



Departament d'Enginyeria Electrònica Elèctrica i Automàtica

Radar doppler amb detecció I/Q per monitorització remota de senyals vitals a 2.4 GHz

TITULACIÓ: Enginyeria Tècnica de Telecomunicacions, Especialitat en Telemàtica

AUTOR: Felipe Peiró Ibáñez
DIRECTOR: David Girbau i Antonio Lázaro

Juny de 2009

Índex

1. Introducció.....	6
1.1. Monitorització de constants vitals	7
1.1.1. Freqüència cardíaca	7
1.1.2. Freqüència respiratòria	7
1.2. Monitoritzacions actuals.....	7
1.2.1. Monitorització cardíaca	7
1.2.1.1. Monitors	8
1.2.1.2. Pulsioxímetre	8
1.2.1.3. Transductor i elèctrode	8
1.2.2. Monitorització respiratòria	9
1.2.2.1. Manual	10
1.2.2.2. Monitor	10
1.3. Objectius del projecte	10
1.4. Organització de la memòria.....	10
1.5 Referències	11
2. Teoria del Radar	12
2.1. Freqüència Doppler	12
2.2. Radar Doppler	17
2.3. Teoria per trobar el moviment del pit i la respiració	18
2.3.1. Senyal rebuda	19
2.3.2. Radar Doppler amb desmodulació I/Q	22
2.4. Referències	24
3. Components del Radar	25
3.1. Determinació dels components del radar.....	25
3.1.1. Components principals	25
3.1.2. Component opcional: circuit amplificador	26
3.2. Divisor de Wilkinson.....	26
3.2.1. Disseny divisor Wilkinson 1,7 GHz.....	27
3.2.1.1. Simulació electromagnètica.....	29
3.2.1.2. Fabricació del component.....	31

3.2.2. Disseny divisor Wilkinson 2,4 GHz	32
3.2.2.1. Simulació electromagnètica.....	33
3.2.2.2. Fabricació del component.....	34
3.2.3. Divisor Wilkinson 2,4 GHz desfasat 90°	35
3.2.3.1. Simulació electromagnètica.....	37
3.2.3.3. Fabricació del component.....	38
3.2.4. Mesures dels divisors.....	39
3.2.4. 1. Divisor centrat a 2,4 GHz amb 0° de desfasatge	39
3.2.4.2. Divisor centrat a 2,4 GHz amb 90° de desfastge	41
3.2.4.3. Divisor centrat a 1,7 GHz amb 0° de desfastge	44
3.2.5. Utilització de vies	46
3.3. Desmodulador I/Q	47
3.3.1. Caracterització del desmodulador I/Q.....	48
3.3.1.1. Caracterització de la potència d'OL	48
3.3.1.2. Caracterització de la freqüència de RF.....	50
3.3.1.3. Caracterització de l'aïllament.....	52
3.4. Amplificador de potència	54
3.4.1. Disseny del circuit amplificador.....	54
3.4.2. Muntatge i mesures.....	57
3.5. Circuit filtre-amplificador.....	59
3.5.1. Disseny del circuit	59
3.5.2. Filtre Actiu pas-baix Butterworth de vuitè ordre.....	60
3.5.2.1 Càlcul del valor dels condensador, freqüència de tall	60
3.5.2.2 Càlcul del valor de les resistències, guany	61
3.5.3. Seguidors de tensió.....	63
3.5.4. Filtre pas baix	63
3.5.5. Amplificador.....	64
3.5.6. Caracterització.....	65
3.5.6.1. Mesures circuit 1	65
3.5.6.2. Mesures circuit 2	68
4. Mesures del Radar	72
4.1. Detecció de freqüència de vibració d'un altaveu.....	73
4.1.1. Altaveu a 500mHz	73

4.1.2. Altaveu a 1Hz	75
4.1.3. Altaveu a 3Hz	76
4.1.4. Altaveu a 5Hz	77
4.2. Detecció de freqüència de respiració d'una persona	78
4.2.1. Respiració forta.....	78
4.2.2. Respiració fluixa.....	80
4.2.3. Respiració ràpida	81
4.2.4. Respiració lenta	82
4.2.5. Sense respiració	83
4.3. Conclusions de les mesures	84
5. Línies Futures	85

1. Introducció

La tecnologia mèdica ha millorat molt notòriament en les darreres generacions, convertint-se en molt més sofisticada i menys intrusiva [1]. D'aquesta necessitat de que les tècniques mèdiques siguin el menys perjudicials i menys invasives possibles pels pacients surt la idea de monitoritzar remotament els signes vitals, respiració i freqüència cardíaca. Hi ha un seguit d'avantatges per a la mesura dels signes vitals sense contacte físic: no limita ni altera al pacient i no causa incomoditat ni irrita la pell a causa de l'ús d'elèctrodes i corretges. Això és especialment important en llargs períodes de temps el que fa que la monitorització remota sigui ideal [1].

En aquest projecte presentarem un radar Doppler per poder monitoritzar la respiració i la freqüència cardíaca, sense contacte físic, que en un futur pot oferir una alternativa atractiva a la tecnologia actual.

Actualment, la manera més simple per poder obtenir l'activitat elèctrica del cor per poder diagnosticar diferents infermetats cardiovasculars és l'ús de l'electrocardiograma (ECG) el qual requereix que als pacients se'ls col·loqui una sèrie d'elèctrodes i altres elements sensibles cosa que fa que limiti la aplicació, encara que hi ha altres mètodes per monitoritzar el cor com el "photoplethysmograph" (PPG) o un sensor piezoresistor, però aquests mètodes requereixen que els pacients estiguin connectats al lloc on es troba l'instrument [2], amb el radar Doppler el pacient tindrà més llibertat i es trobarà més còmode.

Aquest radar Doppler és molt útil en les monitoritzacions a llarg termini, com apnees o arítmies on s'usen corretges pel pit. El síndrome d'apnea durant el somni (obstructive sleep apnea syndrome) afecta al 4% dels homes adults i té diferents símptomes: hipertensió, estrés psicològic i dany cognitiu. L'arritmia sinusal respiratòria requereix d'aquestes corretges que poden incomodar la respiració normal o de màscares facials que poden alterar la respiració del pacient.

Una gran aplicació d'aquesta tecnologia per a la detecció dels signes vitals sense contacte és la monitorització infantil. La por al síndrome de mort súbita del lactant (sudden infant death syndrome, SIDS), que encara que el nombre de morts ha decrescut en els últims 10 anys, és el tercer causant de mort infantil i la prevalença dels problemes respiratoris infantils han fet que molts pares busquin una manera de monitoritzar la salut i el ben estar dels seus fills, especialment quan aquests estan dormint. Amb aquest sistema de radar es podria tindre monitoritzat en tot moment al nadó per veure que les seves constants son bones donant una informació molt més valuosa que els actuals sistemes on simplement es mostra so i vídeo [1] [3].

Un altre cas de utilitat mèdica és als embarassos on també s'han d'utilitzar unes corretges especials, molt molestes per a la dona, per detectar els signes vitals del fetus amb aquest sistema es podrien veure aquests signes sense cap molèstia pel pacient.

Amb el sistema del radar Doppler es poden obtenir els senyals respiratoris i cardíacs remotament a distància, a través de la roba i parets, sense tenir contacte directe amb el pacient. A més un avantatge particular del radar Doppler és la capacitat de detectar i monitoritzar els senyals respiratoris i cardíacs simultàniament encara que podem tractar els senyals independentment segons l'ús que els hi vulguem donar.

El radar detecta signes vitals, és a dir, presència d'una persona, per tant a més d'aquestes aplicacions mèdiques descrites anteriorment pot tenir utilitats per a emergències, per exemple la cerca de persones soterrades per un terratrèmol, militars o de seguretat [4].

1.1. Monitorització de constants vitals

La monitorització de les constants vitals és un factor clau en el seguiment estricte de l'estat clínic d'un pacient, sigui quina sigui la seva patologia.

Les constants vitals són aquells paràmetres que ens indiquen l'estat hemodinàmic del pacient, i la monitorització bàsica és la mesura d'aquestes constants amb la mínima invasió dels teixits. Es consideren com principals paràmetres fisiològics: la freqüència cardíaca (FC), la freqüència respiratòria (FR), la pressió arterial (PA), la temperatura perifèrica (T^a) també s'inclou actualment la saturació d'oxigen ($SatO_2$).

Però aquest projecte està centrat en la mesura de dues d'aquestes constants, la freqüència cardíaca i la freqüència respiratòria.

1.1.1. Freqüència cardíaca

És la velocitat del pols, és a dir, els batecs per minut. El pols varia amb l'edat, activitat física, estat emocional, febre, medicació i hemorràgies. Es pot obtenir de forma manual i aïllada amb l'ús d'un estetoscopi o de forma continua mitjançant un monitor, amb un pulsòximetre o en el cas dels embarassos amb uns transductors col·locats a l'abdomen.

1.1.2. Freqüència respiratòria

Són els moviments respiratoris, el cicle respiratori consta d'una fase inspiratòria (activa, d'entrada d'aire als pulmons amb la introducció d'oxigen) i una fase d'expiració (passiva, s'exhala l'anhidric carbònic cap a l'exterior). Es pot comptabilitzar de forma manual i aïllada contant les contraccions toràciques produïdes en un minut, o de forma continua per mitjà d'un monitor que ens donarà una dada numèrica i una ona que ens indicarà el tipus de respiració.

1.2. Monitoritzacions actuals

1.2.1. Monitorització cardíaca

La monitorització cardíaca és el registre electrocardiogràfic continu que permet veure la freqüència i el ritme cardíac.

1.2.1.1. Monitors

Són els més usats clínicament per fer electrocardiogrames (ECG) complets requereix diferents tipus d'elèctrodes i cables connectats al tòrax del pacient en forma de triangle invertit com es pot veure a la figura 1. Permet un gran control de monitorització ja que pot detectar diferents alteracions com bradicàrdia, taquicàrdia, arritmia, assistòlia, etc. Té diversos desavantatges ja que es troba en contacte directe amb el pacient com irritacions o lesions a la pell, al·lèrgies i mala col·locació dels elèctrodes.



Figura 1: Diversos cables i electrodes

1.2.1.2. Pulsioxímetre

És un dispositiu capaç de detectar la saturació d'oxigen a la sang i la freqüència cardíaca. Té contacte directe amb el pacient a través d'una pinça que es col·loca al dit o al lòbul de l'orella i aconsegueix trobar els paràmetres abans indicats mitjançant l'anàlisi del rebot de dues longituds d'ona que envia a través de dos LED's.

És un aparell de fàcil ús i molt còmode molt utilitzat per a la monitorització durant l'aplicació d'una anestèsia, però té un seguit de limitacions a tenir en compte:

- Limitació de moviment: És una gran font d'error, s'han observat errors de fins al 20% en estudis simulats on el dispositiu estava en moviment.
- Mala posició: Si no està col·locat correctament dona lectures errònies.
- Interferència de substàncies: Com el mètode de lectura es a partir de l'anàlisi de dues longituds d'ones, hi ha substàncies que poden interferir en aquesta lectura.

1.2.1.3. Transductor i elèctrode

Durant el part i les hores prèvies al part, conegut com antepart, per tal de controlar la freqüència cardíaca fetal (FCF) existeixen dos mètodes de monitorització: la monitorització fetal externa, figura 2, consistent en l'obtenció del senyal de FCF mitjançant la col·locació d'uns transductors sobre l'abdomen de la mare pressionats mitjançant unes corretges, i la monitorització fetal interna, figura 3, on es col·loca un elèctrode de FCF al cap del fetus dintre de l'úter de la mare.

Aquestes són les dues tècniques existents actualment les quals provoquen una evident incomoditat a la mare i als metges.

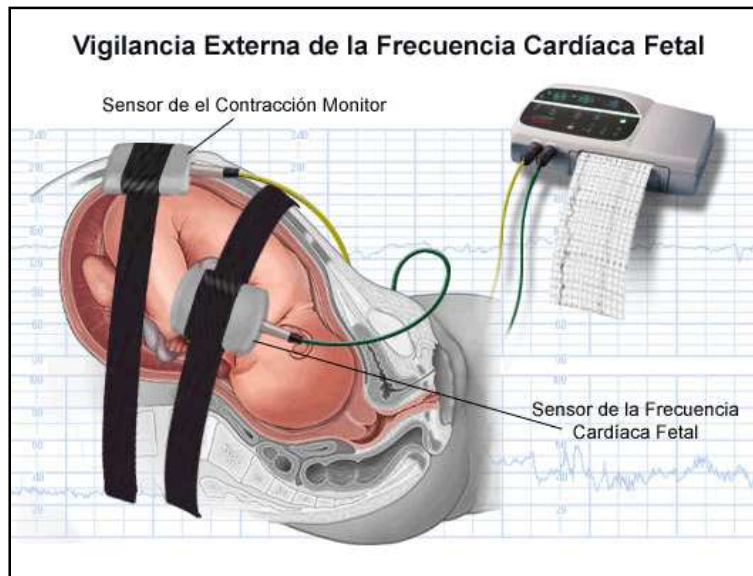


Figura 2: Monitorització fetal externa

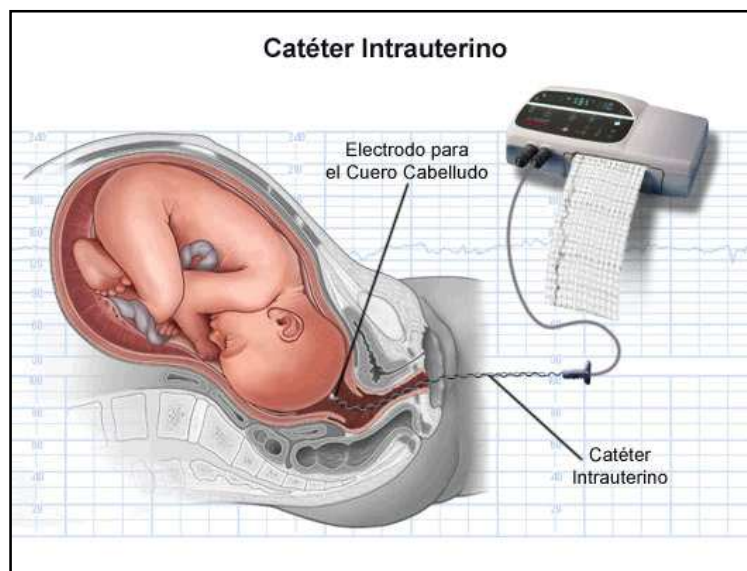


Figura 3: Monitorització fetal interna

1.2.2. Monitorització respiratòria

La monitorització respiratòria consisteix en l'obtenció dels moviments respiratoris del pacient, per poder controlar la freqüència (respiracions/minut) i el patró respiratori (regular, superficial o irregular). El cicle respiratori sempre consta d'una fase d'inspiració que es activa i una fase d'expiració passiva.

