



# **DISSENY D'UN ACOBLADOR DIRECCIONAL AMB METAMATERIALS**

Treball Final de Carrera  
Enginyeria Electrònica

Autor: *Gerard Sisó Cuadrado*

Directors: *Ferran Martín Antolín*  
*Jordi Bonache Albacete*

Bellaterra, Setembre de 2006

# ÍNDEX

<b>PRESENTACIÓ</b> .....	2
<b>1. INTRODUCCIÓ</b> .....	3
<b>1.1. Línies de transmissió</b> .....	3
<b>1.2. Introducció als metamaterials</b> .....	6
<b>1.3. Línies de transmissió metamaterial</b> .....	10
1.3.1. Línia dual i línia composta .....	11
1.3.2. Línies basades en el model ressonant .....	12
1.3.2.1. Línies basades en ressonadors d'anells oberts (SRR) .....	12
1.3.2.2. Línies basades en SRRs complementaris (CSRR) .....	15
<b>2. ACOBLADORS DIRECCIONALS</b> .....	17
<b>2.1. Introducció als acobladors direccionals</b> .....	17
<b>2.2. Híbrids</b> .....	18
2.2.1. Aplicacions dels híbrids .....	20
2.2.1.1. Pont d'impedàncies .....	20
2.2.1.2. Divisor de potència .....	20
2.2.1.3. Detector de fase .....	21
2.2.1.4. Mesclador .....	21
<b>2.3. Acobladors <i>Branchline</i> i <i>Rat-race</i></b> .....	22
<b>3. RAT-RACE AMB LÍNIA DE TRANSMISSIÓ METAMATERIAL</b> .....	27
<b>3.1. Introducció</b> .....	27
<b>3.2. Cel·la utilitzada i circuit equivalent</b> .....	27
<b>3.3. Procés de disseny</b> .....	30
<b>3.4. Disseny d'un <i>rat-race</i> convencional i comparació</b> .....	33
<b>3.5. Extracció de paràmetres de la cel·la</b> .....	35
<b>3.6. Fabricació i caracterització</b> .....	37
<b>CONCLUSIONS I LÍNIES FUTURES</b> .....	40
<b>REFERÈNCIES</b> .....	41
<b>ÍNDEX DE FIGURES</b> .....	43
<b>ANNEX: Eines per al disseny, fabricació i caracterització de prototips</b> .....	45

## **PRESENTACIÓ**

Aquest treball, realitzat dins el grup GEMMA/CIMITEC, presenta una aplicació basada en les recentment concebudes línies de transmissió metamaterial, que ofereixen noves possibilitats en el disseny de circuits de microones.

Concretament, el dispositiu desenvolupat és un acoblador direccional en anell de  $1.5\lambda$ , anomenat *rat-race*, on s'utilitza una línia microstrip amb gap capacitiu i una cel·la metamaterial de cara a reduir les dimensions respecte el disseny original.

L'ús de la cel·la, basada en la partícula anomenada Ressonador d'anells oberts complementari (CSRR), permet que la línia de transmissió sigui controlable en impedància característica i fase, a més d'obtenir longituds elèctriques negatives. D'aquesta manera es pot aconseguir una reducció significativa de la línia de  $270^\circ$  del *rat-race*.

En primer lloc es realitza un breu repàs als conceptes bàsics de les línies de transmissió i les seves limitacions, per passar després a una introducció al món dels metamaterials i a les línies de transmissió basades en ells.

En el segon capítol es descriuen els acobladors direccionals, passant pels híbrids i per les seves formes d'implementació més habituals (*branchline* i *rat-race*), així com per les seves possibles aplicacions.

A continuació es presenta el dispositiu realitzat, descrivint el procés de disseny, l'extracció dels paràmetres i la seva fabricació i caracterització.

Per últim, es comenten les accions que es realitzaran en un futur dins el grup per a intentar millorar les prestacions del *rat-race* dissenyat.

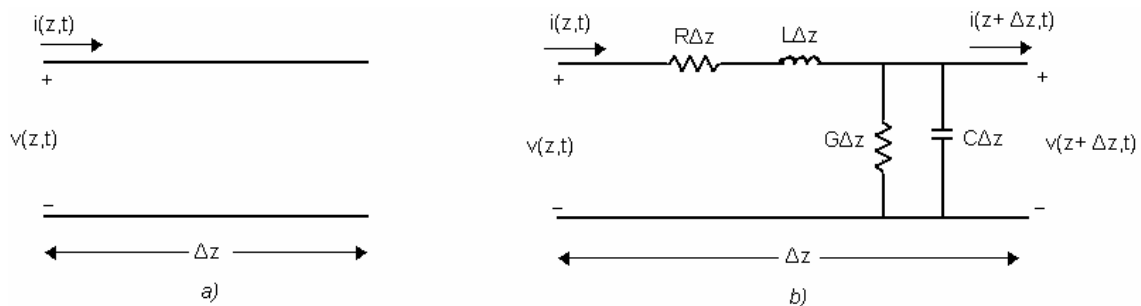
# 1. INTRODUCCIÓ

Aquest primer capítol s'inicia amb un repàs dels conceptes bàsics referents a línies de transmissió. A continuació es realitza una introducció als metamaterials i a les línies de transmissió que es poden sintetitzar gràcies a ells.

## 1.1. Línies de transmissió

La teoria de circuits considera que les dimensions dels circuits són molt menors que la longitud d'ona ( $\lambda$ ) del senyal amb el qual es treballa. Si  $\lambda$  és de l'ordre de les dimensions del circuit, s'ha de recórrer a la teoria de línies de transmissió. Així, es pot dir que una línia de transmissió és una xarxa de paràmetres distribuïts, on les tensions i corrents poden variar en magnitud i fase al llarg de la línia.

Si representem una línia de transmissió com a dos fils, i es considera una part d'aquesta línia  $\Delta z$ , aquesta es pot modelar com un circuit d'elements discrets (Figura 1.1).



**Figura 1.1.** a) Línia de transmissió de 2 fils. b) Circuit equivalent d'elements discrets

on

R: Resistència dels conductors ( $\Omega/m$ )

L: Inductància dels conductors ( $H/m$ )

G: Conductància en derivació, que representa les pèrdues al dielèctric ( $S/m$ )

C: Capacitat d'acoblament entre els dos conductors ( $F/m$ )

Per tant, R i G representen les pèrdues de la línia.

Aplicant les lleis de Kirchoff:

$$v(z,t) - R\Delta z i(z,t) - L\Delta z \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} - v(z + \Delta z,t) = 0 \tag{1.1}$$

$$i(z,t) - G\Delta z v(z + \Delta z,t) - C\Delta z \frac{\partial v(z + \Delta z,t)}{\partial t} - i(z + \Delta z,t) = 0$$

Dividint entre  $\Delta z$  i fent que  $\Delta z$  tendeixi a zero resulta:

$$\frac{\partial v(z,t)}{\partial z} = -Ri(z,t) - L \frac{\partial i(z,t)}{\partial t} \quad (1.2)$$

$$\frac{\partial i(z,t)}{\partial z} = -Gv(z,t) - C \frac{\partial v(z,t)}{\partial t}$$

En condicions de règim sinusoidal permanent les anteriors expressions es poden simplificar:

$$\frac{\partial V(z)}{\partial z} = -(R + j\omega L)I(z) \quad (1.3)$$

$$\frac{\partial I(z)}{\partial z} = -(G + j\omega C)V(z)$$

Una altra manera d'expressar aquestes equacions és la següent:

$$\frac{\partial^2 V(z)}{\partial z^2} - \gamma^2 V(z) = 0 \quad (1.4)$$

$$\frac{\partial^2 I(z)}{\partial z^2} - \gamma^2 I(z) = 0$$

on  $\gamma$  és la constant de propagació complexa, que té l'expressió:

$$\gamma = \alpha + j\beta = \sqrt{(R + j\omega L)(G + j\omega C)} = \sqrt{Z_S Y_P} \quad (1.5)$$

on  $\alpha$  és la constant d'atenuació,  $\beta$  és la constant de fase,  $Z_S$  correspon a la impedància sèrie i  $Y_P$  a la admitància en derivació de la línia.

Les solucions a les equacions (1.4) són les següents:

$$V(z) = V_0^+ e^{-\gamma z} + V_0^- e^{\gamma z} \quad (1.6)$$

$$I(z) = I_0^+ e^{-\gamma z} + I_0^- e^{\gamma z}$$

on  $e^{-\gamma z}$  representa la propagació en sentit  $+z$  i  $e^{\gamma z}$ , la propagació en sentit  $-z$ . Combinant les equacions de tensió (1.3) i (1.5) s'obté:

$$I(z) = \frac{\gamma}{R + j\omega L} [V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z}] \quad (1.7)$$

Per tant es comprova que existeix una impedància característica  $Z_0$  que val:

$$Z_0 = \frac{R + j\omega L}{\gamma} = \sqrt{\frac{R + j\omega L}{G + j\omega C}} = \sqrt{\frac{Z_S}{Y_P}} \quad (1.8)$$

Com que:

$$Z_0 = \frac{V_0^+}{I_0^+} = \frac{-V_0^-}{I_0^-}$$

I per tant:

$$I(z) = \frac{1}{Z_0} [V_0^+ e^{-\gamma z} - V_0^- e^{\gamma z}] \quad (1.9)$$

Si es passa al domini temporal, la forma d'ona de la tensió s'expressa:

$$v(z, t) = |V_0^+| \cos(\omega t - \beta z + \phi^+) e^{-\alpha z} + |V_0^-| \cos(\omega t - \beta z + \phi^-) e^{\alpha z} \quad (1.10)$$

La longitud d'ona i la velocitat de fase es poden calcular a partir del paràmetre  $\beta$ :

$$\lambda = 2\pi/\beta \quad (1.11)$$

$$v_p = \omega/\beta = \lambda f \quad (1.12)$$

Si es considera que no hi ha pèrdues en la línia de transmissió ( $R = G = 0$ ):

$$\alpha = 0$$

$$\beta = \omega\sqrt{LC} \quad (1.13)$$

$$\gamma = j\omega\sqrt{LC} \quad (1.14)$$

$$Z_0 = \sqrt{L/C} \quad (1.15)$$

De forma que:

$$I(z) = \frac{1}{Z_0} [V_0^+ e^{-j\beta z} - V_0^- e^{j\beta z}] \quad (1.16)$$

Les expressions de la longitud d'ona i la velocitat de fase queden com es mostra a continuació:

$$\lambda = \frac{2\pi}{\omega\sqrt{LC}} \quad (1.17)$$

$$v_p = \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (1.18)$$

Com es pot comprovar, les línies de transmissió convencionals presenten la limitació de que no són controlables en fase ni en impedància característica, és a dir, per a obtenir una determinada fase es necessita una longitud de línia concreta, depenent de la freqüència, mentre que per a obtenir la impedància desitjada es varia l'amplada (els valors de L i C venen determinats per les dimensions de la línia). D'aquesta manera ens trobem limitats per la tecnologia, ja que no es poden implementar impedàncies extremes. Per exemple, fabricant un dispositiu sobre un substrat convencional, aquest dispositiu no podria tenir una línia de 300  $\Omega$ , ja que resultaria massa prima, com tampoc una de 10  $\Omega$ , que seria molt ampla. Amb les recentment presentades línies de transmissió metamaterial es té la possibilitat controlar aquests paràmetres, de manera que es poden implementar impedàncies extremes i obtenir la fase desitjada sense variar la longitud de la línia. A més, s'obtenen línies de dimensions sub- $\lambda$ , és a dir, la mida de la línia és menor que la longitud d'ona del senyal a la freqüència d'interès, cosa que permet la reducció del tamany dels dispositius. Aquest tipus de línies són la base del present treball. A continuació es realitza una introducció als anomenats metamaterials i a les línies de transmissió basades en ells.

## 1.2. Introducció als metamaterials

Es podria definir metamaterial com un material artificial basat en una estructura periòdica o quasi periòdica, que presenta propietats controlables i que no existeixen en la natura.

Segons la relació entre la longitud d'ona de la radiació aplicada i les dimensions del material es pot realitzar una primera classificació de metamaterials. Si les dimensions són semblants a la longitud d'ona apareixen fenòmens d'interferència que provoquen l'aparició de bandes de freqüència prohibides deguts a que el medi és periòdic. Un exemple d'aquest comportament són els cristalls fotònics (*Photonic Band Gaps*, PBG) i electromagnètics (*Electromagnetic Band Gaps*, EBG). Si les dimensions del medi són molt inferiors a la longitud d'ona ens trobem amb els medis efectius. Dins dels medis efectius, tenim aquells on la permitivitat dielèctrica ( $\epsilon$ ) o la permeabilitat magnètica ( $\mu$ ), o les dues alhora, són negatives. En cas que només un dels dos paràmetres sigui negatiu es parla de *Single Negative (SNG) Media*, que no permet la propagació d'ones. Si tots dos són negatius, el medi en qüestió és un *Double Negative (DNG) Media*, i en aquest cas sí és possible la propagació.

L'any 1968, un article de Veselago [1] presentava un estudi teòric sobre les característiques de propagació que podrien tenir els medis amb aquestes propietats,

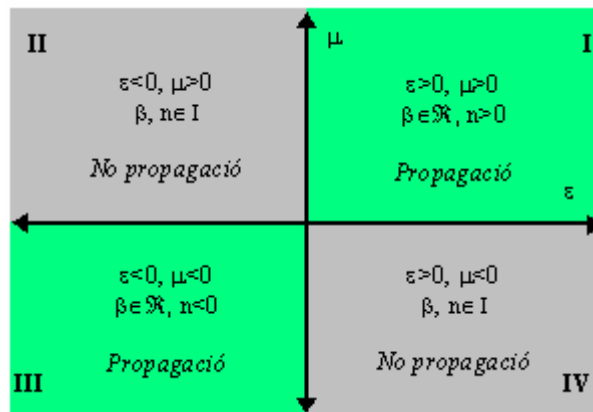
arribant a la conclusió de que la propagació seria possible amb  $\epsilon$  i  $\mu$  negatives simultàniament, ja que de l'equació de dispersió per a un medi isòtrop s'obté que:

$$\beta^2 = \frac{\omega^2}{c^2} n^2 \quad (1.19)$$

$$n^2 = \epsilon\mu \quad (1.20)$$

i per tant la constant de propagació  $\beta$  tindria un valor real.

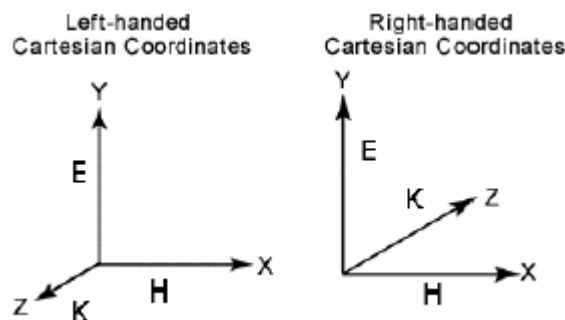
Classificant els materials segons els valors que poden prendre  $\epsilon$  i  $\mu$  es construeix el diagrama de la Figura 1.2.



