades. És per tant, el capítol més pràctic però també el més important perquè ha permès verificar els resultats obtinguts teòricament. Abans de poder mesurar els rangs de lectura era necessari disposar dels sistemes de mesura apropiats. És important realitzar un estudi en profunditat sobre totes les variants de sistemes RFID per trobar la configuració adequada als nostres requeriments. Finalment es va optar per un sistema de mesura RFID basat en una cel·la TEM, perquè podíem abaratir costos reutilitzant els aparells de mesura disponibles en el laboratori. Amb el sistema de mesura configurat es van començar a mesurar els rangs de lectura de les etiquetes RFID dissenyades. Els rangs de lectura mesurats s'ajusten perfectament als rangs de lectura calculats teòricament, mostrant a més uns resultats extraordinaris. Per finalitzar, es va voler conèixer les repercussions en el rang de mesura de diferents objectes adherits a l'etiqueta RFID. Mitjançant un mètode empíric basat en una cavitat ressonant es van predir els efectes de diferents materials.

En referència a les línies futures immediates, el primer objectiu immediat consisteix a finalitzar la fabricació i mesura de les antenes *patch* que s'han descrit en el quart capítol, i que restaven pendents d'avaluar-ne els rangs de lectura. En paral·lel amb aquesta tasca,

un objectiu consisteix en estudiar diferents tipus de paper per a poder fabricar directament les etiquetes RFID. Aquest estudi es realitzarà mitjançant la cavitat ressonant, on es mesuraran diferents gruixos i tipus de papers. Està demostrat que en una etiqueta RFID, el factor més crític no és el substrat sinó el gruix de metall. Per tant, s'investigaran també possibles tintes conductores metàl·liques per aplicar-les posteriorment als substrats de paper.

Una altra línia d'investigació a curt termini es basaria en el disseny d'etiquetes semi-passives. D'una banda la xarxa d'adaptació dissenyada s'utilitzaria per separa la component DC de la component de radiofreqüència (*DC bloc i RF choke*). I per una altra banda permetria respostes del coeficient de reflexió molt abruptes. Això és interessant per allargar el màxim la vida de la bateria, ja que com més abrupte i més petita sigui la banda de pas d'operació, menys voltatge gasta la bateria en la comunicació amb el lector.

Una altra línia que s'està investigant recentment al grup, on també s'utilitzen els conceptes metamaterials i RFID conjuntament, consisteix en el disseny d'una etiqueta basada en un dipol magnètic. Aquesta etiqueta compensaria la degradació que pateixen els *inlays* prop del metall. Continuant amb la sinèrgia entre els metamaterials i RFID, es pretén desenvolupar etiquetes sense xip *chipless* per poder abaratir els costos de les etiquetes associades als xips. L'objectiu consisteix en crear codis segons les combinacions dels ressonadors elèctricament petits convenientment situats. Cada ressonador estaria associat a un bit, i el codi tindria tants bits com ressonadors dissenyats a diferents freqüències. Un treball molt semblant de *chipless* RFID, s'ha realitzat i resta pendent de publicació, en el que s'utilitzaven ressonadors per a propagar ones magnetoinductives *MIW* (*Magnetoinductive Waves*). En aquest cas, no eren els ressonadors sinó el retràs associat a cada ressonador, que es pot utilitzar per codificar els bits. De fet, s'utilitzaven reflectors microstrip per a controlar cada valor de bit.

Finalment, una altra possible línia futura per a desenvolupar consisteix en el disseny de les antenes dels lectors. Fins ara, tots els esforços s'havien dedicat a les antenes de les etiquetes o a les pròpies etiquetes sense xip, però també s'ha de tenir en compte la possibilitat de dissenyar antenes per als lectors.