1.2.2.1. Manual

Es compten de forma manual i aïllada les contraccions toràciques produïdes en un minut.

1.2.2.2. Monitor

Es realitza una monitorització de forma continuada simultàniament amb la monitorització del ECG, per tant també s'ha de connectar al pacient mitjançant electrodes. Amb aquesta monitorització continua es poden trobar alteracions com la taquipnea, bradipnea, pauses respiratòries o apnees, etc. Aquest tipus de monitorització presenta el mateixos inconvenients que els descrits per a la monitorització cardíaca.

1.3. Objectius del projecte

Una vegada vistes les tècniques de monitorització actuals es pot veure com totes elles requereixen d'un contacte físic el qual pot comportar una sèrie d'inconvenients que es podrien evitar amb una mesura sense contacte sobretot per monitoritzacions a llarg termini.

Dintre d'aquest marc, l'objectiu principal d'aquest projecte és el disseny i construcció d'un radar Doppler en banda S, exactament a 2,4 GHz, per a la monitorització de senyals vitals, concretament la freqüència cardíaca i la freqüència respiratòria.

Cal esmentar que aquest projecte es centra en el disseny, fabricació, muntatge i mesura de la part del hardware del radar, és a dir, aconseguir obtenir un bon senyal amb la informació dels senyals vitals la qual es pugui processar posteriorment en un ordinador.

El disseny i construcció de les antenes i la part de processat no es realitza en aquest projecte sinó que aquestes dues tasques formen part d'un altre projecte que s'ha desenvolupat paral·lelament a aquest.

1.4. Organització de la memòria

La memòria del projecte "Radar doppler amb detecció I/Q per monitorització remota de senyals vitals a 2.4 GHz" està composta pels següents apartats:

- Teoria del radar
- Components del radar
- Mesures del radar
- Línies futures

1.5. Referències

- [1] C. Li, J. Cummings, J. Lam, E. Graves, W. Wu, "Radar Remote Monitoring of Vital Signs", IEEE Microwave Magazine, February 2009.
- [2] W. Massagram, N. Hafner, B. Park, V. Lubecke, A. Madsen, O. Lubecke, "Feasibility of Heart Rate Variability Measurement from Quadrature Doppler Radar Using Arctangent Demodulation with DC Offset Compensation" in IEEE Conference, August 2007.
- [3] A. Droitcour, O. Lubecke, V. Lubecke, J. Lin, G. Kovacs, "Range Correlation and I/Q Performance Benefits in Single-Chip Silicon Doppler Radars for Noncontact Cardiopulmonary Monitoring", in IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. 52, No 3, March 2004.
- [4] B. Park, V. Lubecke, O. Lubecke, "Arctangent Demodulation With DC Offset Compensation in Quadrature Doppler Radar Receiver Systems", in IEEE Transactions on microwave theory and techniques, Vol. 55, No 5, May 2007.

2. Teoria del Radar

En aquest apartat es veurà la teoria principal en la qual es basa el projecte: la freqüència Doppler, la banda on es treballarà i la teoria per poder trobar la freqüència de respiració i cardíaca.

2.1. Freqüència Doppler

Els radars utilitzen la freqüència Doppler per extreure la velocitat radial d'un objectiu per poder distingir entre objectius en moviment i objectius sense moviment. L'efecte Doppler descriu el desplaçament en la freqüència central d'una forma d'ona incident deguda al moviment d'un objectiu respecte de la font de radiació. Depenent de la direcció del moviment d'aquest objectiu aquest desplaçament de freqüència serà positiu o negatiu, figura 4. Una forma d'ona incident en un objectiu tindrà una longitud d'ona que anomenarem λ , si l'objectiu s'està apropant al radar, l'ona reflectida tindrà una longitud d'ona λ' menor que la incident, en canvi, si l'objectiu s'està allunyant del radar aquesta ona reflectida tindrà una longitud λ' major que la incident [1].

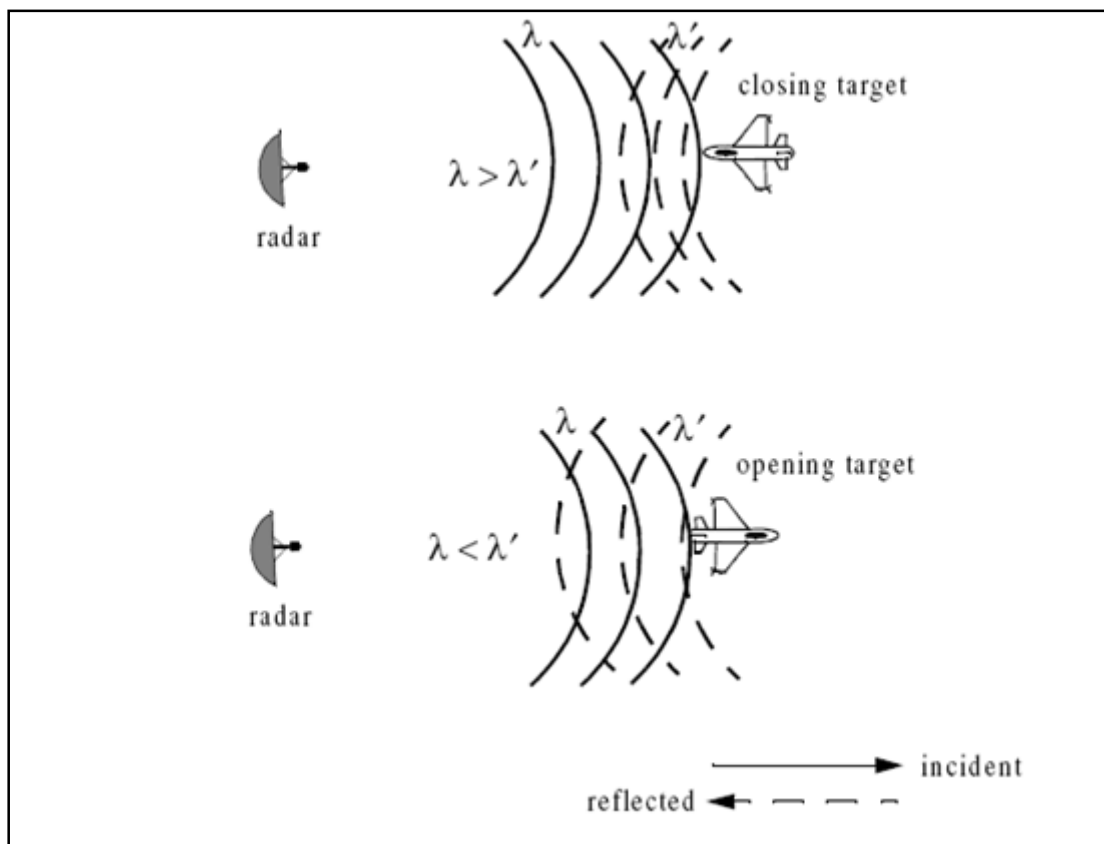


Figura 4: Efecte del moviment de l'objectiu en la forma d'ona reflectida

Considerem un pols de duració τ segons que incideix sobre un objectiu que s'està movent en direcció al radar a una velocitat v , figura 5. Definim d com la distància en metres en que es mou l'objectiu durant l'interval del pols Δt ,

$$d = v\Delta t \tag{2.1}$$

on Δt és igual al temps que passa entre que el principi del pols impacta amb l'objectiu i el final del pols torna a impactar-lo. El pols és mou a la velocitat de la llum, per tant el final del pols s'ha mogut $c\tau-d$, llavors

$$\Delta t = \frac{c\tau - d}{c} \tag{2.2}$$

Combinant les dues equacions:

$$d = \frac{vc}{v + c}\tau \tag{2.3}$$

El principi del pols s'ha mogut en direcció al radar una distància s .

$$s = c\Delta t \tag{2.4}$$

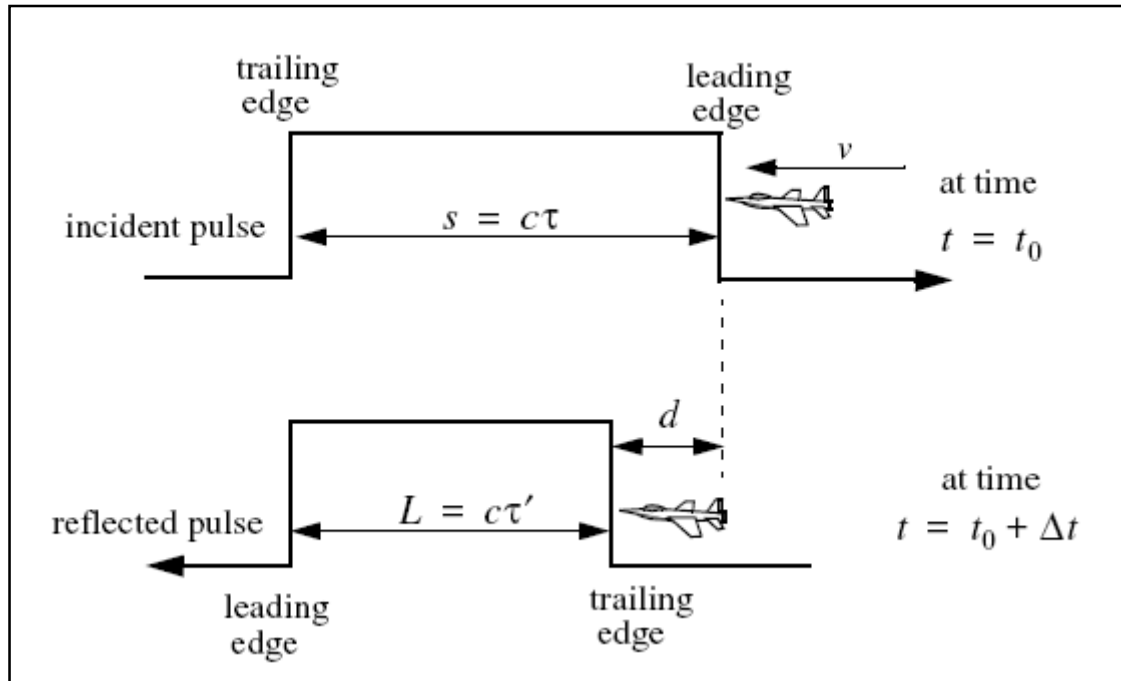


Figura 5: Impacte d'un pols en l'objectiu

Per tant, ara la duració del pols és τ' segons, o L metres.

$$L = c\tau' = s - d \quad (2.5)$$

Substituint a les tres equacions anteriors:

$$c\tau' = c\Delta t - \frac{vc}{v+c}\tau \quad (2.6)$$

$$c\tau' = \frac{c^2}{v+c}\tau - \frac{vc}{v+c}\tau' = \frac{c^2 - vc}{v+c}\tau \quad (2.7)$$

$$\tau' = \frac{c-v}{c+v}\tau \quad (2.8)$$

A la pràctica, el factor $(c-v)/(c+v)$ sovint fa referència al factor de dilatació del temps. Notar que per a $v=0$, $\tau'=\tau$.

Per a arribar a una expressió de la freqüència Doppler, considerem el cas en el que un pols 2, en un interval Δt segons, recorre una distància $(c-f_r)\Delta t$ per impactar amb l'objectiu, figura 6. I durant el mateix temps un pols 1 recorre la mateixa distància $c\Delta t$. Per ser més exactes,

$$d = v\Delta t \tag{2.9}$$

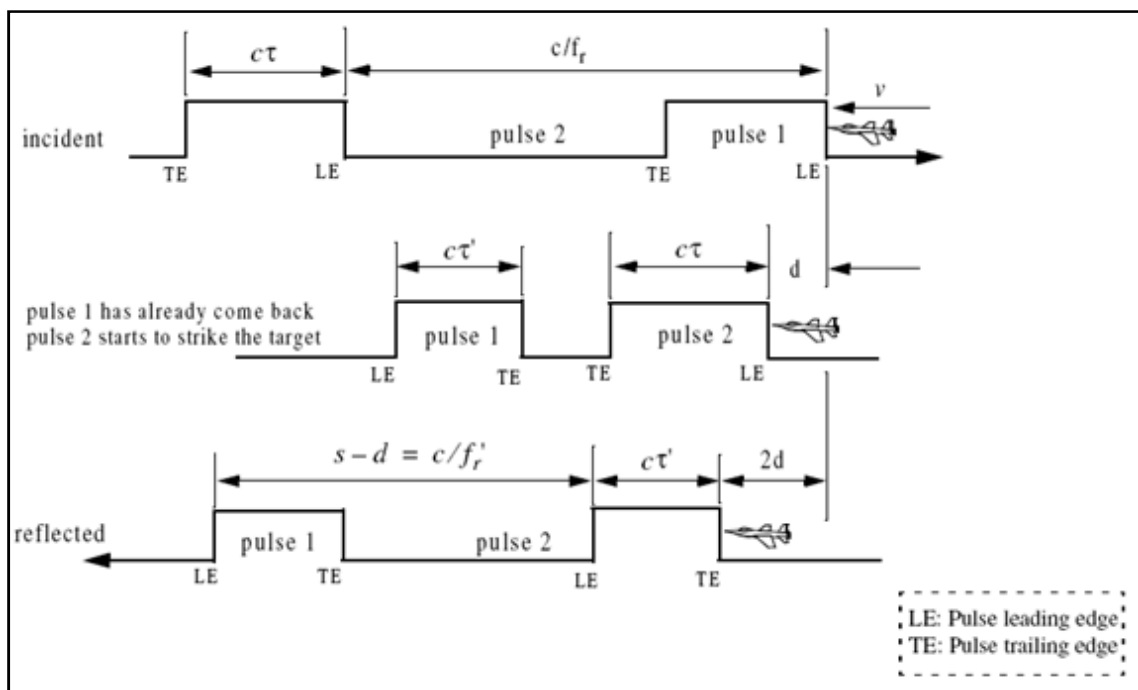


Figura 6: Il·lustració dels efectes de moviment de l'objectiu als polsos del radar

$$\frac{c}{f_r} - d = c\Delta t \tag{2.10}$$

Substituint,

$$\Delta t = \frac{\frac{c}{f_r}}{c + v}$$

(2.11)

$$d = \frac{\frac{cv}{f_r}}{c + v}$$

(2.12)

El espai recorregut ara pel pols reflectit és $s-d$ i la nova freqüència d'aquests nou pols reflectit és f_r' , on

$$s - d = \frac{c}{f_r'} = c\Delta t - \frac{\frac{cv}{f_r}}{c + v}$$

(2.13)

Aquesta nova freqüència està relacionada amb la freqüència original per:

$$f_r' = \frac{c + v}{c - v} f_r$$

(2.14)

Aquesta f_r és la freqüència portadora en el senyal incident. La freqüència Doppler f_d és defineix com la diferència $f_r' - f_r$. D'aquesta forma,

$$f_d = f_r' - f_r = \frac{c + v}{c - v} f_r - f_r = \frac{2v}{c - v} f_r$$

(2.15)

però tenim $v \ll c$ i $c = \lambda f_r$, llavors

$$f_d = \frac{2v}{c} f_r = \frac{2v}{\lambda}$$

(2.16)

Aquesta equació indica que el desplaçament Doppler és proporcional a la velocitat de l'objectiu i per tant coneixent aquesta velocitat podem saber la freqüència Doppler i viceversa.