**Figura 1.2.** Diagrama  $\epsilon$ - $\mu$  que classifica els medis segons els signes d'aquests dos paràmetres

El primer quadrant, on els dos paràmetres són positius i la constant de propagació real i positiva correspon als dielèctrics isòtrops. Al segon quadrant es troben els medis on només la permitivitat és negativa, com són els plasmes i els metalls a freqüències òptiques. Al quart es situen els materials ferrimagnètics, amb permeabilitat negativa. Al tercer quadrant és troben els materials que són d'interès en el present treball, amb ambdós paràmetres negatius.

L'estudi de Veselago també demostra que els vectors de camp elèctric (E) i magnètic (H) i el vector de propagació (k) formen un triplet esquerrà en lloc de dretà (Figura 1.3.), cosa que porta a aquests medis a ser anomenats *left-handed media* (LHM) o medis esquerrans.



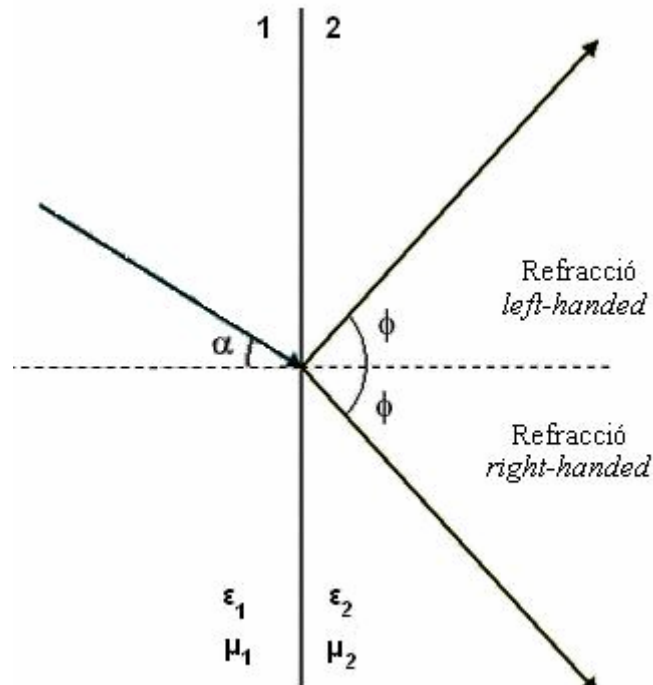
**Figura 1.3.** Sistemes de coordenades dels medis *left-handed* i *right-handed*



Si considerem el vector de Poynting:

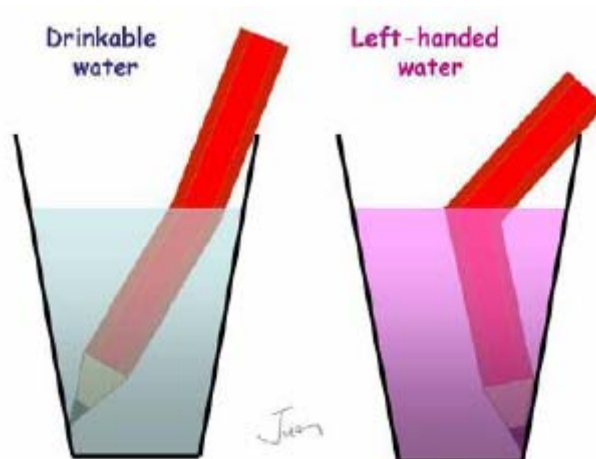
$$\vec{S} = \vec{E} \times \vec{H} \quad (1.21)$$

es pot comprovar que  $S$  sempre forma un triplet dretà amb  $E$  i  $H$ , independentment del signe de  $\epsilon$  i  $\mu$ . Així tenim que els vectors  $S$  i  $k$  són antiparal·lels. D'aquí es pot deduir que la velocitat de fase (paral·lela a  $k$ ) i la velocitat de grup dels LHM són antiparal·leles, de forma que les ones viatgen en sentit contrari al flux d'energia (*backward-wave propagation*). Altres efectes que són conseqüència d'això són la inversió de l'efecte Doppler i de la llei de Snell. En aquest cas es troba que l'índex de refracció ( $n$ ) d'un medi esquerrà és negatiu, de manera que si un raig incidís des d'un medi dretà a un esquerrà, l'angle incident i el refractat es trobarien en el mateix costat de la normal (Figura 1.4.).



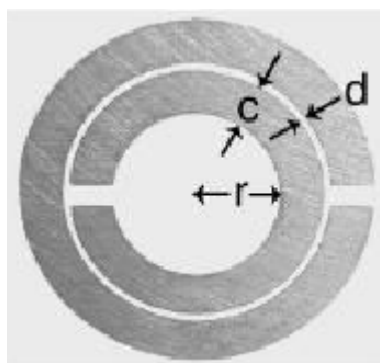
**Figura 1.4.** Inversió de la Llei de Snell

Així, si existís una aigua “esquerrana” i hi submergíssim un llapis dins un got d'aquesta, es veuria “torçat” cap al costat contrari a l'habitual (Figura 1.5.).



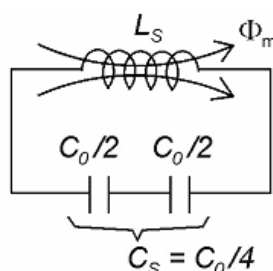
**Figura 1.5.** Inversió de la Llei de Snell: aigua “esquerrana”

No va ser fins l'any 1999 quan es van poder verificar les teories de Veselago. Va ser aleshores quan Pendry [2] va presentar una partícula ressonant anomenada *Split Ring Resonator* (SRR), és a dir, ressonador d'anells oberts (Figura 1.6.), que pren valors de permeabilitat negatius en un cert rang de freqüències, al voltant de la freqüència de ressonància dels anells. A més, les seves dimensions són molt inferiors a les de la longitud d'ona a la freqüència en qüestió.



**Figura 1.6.** *Split Ring Resonator* (SRR). S'indiquen les seves dimensions característiques.

Excitant el SRR mitjançant un camp magnètic en direcció axial als anells, s'aconsegueix induir un corrent elèctric als anells quan es treballa a la freqüència de ressonància. Aleshores els anells s'acoblen mitjançant la capacitat que es forma entre els dos anells, determinada per la distància  $d$ . En aquest moment el corrent induït pot passar d'un anell a un altre, tancant el llaç. Es pot considerar que el SRR es comporta com un tanc ressonant paral·lel.



**Figura 1.7.** Model elèctric del SRR

A partir d'aquest model es pot calcular la freqüència de ressonància de la partícula i el marge on  $\mu$  pren valor negatiu.

$$C_0 = 2\pi r C_{pul} \quad (1.22)$$

$$C_s = \frac{\pi r C_{pul}}{2} \quad (1.23)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} \quad (1.24)$$

$$\mu = 1 - \frac{F \omega^2}{\omega^2 - \omega_0^2} \quad (1.25)$$

on  $C_{pul}$  és la capacitat per unitat de longitud,  $F$  és l'àrea fraccional del SRR i  $L_s$  és la inductància que tindria un disc de radi promig al dels anells i amb la mateixa amplada.

L'any 2000, Smith [3] va utilitzar els anells de Pendry per a construir el primer medi esquerrà, basat en una estructura periòdica de SRRs combinats amb fils metàl·lics, que es pot observar en la fotografia de la Figura 1.8.



**Figura 1.8.** Primer medi *left-handed* sintetitzat

Els SRRs feien que la permeabilitat fos negativa a certes freqüències, mentre que els fils es comportaven de manera que permetien obtenir permitivitat negativa per sota d'una determinada freqüència, anomenada freqüència plasma [4]. Gràcies a la correcta distribució de fils i SRRs va poder obtenir un rang de freqüències on els dos paràmetres eren negatius i, per tant, es produïa una propagació tipus *left-handed*.

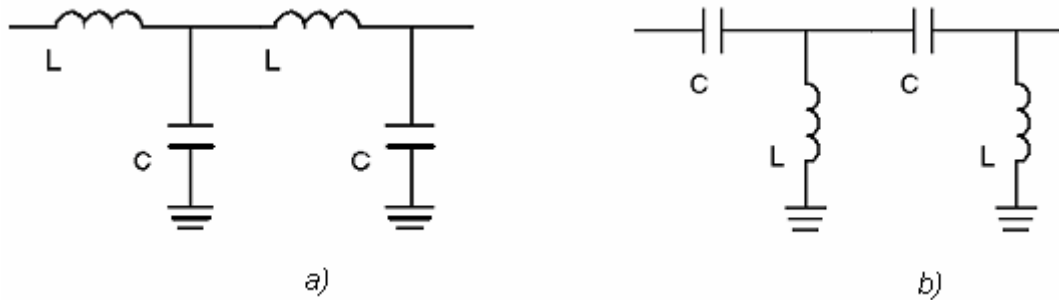
### 1.3. Línies de transmissió metamaterial

A partir de la partícula de Pendry i el medi proposat per Smith es van començar a realitzar diversos treballs de cara a construir línies de transmissió de tipus *left-handed* en tecnologia planar. D'aquesta manera es podrien obrir noves possibilitats en el disseny de circuits de microones, com la miniaturització i la millora de prestacions

respecte els circuits basats en paràmetres distribuïts (línies de transmissió convencionals i *stubs*). En aquest apartat es comenten les principals estructures *left-handed*.

### 1.3.1. Línia dual i línia composta

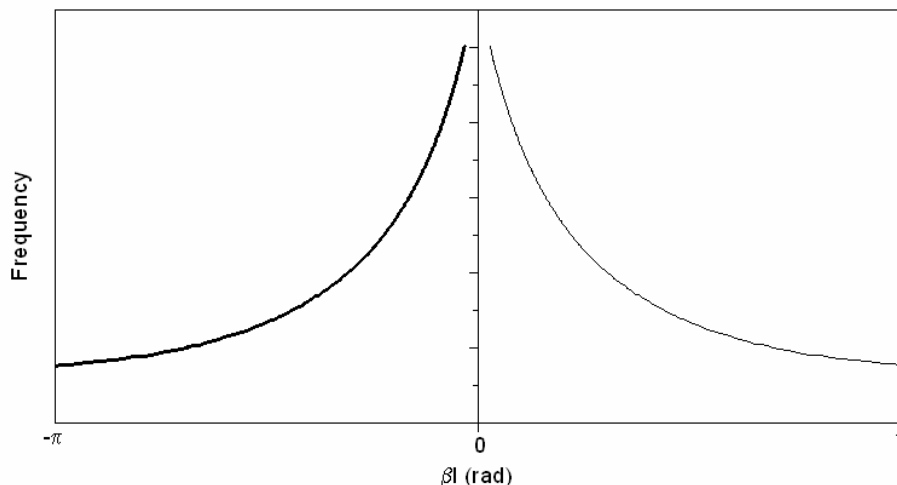
Les primeres propostes per a la síntesi de línies de transmissió esquerranes estaven basades en línies de transmissió duals, és a dir, amb les capacitats en sèrie i les inductàncies en paral·lel, de manera inversa a les línies convencionals (Figura 1.9.)



**Figura 1.9.** Model de línia convencional (a) i dual (b)

Representant el diagrama  $\omega$ - $\beta$  o diagrama de dispersió (Figura 1.10.), obtingut a partir de l'expressió 1.26, s'observa que la longitud elèctrica pren valors entre  $-\pi$  i 0 (la part on pren valors entre 0 i  $\pi$  no es té en compte ja que estariem parlant de velocitat de grup negativa). Per tant, s'obtenen estructures amb fase negativa.

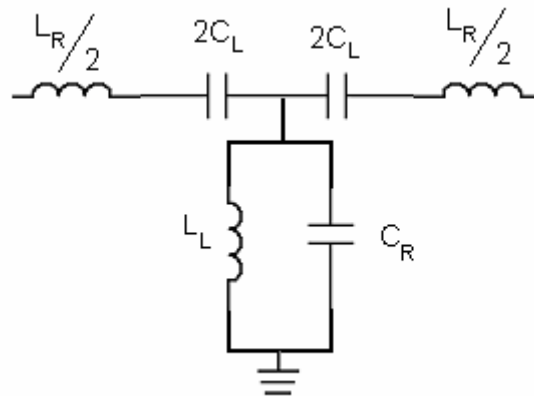
$$\cos \beta l = 1 + \frac{Z_s}{Z_p} \quad (1.26)$$



**Figura 1.10.** Diagrama de dispersió d'una línia dual. Només la part esquerra del diagrama té sentit físic.

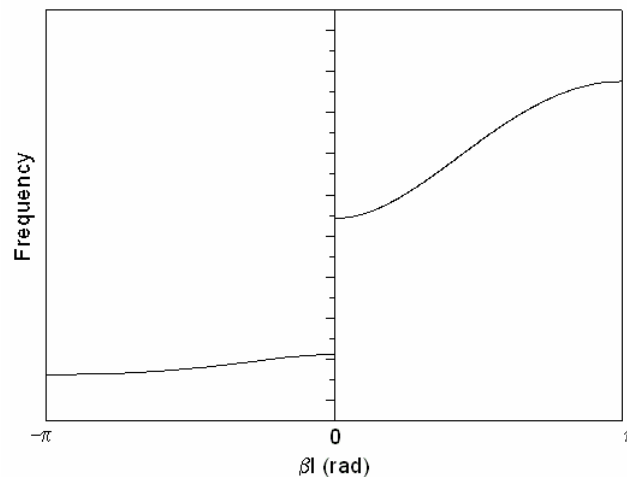
Aquesta estructura no és sintetitzable, ja que apareixen elements paràsits, corresponents al model de línia real, que deixen aquest model sense validesa pràctica. Si tenim en compte aquests elements paràsits en el model s'obté l'anomenada línia metamaterial

composta (*Composite Right Left Handed*, CRLH) [5], que dins un cert marge de freqüències es comporta de manera esquerrana i en un altre marge, de manera dretana.



**Figura 1.11.** Circuit equivalent en T de la línia de transmissió composta (CRLH)

Si es representa el diagrama de dispersió (Figura 1.12.) es pot observar que a la part dreta la velocitat de fase i de grup són paral·leles (*right-handed*), mentre que a la part esquerra són antiparal·leles (*left-handed*). Es pot comprovar també que existeix una banda de freqüències prohibida, limitada per les freqüències de ressonància dels tancs sèrie i paral·lel. Si aquestes fossin iguals s'eliminaria la banda prohibida i ens trobaríem amb l'anomenat cas balancejat.