---

# CONTRIBUCIONS DE L AUTOR

---

## 7.1 Articles i conferències (autor principal)

1. F. Paredes, G. Sisó, M. Gil, J. Bonache and F. Martín, "Dual-band impedance matching networks based on resonant type metamaterial transmission lines", IEEE AP-S International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting, San Diego, USA, July 2008.
2. F. Paredes, G. Zamora, J. Bonache, F. Martín, "Dual-Band Impedance Matching Networks Based on a Perturbation Method", IEEE AP-S International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting, Charleston (SC), USA, June 2009.
3. F. Paredes, G. Z. Gonzalez, J. Bonache, and F. Martin, "Perturbation method based on resonant type metamaterial transmission lines for dual-band matching networks", *Mediterranean Microw. Symp.*, pp. 1-4, Tangier, Morocco, November 2009.
4. F. Paredes, G. Z. Gonzalez, J. Bonache, and F. Martin, "Dual-band impedance-matching networks based on split-ring resonators for applications in RF identification (RFID)", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 5, pp. 1159-1166, April 2010.
5. F. Paredes, G. Zamora, F. Martín, J. Bonache, " Miniaturization of RFID Tag by Means of an Electrically Small Resonator ", IEEE International Conference on Wireless Information Technology and Systems, Honolulu, (HI), USA, 28th August - 3rd September 2010.

6. F. Paredes, G. Zamora, Francisco Javier Herraiz-Martinez, F. Martín and J. Bonache, "Application of dispersion engineering to the optimization of RFID tags", *Young scientist Meeting on Metamaterials (YSMM)*, Valencia, Spain, February 2011.
7. F. Paredes, G. Zamora, F. J. Herraiz-Martinez, F. Martín and J. Bonache, "Dual-band UHF-RFID Tags Based on Meander Line Antennas Loaded with Spiral Resonators", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters (AWPL)*, vol. 10, pp. 768-771, July 2011.
8. F. Paredes, G. Zamora, F. J. Herraiz-Martinez, F. Martín and J. Bonache, "Dual-band metallic tags for RFID applications", IEEE AP-S International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting, Spokane (WA), USA, July 2011.
9. F. Paredes, G. Zamora, F. J. Herraiz-Martinez, F. Martín and J. Bonache, "Tags de RFID basados en dipolos meandro para operar en Europa y USA", *Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Leganes, España, Septiembre 2011.
10. F. Paredes, G. Zamora, F. J. Herraiz-Martinez, F. Martín and J. Bonache, "Dual-band RFID Tags Based on Folded Dipole Antennas Loaded with Spiral Resonators", *IEEE International Workshop on Antennas Technology (IWAT)*, Tucson (AZ), USA, March 2012 (**Convidat**).
11. F. Paredes, G. Zamora, F. J. Herraiz-Martinez, F. Martín and J. Bonache, "Dipolo Doblado Cargado con Espiras Resonantes para Implementar Etiquetas RFID de Banda Dual", *Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Elche, España, (**Enviat**).
12. F. Paredes, G. Zamora, F. J. Herraiz-Martinez, F. Martín and J. Bonache, "Free-Space and On-Metal Dual-Band Tag for UHF-RFID Applications in Europe and USA", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters (AWPL)*, (**Pendent d'enviar**).

## 7.2 Articles i conferències (Co-autor)

13. F. J. Herraiz-Martinez, F. Paredes, G. Zamora, F. Martín and J. Bonache, "Dipolo Impreso de Doble Banda cargado con OCSRRLs para aplicaciones inalámbricas", *Unión Científica Internacional de Radio (URSI)*, Leganes, España, Septiembre 2011.
14. F. J. Herraiz-Martinez, J. Bonache, F. Paredes, G. Zamora and F. Martín, "Dual-band Printed Dipole Antenna Loaded with Open Complementary Split Ring Resonators (OCSRRL)", *Metamaterials: International Congress on Advanced Electromagnetic Materials in Microwaves and Optics*, Barcelona, Spain, October 2011.