En aquest cas vist anteriorment la velocitat radial de l'objectiu respecte al radar a sigut v , però no sempre és així. De fet, la freqüència Doppler depèn de la component de la velocitat de l'objectiu en la direcció al radar, és a dir, la velocitat radial. En la figura 7 podem veure tres casos: l'objectiu 1 té zero desplaçament Doppler, l'objectiu 2 té la màxima freqüència Doppler i l'objectiu 3 té una freqüència Doppler donada per $f_d = 2v \cos \theta / \lambda$, on $v \cos \theta$ és la velocitat radial i θ és l'angle entre el radar i la línia de visió d'aquest [1].

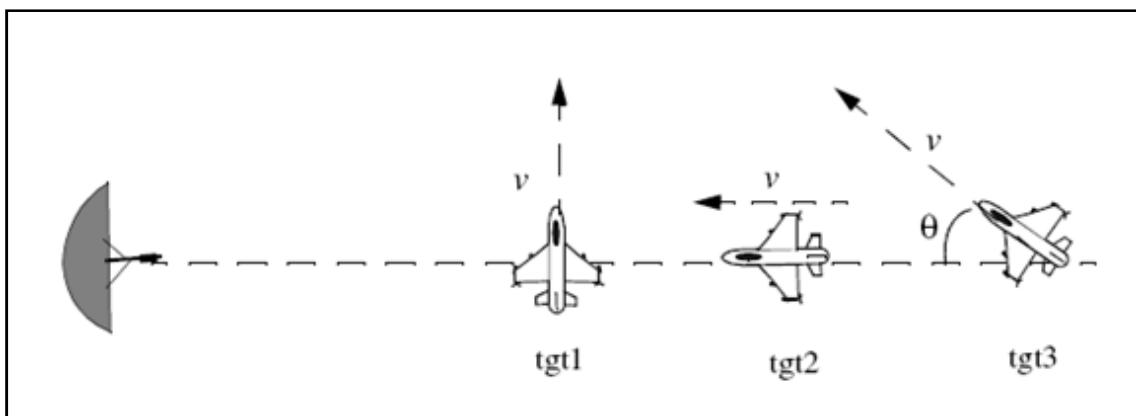


Figura 7: Tgt1 genera 0 zero Doppler, tgt2 genera Doppler màxim, tgt3 genera Doppler en funció de θ

Per tant l'expressió més general de la freqüència Doppler, tenint en compte l'angle entre el radar i l'objectiu és:

$$f_d = \frac{2v}{\lambda} \cos \theta \quad (2.17)$$

2.2. Radar Doppler

Els radars poden ser classificats segons el tipus de forma d'ona que utilitzen o segons la freqüència operativa. Considerant primer la forma d'ona que utilitzen, els radar poden ser d'ona continua (*continuous wave CW*) o radars polsats (*Pulsed Radar PR*).

Els radars d'ona continua són aquells que contínuament estan emetent energia electromagnètica. Els radars d'ona continua sense modular poden mesurar acuradament la velocitat radial d'un objectiu i la seva posició angular.

Els radars polsats utilitzen un tren de polsos. En aquesta categoria els radars es classifiquen depenent de la Freqüència de Repetició del Pols (FRP), com radar de baixa FRP, de mitja FRP i d'alta FRP [1].

La classificació dels radars segons la seva freqüència operativa és la que es mostra en la taula 1.

Letter designation	Frequency (GHz)	New band designation (GHz)
<i>HF</i>	<i>0.003 - 0.03</i>	<i>A</i>
<i>VHF</i>	<i>0.03 - 0.3</i>	<i>A<0.25; B>0.25</i>
<i>UHF</i>	<i>0.3 - 1.0</i>	<i>B<0.5; C>0.5</i>
<i>L-band</i>	<i>1.0 - 2.0</i>	<i>D</i>
<i>S-band</i>	<i>2.0 - 4.0</i>	<i>E<3.0; F>3.0</i>
<i>C-band</i>	<i>4.0 - 8.0</i>	<i>G<6.0; H>6.0</i>
<i>X-band</i>	<i>8.0 - 12.5</i>	<i>I<10.0; J>10.0</i>
<i>Ku-band</i>	<i>12.5 - 18.0</i>	<i>J</i>
<i>K-band</i>	<i>18.0 - 26.5</i>	<i>J<20.0; K>20.0</i>
<i>Ka-band</i>	<i>26.5 - 40.0</i>	<i>K</i>
<i>MMW</i>	<i>Normally >34.0</i>	<i>L<60.0; M>60.0</i>

Taula 1: Taula de bandes de freqüència de radar

El radar que s'ha dissenyat aquí serà d'ona continua respecte a la classificació segons el tipus de forma d'ona i centrat a 2,4 GHz, és a dir, banda S.

2.3. Teoria per trobar el moviment del pit i la respiració

El radar Doppler d'ona continua transmet una sinusoide pura del tipus $\cos 2\pi ft$ que posteriorment es reflectida per l'objectiu i que tornarà al radar on serà desmodulada. Segons la teoria Doppler, un objectiu el qual variï la seva posició en el temps però que tingui una velocitat nul·la reflectirà el senyal amb una modulació de la fase d'aquesta directament proporcional a la variació de la seva posició respecte del temps. Per exemple, una persona asseguda a una mateixa posició té una velocitat nul·la però el seu pit té un moviment periòdic, és a dir, el seu pit té un canvi de posició en funció del temps, per tant, el radar d'ona continua que té com objectiu el pit rebrà un senyal similar al transmès amb la fase modulada proporcionalment per la variació de posició del pit

respecte del temps. Desmodulant la fase tindrem doncs un senyal directament proporcional a la posició del pit el qual conté informació tant de la freqüència cardíaca com de la respiració [2].

2.3.1. Senyal rebuda

L'anàlisi es basa en l'esquema de la figura 8. El senyal transmès per un radar d'ona continua té la forma següent [2]:

$$T(t) = \cos(2\pi ft + \phi(t)) \quad (2.18)$$

On f és la freqüència d'oscil·lació, t és el temps transcorregut i $\phi(t)$ és el soroll de fase de l'oscil·lador. Si aquest senyal és reflectit per un objectiu que es troba a una distància d_0 amb una variació de temps donada per $x(t)$, la distància total que recorre l'ona transmesa fins a tornar al radar és $2d(t)=2d_0+2x(t)$.

L'expressió de l'ona rebuda tindrà la forma següent:

$$x_r(t) = x(t - \psi(t)) \quad (2.19)$$

On $x(t)$ és l'ona transmesa i:

$$\psi(t) = \frac{2d(t - t_0)}{c} \quad (2.20)$$

En aquest cas el senyal rebut $R(t)$ és:

$$R(t) = \cos \left[2\pi f \left(t - \frac{2d(t - t_0)}{c} \right) + \phi \left(t - \frac{2d(t - t_0)}{c} \right) \right] \quad (2.21)$$

Per calcular t_0 farem:

$$t_0 = \frac{e}{v} = \frac{d(t)}{c} \quad (2.22)$$

Per tant:

$$R(t) = \cos \left[2\pi f \left(t - \frac{2d(t - \frac{d(t)}{c})}{c} \right) + \phi \left(t - \frac{2d(t - \frac{d(t)}{c})}{c} \right) \right] \quad (2.23)$$

Ara s'aplica la fórmula de la longitud total a l'objectiu trobada abans :

$$2d(t) = 2d_0 + 2x(t) \quad (2.24)$$

I la relació entre la longitud d'ona, velocitat de la llum i freqüència:

$$\lambda = \frac{c}{f} \quad (2.25)$$

$$R(t) = \cos \left[2\pi f t - 2\pi f \left(\frac{2d_0}{\lambda f} + \frac{2x \left(t - \frac{d(t)}{c} \right)}{\lambda f} \right) + \phi \left(t - \frac{2d_0}{c} - \frac{2x \left(t - \frac{d(t)}{c} \right)}{c} \right) \right] \quad (2.26)$$

$$R(t) = \cos \left[2\pi f t - \frac{4\pi d_0}{\lambda} - \frac{4\pi x \left(t - \frac{d(t)}{c} \right)}{\lambda} + \phi \left(t - \frac{2d_0}{c} - \frac{2x \left(t - \frac{d(t)}{c} \right)}{c} \right) \right] \quad (2.27)$$

Assumint que $\frac{d(t)}{c}$ en el terme $x \left(t - \frac{d(t)}{c} \right)$ es negligible perquè el pit es mou amb un període $T \gg \frac{d(t)}{c}$, i assumint que el terme $\frac{x \left(t - \frac{d(t)}{c} \right)}{c}$ es negligible en el terme soroll de fase, des de $x(t) \ll d_0$, el senyal rebut es pot aproximar com:

$$R(t) = \cos \left[2\pi f t - \frac{4\pi d_0}{\lambda} - \frac{4\pi x(t)}{\lambda} + \phi \left(t - \frac{2d_0}{c} \right) \right] \quad (2.28)$$

El senyal rebut es similar al senyal transmès però amb un temps de retràs determinat per la distància de l'objectiu i amb la seva fase modulada pel moviment periòdic de l'objectiu. La informació sobre el moviment periòdic de l'objectiu pot ser desmodulada si el senyal es multiplicat per un senyal d'OL que provingui de la mateixa font que el senyal transmès. Utilitzant el mateix oscil·lador tant pel senyal transmès com pel senyal

d'OL, s'obté el gran avantatge d'obtenir el soroll de fase baix ja que els dos senyals estan correlats [2].

Quan el senyal rebut i el d'OL són mesclats i la sortida passa per un filtre passa baixos, el resultat en banda base és:

$$B(t) = \cos \left[\theta + \frac{4\pi x(t)}{\lambda} + \Delta\phi(t) \right] \quad (2.29)$$

on:

$$\Delta\phi(t) = \phi(t) - \phi \left(t - \frac{2d_0}{c} \right) \quad (2.30)$$

és la fase residual i

$$\theta = \frac{4\pi d_0}{\lambda} + \theta_0 \quad (2.31)$$

és la fase constant dependent de la distància al objectiu d_0 . Diversos factors afecten al valor de θ_0 com el canvi de fase en la reflexió de superfície prop de 180° i qualsevol distància entre l'antena i el mesclador.

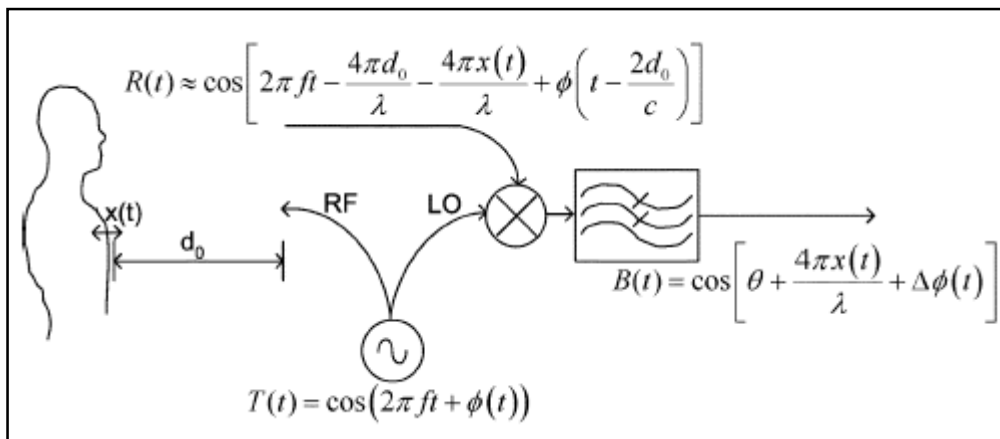


Figura 8: Esquema del senyal transmès i rebut

Si θ , en l'equació anterior, és un múltiple senar de $\frac{\pi}{2}$, la sortida en banda base és aproximadament:

$$B(t) = \frac{4\pi x(t)}{\lambda} + \Delta\phi(t)$$

(2.32)

En aquest cas, s'aconsegueix la fase de desmodulació òptima i la sortida en banda base es proporcional al moviment periòdic del pit $x(t)$ sumat amb el soroll de fase residual [2].

Quan θ és un múltiple enter de π , la sortida és aproximadament:

$$B(t) = 1 - \left[\frac{4\pi x(t)}{\lambda} + \Delta\phi(t) \right]^2 \quad (2.33)$$

En aquest cas, la sortida en banda base no és linealment proporcional amb el desplaçament en funció del temps i la sensibilitat disminueix, portant al fenomen conegut com a nuls de detecció A la freqüència de 2,4 GHz, aquests punts nuls apareixen cada 3 cm i per tant és força possible tenir zeros de detecció durant el sensat remot.

2.3.2. Radar Doppler amb desmodulació I/Q

La solució al problema sorgit anteriorment de l'aparició dels nuls de detecció és la utilització d'un desmodulador I/Q, veure figura 9, com es veurà seguidament.

Suposem que tenim un senyal que hem rebut, centrat a una freqüència RF més una freqüència Doppler i una fase ϕ ; un desmodulador I/Q divideix el senyal en 2 i el multiplica per un cosinus centrat a la freqüència RF per donar-nos la sortida I, i per un sinus, també centrat a la freqüència RF, obtenint així la sortida Q [2].