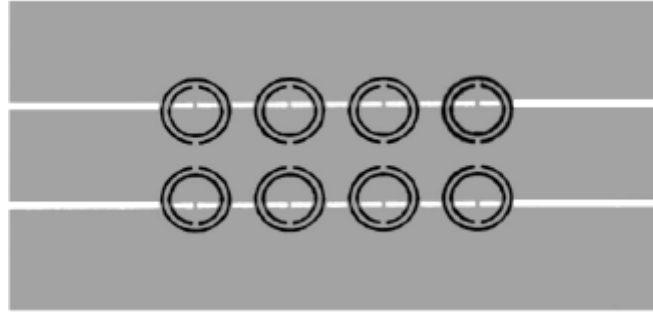
**Figura 1.12.** Diagrama de dispersió d'una línia de transmissió composta (CRLH)

### 1.3.2. Línies basades en el model ressonant

Una altra perspectiva és la d'utilitzar estructures planars basades en els ressonadors de Pendry i la seva posterior evolució: el ressonador d'anells oberts complementari (CSRR).

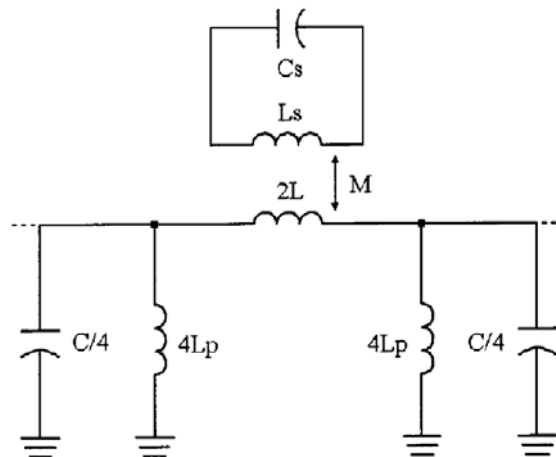
#### 1.3.2.1. Línies basades en ressonadors d'anells oberts (SRRs)

Els grups d'investigació de Martín, Marqués i Sorolla [6] van proposar l'utilització de SRRs per a la construcció d'una línia de transmissió coplanar, de cara a aconseguir propagació *left-handed*.



**Figura 1.13.** Línia de transmissió coplanar basada en SRRs. Els anells estan a la cara inferior. En gris es representa el metall de la capa superior.

Els anells es situen a la part inferior del substrat. La propagació de la ona per la tira conductora fa que s'excitin amb un camp magnètic oscil·lant en direcció axial. A l'alçada de cadascun dels SRRs es situa una inductància a masa (mitjançant unions metàl·liques entre el conductor central i els plans de masa), de cara a obtenir una  $\epsilon$  negativa, a més de la  $\mu$  negativa que provoquen els anells. El model equivalent de la cel·la base d'aquesta estructura es troba representat a la Figura 1.14.



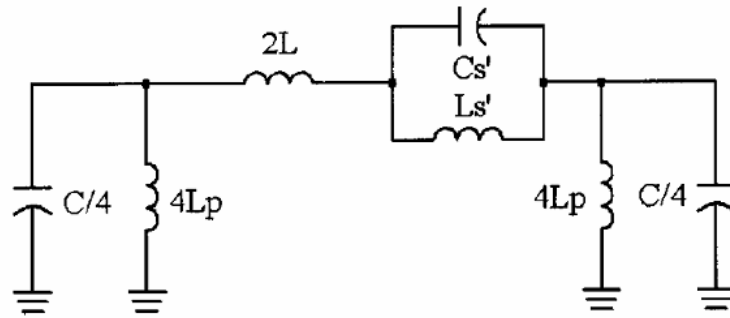
**Figura 1.14.** Circuit equivalent de la guia d'ones coplanar basada en SRRs

El tanc  $C_S$ - $L_S$  representa el SRR. La tira conductora és modela amb  $L$ , el seu acoblament amb el pla de masa, amb  $C$ , i l'acoblament amb els anells mitjançant el coeficient d'inducció mútua  $M$ .  $L_p$  representa les inductàncies a masa.

Si s'obté la impedància equivalent de la branca sèrie a partir de la inducció mútua  $M$  (Equacions 1.27) s'obté un model en  $\Pi$  (figura 1.15.). En el marge de freqüències on la impedància sèrie sigui negativa (comportament capacitiu) i la impedància en derivació sigui positiva (comportament inductiu) es pot produir propagació esquerrana.

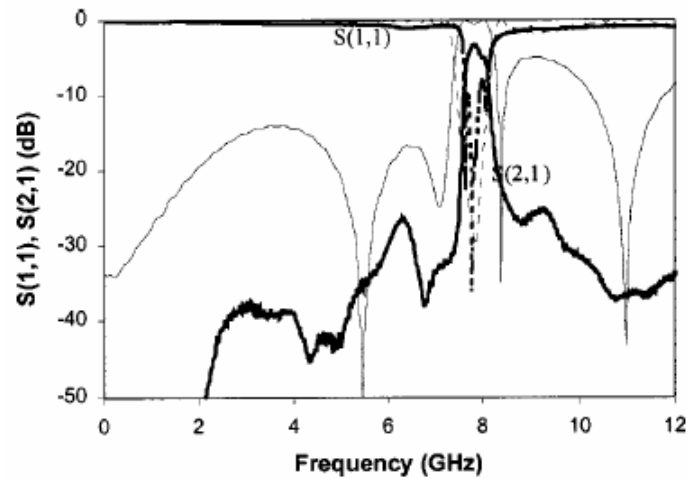
$$C_s' = \frac{L_s}{\omega_0^2 M^2} \tag{1.27}$$

$$L_s' = \omega_0^2 M^2 C_s$$



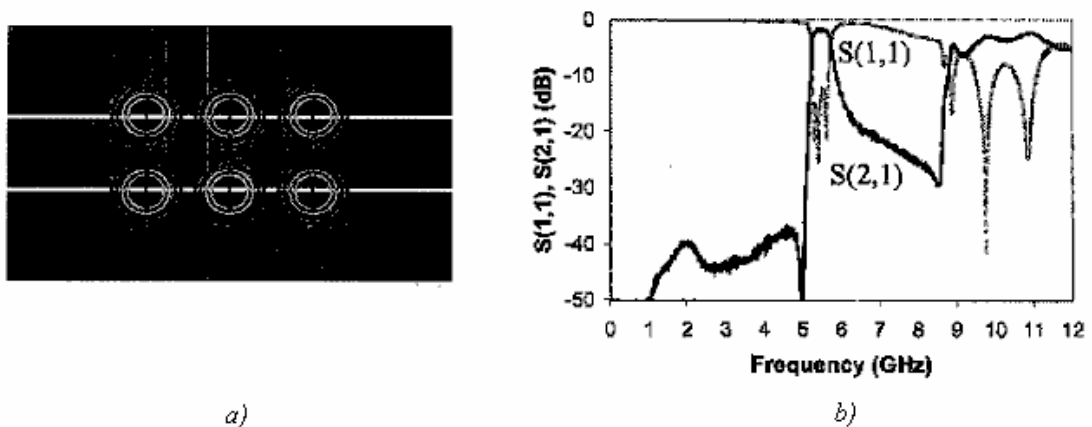
**Figura 1.15.** Circuit equivalent simplificat de la guia d'ones coplanar basada en SRR

Amb aquestes estructures es van obtenir bons resultats per a la realització de diferents circuits miniaturitzats, com filtres passa-banda [6]. A la Figura 1.16. es pot observar la resposta del dispositiu de la Figura 1.13.



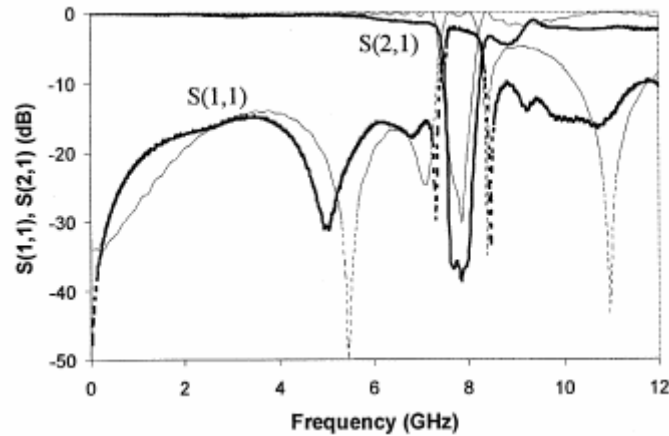
**Figura 1.16.** Resposta del circuit mostrat a la Figura 1.13.

A la Figura 1.17. es presenta un altre disseny que actua com a filtre passa-banda [7].



**Figura 1.17.** Layout (a) i resposta (b) d'un filtre passa-banda basat en SRRs.

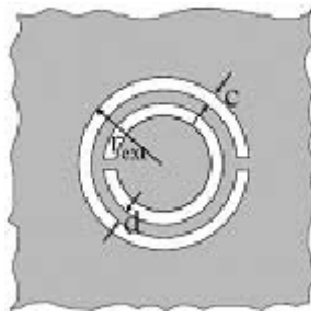
També es van utilitzar els SRRs per a eliminar espuris en filtres passa-banda [8] i per a fabricar filtres de rebuig de banda, suprimint les inductàncies a massa presentades en el circuit de la figura 1.13. [9]. D'aquesta manera no s'obtenia una permitivitat negativa i es produïa rebuig en la freqüència en que ressonaven els anells (Figura 1.18.)



**Figura 1.18.** Resposta d'un filtre de rebuig de banda basat en SRRs. La línia prima és resultat de la simulació, mentre que la gruixuda correspon a la mesura.

### 1.3.2.2. Línies basades en ressonadors d'anells oberts complementaris (CSRRs)

Els mateixos grups d'investigació van proposar l'any 2004 una nova partícula basada en el SRR: el ressonador d'anells oberts complementari (*Complementary Split Rings Resonator*, CSRR) [10]. El CSRR és el negatiu del SRR, és a dir, els anells estan gravats en el metall, en lloc de ser metàl·lics (Figura 1.19).

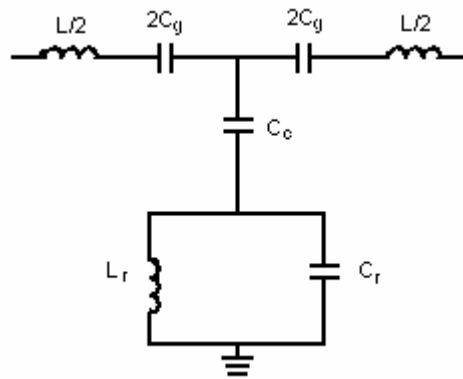


**Figura 1.19.** *Complementary Split Rings Resonator* (CSRR). En gris es representa el metall.

D'aquesta manera els camps, corrents i propietats elèctriques i magnètiques s'intercanvien (principi de Babinet). Així els anells han de ser excitats ara per un camp elèctric axial, i presenten valors negatius de permitivitat  $\epsilon$  al voltant de la freqüència de ressonància.

Els CSRRs es poden gravar en el pla de massa d'una línia microstrip. Si a la tira conductora es practiquen gaps capacitius alineats amb el centre dels anells s'aconsegueix que es doni també un valor negatiu de la permeabilitat  $\mu$  per a certes freqüències, aconseguint així el comportament *left-handed*. El circuit equivalent d'aquesta estructura es mostra en la Figura 1.20.





**Figura 1.20.** Circuit equivalent en T de la cel·la *left-handed* basada en CSRR

La inductància de la línia es representa amb  $L$ .  $C_g$  són els gaps capacitius. El tanc  $C_r$ - $L_r$  modela el CSRR, mentre que  $C_c$  representa l'acoblament entre aquest i la línia. Quan la impedància sèrie sigui negativa i la impedància en derivació positiva s'obtindrà propagació esquerrana.

Aquesta cel·la i el seu model seran estudiats posteriorment amb més detall, ja que aquesta és l'estructura base del dispositiu realitzat en aquest projecte.

## 2. ACOBLADORS DIRECCIONALS

En el present capítol es definirà què és un acoblador direccional, centrant-se en els anomenats híbrids i les seves possibles aplicacions. Es presentaran també els tipus d'híbrids més destacats, com són el *branchline* i el *rat-race*, que és la base del projecte realitzat.

### 2.1. Introducció als acobladors direccionals

Un acoblador direccional és una xarxa passiva de quatre ports on un dels ports queda aïllat respecte el port d'entrada (*isolated port*). Dels altres dos ports, un és el que rep la major part del senyal incident (*through port*) i l'altre el que rep una part fixa del senyal (*coupled port*). Dit d'una altra manera, és una xarxa de quatre accessos que té dos parells d'accessos desacoblats. Això implica que la matriu de paràmetres S presenta quatre elements que no pertanyen a la diagonal principal nuls. A més, la xarxa és recíproca i es considera idealment sense pèrdues.

$$S = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \beta & \gamma \\ 0 & 0 & \delta & \varepsilon \\ \beta & \delta & 0 & 0 \\ \gamma & \varepsilon & 0 & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & B \\ B^t & 0 \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

En aquest cas el parell d'accessos desacoblats són 1-2 i 3-4.

Donada aquesta estructura, es pot veure que les submatrius no nul·les també són unitàries:

$$SS^+ = \begin{pmatrix} 0 & B \\ B^t & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & B^* \\ B^+ & 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} BB^+ & 0 \\ 0 & B^t B^+ \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (2.2)$$

i per tant es pot escriure la submatriu de la següent forma:

$$B = \begin{pmatrix} \beta & \gamma \\ \delta & \varepsilon \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \alpha e^{j\phi_1} & \sin \alpha e^{j\phi_2} \\ \sin \alpha e^{j\phi_2} & -\cos \alpha e^{j(\phi_2 - \phi_1)} \end{pmatrix} \quad (2.3)$$

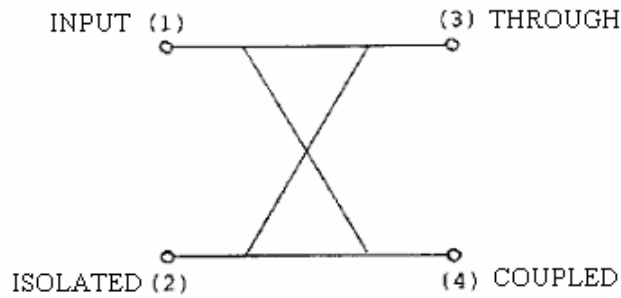
Si fem un canvi dels plans de referència 1 o 3 es pot aconseguir que  $\phi_1=0$ , així com si es canvia 3 o 4 es fa que  $\phi_2=0$ . Considerant això la matriu S presenta el següent aspecte:

$$S = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \cos \alpha & \sin \alpha \\ 0 & 0 & \sin \alpha & -\cos \alpha \\ \cos \alpha & \sin \alpha & 0 & 0 \\ \sin \alpha & -\cos \alpha & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.4)$$

Si s'hagués escollit un altre canvi de plans:

$$S = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \cos \alpha & j \sin \alpha \\ 0 & 0 & j \sin \alpha & \cos \alpha \\ \cos \alpha & j \sin \alpha & 0 & 0 \\ j \sin \alpha & \cos \alpha & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.5)$$

En la Figura 2.1. es pot veure la representació d'un acoblador direccional.



**Figura 2.1.** Representació esquemàtica de l'acoblador direccional

On el senyal es transmet completament entre 1 i 3 (*Input* i *Through*), mentre que a 2 i 4 s'obtenen senyals proporcionals a les ones negativa i positiva de l'entrada.