15. F. J. Herraiz-Martínez, G. Zamora, F. Paredes, F. Martín and J. Bonache, "Multiband Printed Monopole Antennas loaded with Open Complementary Split Ring Resonators (OCSRrs) for PANs and WLANs", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters (AWPL)*, vol. 10, pp. 1528-1531, December 2011.
16. F. J. Herraiz-Martínez, F. Paredes, G. Zamora, F. Martín and J. Bonache, "Dual-band printed dipole antenna loaded with open complementary split-ring resonators (OCSRrs) for wireless applications", *Microwave and Optical Technology Letters*, vol. 54, no. 4, pp. 1014-1017, April 2012.
17. M. Durán-Sindreu, P.Vélez, F. Paredes, G. Zamora, J. Bonache and F. Martín, "How can metamaterials help in aeronautics and transport?", *META2012: 3rd International Conference on Metamaterials, Photonic Crystals and Plasmonics*, Paris, France, April 2012 (**Convidat**).
18. F. J. Herraiz-Martínez, E. Ugarte-Muñoz, D. Segovia-Vargas, F. Paredes, G. Zamora, F. Martín and J. Bonache, "Chipless RFID System Based on Magnetoinductive-Wave (MIW) Delay Lines", IEEE AP-S International Symposium on Antennas and Propagation and USNC/URSI National Radio Science Meeting, Chicago (IL), USA, July 2012 (**Acceptat**).
19. F. Martín, M. Durán-Sindreu, J. Naqui, F. Paredes and J. Bonache, "Electrically Small Resonators for Planar Metamaterial, Microwave Circuit and Antenna Design: A Comparative Analysis", *Applied Sciences*, (**Acceptat**).
20. F. J. Herraiz-Martínez, F. Paredes, G. Zamora, F. Martín and J. Bonache, "Printed Magnetoinductive-Wave (MIW) Delay Lines for Chipless RFID Applications", *IEEE Transactions on Antennas and Propagation (TAP)*, (**Enviat**).
21. G. Zamora, F. Paredes, F. J. Herraiz-Martínez, F. Martín and J. Bonache, "On the Bandwidth Limitations In the Design of UHF RFID Tags", *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters (AWPL)*, (**Enviat**).

### 7.3 Projectes de final de carrera dirigits

Direcció d'un projecte Fi de Carrera anomenat: "Disseny i optimització d'un tag RFID i l'estudi del seu comportament en diferents materials", realitzat per Roger Martí Sopena i presentat el Setembre de 2010.

Direcció d'un projecte Fi de Carrera, conjuntament amb F. J. Herraiz-Martínez, anomenat: "Dipol imprès per aplicacions Wi-Fi y caracterització del guany per mitjà de la cel·la TEM", realitzat per Cristina Amor Jimenez i amb data de presentació el Setembre de 2011.







La identificació per radiofreqüència (RFID) és una tecnologia de comunicació sense fils entre un lector i un transductor anomenat etiqueta, que s'adhereix als objectes per a identificar-los o emmagatzemar-ne informació. A diferència dels seus predecessors, els codis de barres òptics, l'enllaç de comunicació no requereix visió directe i es poden llegir múltiples etiquetes al mateix instant de temps. El rang d'operació dels sistemes RFID és significativament superior també. Totes aquestes característiques afavoreixen el desenvolupament del que serà, segons els experts, la revolució de la *internet de les coses*, que permetrà identificar qualsevol objecte etiquetat des de qualsevol ordinador, instantàniament. Només dos factors impedeixen el desenvolupament i expansió de la tecnologia RFID: la falta d'uniformitat en la estandardització i els costos dels sistemes RFID, que van disminuint ràpidament any rere any.

La finalitat de la tesi és abordar i aportar solucions a la falta d'homogeneïtat en els estàndards de RFID en el rang de freqüències ultra altes (UHF). L'objectiu, per tant, es centra en dissenyar etiquetes RFID per a operar en les bandes de freqüència de les diferents regions del món. És a dir, es dissenyaran etiquetes RFID duals en freqüència per operar en diferents regions. Per aconseguir aquesta fita es desenvolupa un mètode pertorbatiu mitjançant les línies de transmissió artificials de tipus ressonant, basades en conceptes de metamaterials. Aquestes línies permeten cert control dels paràmetres elèctrics de les xarxes d'adaptació que es concatenaran entre l'antena i el xip de l'etiqueta RFID. Així, aprofitant les característiques de controlabilitat dels metamaterials, s'implementen etiquetes RFID multibanda. L'estudi analític del mètode de pertorbació, així com el disseny, fabricació i mesura de les etiquetes RFID són els principals capítols que es detallen en aquest treball.