Senyal rebut per l'antena $Y(t)$ és:

$$Y(t) = A \cos((2\pi f_{RF} + 2\pi f_D)t + \phi) \quad (2.34)$$

Obtenim la sortida I multiplicant per $\cos(2\pi f_{RF}t)$:

$$I = A \cos((2\pi f_{RF} + 2\pi f_D)t + \phi) \cos(2\pi f_{RF}t) \quad (2.35)$$

$$I = \frac{A}{2} [\cos((2\pi f_{RF} + 2\pi f_D)t + 2\pi f_{RF}t + \phi) + \cos((2\pi f_{RF} + 2\pi f_D)t - 2\pi f_{RF}t + \phi)] \quad (2.36)$$

$$I = \frac{A}{2} \cos(2\pi f_D t + \phi) \quad (2.37)$$

Obtenim la sortida Q multiplicant per $\sin(2\pi f_{RF}t)$:

$$Q = A \cos((2\pi f_{RF} + 2\pi f_D)t + \phi) \sin(2\pi f_{RF}t) \quad (2.38)$$

$$Q = \frac{A}{2} \left[\sin((2\pi f_{RF} + 2\pi f_D)t + 2\pi f_{RF}t + \phi) - \sin((2\pi f_{RF} + 2\pi f_D)t - 2\pi f_{RF}t + \phi) \right] \quad (2.39)$$

$$Q = -\frac{A}{2} \sin(2\pi f_D t + \phi) \quad (2.40)$$

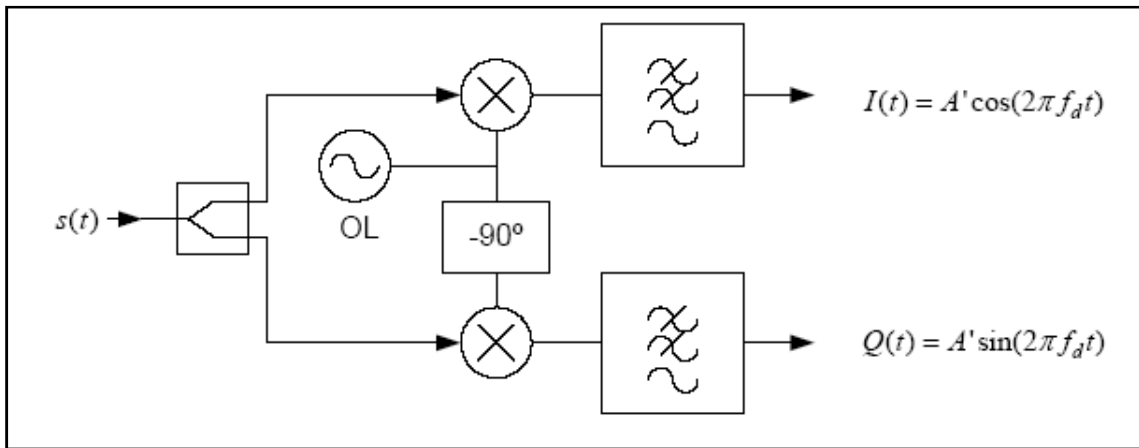


Figura 9: Esquema desmodulació I/Q

D'acord amb aquesta teoria i aplicant-la al problema descrit anteriorment es pot dir que utilitzant un receptor en quadratura s'eviten aquests punts nuls, ja que tindrem dos canals, I i Q, amb un desfasament entre ells de $\frac{\pi}{2}$ i així s'assegura que almenys una de les dues sortides no té un zero [2].

Amb un receptor en quadratura, els dos canals de sortida seran:

$$B_I(t) = \cos \left[\theta + \frac{\pi}{4} + \frac{4\pi x(t)}{\lambda} + \Delta\phi(t) \right] \quad (2.41)$$

i

$$B_Q(t) = \cos \left[\theta - \frac{\pi}{4} + \frac{4\pi x(t)}{\lambda} + \Delta\phi(t) \right] \quad (2.42)$$

Quan $\theta + \frac{\pi}{4}$ és un múltiple enter de π , el senyal I estarà en punt nul. No obstant, $\theta - \frac{\pi}{4}$ serà un múltiple senar de $\frac{\pi}{2}$ i el senyal Q estarà en el punt òptim de fase de desmodulació [2].

Amb el receptor en quadratura, el pitjor cas que es pot donar és quan θ és un múltiple enter de π , llavors $\theta + \frac{\pi}{4}$ i $\theta - \frac{\pi}{4}$ són ambdues múltiples senars de $\frac{\pi}{4}$. En aquest punt, les sortides en banda base són:

$$B_I(t) = B_Q(t) = \frac{1}{\sqrt{2}} - \frac{1}{\sqrt{2}} \left[\left(\frac{4\pi x(t)}{\lambda} + \Delta\phi(t) \right) + \frac{1}{2} \left(\frac{4\pi x(t)}{\lambda} + \Delta\phi(t) \right)^2 \right] \quad (2.43)$$

Però mentre que $x(t) \ll \lambda$, el terme lineal és molt més gran que el terme quadràtic, per tant el senyal del cor encara es pot detectar.

Es conclou, que a partir de la component I (B_I) o la component Q (B_Q) mitjançant transformada de Fourier es pot obtenir les components freqüencials corresponents al batut del cor i de la respiració. Per tal, d'evitar el problema dels nuls es pot aplicar la transformada al senyal complex $B_I(t) + jB_Q(t)$, donat que simultàniament, no s'anul·laran la part real i la part imaginària.

2.4. Referències

[1] Bassem R. Mahafza, "Radars Systems Analysis and Design Using MATLAB", CHAPMAN & HALL/CRC, 2000.

[2] A. Droitcour, O. Lubecke, V. Lubecke, J. Lin, G. Kovacs, "Range Correlation and I/Q Performance Benefits in Single-Chip Silicon Doppler Radars for Noncontact Cardiopulmonary Monitoring", in IEEE Transactions on microware theory and techniques, Vol. 52, No 3, March 2004

3. Components del Radar

En aquest capítol es veurà el disseny i comprovació dels diferents components del radar, excepte les antenes, que tal com s'ha comentat no formen part d'aquest projecte.

3.1. Determinació dels components del radar

3.1.1. Components principals

Com s'ha vist al capítol 2 de teoria hi ha un seguit de restriccions per poder obtenir mesures del cor i la respiració.

1. El senyal transmès ha de ser el mateix que el senyal d'OL.
2. També s'ha demostrat que per evitar l'aparició de punts nuls s'utilitzarà desmodulació I/Q.

Per solucionar la primera restricció s'utilitzarà un divisor Wilkinson sense desfasament entre sortides, ja que es vol tenir la mateixa fase. Per a la segona condició s'utilitzarà un circuit anomenat desmodulador I/Q, per tant tindrem dues sortides la I i la Q, per realitzar aquest procés el desmodulador consta d'un divisor de Wilkinson sense desfasament entre sortides per dividir el senyal RF provinent de l'antena, d'un divisor de Wilkinson amb les sortides desfasades 90° per dividir el senyal d'OL i dos mescladors, un per a cada sortida del desmodulador, així s'obté la I i la Q.

Després d'aquesta etapa, el radar té un circuit filtre-amplificador, on la idea principal és treure soroll al senyal, sobre tot els 50 Hz de la xarxa elèctrica i altres sorolls ambientals. Així es pot entregar un senyal més bo per poder-lo processar. A la figura 10 es pot veure un diagrama de blocs del radar a dissenyar. La única diferència és que s'ha optat per una solució biestàtica (2 antenes) per tal d'estalviar-se el circulator.

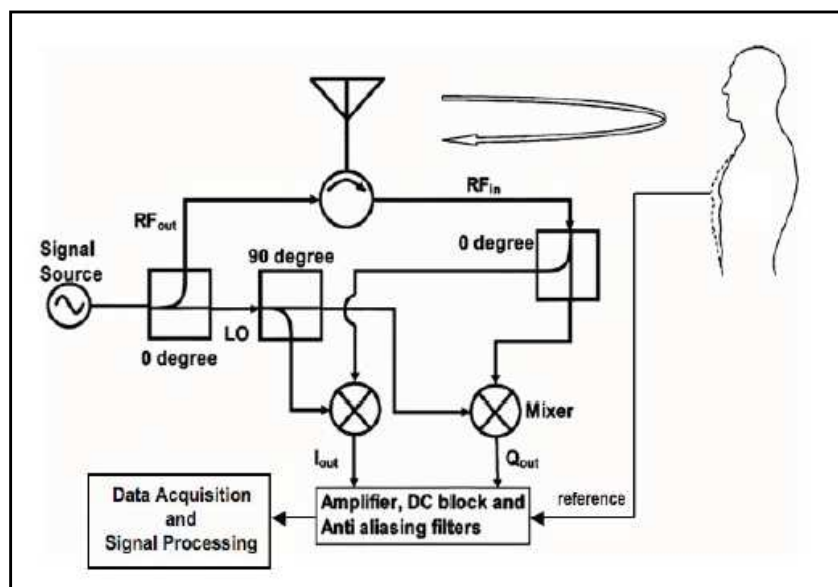


Figura 10: Diagrama de components del radar

3.1.2. Component opcional: circuit amplificador

Finalment no s'ha utilitzat en el radar però s'ha dissenyat i caracteritzat un circuit amplificador de potència màxima de sortida 2 watts per si calia més potència del senyal de sortida del radar. La seva col·locació seria entre el divisor de Wilkinson i l'antena del transmissor.

3.2. Divisor de Wilkinson

L'elecció d'utilitzar el divisor de Wilkinson en comptes d'un altre és que aquest és capaç de dividir la potència incident pel port d'entrada en 2 fraccions que sortiran pels ports de sortida proporcionant un aïllament entre els ports. El divisor de Wilkinson és una xarxa de tres accessos amb línies de longitud $\lambda/4$ amb $2\sqrt{Z_0}$ per tal d'adaptar l'entrada 1 ($S_{11}=0$). Té les sortides 2 i 3 balancejades i sense pèrdues de potència sempre que es compleixi la condició que $P_2=P_3=P_1/2$. Un altra característica és que les sortides 2 i 3 estan 90° retrasades respecte de l'entrada 1 degut a la longitud $\lambda/4$ de les línies (fase $S_{21} S_{23} = -90^\circ$) i estan en fase entre elles. Finalment per a que les sortides 2 i 3 estiguin adaptades ($S_{22}, S_{33}=0$) i aïllades ($S_{23}, S_{32}=0$) necessitarem una resistència de $R=2Z_0 \Omega$ ($Z_0=50\Omega$).

La matriu de paràmetres S ideal del divisor Wilkinson es la mostrada en la figura 11.

$$S = \begin{bmatrix} 0 & \frac{-j}{\sqrt{2}} & \frac{-j}{\sqrt{2}} \\ \frac{-j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \\ \frac{-j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Figura 11: Matriu de paràmetres S d'un divisor de Wilkinson ideal

Un esquema del divisor de Wilkinson bàsic microstrip és el que es mostra a la figura 12, on es pot observar que esta compost de trams de línies de transmissió ideals de longitud $\lambda/4$ a la freqüència de disseny i una resistència connectada entre els ports de sortida.

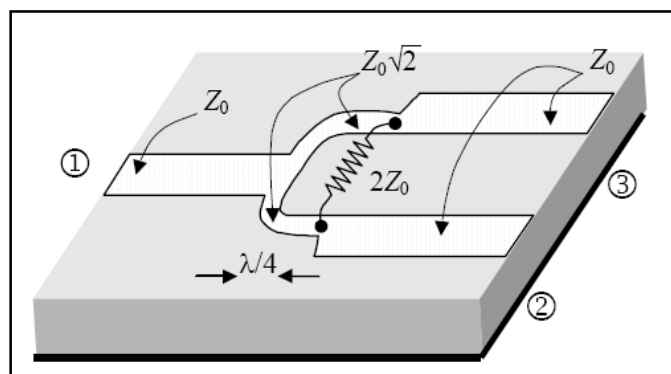


Figura 12: Esquema del divisor de Wilkinson

3.2.1. Disseny divisor Wilkinson 1,7 GHz

Per tal de dissenyar el divisor de Wilkinson centrat a 1,7 GHz s'utilitzarà el programa ADS (Advanced Design System) amb les seves eines.

S'han de tenir en compte un seguit de restriccions a l'hora de fer el disseny del divisor, primerament i més important s'ha de complir la teoria del divisor, que ens descriu que els braços on es fa la divisió ha de tenir una longitud $\lambda/4$ i d'impedància $2\sqrt{Z_0}$ entre els quals es connecta una resistència $R = 2Z_0$.

Posteriorment s'han fixat unes condicions especials per aquest cas. El braços del divisor seran circulars, s'haurà de deixar un espai de 2 mm per poder col·locar la resistència i les dues sortides hauran d'estar separades com a mínim 30 mm per facilitar les connexions amb altres circuits.

Per tal de calcular la longitud de cadascun dels braços s'utilitzarà l'eina LineCalc que es troba dintre del programa ADS. Per a tots els dissenys del projecte s'utilitzaran els paràmetres de substrat descrits en la taula 2.

Substrat de fibra de vidre	$\epsilon_r=4,7$
Gruix	1,6 mm
Metalització	35 μ m
Tangent de pèrdues	0,002

Taula 2: Paràmetres de substrat

Els paràmetres elèctrics seran els mateixos per a tots els divisors, es troben descrits en la taula 3.

Impedància Z_0	70,7 Ω
Longitud elèctrica (E_Eff)	90°

Taula 3: Paràmetres elèctrics

Per trobar el valor de la impedància característica de les línies que formen el divisor Z_0 es segueix la teoria on $Z_0 = 2\sqrt{Z_0}$, sabent que $Z_0 = 50 \Omega$.

$$Z_0 = 2\sqrt{50} = 70,7 \Omega \quad (3.1)$$

Com s'ha dit anteriorment s'utilitza LineCalc, figura 13, amb el qual s'obté que cada braç ha de tenir una longitud de 24,18 mm per a que estigui centrat a 1,7 GHz i una amplada de 1,47 mm per tenir impedància característica de 70,7 Ω .