Els paràmetres principals que caracteritzen un acoblador direccional són:

- **Acoblament (C)**

$$C = -20 \log |S_{14}| = -20 \log(\sin \alpha) \quad (2.6)$$

- **Directivitat (D)**

$$D = 20 \log \left| \frac{S_{14}}{S_{12}} \right| \quad (2.7)$$

- **Aïllament (I)**

$$I = -20 \log |S_{12}| \quad (2.8)$$

## 2.2. Híbrids

Els híbrids són un cas especial d'acoblador direccional on es dona un acoblament de 3 dB. Per tant es compleix que:

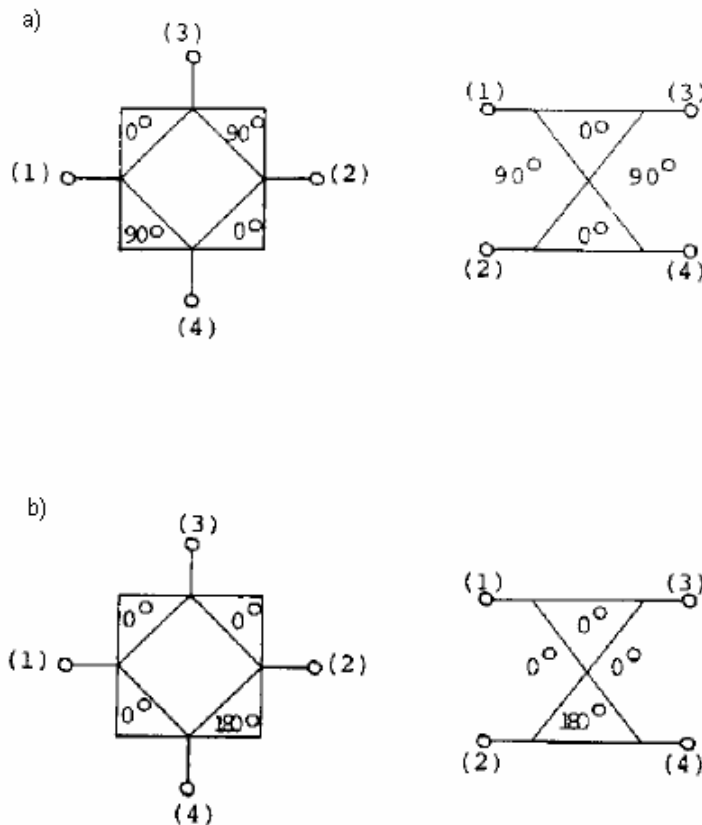
$$\sin \alpha = \cos \alpha = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

De manera que les matrius (2.4) i (2.5) queden de la següent forma:

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.9)$$

$$S = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & j \\ 0 & 0 & j & 1 \\ 1 & j & 0 & 0 \\ j & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.10)$$

La matriu (2.10) correspon a un híbrid de 90° i es pot veure la seva representació a la figura 2.2.a, mentre que la (2.9) és un híbrid de 180° (figura 2.2.b).



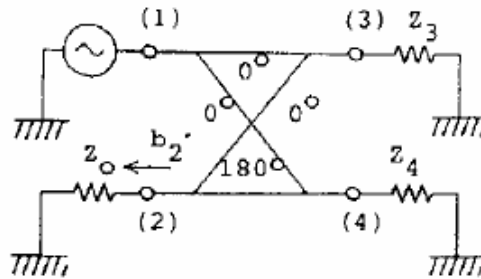
**Figura 2.2.** Representacions esquemàtiques dels híbrids de 90° (a) i 180° (b)

En els híbrids de 180° els parells d'accessos desacoblats s'anomenen suma i diferència. Per exemple si s'injecta un senyal pel port 1 i un altre pel 2 (ports desacoblats) en un dels altres ports (el 3 per l'exemple presentat) s'obindrà un senyal proporcional a la suma dels senyals i en l'altre, a la diferència. El mateix passa si s'injecten els senyals pels ports 3 i 4.

## 2.2.1. Aplicacions dels híbrids

### 2.2.1.1. Pont d'impedàncies

Pel port 1 s'injecta el senyal d'entrada, el 2 es termina i el 3 i el 4 es carreguen amb impedàncies arbitràries (figura 2.3)



**Figura 2.3.** Híbrid de 180° configurat com a pont d'impedàncies.

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ 0 \\ \rho_3 b_3 \\ \rho_4 b_4 \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

$$b_3 = b_4 = \frac{1}{\sqrt{2}} a_1$$

$$b_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} (\rho_3 b_3 - \rho_4 b_4) = \frac{1}{2} (\rho_3 - \rho_4) a_1 \quad (2.12)$$

on  $\rho_3$  i  $\rho_4$  són els coeficients de reflexió associats a les impedàncies  $Z_3$  i  $Z_4$ . Així, si  $Z_3=Z_4$  resulta que  $b_2 = 0$  i, per tant, la tensió al port 2 val 0, obtenint així el pont d'impedàncies.

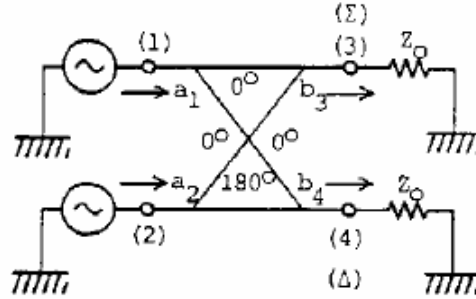
### 2.2.1.2. Divisor de potència

Si el port 2 està terminat, s'obté un dispositiu de tres accessos que es comporta com un divisor de potència ideal

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \end{pmatrix} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ a_3 \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

2.2.1.3. Detector de fase

Pels port 1 i 2 s'injecten senyals de la mateixa amplitud i diferent fase, mentre els ports 3 i 4 estan terminats (Figura 2.4.)



**Figura 2.4.** Hibrid de 180° configurat com a detector de fase.

$$a_1 = ae^{j\phi_1} \tag{2.14}$$

$$a_2 = ae^{j\phi_2}$$

$$b_3 = \frac{a}{\sqrt{2}}(e^{j\phi_1} + e^{j\phi_2}) \tag{2.15}$$

$$b_4 = \frac{a}{\sqrt{2}}(e^{j\phi_1} - e^{j\phi_2})$$

$$b_3 = \frac{a}{\sqrt{2}} e^{j\frac{1}{2}(\phi_1+\phi_2)} \left[ e^{j\frac{1}{2}(\phi_1-\phi_2)} + e^{-j\frac{1}{2}(\phi_1-\phi_2)} \right] = \frac{2a}{\sqrt{2}} \cos \frac{\phi_1 - \phi_2}{2} e^{j\frac{1}{2}(\phi_1+\phi_2)} \tag{2.16}$$

$$b_4 = j \frac{2a}{\sqrt{2}} \sin \frac{\phi_1 - \phi_2}{2} e^{j\frac{1}{2}(\phi_1+\phi_2)}$$

Així doncs, si restem les dues sortides s'obté un senyal proporcional al cosinus de la diferència de fase :

$$|b_3|^2 - |b_4|^2 = 2|a|^2 \left( \cos^2 \frac{\phi_1 - \phi_2}{2} - \sin^2 \frac{\phi_1 - \phi_2}{2} \right) = 2|a|^2 \cos(\phi_1 - \phi_2) \tag{2.17}$$

2.2.1.4. Mesclador

Els mescladors permeten, a partir de dos senyals d'entrada de freqüències diferents generar un senyal combinació de dues freqüències.

Un dels senyals d'entrada és el de radiofreqüència, amb freqüència  $f_{RF}$  i l'altre és el de l'oscil·lador local, de més amplitud i freqüència inferior ( $f_{LO}$ ). Mitjançant el mesclador s'obté un senyal de freqüència intermitja ( $f_{IF} = f_{RF} - f_{LO}$ ) i un altre de freqüència superior ( $f_{RF} + f_{LO}$ ), que es filtra.

Amb un híbrid configurat com es mostra a la figura 2.5. es pot realitzar un mesclador balancejat, que elimina els harmònics parells de l'oscil·lador local i el soroll AM generat per aquest, a més de permetre aconseguir unes pèrdues menors i un millor aïllament entre RF i LO.

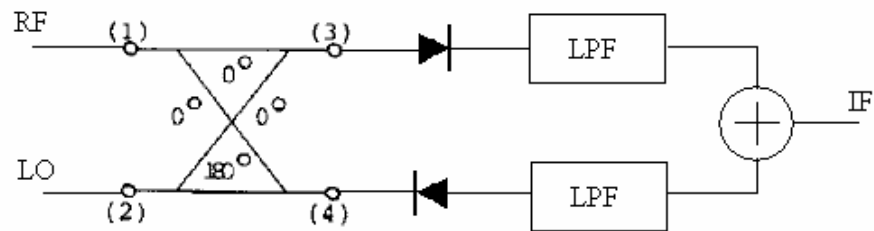


Figura 2.5. Mesclador balancejat a partir de híbrid de  $180^\circ$

### 2.3. Acobladors *branchline* i *rat-race*

Els acobladors per a microones més freqüents són els basats en línies acoblades i els que utilitzen seccions de línia en  $\lambda/4$ . Aquest apartat es centra només en aquest últim tipus, ja que és la tècnica utilitzada com a base per a la construcció del dispositiu fabricat.

Les principals estructures d'acobladors amb seccions de  $\lambda/4$  són les anomenades *branchline* i *rat-race*.

El *branchline* (Figura 2.6.) està format per quatre seccions de longitud  $\lambda/4$  que formen un quadrat o un anell, amb impedàncies característiques iguals dos a dos.

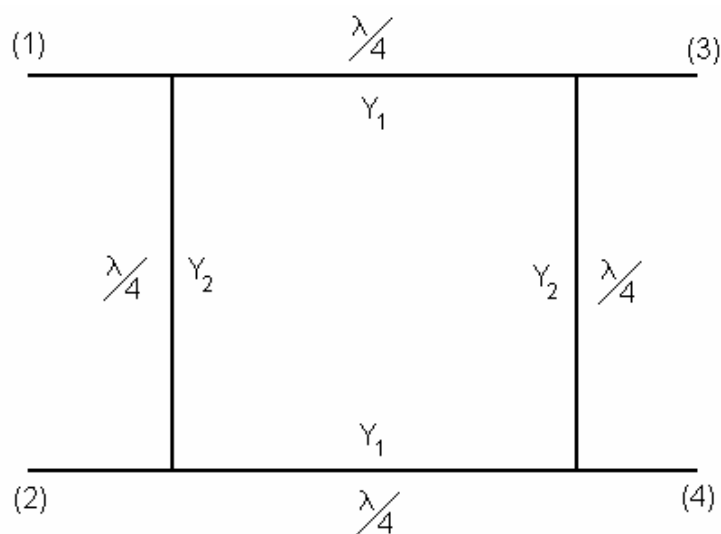


Figura 2.6. Acoblador *branchline*

Realitzant l'anàlisi de l'estructura a través de les propietats de simetria (paret elèctrica i magnètica) i tenint en compte que per a que sigui un acoblador direccional s'ha d'acomplir que [18]:

$$Y_1^2 = 1 + Y_2^2$$

s'obté la següent matriu de dispersió :

$$S = \begin{pmatrix} 0 & 0 & S_{13} & S_{14} \\ 0 & 0 & S_{14} & S_{13} \\ S_{13} & S_{14} & 0 & 0 \\ S_{14} & S_{13} & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.18)$$

on:

$$S_{13} = -\frac{j}{Y_1} \quad (2.19)$$

$$S_{14} = -\frac{Y_2}{Y_1}$$

Per a que el *branchline* sigui un híbrid  $|S_{13}| = |S_{14}| = 1/\sqrt{2}$ , i per tant els valors de les admitàncies seran :

$$Y_2 = 1$$

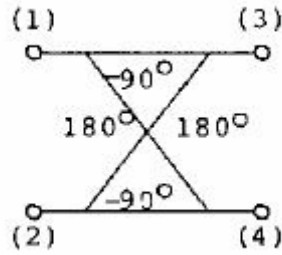
$$Y_1 = \sqrt{2}$$

quedant la següent matriu de paràmetres S :

$$S = -\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 0 & 0 & j & 1 \\ 0 & 0 & 1 & j \\ j & 1 & 0 & 0 \\ 1 & j & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.20)$$

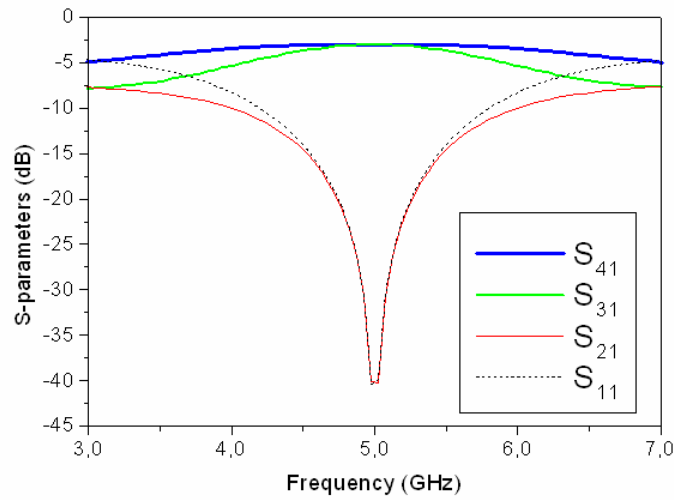
La representació esquemàtica d'aquest híbrid és la mostrada a la Figura 2.7.





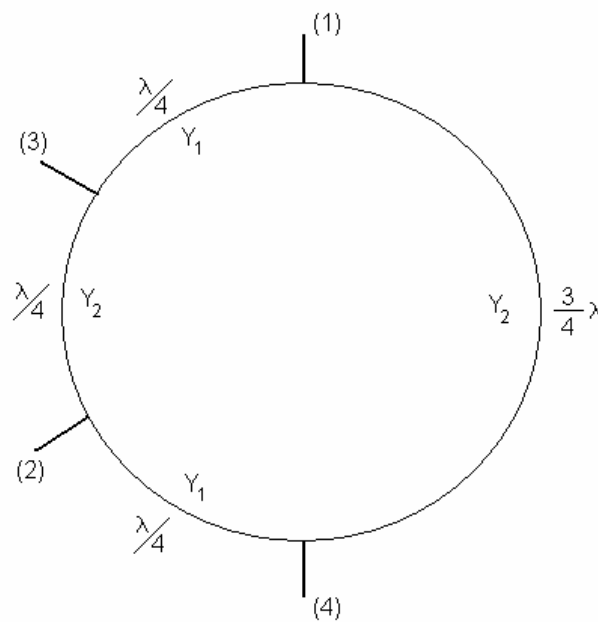
**Figura 2.7.** Representació esquemàtica d'un híbrid *branchline*

La resposta típica d'un acoblador branchline es mostra a la Figura 2.8.