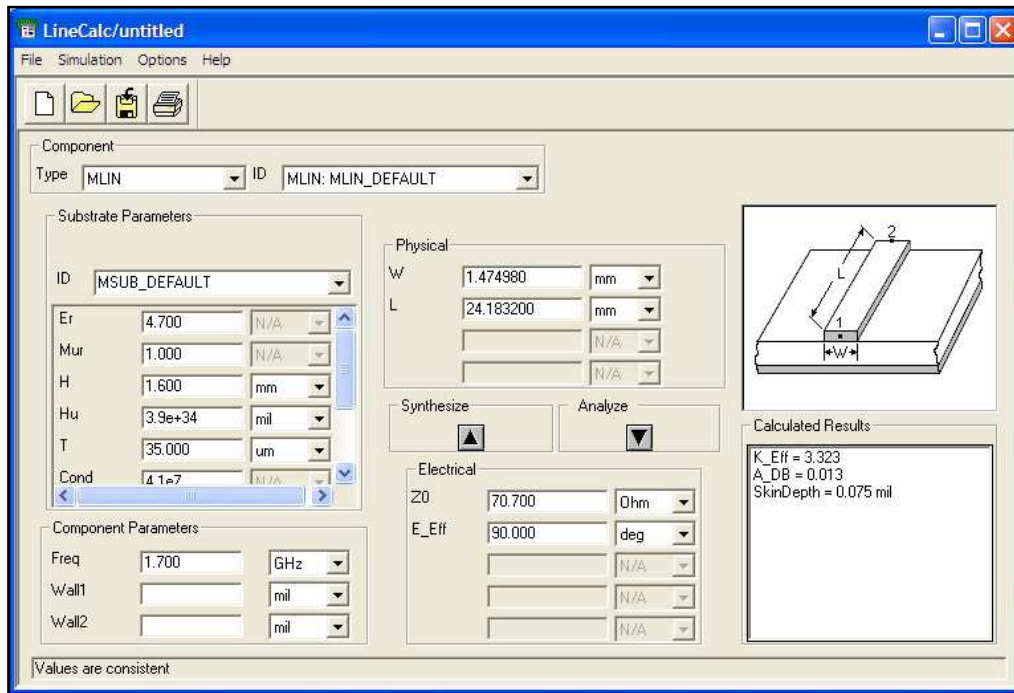


Figura 13: Obtenció de la longitud i amplada de línies del divisor amb LineCalc

A partir d'aquestes dades i sabent que aquest divisor ha de ser exactament simètric, es fa un disseny amb diferents components, cal remarcar que per complir la condició de separació de sortides de com a mínim 30 mm de separació es deixa una separació de 35 mm, el disseny es fa utilitzant diferents blocs i components com es pot veure a la figura 14.

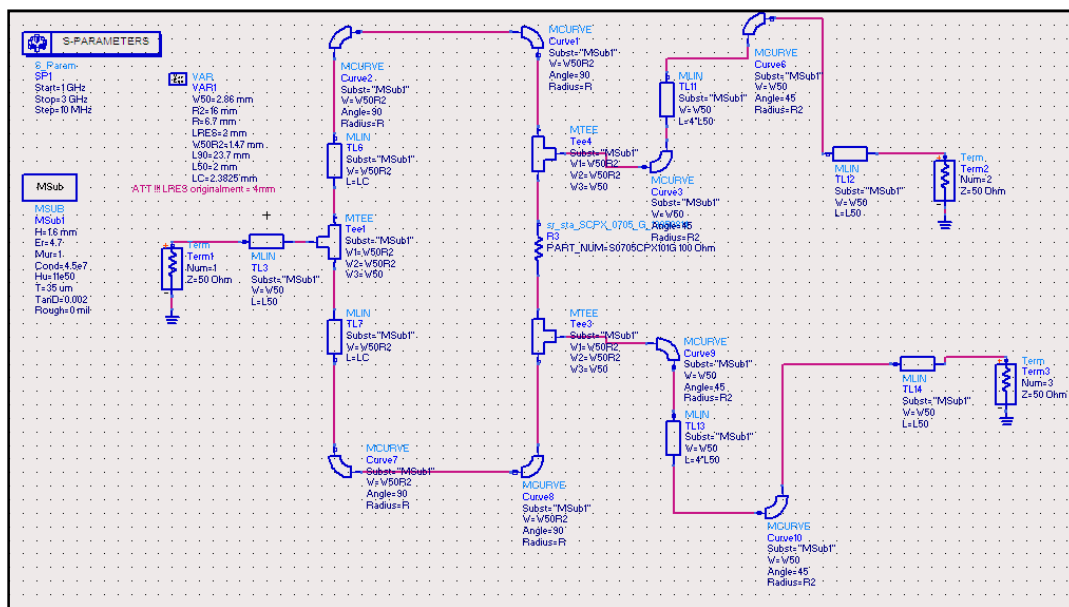


Figura 14: Disseny del divisor amb ADS

Una vegada esta fet el disseny es passa a veure el comportament del divisor, per això es fa una simulació amb el mateix ADS on es miraran els paràmetres S , S_{11} , S_{21} i S_{23} , corresponents a les pèrdues d'inserció i de retorn i l'aïllament, respectivament. Com es veu a la figura 15, els primers resultats del comportament són bons però es realitzarà una simulació electromagnètica per veure un resultat més real.

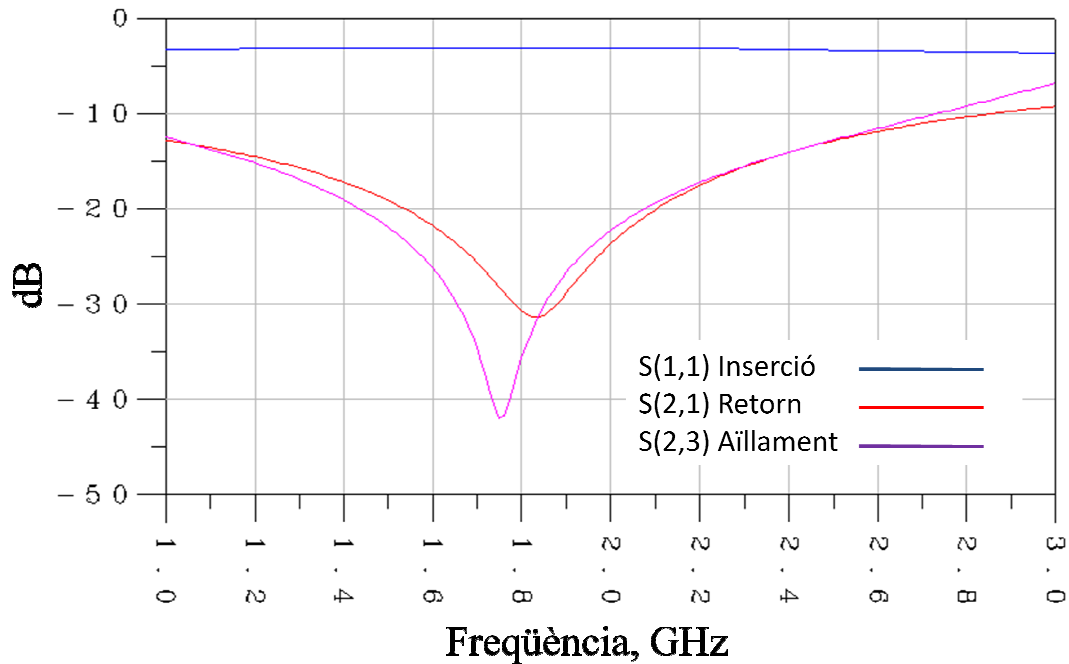


Figura 15: Comportament divisor 1,7 GHz

3.2.1.1. Simulació electromagnètica

La simulació electromagnètica ens serveix per a obtenir una aproximació més real de quin serà el comportament d'aquest divisor, es farà amb una eina anomenada Momentum, que es troba dintre del mateix ADS, cal dir que és la simulació teòrica més semblant al comportament real que es pot tindre.

Per fer aquesta simulació primerament s'haurà de treure la resistència i posar un port a on estava connectada aquesta. També s'haurà de posar un port a l'entrada i un altre a cadascuna de les sortides. Els ports hauran de ser del tipus "single" a l'entrada i a les sortides i del tipus "internal" a on estava la resistència. Després d'això s'ha d'indicar el substrat en el qual es troba, que serà el mateix que es va utilitzar en la simulació d'ADS. Finalment es passarà a fer la simulació, fent un escombrat de tipus "Adaptative" des de 0,1 GHz fins a 4 GHz.

Els resultats obtinguts són bons, com es pot veure a les figures 16 i 17, les pèrdues d'inserció estan al voltant de -3dB, l'aïllament esta centrat a 1,7 GHz i per sota de -25dB i la fase relativa entre les sortides és aproximadament de 0°.

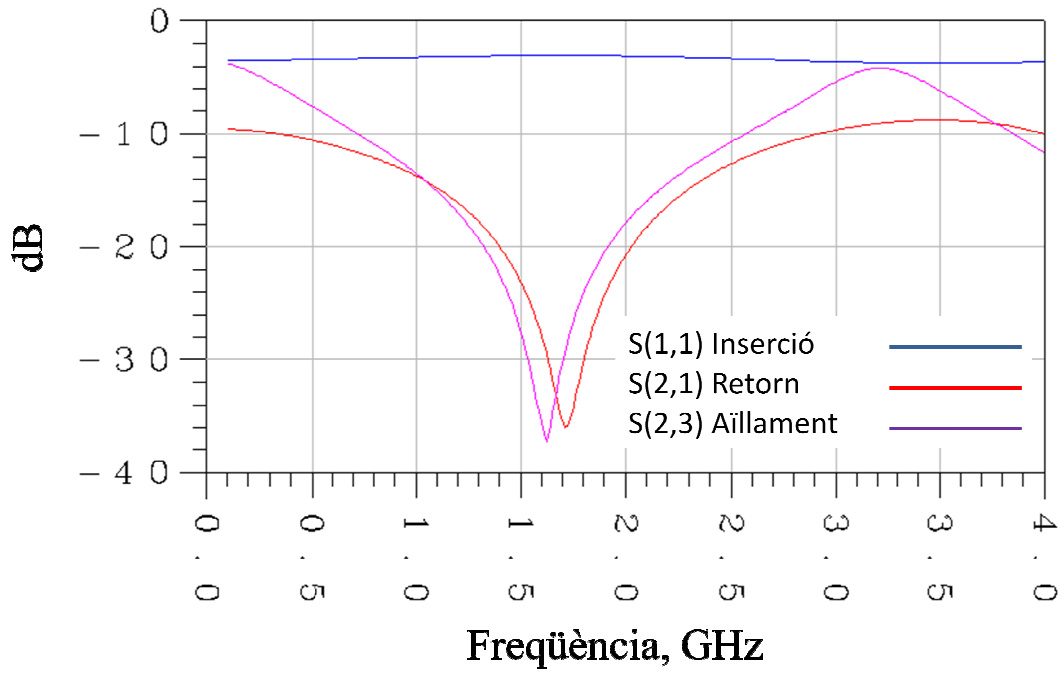


Figura 16: Comportament electromagnètic del divisor de 1,7 GHz

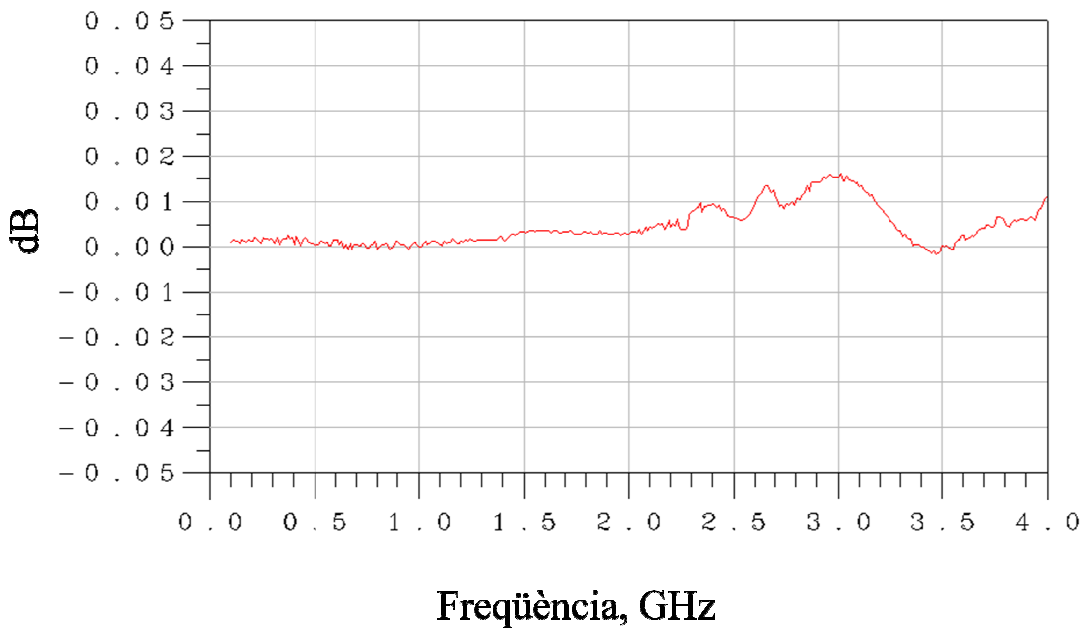


Figura 17: Comportament electromagnètic de fase del divisor de 1,7 GHz

3.2.1.2. Fabricació del component

Quan la simulació dona el resultat adient amb el comportament esperat es passa a generar el *layout* del divisor, figura 18, que és la representació del component dissenyat.

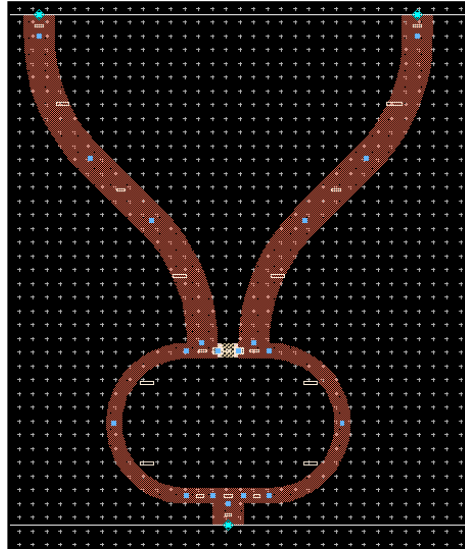


Figura 18: Layout del divisor de 1,7 GHz

Per tal de poder fabricar aquest component s'ha de passar el *layout* a format del tipus AutoCAD (.dwg), figura 19, per fer això primerament es treu la resistència i es genera un *artwork*.

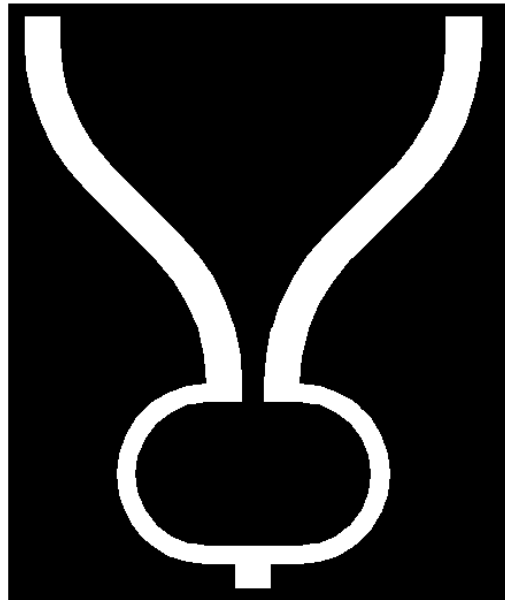


Figura 19: Layout del divisor en format AutoCAD

3.2.2. Disseny divisor Wilkinson 2,4 GHz

Es va decidir fer un altre divisor idèntic a l'anterior de 1,7 GHz però en aquests cas a una freqüència de 2,4 GHz. Aquesta decisió de canviar la freqüència central del divisor va ser perquè es contava amb altres components que estaven dissenyats per treballar a 2,4 GHz, per tant per no haver d'adquirir-ne de nous es va optar per fer aquest canvi. És a dir que el divisor de 1,7 GHz es va dissenyar, fabricar i caracteritzar però no s'ha utilitzat en el radar.