**Figura 2.8.** Resposta d'un *branchline*

L'anomenat *rat-race* és un acoblador direccional que es realitza mitjançant una estructura en anell de  $1.5\lambda$ . (Figura 2.9.)



**Figura 2.9.** Acoblador *rat-race*

Quan la diferència de longituds elèctriques ( $\beta l$ ) entre els dos possibles camins (en sentit horari i antihorari) per arribar a un port des d'un altre val  $\pi$  es produeix una interferència destructiva i no hi ha transmissió de senyal entre els dos ports. Si per contra la diferència entre  $\beta l$  val  $2\pi$  es té una interferència constructiva i el senyal es transmet. Com a exemple, es determina la longitud elèctrica entre els ports 1 i 2. En sentit antihorari la longitud de la línia que separa 1 i 2 és de  $\lambda/2$  mentre que en sentit horari és de  $\lambda$ :

$$\lambda - \lambda/2 = \lambda/2$$

$$\beta l = \frac{2\pi}{\lambda} l = \frac{2\pi}{\lambda} \frac{\lambda}{2} = \pi$$

Per tant la interferència és destructiva i no hi haurà transmissió entre aquests dos ports.

La matriu de paràmetres S del *rat-race* presentat és la següent:

$$S = \begin{pmatrix} 0 & 0 & -jY_1 & jY_2 \\ 0 & 0 & -jY_2 & -jY_1 \\ -jY_1 & -jY_2 & 0 & 0 \\ jY_2 & -jY_1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.21)$$

Sempre tenint en compte que no hi ha pèrdues, és a dir:

$$Y_1^2 + Y_2^2 = 1$$

Si es fa que:

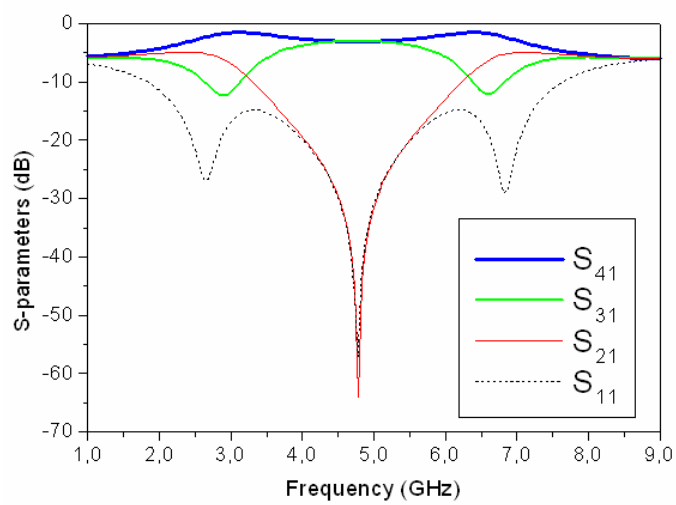
$$Y_1 = Y_2 = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

s'obté l'híbrid de  $180^\circ$ , que presenta la següent matriu de paràmetres S:

$$S = -\frac{j}{2} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & -1 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ -1 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (2.22)$$

Així, per a la construcció d'aquest híbrid s'han de considerar 3 línies de  $90^\circ$  i una de  $270^\circ$ , que tinguin totes la mateixa impedància característica i que aquesta valgui  $\sqrt{2} Z_0$ .

Aquests acobladors presenten una resposta típica com la mostrada a la Figura 2.10.:



**Figura 2.10.** Resposta d'un *rat-race*

### 3. RAT-RACE AMB LÍNIA DE TRANSMISSIÓ METAMATERIAL

En aquest capítol es presentarà l'estructura de la cel·la utilitzada, així com el seu circuit equivalent. A continuació es descriurà el procés de disseny realitzat per aconseguir el comportament desitjat, per després comentar el mètode d'extracció de paràmetres utilitzat per a modelar la cel·la amb el seu circuit elèctric equivalent. Per últim es presentaran els resultats obtinguts amb el dispositiu ja fabricat.

#### 3.1. Introducció

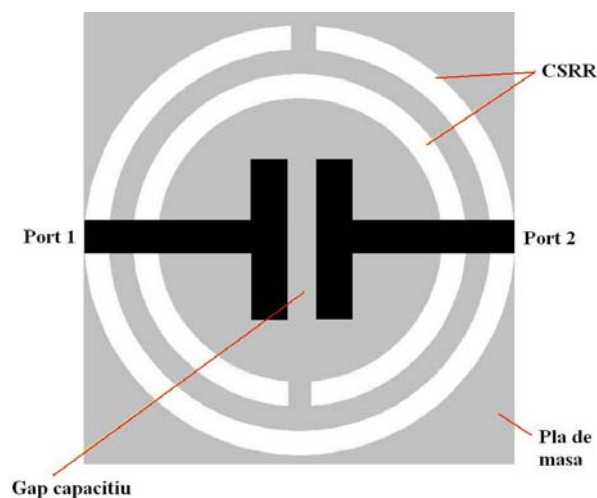
Gràcies a les propietats de les cel·les metamaterials es poden reduir significativament les dimensions dels dispositius "clàssics" de microones.

En aquest cas es fa servir una cel·la d'aquest tipus per a fer que la longitud de la línia de  $3\lambda/4$  d'un acoblador *rat-race* sigui més reduïda. Això s'aconsegueix aprofitant que les línies basades en metamaterials, al contrari que les línies tradicionals, presenten longitud elèctrica negativa treballant en la seva banda *left-handed*, i a més aquesta fase és controlable, de manera que es pot obtenir el valor desitjat a la freqüència d'operació de l'estructura. D'aquesta manera, si es substitueix la línia de  $270^\circ$  de longitud elèctrica per una cel·la que equivaldria a una línia de  $-90^\circ$ , el dispositiu serà de mida més reduïda.

Un altre valor que cal controlar és el de la impedància Bloch ( $Z_B$ ), que correspondria a la impedància característica en una línia de transmissió convencional, de manera que valgui  $\sqrt{2} Z_0$  a la freqüència d'operació.

#### 3.2. Cel·la utilitzada i circuit equivalent

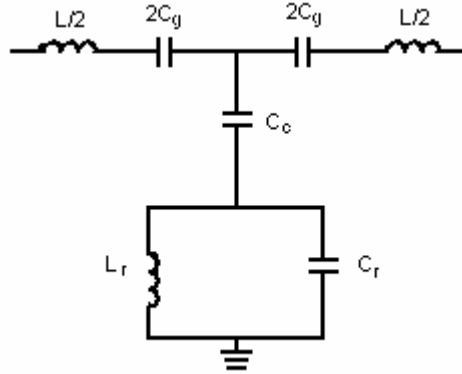
El tipus de cel·la utilitzada, que ja s'havia descrit breument en el Capítol 1, és el mostrat a la Figura 3.1.



**Figura 3.1.** Cel·la microstrip utilitzada en el disseny del *rat-race*. La part metàl·lica de la capa superior es representa en color negre, mentre que la inferior, en gris.

Recordem que el CSRR gravat al pla de masa proporciona un valor de permitivitat ( $\epsilon$ ) negatiu al voltant de la freqüència de ressonància i que el *gap* practicat a la tira conductora fa que es doni el valor negatiu de la permeabilitat ( $\mu$ ).

El circuit equivalent en T d'aquesta cel·la és el següent:



**Figura 3.2.** Model equivalent en T de la cel·la.

El *gap* sèrie de la línia de transmissió es modela com a  $C_g$ , així com la seva inductància correspon a  $L$ . El CSRR es representa a través del tanc ressonant en paral·lel format per  $C_r$  i  $L_r$ . Per últim,  $C_c$  s'utilitza per a modelar la capacitat d'acoblament entre línia i anells a través del substrat.

Per a fer l'anàlisi de la transmissió *left-handed* de la estructura, la inductància  $L$  pot ser despreciada, ja que la impedància sèrie està dominada per la capacitat  $C_g$ .

A partir del circuit presentat es pot obtenir la impedància *Bloch* ( $Z_B$ ) i el desfasament o relació de dispersió:

$$Z_B = \sqrt{Z_S(j\omega)[Z_S(j\omega) + 2Z_P(j\omega)]} \quad (3.1)$$

$$\cos(\beta l) = 1 + \frac{Z_S(j\omega)}{Z_P(j\omega)} \quad (3.2)$$

On  $Z_S(j\omega)$  i  $Z_P(j\omega)$  corresponen a les impedàncies en sèrie i en derivació del model en T respectivament i presenten les següents expressions:

$$Z_S(j\omega) = \frac{1}{j\omega C_g} \quad (3.3)$$

$$Z_P(j\omega) = j \left( \frac{L_r \omega}{1 - L_r C_r \omega^2} - \frac{1}{C_c \omega} \right) \quad (3.4)$$

De manera que les expressions per al càlcul de la impedància *Bloch* i de la relació de dispersió són:

$$Z_B = \sqrt{\frac{\frac{L_r/C_r}{\frac{1}{C_r\omega} - L_r\omega} - \frac{1}{C_g\omega} - \frac{1}{4C_g^2\omega^2} - \frac{1}{C_c C_g\omega^2}}{\frac{1}{C_r\omega} - L_r\omega}} \quad (3.5)$$

$$\cos(\beta l) = 1 + \frac{\frac{1/2C_g\omega}{L_r/C_r}}{\frac{1}{C_c\omega} + \frac{1}{L_r\omega - \frac{1}{C_r\omega}}} \quad (3.6)$$

Aquesta estructura permet que les ones es propaguin en l'interval en que  $\beta l$  és un nombre real. A partir de (3.6) s'obtenen les freqüències que delimiten aquest interval (banda de pas *left-handed*):

$$f_L = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r \left( C_r + \frac{4}{\frac{1}{C_g} + \frac{4}{C_c}} \right)}} \quad (3.7)$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} \quad (3.8)$$

A aquestes freqüències la impedància *Bloch* i la fase prenen valors extrems. A  $f_H$ ,  $Z_B$  tendeix a infinit i la fase val 0, mentre que a  $f_L$ ,  $Z_B$  és nul·la i la fase val  $-\pi$ .

Existeix també una freqüència per la qual  $Z_p$  val 0 i, per tant, la transmissió serà nul·la. És l'anomenat zero de transmissió i ve determinat per l'expressió 3.9.

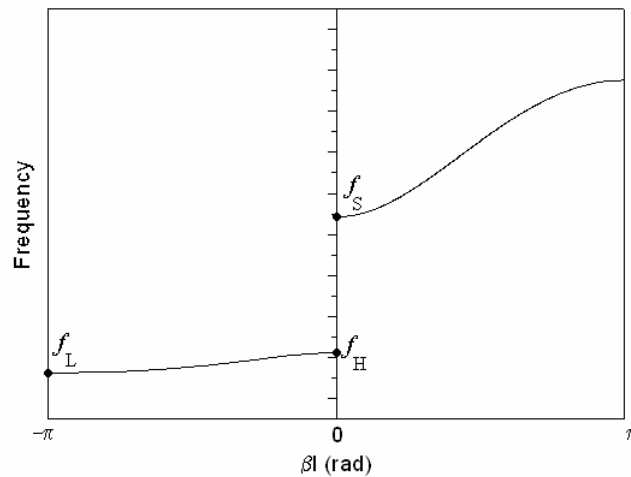
$$f_Z = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r (C_c + C_r)}} \quad (3.9)$$

A més, les freqüències de ressonància dels tancs sèrie i paral·lel, per les quals  $Z_s = 0$  i  $Z_p = \infty$  respectivament, són :

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_g}} \quad (3.10)$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (3.11)$$

Si es representa la relació de dispersió (Figura 3.3.) es pot observar la banda de pas *left-handed*, limitada per  $f_H$  i  $f_L$ , on les velocitats de fase i de grup són antiparal·leles, així com la banda *right-handed*, que s'inicia a  $f_s$ .



**Figura 3.3.** Diagrama de dispersió, indicant freqüències característiques.

### 3.3. Procés de disseny

El primer pas és fer un càlcul analític dels valors dels paràmetres del model discret ( $C_g$ ,  $C_c$ ,  $L_r$ ,  $C_r$ ) necessaris per a obtenir les especificacions desitjades [11].

Prenem com a freqüència central  $f_c = 4.77$  GHz ( $\omega_c = 2\pi f_c$ ). Aquesta freqüència correspon a la Banda C INSAT i s'utilitza per a la recepció de dades des de satèl·lits. L'amplada de cada canal en aquesta sub-banda de freqüències (4.5 – 4.8 GHz) és de 36 MHz. A  $f_c$  s'haurà de tenir una impedància Bloch  $Z_c = 70.71 \Omega$  i una fase  $\phi_c = 90^\circ$ . També es fixen les freqüències que limiten la banda *left-handed*:  $f_L = 4.65$  GHz ( $\omega_L = 2\pi f_L$ ) i  $f_H = 5.115$  GHz ( $\omega_H = 2\pi f_H$ ).

A partir de les equacions (3.5) i (3.6) es pot obtenir el valor del gap capacitiu:

$$C_g = \frac{1}{2\omega_c Z_c} \sqrt{\frac{1 + \cos \phi_c}{1 - \cos \phi_c}} \quad (3.12)$$

Per a obtenir la resta de paràmetres s'inverteixen les equacions (3.5) a (3.8), resultant les següents expressions [11]:

$$L_r = \frac{Z_c}{2} \sqrt{\frac{1 + \cos \phi_c}{1 - \cos \phi_c}} \frac{\omega_c (\omega_H^2 - \omega_L^2)(\omega_H^2 - \omega_c^2)}{\omega_H^4 (\omega_c^2 - \omega_L^2)} \quad (3.13)$$

$$C_r = \frac{1}{L_c \omega_H^2} \quad (3.14)$$

$$C_c = \frac{2\omega_H^2 (\omega_c^2 - \omega_L^2) \sqrt{1 - \cos^2(\phi_c)}}{Z_c \omega_c [\omega_c^2 (1 + \cos \phi_c)(\omega_H^2 - \omega_L^2) - 2\omega_H^2 (\omega_c^2 - \omega_L^2)]} \quad (3.15)$$

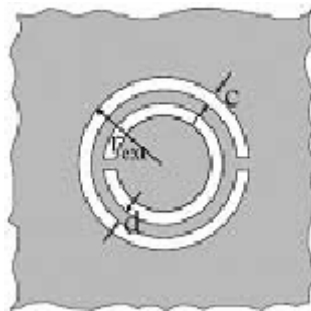
De la manera descrita s'obtenen els valors de la Taula 3.1.

$C_g$ (pF)	$C_c$ (pF)	$C_r$ (pF)	$L_r$ (nH)
0.236	0.632	1.802	0.537

**Taula 3.1.** Valors dels elements del model discret resultat del càlcul

Els següent pas és construir un *layout* que respongui a aquestes característiques. La obtenció del *gap* capacitiu modelat per  $C_g$  s'ha realitzat mitjançant la comparació de la resposta a la simulació electromagnètica de la cel·la sense CSRR amb la resposta obtinguda a través de la simulació elèctrica de la mateixa estructura substituint el *gap* per una capacitat ideal de valor  $C_g$  [12]. Les dimensions del CSRR, modelat per  $C_r$  i  $L_r$ , s'obtenen seguint el model descrit a [13]. La capacitat d'acoblament  $C_c$  s'ha d'anar ajustant progressivament, ja que depèn fortament de la geometria de la línia i els anells. Un cop realitzada aquesta primera aproximació geomètrica és necessari optimitzar-la per a obtenir els valors desitjats de fase i impedància.