Com s'ha dit prèviament el divisor és idèntic a l'anterior referint-se a les condicions de disseny i de substrat però canvia la seva freqüència central a 2,4 GHz, això vol dir que la mida dels braços del divisor canviaran. Igual que al cas del divisor de 1,7 GHz, per saber aquesta longitud s'utilitzarà l'eina LincCalc, i així s'obté que cada braç ha de tenir una longitud de 17,09 mm per a que estigui centrat a 2,4 GHz. En aquest cas es torna a deixar una separació entre les dues sortides de 35 mm, per fer aquesta separació el que es fa és que les sortides a partir de la resistència tinguin un angle de 45° i una vegada aconseguida la separació s'aplica un altre angle de 45° però en sentit contrari perquè les sortides acabin en paral·lel entre elles. El resultat final del disseny es pot veure a la figura 20.

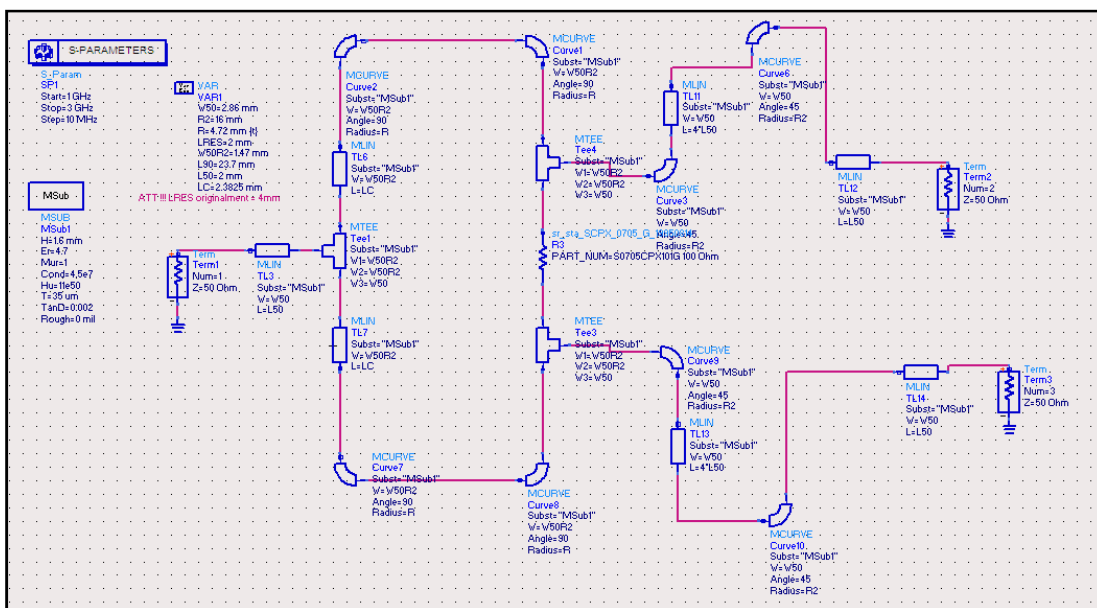


Figura 20: Disseny divisor 2,4 GHz en ADS

Per veure el comportament del disseny realitzat es fa una simulació amb el mateix ADS, figura 21, on es pot veure que pràcticament està centrat a la freqüència de 2,4 GHz però posteriorment es farà la simulació electromagnètica, que és la simulació més similar al funcionament real, on aquesta freqüència pujarà i estarà ben centrada.

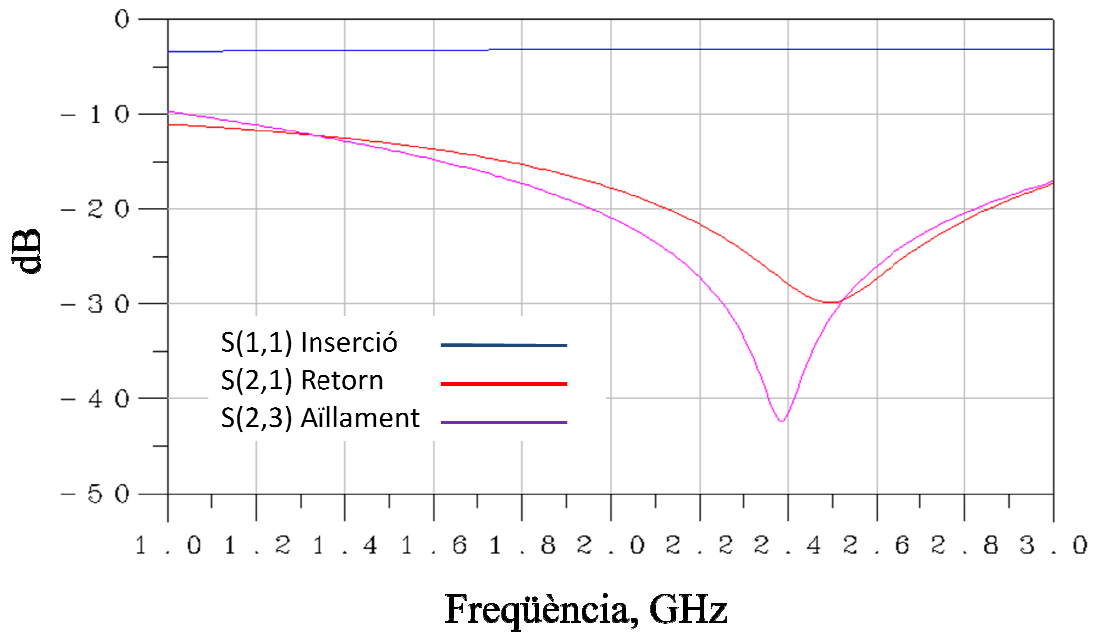


Figura 21: Comportament divisor 2,4 GHz

3.2.2.1. Simulació electromagnètica

En aquest cas, igual que en el cas de 1,7 GHz, es fa una simulació electromagnètica per poder obtenir informació més real. Es fa un escombrat des de 0,1 GHz fins a 4 GHz, una vegada obtingut es genera el *layout* i es passa a la versió autoCAD per poder fabricar-lo.

Per tant, fent la simulació de tipus “Adaptative” des de 0,1 GHz fins a 4 GHz s’obté la següent gràfica del comportament del divisor, figura 22 i 23, on es pot veure que està centrat a 2,4 GHz i que té una fase de 0°

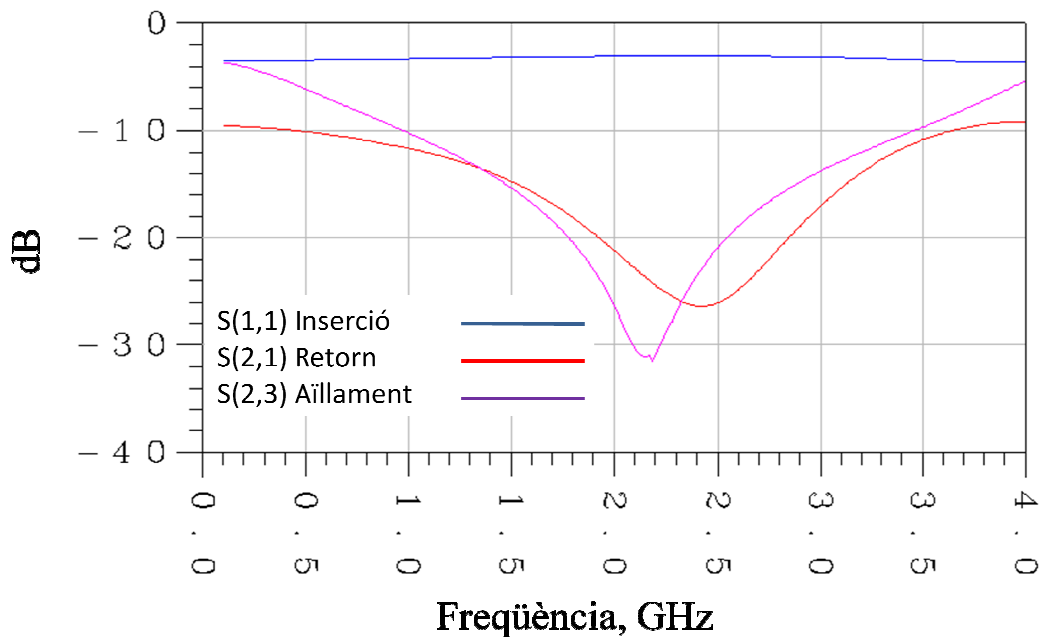


Figura 22: Comportament electromagnètic del divisor de 2,4 GHz

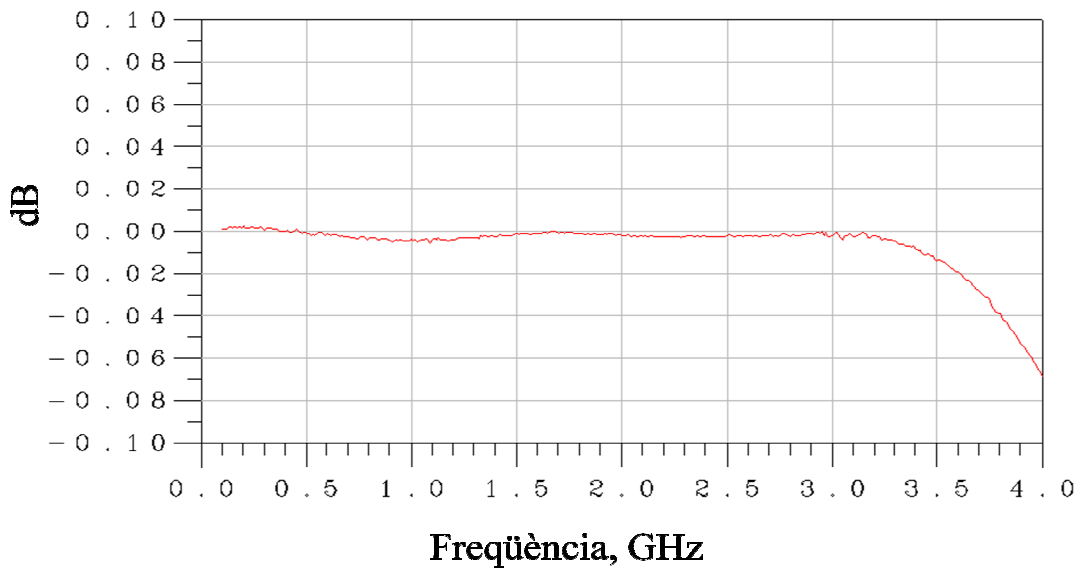


Figura 23: Comportament electromagnètic de fase del divisor de 2,4 GHz

3.2.2.2. Fabricació del component

Una vegada feta aquesta simulació amb Momentum, es passa a generar el layout del disseny, figura 24, on es pot observar com els braços circulars tenen un gruix menor que els braços de les sortides, que tenim espai suficient per poder posar la resistència i que la separació de les sortides es superior a 30 mm.

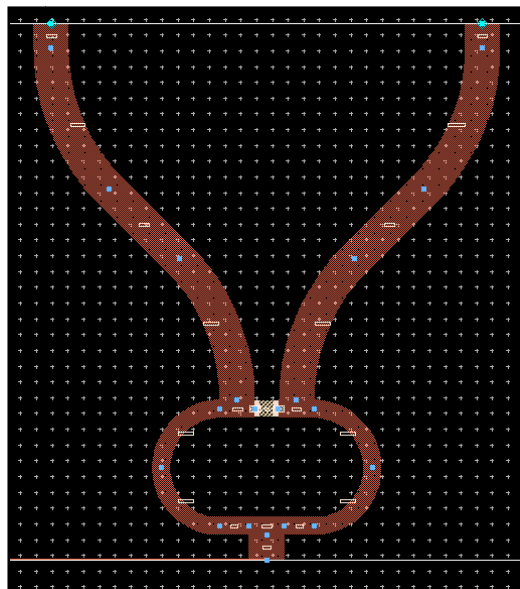


Figura 24: Layout del divisor de 2,4 GHz

Com en el cas del divisor de 1,7 GHz per tal de poder fabricar aquest component s'ha de passar el layout a format del tipus AutoCAD (.dwg), per fer això primerament es treu la resistència i es genera un artwork.

A la figura 25 es pot veure el divisor de Wilkinson de 2,4 GHz una vegada fabricat.

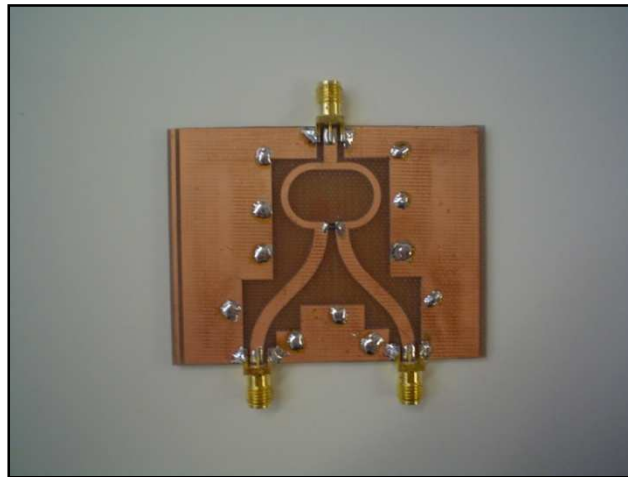


Figura 25: Divisor de Wilkinson a 2,4 GHz fabricat

3.2.3. Divisor Wilkinson 2,4 GHz desfasat 90°

Aquest divisor serà exactament igual que l'anterior l'única diferència es que una de les dues sortides esta desfasada 90° de l'altra, contràriament als divisors anteriors que tenen 0° de desfasament entre les sortides. Aquest divisor s'utilitzarà per desfasar l'oscil·lador local a la branca en quadratura del desmodulador IQ.

Per obtenir aquest desfasament entre les sortides es fa que una de les sortides tingui una longitud més gran que l'altra, per calcular aquesta longitud s'ha de tenir en compte el substrat i els 90° de desfasatge, aquest càlcul és el mateix que hem fet a l'altre divisor i ens dona una longitud de 17,09 mm. A la figura 26 es pot veure que el disseny es diferencia dels anteriors en que té una sortida més llarga per aconseguir aquest desfasament.