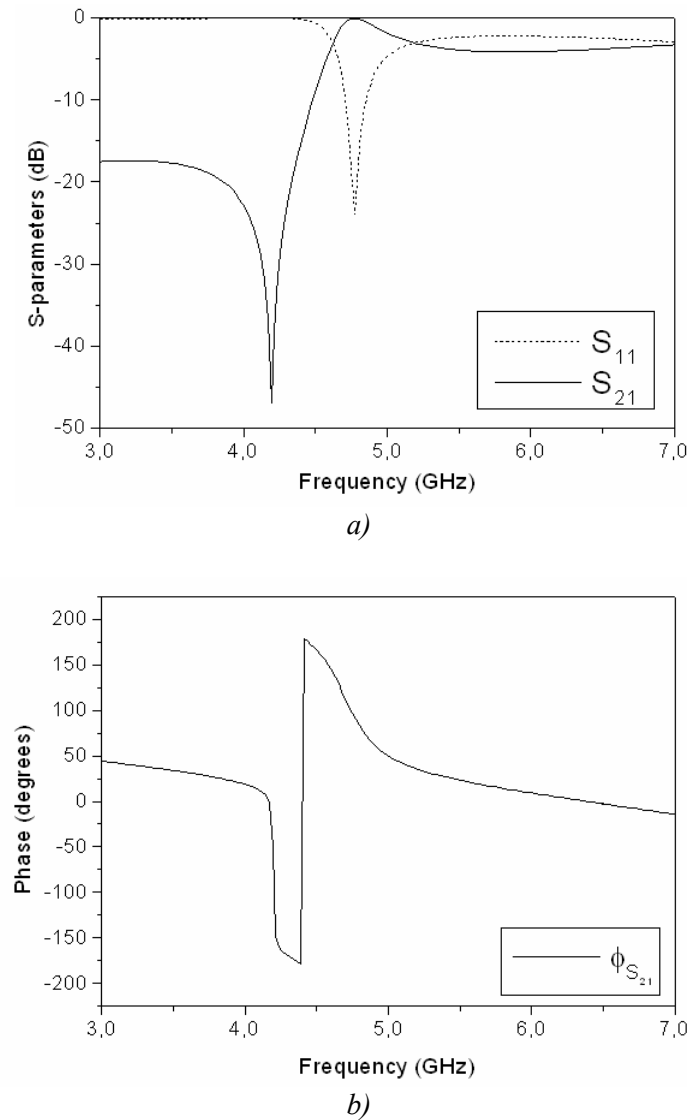
Finalment, s'ha obtingut una cel·la on les dimensions característiques del CSRR (veure Figura 3.4.) són  $c = 0.19$  mm,  $d = 0.21$  mm,  $r_{ext} = 1.79$  mm. La longitud total de la cel·la és de 3.59 mm, l'amplada del *gap* capacitiu, 0.25 mm, i la de la línia 0.27 mm.



**Figura 3.4.** Dimensions característiques del CSRR

En les gràfiques de la Figura 3.5. es pot observar, com a resultat de la simulació electromagnètica realitzada mitjançant *Agilent Momentum*, la magnitud i la fase del coeficient de transmissió de la cel·la, així com el seu coeficient de reflexió. Els accessos estan terminats amb ports de  $70.71 \Omega$ , que és el valor d'impedància característica necessari per a implementar el circuit.

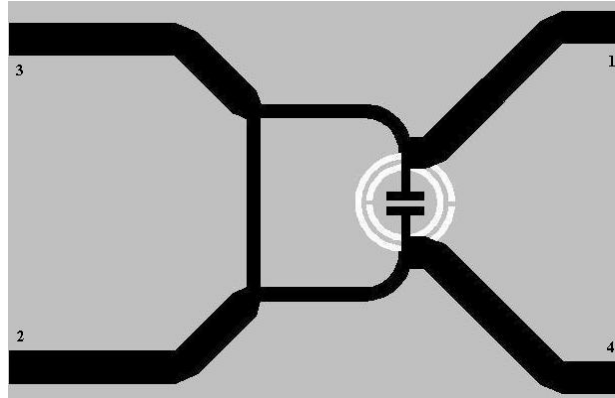




**Figura 3.5.** a) Representació dels coeficients de transmissió i reflexió de la cel·la. b) Fase

El següent pas és incorporar les tres línies de  $90^\circ$  de longitud elèctrica. Aquestes són de tipus convencional. S'ha valorat la possibilitat de realitzar-les també a través de cel·les metamaterial, però s'ha descartat perquè la reducció de dimensions en aquest cas no resultaria prou significativa. Per a obtenir les dimensions d'aquestes tres línies s'utilitza un calculador de línies de transmissió, com és *LineCalc*, eina incorporada en el software comercial *Advanced Design System (ADS)* d'*Agilent*. S'introdueixen com a paràmetres la freqüència d'operació, la longitud elèctrica de la línia i la seva impedància característica, que ha de ser de  $\sqrt{2} Z_0$  per a obtenir l'híbrid de  $180^\circ$ . Així doncs, si es considera que  $Z_0 = 50 \Omega$  la impedància ha de ser de  $70.71 \Omega$ . Per a freqüència d'operació de 4.77 GHz i longitud elèctrica de  $90^\circ$  s'obté una longitud de línia de 6.18 mm.

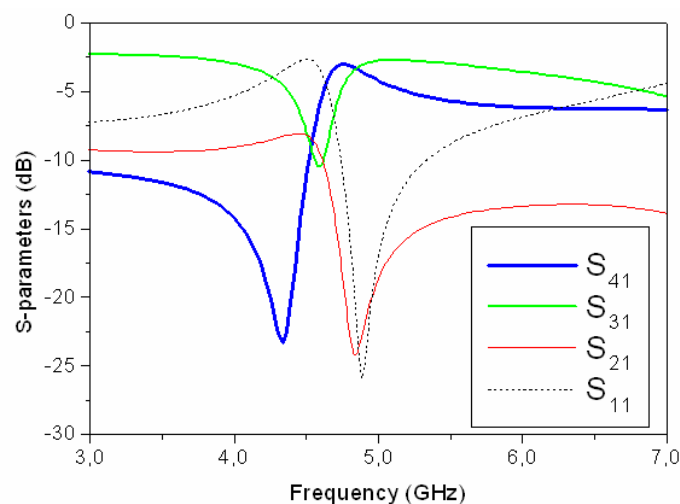
Un cop realitzat el disseny complet amb les dimensions anteriorment determinades, i havent afegit línies d'accés de  $50 \Omega$  de impedància característica, l'aspecte final del *rat-race* és el que es pot observar a la Figura 3.6.



**Figura 3.6.** Disseny final del *rat-race* amb línies d'accés de  $50 \Omega$ . La part metàl·lica de la capa superior es representa en color negre, mentre que la inferior, en gris.

L'àrea que ocupa el dispositiu dissenyat és d'uns  $53.5 \text{ mm}^2$  ( $7.14 \times 7.49 \text{ mm}$ ), sense tenir en compte les línies d'accés.

La simulació electromagnètica del disseny realitzat, amb els quatre ports terminats amb  $50 \Omega$ , proporciona els resultats mostrats a la Figura 3.7.



**Figura 3.7.** Resultats de la simulació EM, mitjançant *Momentum*, del *rat-race* amb línia de transmissió metamaterial.

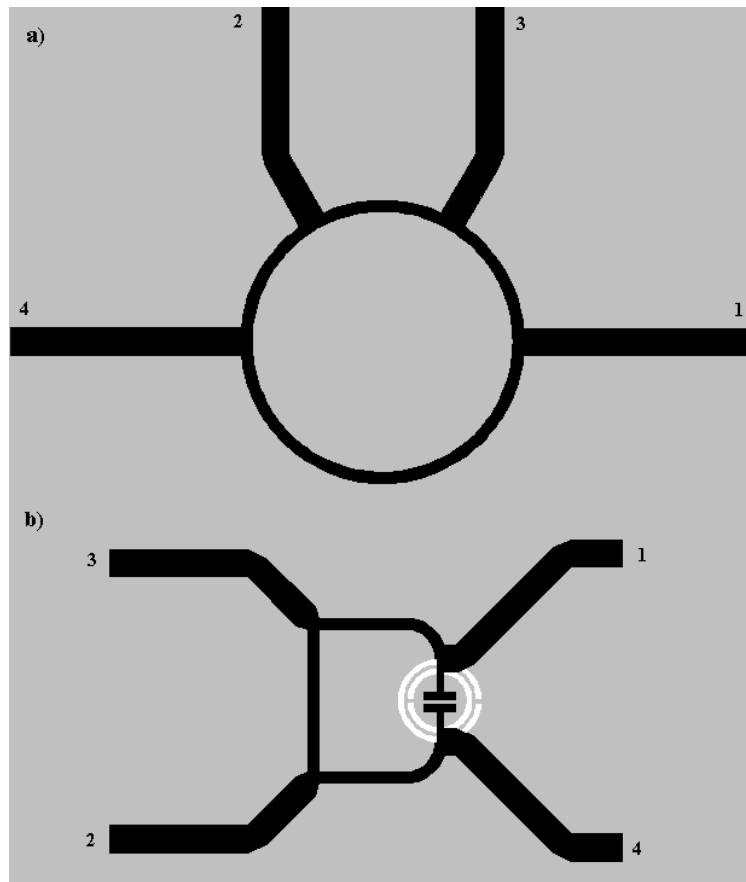
### 3.4. Disseny d'un *rat-race* convencional i comparació

S'ha decidit dissenyar també un *rat-race* "clàssic" amb una freqüència de treball similar de cara a comparar les seves dimensions amb el *rat-race* basat en línia de transmissió metamaterial.

Mitjançant *LineCalc* s'obté que la longitud de les línies de  $90^\circ$  ha de ser de  $6.2 \text{ mm}$  i la de  $270^\circ$ , de  $18.6 \text{ mm}$ . Així, aquestes línies formen un anell de radi  $5.92 \text{ mm}$ . El disseny realitzat, havent afegit línies d'accés de  $50 \Omega$ , es pot veure en la Figura 3.8 (a).

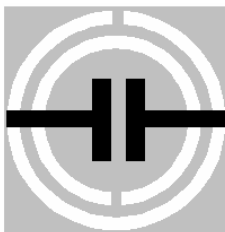
Si l'anell té un radi de  $5.92 \text{ mm}$ , tal com s'ha comentat abans, l'àrea que ocupa aquest dispositiu és d'uns  $220 \text{ mm}^2$  (sense tenir en compte les línies d'accés). Així doncs, la superfície que ocupa aquest *rat-race* és, aproximadament, 4 vegades superior al *rat-race*

amb línia de transmissió metamaterial ( $53.5 \text{ mm}^2$ ). A la Figura 3.8. es pot observar la diferència de dimensions entre els dos dissenys.



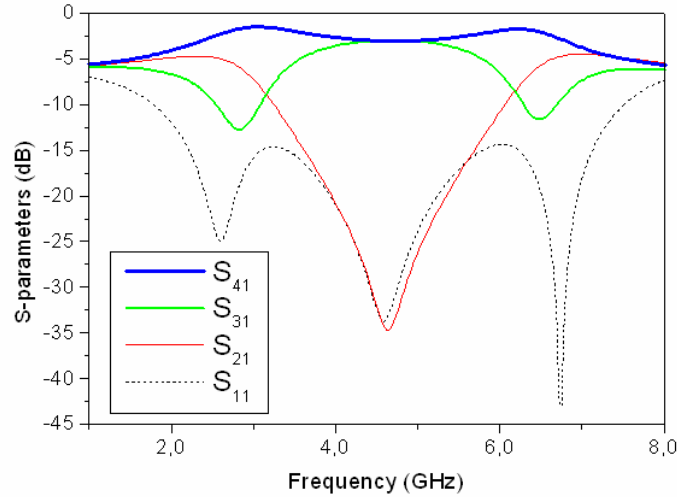
**Figura 3.8.** Layouts del *rat-race* convencional (a) i del metamaterial (b). Metall de la capa superior representat en color negre, metall de la capa inferior en color gris.

Tot i la gran disminució de superfície que suposa el “*rat-race left-handed*”, la gran diferència es troba en la línia de transmissió que en el *rat-race* “clàssic” té una longitud de  $3\lambda/4$ . Això suposa, com ja s’ha comentat, 18.6 mm per a la freqüència d’interès. Utilitzant la línia de transmissió metamaterial aquesta longitud es veu reduïda a 3.6 mm, és a dir, un factor 5 (Figura 3.9.)



**Figura 3.9.** Comparació entre longituds de la cel·la i d’una línia de transmissió convencional amb la mateixa impedància característica i fase.

La resposta obtinguda mitjançant simulació electromagnètica (Figura 3.10.) mostra que l'ample de banda d'aquest *rat-race* és superior al del basat en cel·la *left-handed*. En el capítol "Conclusions i línies futures" s'apunten els treballs futurs per a intentar millorar el dispositiu.



**Figura 3.10.** Resultats de la simulació EM, mitjançant *Momentum*, del *rat-race* convencional.

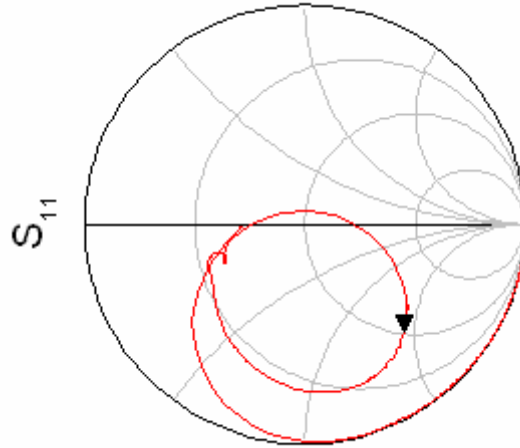
### 3.5. Extracció de paràmetres de la cel·la

Per a obtenir els paràmetres elèctrics que modelen la cel·la s'han de considerar les freqüències del zero de transmissió ( $f_z$ ) i la de ressonància del CSRR ( $f_0$ ) [14]:

$$f_z = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r(C_c + C_r)}} \quad (3.16)$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (3.17)$$

Aquestes dues freqüències es poden determinar experimentalment o mitjançant simulacions electromagnètiques. En aquest cas s'han obtingut a través de les simulacions. Per a obtenir  $f_z$  simplement cal veure la freqüència a la que es produeix un *notch* en el coeficient de transmissió ( $S_{21}$ ). La freqüència de ressonància dels CSRR es pot obtenir a través d'una representació en carta de Smith del coeficient de reflexió ( $S_{11}$ ) (Figura 3.11.). A aquesta freqüència la impedància vista des del port correspon a la impedància sèrie de l'estructura i a la de la terminació, ja que la impedància de la branca en derivació és infinita. Així, la part real de la impedància normalitzada val 1, i per tant, el tall de  $S_{11}$  amb la circumferència de resistència unitària de la Carta ens indica la freqüència de ressonància del CSRR.



**Figura 3.11.** Representació del coeficient de reflexió en Carta de Smith. El punt indicat correspon a la freqüència de ressonància del CSRR.

D'aquesta manera la part imaginària de la impedància a aquesta freqüència és la que correspon a la connexió en sèrie de L i  $C_g$ .

La inductància L s'obté a través de la mateixa representació per a una línia de permitivitat negativa, on no existeix gap. Així, a partir de la part imaginària de la impedància a  $f_0$  es determina la inductància de la línia en aquesta cel·la. Corregint aquest valor amb el *gap* capacitiu es pot estimar el valor de L de la cel·la sota estudi. A partir d'aquest ja es pot calcular  $C_g$  tal que s'ajusti a la impedància ( $Z_{S0}$ ) trobada a partir de la carta de Smith:

$$C_g = \frac{1}{\omega_0[\omega_0 L - \text{Im}(Z_{S0})]} \quad (3.18)$$

Per a obtenir els valors de la branca en derivació es fan servir les equacions (3.16) i (3.17). Com que aquestes depenen de tres paràmetres es fa necessari imposar una altra condició:

$$Z_S(j\omega_{\pi/2}) = -Z_P(j\omega_{\pi/2}) \quad (3.19)$$

que corresponen a les impedàncies sèrie i derivació quan la fase del coeficient de transmissió val  $\pi/2$ .

Seguint aquest procés s'han determinat els paràmetres que modelen la cel·la utilitzada en el present treball, obtenint els següents resultats:

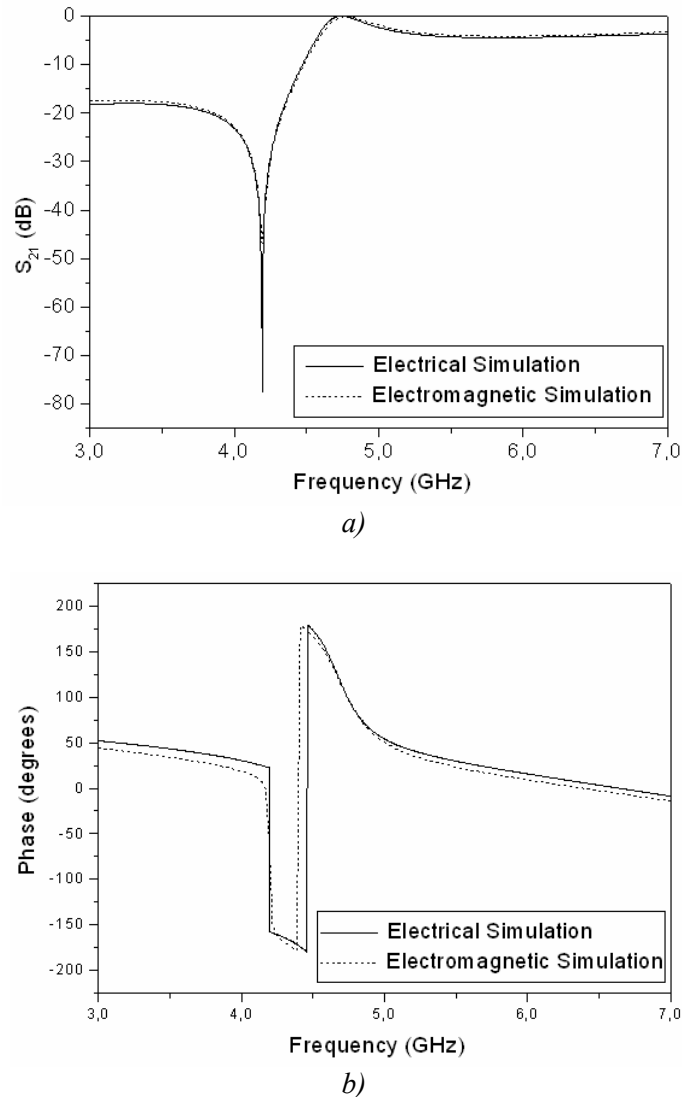
$C_g$ (pF)	L (nH)	$C_c$ (pF)	$C_r$ (pF)	$L_r$ (nH)
0.135	2.640	0.917	1.873	0.517

**Taula 3.2.** Valors dels elements del model discret resultat de l'extracció

Si es comparen aquests resultats amb els obtinguts en el càlcul analític de l'apartat 3.3. (Taula 3.1.) es pot comprovar que els valors que modelen el CSRR ( $C_r$  i  $L_r$ ) són força similars. Es pot comprovar que  $C_g$ , és inferior, ja que en el càlcul anterior no s'havia

considerat la inductància ( $L$ ) de la línia. El valor de  $C_c$  també difereix a causa del procés d'optimització.

Fent la simulació elèctrica del circuit equivalent amb els valors obtinguts i comparant-la amb la simulació electromagnètica de la cel·la es pot comprovar que es modela correctament el comportament d'aquesta en la regió d'interès (Figura 3.12).



**Figura 3.12.** Comparació entre els resultats de la simulació EM de la cel·la i l'elèctrica del seu model discret. *a)* Magnitud  $S_{21}$ ; *b)* Fase  $S_{21}$

### 3.6. Fabricació i caracterització

S'ha realitzat la fabricació i mesura tant del *rat-race* amb cel·la *left-handed* com del convencional.

Per a la fabricació d'ambdós dispositius s'ha utilitzat el substrat *Rogers RO3010* de 1.27 mm (50 mil) de gruix de dielèctric. A cada banda d'aquest dielèctric es troba una capa de coure de 35  $\mu\text{m}$  de gruix. Aquest substrat presenta baixes pèrdues i alta permitivitat.

En la següent taula (Taula 3.3.) es presenten les seves característiques principals:

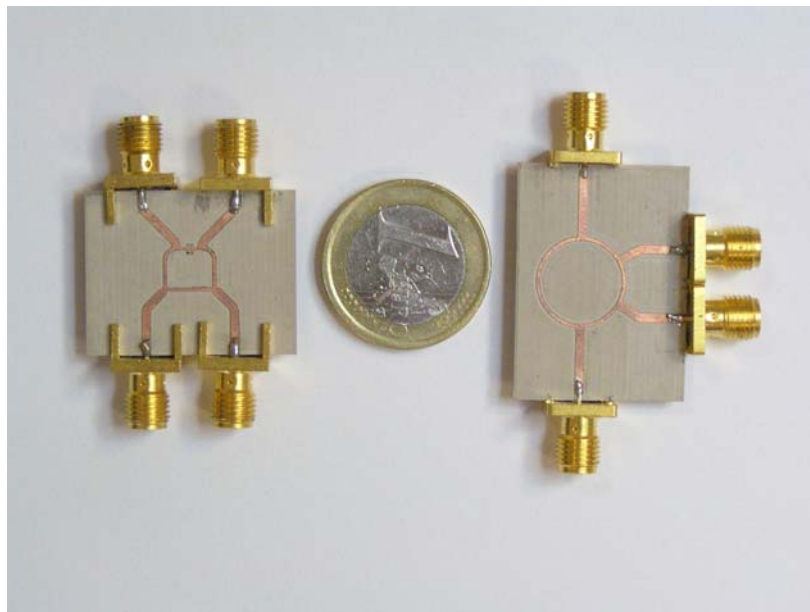
<b>Gruix del dielèctric, h</b>	1.27 mm
<b>Permitivitat dielèctrica relativa, <math>\epsilon_r</math></b>	10.2
<b>Tangent de pèrdues, <math>\delta</math></b>	0.0023
<b>Gruix del core, T</b>	35 $\mu\text{m}$
<b>Conductivitat del core, <math>\text{Re}(\sigma)</math></b>	$5.88 \cdot 10^8 \text{ S/m}$

**Taula 3.3.** Característiques del substrat *Rogers RO3010* utilitzat

La fabricació s'ha realitzat mitjançant la fresadora *LPKF ProtoMat H100* que es controla mitjançant el software específic *Board Master*.

Per a la obtenció de les màscares que determinen el *layout* dels dispositius, és necessari exportar el disseny des de *ADS* a *Gerber*. A partir de les màscares obtingudes (una per a cada capa), i mitjançant el programa *CircuitCam* es genera el fitxer que es carregarà a *Board Master*. *CircuitCam* permet escollir les eines a utilitzar per a la fabricació, marcar les línies de tall i situar els fiducials que farà servir la fresadora per a aconseguir una bona alineació entre capes.

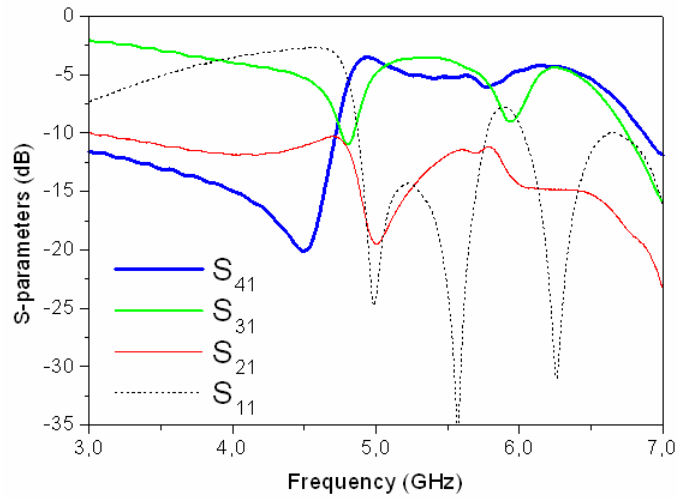
Els *rat-race* fabricats es poden observar a la fotografia de la Figura 3.13:



**Figura 3.13.** Fotografia dels dos dispositius fabricats; *rat-race left-handed* a l'esquerra de la moneda i convencional a la dreta.

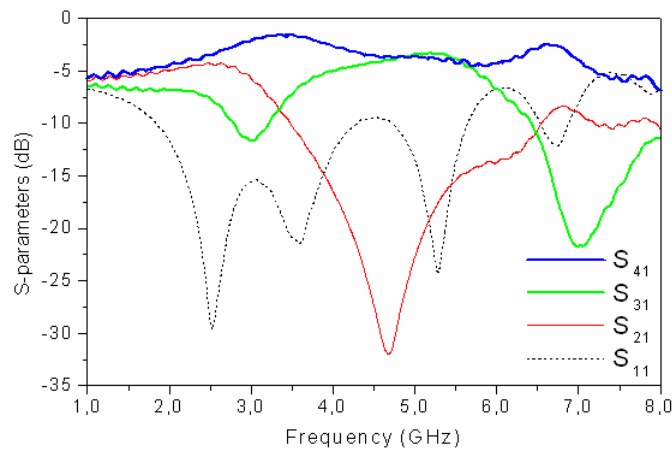
Un cop fabricats els circuits i soldats els connectors als ports es passa a mesurar-los mitjançant l'analitzador de xarxes *Agilent 8720ET*, que permet la obtenció directa dels paràmetres S que caracteritzen els circuits.

La resposta del *rat-race* construït amb una línia metamaterial es presenta a la Figura 3.14.



**Figura 3.14.** Resposta del *rat-race* amb línia de transmissió metamaterial, resultat de la mesura.

Mentre que la resposta del *rat-race* "clàssic" es mostra a la Figura 3.15.



**Figura 3.15.** Resposta del *rat-race* convencional, resultat de la mesura.

Com ja s'ha apuntat anteriorment no s'ha aconseguit un ample de banda equiparable al del dispositiu convencional, però la reducció de les dimensions resulta prou significativa.

A més, es pot comprovar que el comportament del dispositiu metamaterial és el desitjat: a la freqüència d'operació el parell d'accessos desacoblat 1-2 presenten un nivell de refús prou elevat, mentre que els altres dos presenten l'acoblament d'aproximadament 3 dB esperat.



## **CONCLUSIONS I LÍNIES FUTURES**

En aquest treball s'ha presentat una aplicació pràctica de les línies de transmissió metamaterial per al disseny de circuits de microones.

Com s'ha pogut comprovar, la reducció de les dimensions del dispositiu resulta força important gràcies a la utilització d'aquest tipus de cel·la. La línia de  $3\lambda/4$  es redueix en un factor 5 en ser substituïda per la cel·la *left-handed*. Això fa que l'àrea ocupada pel dispositiu dissenyat sigui 4 vegades menor que la del convencional.

Tot i que ja s'havia presentat un *rat-race* basat en una línia de transmissió tipus CRLH [15] de cara a reduir dimensions, el dissenyat en el present projecte té l'avantatge de no fer servir cap component extern, cosa que facilita la seva fabricació.

Seguint el mateix principi també es poden dissenyar altres dispositius per a aplicacions de banda estreta, com poden ser divisors de potència [11].

Com ja s'ha comentat, el circuit dissenyat presenta un ample de banda menor que el convencional. Segons un estudi realitzat la cel·la utilitzada presenta limitacions que no permeten obtenir un gran ample de banda en el cas objecte del present treball. Fent que la línia i el CSR ressonin a la mateixa freqüència (cel·la balancejada), sí és possible obtenir un gran ample de banda, però aquest cas no resulta útil per al dispositiu dissenyat, encara que sí ho pot ser per al disseny de filtres.

La continuació d'aquest treball anirà encaminada doncs a aconseguir una amplada de banda superior fent servir un altre tipus de cel·la *left-handed* que ofereix més possibilitats i que ja s'ha fet servir en altres treballs del grup per a la síntesi de filtres de banda relativament estreta [16] i de banda ampla [17], en aquest últim cas fent servir una estructura balancejada.