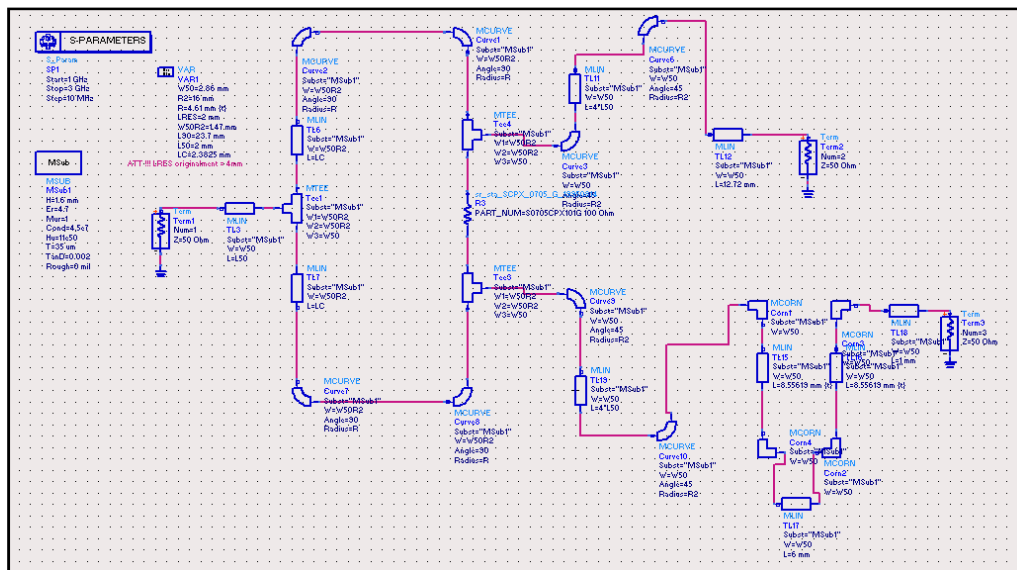


Figura 26: Disseny divisor 2,4 GHz desfast 90° en ADS

Com als casos anteriors es torna a fer una simulació en ADS per veure un primer comportament indicatiu de quina es la resposta del component. Com es pot observar a la figura 27 la resposta és bona.

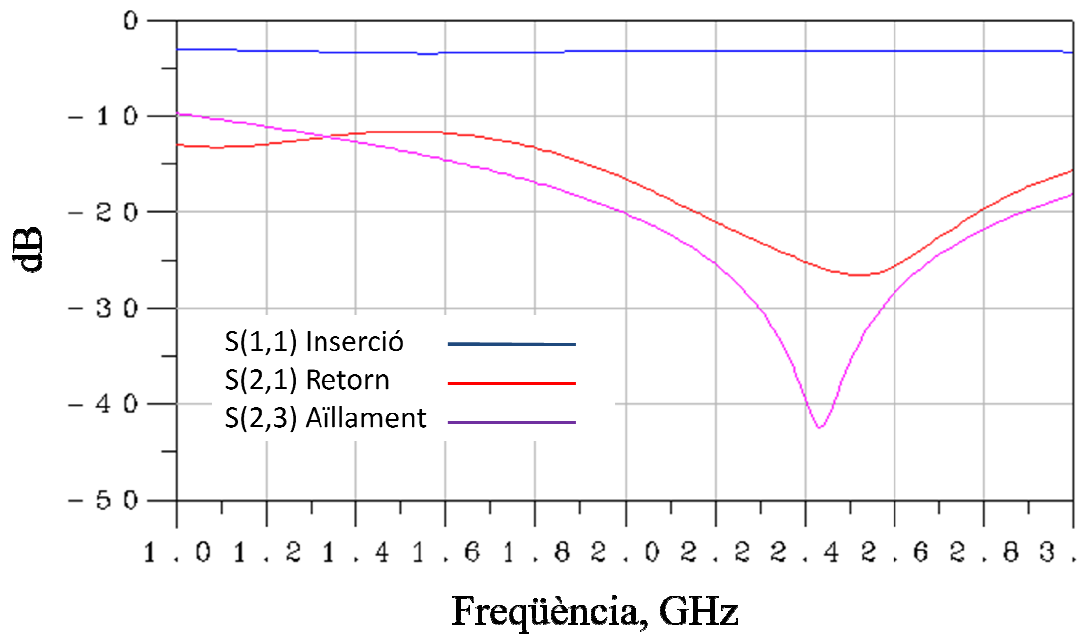


Figura 27: Comportament divisor 2,4 GHz desfasat 90°

En aquest cas és molt important veure la fase per poder veure que realment està desfasada 90°, per això es fa una simulació de la fase relativa entre sortides (ports 2 i 3), figura 28, on a la freqüència de 2,4 GHz ha de tindre aquests 90° de desfasament.

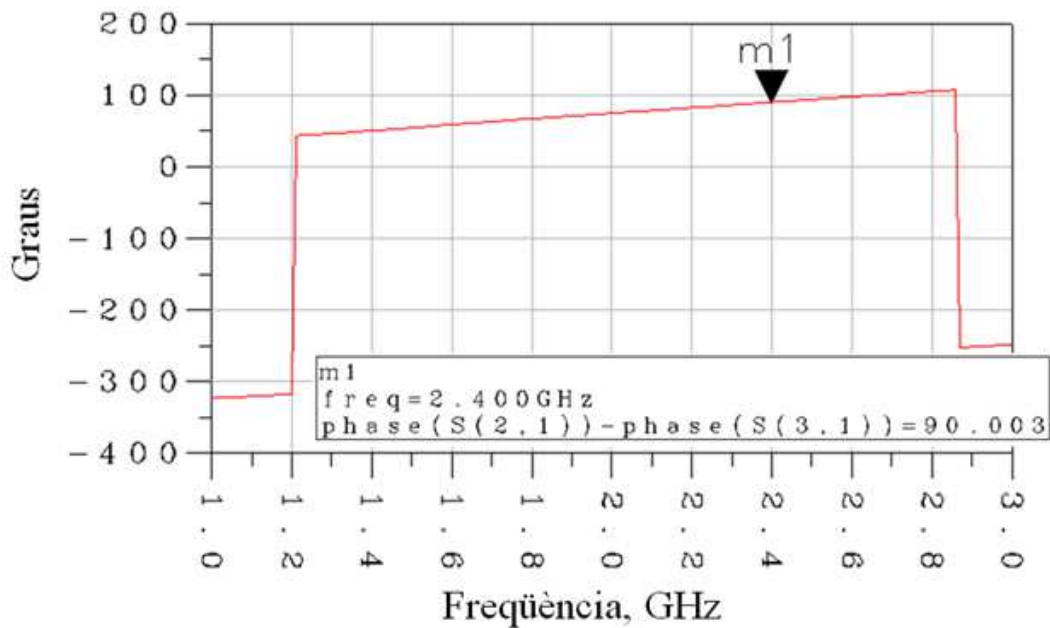


Figura 28: Comportament de fase del divisor 2,4 GHz desfasat 90°

3.2.3.3. Fabricació del component

Es genera el *layout*, figura 31 on es pot observar com una de les sortides és més llarga per tal d'aconseguir el desfasament, i la versió en AutoCAD de forma similar als altres casos.

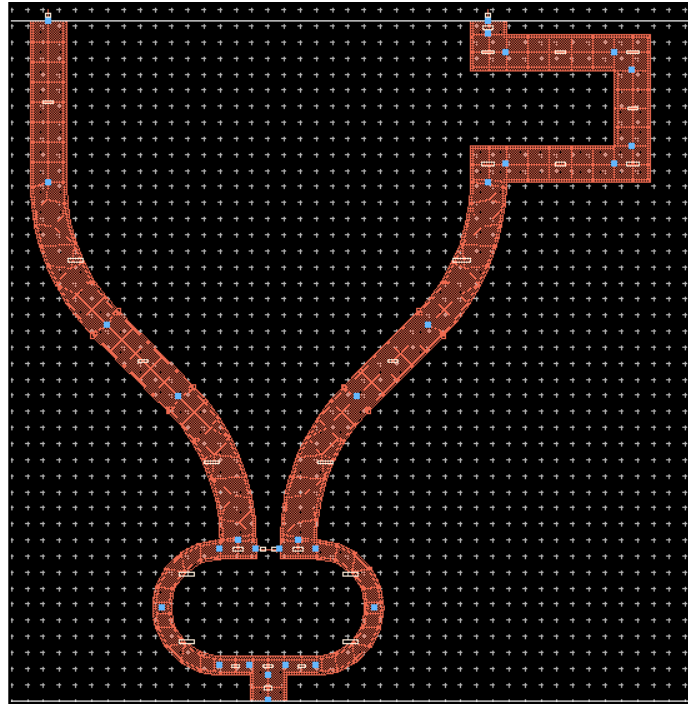


Figura 31: Layout del divisor de 2,4 GHz desfasat 90°

A la figura 32 es pot veure el divisor de Wilkinson de 2,4 GHz desfasat 90° una vegada fabricat.

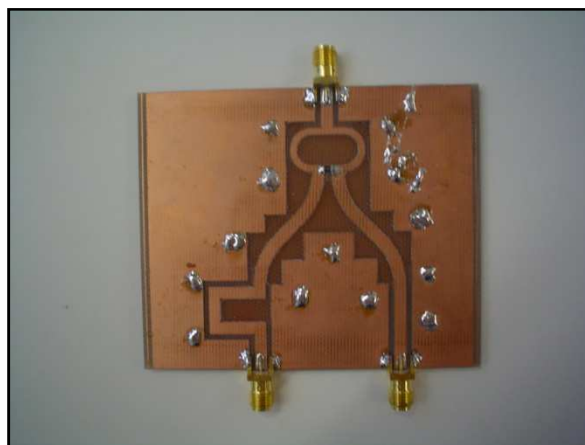


Figura 32: Divisor de Wilkinson a 2,4 GHz desfasat 90° fabricat

3.2.4. Mesures dels divisors

Una vegada s'han fabricat els divisors es fan unes mesures al laboratori per veure el comportament real que tenen i així poder comparar amb els resultats teòrics obtinguts amb l'ADS. Les mesures es realitzen amb un analitzador de xarxes de 2 ports carregant amb 50Ω el port del divisor que no s'utilitza.

3.2.4. 1. Divisor centrat a 2,4 GHz amb 0° de desfasatge

Les primeres mesures que s'obtenen són les pèrdues d'inserció, figura 33, és la pèrdua de potència del senyal a la sortida en comparació amb l'entrada, aquestes han d'estar al voltant de -3 dB, sobretot a la freqüència en la que estem treballant de 2,4 GHz. A la gràfica es pot veure la representació de les pèrdues d'inserció teòriques on només es veu una representació ja que les pèrdues dels dos ports són les mateixes perquè el divisor és simètric, i la representació d'aquestes pèrdues mesurades al laboratori directament a la placa. Es pot observar com les pèrdues si que estan al voltant de -3 dB i com els dos ports tenen un comportament gairebé idèntic.

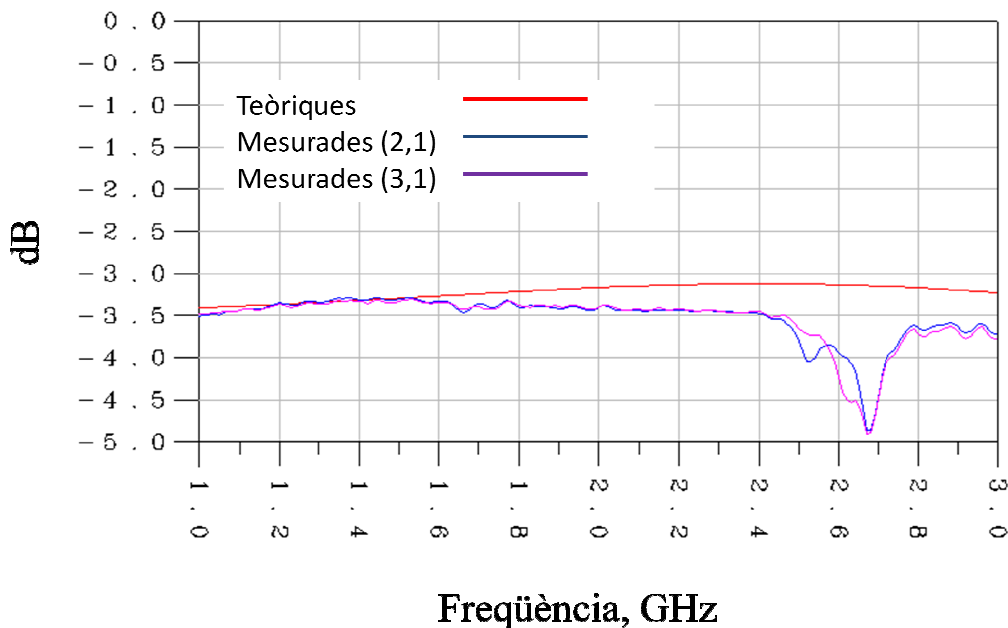


Figura 33: Pèrdues d'inserció divisor 2,4 GHz

La segona mesura que s'obté són les pèrdues de retorn, figura 34, que es poden definir com la relació entre la potència incident i la potència reflectida.