## **REFERÈNCIES**

- [1] V.G. Veselago, "The electrodynamics of substances with simultaneously negative values of  $\epsilon$  and  $\mu$ ". *Sov. Phys. Uspekhi*, vol.10 (4), pp.509-514, 1968.
- [2] J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins, W.J. Stewart, "Magnetism from conductors and enhanced nonlinear phenomena", *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, vol.47, no.11, pp.2075-2084, Novembre 1999.
- [3] D.R. Smith, W.J. Padilla, D.C. Vier, S.C. Nemat-Nasser, i S. Schultz, "Composite Medium with Simultaneously Negative Permeability and Permittivity", *Phys. Rev. Lett.*, vol.84, pp.4184-4187, Maig 2000.
- [4] J.B. Pendry, A.J. Holden, D.J. Robbins, W.J. Stewart, "Low frequency plasmons in thin-wire structures". *J. Phys. Condens. Matter*, vol.10, pp.4785-4809. Juny 1998.
- [5] C. Caloz, T. Itoh, A. Lai, "Composite Right/Left-Handed Line Metamaterial" *IEEE Microwave Magazine*, pag. 34-50, Setembre 2004.
- [6] F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, R. Marqués i M. Sorolla, "Split ring resonator based left handed coplanar waveguide". *Appl. Phys. Lett.*, vol.83, no.22, pp. 4652-4654, Desembre 2003.
- [7] J. Bonache, F. Martín, F. Falcone, J. Garcia, I. Gil, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, R. Marqués, F. Medina, M. Sorolla. "Super compact split ring resonators CPW band pass filters", *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol.3, pp.1483 - 1486, Fort Worth (USA), Juny 2004.
- [8] J. Garcia-Garcia, F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, I. Gil, T. Lopetegi, M.A.G. Laso, M. Sorolla, R. Marques. "Spurious Passband Suppression in Microstrip Coupled Line Band Pass Filters by Means of Split Ring Resonators" *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, vol.14, Issue 9, pp. 416 - 418, Setembre 2004.
- [9] F. Martín, F. Falcone, J. Bonache, T. Lopetegi, R. Marqués i M. Sorolla, "Miniaturized CPW stop band filters based on multiple tuned split ring resonators" *IEEE Microwave and Wireless Components Letters.*, vol.13, pp.511-513, Desembre 2003.
- [10] F. Falcone, T. Lopetegi, M. A. G. Laso, J. D. Baena, J. Bonache, M. Beruete, R. Marqués, F. Martín, i M. Sorolla, "Babinet Principle Applied to the Design of Metasurfaces and Metamaterials" *Phys. Rev. Lett.* vol.93, 197401, Novembre 2004.
- [11] M. Gil, J. Bonache, I. Gil, J. García-García i F. Martín, "Miniaturization of planar microwave circuits by using resonant-type left handed transmission lines", *IEEE, Proc. on Antennas and Propagation*. Enviat

- [12] M. Gil, J. Bonache, I. Gil, J. García-García i F. Martín, **“On the transmission properties of left handed microstrip lines implemented by complementary split rings resonators”**, *Int. Journal Numerical Model.*, vol. 19, pp 87-103, 2006.
- [13] J.D. Baena, J. Bonache, F. Martín, R. Marqués Sillero, F. Falcone, T. Lopetegui, M.A.G. Laso, J. García-García, I. Gil, M. Flores Portillo i M. Sorolla. **“Equivalent-Circuit Models for Split-Ring Resonators and Complementary Split-Ring Resonators Coupled to Planar Transmission Lines”**, *IEEE Trans. on Microwave Theory and Techniques*, vol.53, Issue 4, pp.1451-1461, Abril 2005.
- [14] J. Bonache, M. Gil, I. Gil, J. García-García i F. Martín, **“On the Electrical Characteristics of Complementary Metamaterial Resonators”**, *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*. Acceptat pel n°10, finals 2006.
- [15] H. Okabe, C. Caloz i T. Itoh **“A compact enhanced-bandwidth hybrid ring using an artificial lumped-element left-handed transmission-line section”**, *IEEE Microw. Wirel. Compon. Lett.*, Vol. 52, pp. 898–804, 2004
- [16] J. Bonache, I. Gil, J. Garcia-Garcia, F. Martin **"Novel Microstrip Bandpass Filters Based on Complementary Split-Ring Resonators"**, *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Volume 54, Issue 1, Pag:265 - 271, Gener 2006 .
- [17] J. Bonache, J. Martel, I. Gil, M. Gil, J. García-García, F. Martín, I. Cairó i M. Ikeda **”Super compact (<1cm<sup>2</sup>) band pass filters with wide bandwidth and high selectivity at C-band”** *European Microwave Conf.*, Manchester, UK 2006.
- [18] D.M. Pozar, **“Microwave Engineering”**, John Willey & Sons, 2a Edició, 1998.

## ÍNDEX DE FIGURES

<b>Figura 1.1.</b> a) Línia de transmissió de 2 fils. b) Circuit equivalent d'elements discrets	3
<b>Figura 1.2.</b> Diagrama $\epsilon$ - $\mu$ que classifica els medis segons els signes d'aquests dos paràmetres	7
<b>Figura 1.3.</b> Sistemes de coordenades dels medis <i>left-handed</i> i <i>right-handed</i>	7
<b>Figura 1.4.</b> Inversió de la Llei de Snell	8
<b>Figura 1.5.</b> Inversió de la Llei de Snell: aigua "esquerrana"	9
<b>Figura 1.6.</b> <i>Split Ring Resonator</i> (SRR). S'indiquen les seves dimensions característiques	9
<b>Figura 1.7.</b> Model elèctric del SRR	9
<b>Figura 1.8.</b> Primer medi <i>left-handed</i> sintetitzat	10
<b>Figura 1.9.</b> Model de línia convencional (a) i dual (b)	11
<b>Figura 1.10.</b> Diagrama de dispersió d'una línia dual. Només la part esquerra del diagrama té sentit físic	11
<b>Figura 1.11.</b> Circuit equivalent en T de la línia de transmissió composta (CRLH)	12
<b>Figura 1.12.</b> Diagrama de dispersió d'una línia de transmissió composta (CRLH)	12
<b>Figura 1.13.</b> Línia de transmissió coplanar basada en SRRs. Els anells estan a la cara inferior. En gris es representa el metall de la capa superior	13
<b>Figura 1.14.</b> Circuit equivalent de la guia d'ones coplanar basada en SRRs	13
<b>Figura 1.15.</b> Circuit equivalent simplificat de la guia d'ones coplanar basada en SRR	14
<b>Figura 1.16.</b> Resposta del circuit mostrat a la Figura 1.13	14
<b>Figura 1.17.</b> <i>Layout</i> (a) i resposta (b) d'un filtre passa-banda basat en SRRs	14
<b>Figura 1.18.</b> Resposta d'un filtre de rebuig de banda basat en SRRs. La línia prima és resultat de la simulació, mentre que la gruixuda correspon a la mesura	15
<b>Figura 1.19.</b> <i>Complementary Split Rings Resonator</i> (CSRR). En gris es representa el metall	15
<b>Figura 1.20.</b> Circuit equivalent en T de la cel·la <i>left-handed</i> basada en CSRR	16
<b>Figura 2.1.</b> Representació esquemàtica de l'acoblador direccional	18
<b>Figura 2.2.</b> Representacions esquemàtiques dels híbrids de 90° (a) i 180° (b)	19
<b>Figura 2.3.</b> Híbrid de 180° configurat com a pont d'impedàncies	20
<b>Figura 2.4.</b> Híbrid de 180° configurat com a detector de fase	21
<b>Figura 2.5.</b> Mesclador balancejat a partir de híbrid de 180°	22
<b>Figura 2.6.</b> Acoblador <i>branchline</i>	22
<b>Figura 2.7.</b> Representació esquemàtica d'un híbrid <i>branchline</i>	24
<b>Figura 2.8.</b> Resposta d'un <i>branchline</i>	24
<b>Figura 2.9.</b> Acoblador <i>rat-race</i>	24
<b>Figura 2.10.</b> Resposta d'un <i>rat-race</i>	26
<b>Figura 3.1.</b> Cel·la microstrip utilitzada en el disseny del <i>rat-race</i> . La part metàl·lica de la capa superior es representa en color negre, mentre que la inferior, en gris	27
<b>Figura 3.2.</b> Model equivalent en T de la cel·la	28
<b>Figura 3.3.</b> Diagrama de dispersió, indicant freqüències característiques	30
<b>Figura 3.4.</b> Dimensions característiques del CSRR	31
<b>Figura 3.5.</b> a) Representació dels coeficients de transmissió i reflexió de la cel·la. b) Fase	32
<b>Figura 3.6.</b> Disseny final del <i>rat-race</i> amb línies d'accés de 50 $\Omega$ . La part metàl·lica de la capa superior es representa en color negre, mentre que la inferior, en gris	33
<b>Figura 3.7.</b> Resultats de la simulació EM, mitjançant <i>Momentum</i> , del <i>rat-race</i> amb línia de transmissió metamaterial	33
<b>Figura 3.8.</b> <i>Layouts</i> del <i>rat-race</i> convencional (a) i del metamaterial (b). Metall de la capa superior representat en color negre, metall de la capa inferior en color gris	34
<b>Figura 3.9.</b> Comparació entre longituds de la cel·la i d'una línia de transmissió convencional amb la mateixa impedància característica i fase	35
<b>Figura 3.10.</b> Resultats de la simulació EM, mitjançant <i>Momentum</i> , del <i>rat-race</i> convencional	35
<b>Figura 3.11.</b> Representació del coeficient de reflexió en Carta de Smith. El punt indicat correspon a la freqüència de ressonància del CSRR	36
<b>Figura 3.12.</b> Comparació entre els resultats de la simulació EM de la cel·la i l'elèctrica del seu model discret. a) Magnitud $S_{21}$ ; b) Fase $S_{21}$	37

<b>Figura 3.13.</b> Fotografia dels dos dispositius fabricats; <i>rat-race left-handed</i> a l'esquerra de la moneda i convencional a la dreta.....	38
<b>Figura 3.14.</b> Resposta del <i>rat-race</i> amb línia de transmissió metamaterial, resultat de la mesura.....	39
<b>Figura 3.15.</b> Resposta del <i>rat-race</i> convencional, resultat de la mesura.....	39
<b>Figura A.1.</b> Fresadora <i>LPKF ProtoMat H100</i> .....	45

## **ANNEX: EINES PER AL DISSENY, FABRICACIÓ I CARACTERITZACIÓ DE PROTOTIPUS**

En aquest annex es descriuen breument les eines amb les que compta CIMITEC per a desenvolupar prototipus de circuits de microones.

Per al disseny i simulació s'utilitzen els programes *Advanced Design System (ADS)* i *Momentum*, d'*Agilent Technologies*. ADS es fa servir per al disseny d'esquemàtics i la seva simulació, tant en el domini del temps com de la freqüència, i compta amb una gran quantitat de biblioteques. *Momentum* és un editor de *layouts* i simulador electromagnètic de tipus 3D-planar integrat dins ADS. Està basat en el mètode dels moments o dels elements frontera, que consisteix en la resolució d'equacions diferencials parcials lineals que es formulen com a equacions integrals. Aquest mètode resulta força eficient, ja que només es calculen valors frontera en lloc de valors al llarg de tot un espai. Així doncs, divideix el *layout* en petites cel·les mitjançant una malla. També s'inclou un visualitzador de corrents 3D, que resulta útil per a distingir ressonàncies i identificar la propagació d'ones de retrocés.

Per a la fabricació es fa servir la fresadora *LPKF ProtoMat H100* (Figura A.1.), que compta amb una gran varietat d'eines de fresat i trepatge amb diàmetres des dels 100 µm. fins als 3 mm. La velocitat de fresat pot ser de fins a 100 mm/s i la de trepatge de 2 perforacions/s. Permet treballar en dues capes, posseeix un sistema d'autocalibració d'eines i un circuit de buit que fixa el substrat, a més d'una càmera per a poder visualitzar el procés i localitzar els fiducials per a obtenir una correcta alineació entre capes. Detecta automàticament la distància al substrat, de manera que pot treballar també amb substrats primers. La fresadora es controla a través del programa *Board Master*, que permet canviar eines, controlar el moviment de la màquina i activar el circuit de buit, entre altres funcions.



**Figura A.1.** Fresadora *LPKF ProtoMat H100*

La mesura dels circuits es realitza mitjançant l'analitzador de xarxes *Agilent 8720ET* que pot mesurar entre els 50 MHz i els 20 GHz i permet la obtenció dels elements de la matriu de dispersió (paràmetres S) en diferents formats (magnitud linial o en dB, part real o imaginària, fase, representació en carta de Smith). Per definir els paràmetres S

s'utilitzen les amplituds de les ones de tensió i corrent que viatgen cap al dispositiu (sentit positiu) i cap al generador (negatiu) a cada port. A partir d'aquests valors s'obté la impedància característica normalitzada ( $Z_{0i}$ ) per a cada port.

$$a_i = \bar{V}_i^+ = \frac{V_i^+}{\sqrt{Z_{0i}}} = I_i^+ \sqrt{Z_{0i}} \quad (1)$$

$$b_i = \bar{V}_i^- = \frac{V_i^-}{\sqrt{Z_{0i}}} = I_i^- \sqrt{Z_{0i}}$$

Aquestes amplituds normalitzades estan relacionades per la matriu de dispersió de la següent manera, per un circuit amb N ports:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ \dots \\ b_N \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & \dots & S_{1N} \\ S_{21} & \dots & \dots & \dots \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ S_{N1} & \dots & \dots & S_{NN} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \\ \dots \\ a_N \end{pmatrix} \quad (2)$$

On els paràmetres S són:

$$S_{ii} = \left. \frac{b_i}{a_i} \right)_{a_k=0(k \neq i)} \quad (3)$$
$$S_{ji} = \left. \frac{b_j}{a_i} \right)_{a_k=0(k \neq i)}$$

Terminant el port k amb una càrrega de valor igual a la impedància característica del port s'aconsegueix que no hi hagi reflexió en el port en qüestió, i per tant  $a_k = 0$ . La matriu de dispersió és simètrica si les xarxes són recíproques (matrius d'impedàncies i admitàncies simètriques); i és unitària si la xarxa és passiva i sense pèrdues. Els paràmetres  $S_{ii}$  són els coeficients de reflexió, mentre que els  $S_{ji}$  són els de transmissió entre dos ports, i representen la resposta freqüencial del circuit.

## Resum

En aquest treball es descriu el disseny d'un acoblador direccional en anell de  $1.5\lambda$ , habitualment anomenat *rat-race*, mitjançant metamaterials. S'utilitza una línia microstrip amb *gap* capacitiu en sèrie i una cel·la *left-handed* basada en un ressonador d'anells oberts complementari (CSRR), fent així possible una reducció de la longitud de la línia de  $270^\circ$  en un factor 5. Gràcies a aquesta disminució de longitud, l'àrea del dispositiu és 4 vegades menor que la del *rat-race* convencional. La mesura mostra que el comportament és el desitjat a la freqüència d'operació.

## Resumen

En este trabajo se describe el diseño de un acoplador direccional en anillo de  $1.5\lambda$ , habitualmente llamado *rat-race*, mediante metamateriales. Se utiliza una línea microstrip con *gap* capacitivo en serie y una celda *left-handed* basada en un resonador de anillos abiertos complementario (CSRR), haciendo así posible una reducción de la longitud de la línea de  $270^\circ$  en un factor 5. Gracias a esta disminución de longitud, el área del dispositivo es 4 veces menor que la del *rat-race* convencional. La medida demuestra que el comportamiento es el deseado a la frecuencia de operación.

## Abstract

In this work, the design of a  $1.5\lambda$  ring directional coupler, usually called *rat-race*, using metamaterials is described. Using a microstrip transmission line with serial capacitive gap and a left-handed cell based on Complementary Split Rings Resonator (CSRR) it has been possible to reduce the length of the  $270^\circ$  line by a factor of 5. Thanks to this length reduction, the area of the device is 4 times smaller than the conventional *rat-race*. The measured results show the desired behavior in the operation frequency.