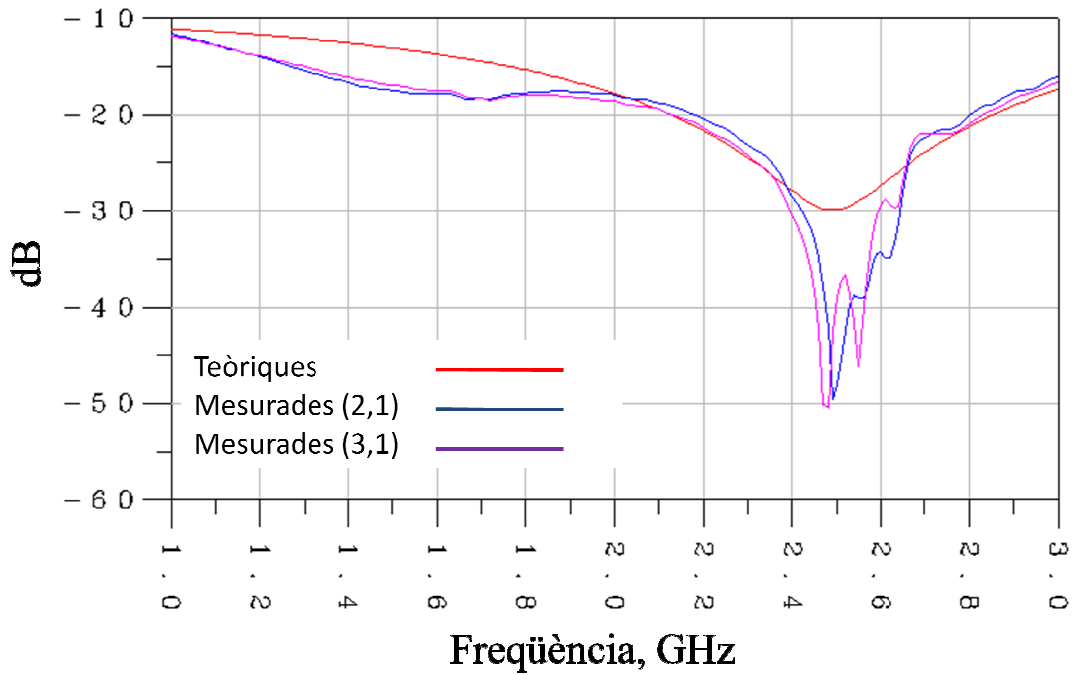


Figura 34: Pèrdues de retorn divisor 2,4 GHz

També s'ha mesurat l'aïllament entre els ports 2 i 3, figura 35; és usual que l'aïllament en divisors sigui del ordre de entre -25 i -40 dB. A la gràfica s'observa com es compleix que el senyal estigui dintre del rang i com el senyal mesurat té un comportament molt semblant al teòric sobretot a la freqüència desitjada.

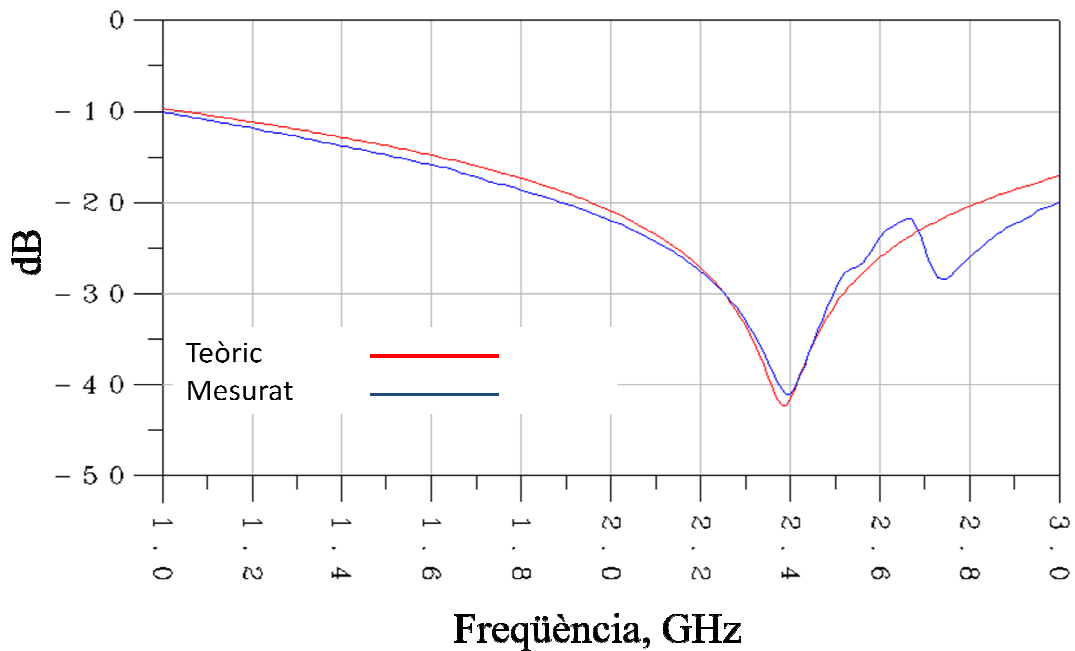


Figura 35: Aïllament divisor 2,4 GHz

Com a última mesura s'obté la fase, figura 36, que en aquest cas haurà de ser de 0° . Si s'observa la gràfica del senyal mesurat veiem una gran aproximació al voltant de 0° a la freqüència de 2,4 GHz.

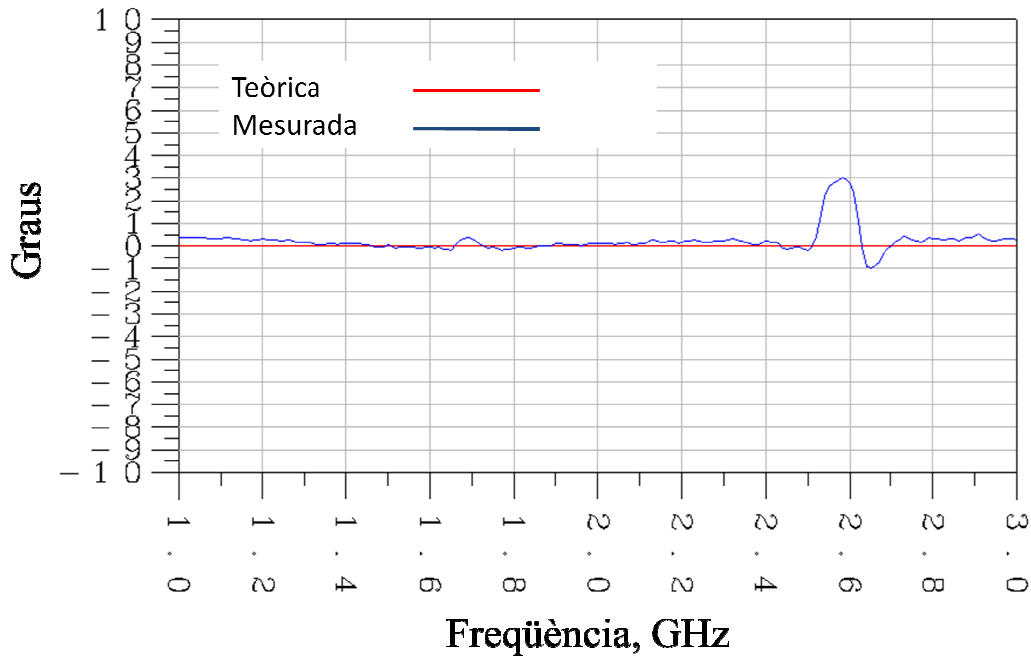


Figura 36: Fase divisor 2,4 GHz

Després de veure els resultats de la comparació del disseny teòric fet amb ADS i amb la mesura feta al laboratori després de ser fabricat, es pot dir que el divisor de Wilkinson centrat a 2,4 GHz amb 0° de desfasatge té un molt bon comportament i compleix empíricament els objectius fixats teòricament i cal remarcar el gran balanceig de les dues sortides.

3.2.4.2. Divisor centrat a 2,4 GHz amb 90° de desfasatge

En el cas d'aquest divisor es faran les mateixes mesures que a l'anterior per veure el comportament que té.

A les pèrdues d'inserció, figura 37, es veu que torna a estar prop dels -3 dB, però en aquets cas els dos ports de sortida tenen casi mig dB de diferència encara que això no comporta molt de canvi.

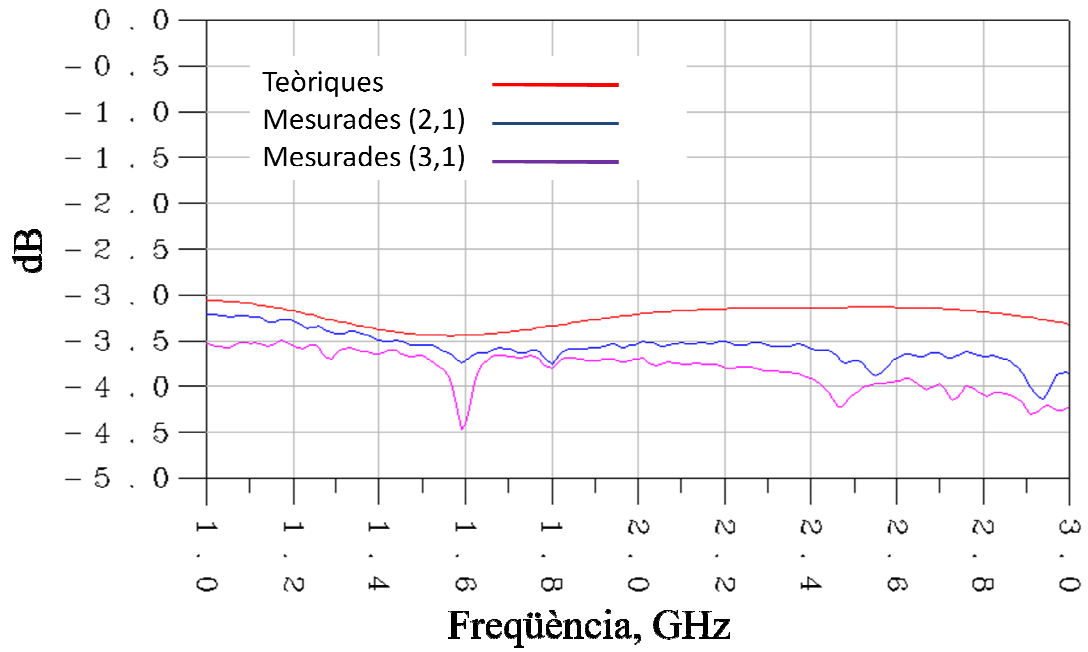


Figura 37: Pèrdues d'inserció divisor 2,4 GHz desfasat 90°

Les pèrdues de retorn, figura 38, també es troben per sota dels -30 dB com en el cas de 2,4 GHz, per tant es pot dir que són bones.

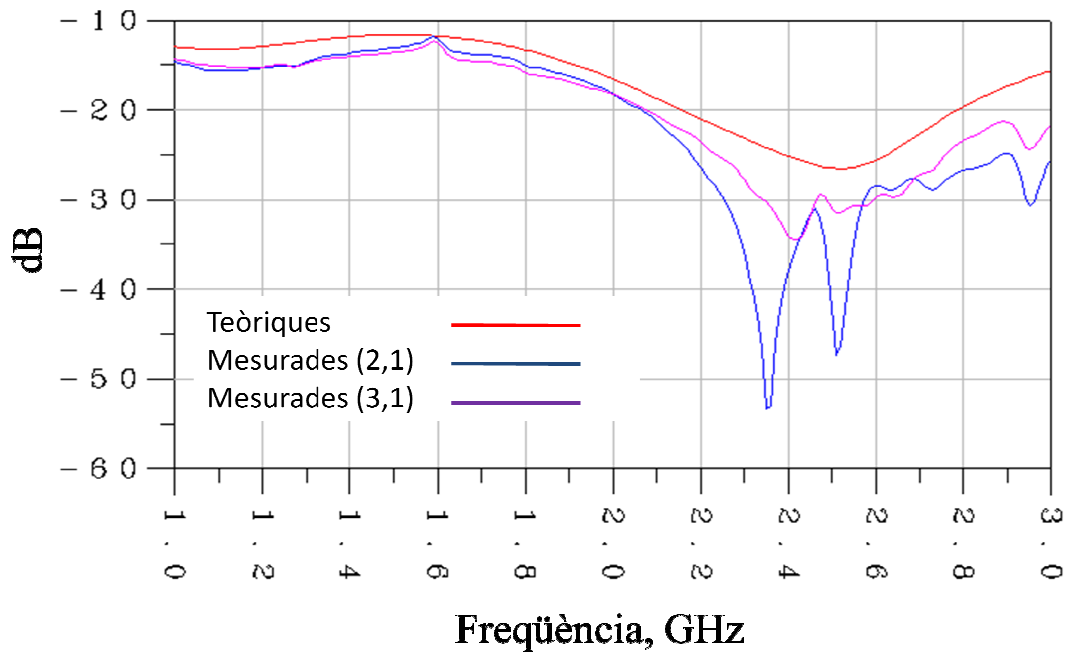


Figura 38: Pèrdues de retorn divisor 2,4 GHz desfasat 90°

L'aïllament, figura 39, també té la resposta esperada per tant es pot donar per bo.

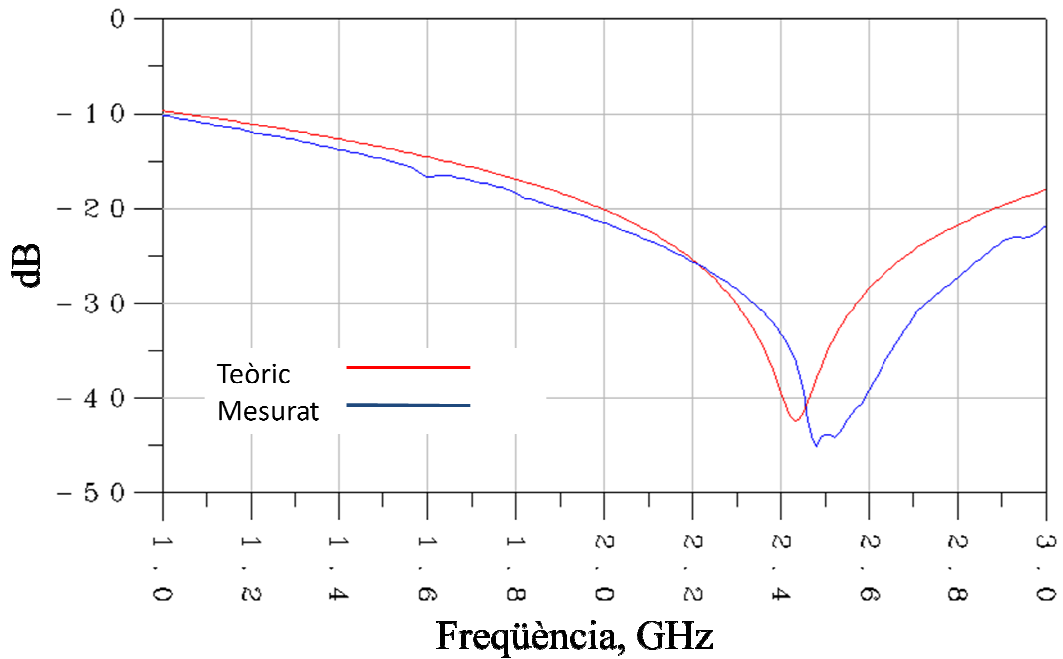


Figura 39: Aïllament divisor 2,4 GHz desfasat 90°

En aquest divisor l'important és que les dues sortides estiguin desfasades per tant és on més cura s'ha de tenir. Per calcular aquest desfasatge s'ha restat la fase del port 3 a la fase del port 2. Es veu a la figura 40 com teòricament apareixen els 90° de desfasatge a la realitat s'obtenen 96° és a dir un bon resultat.

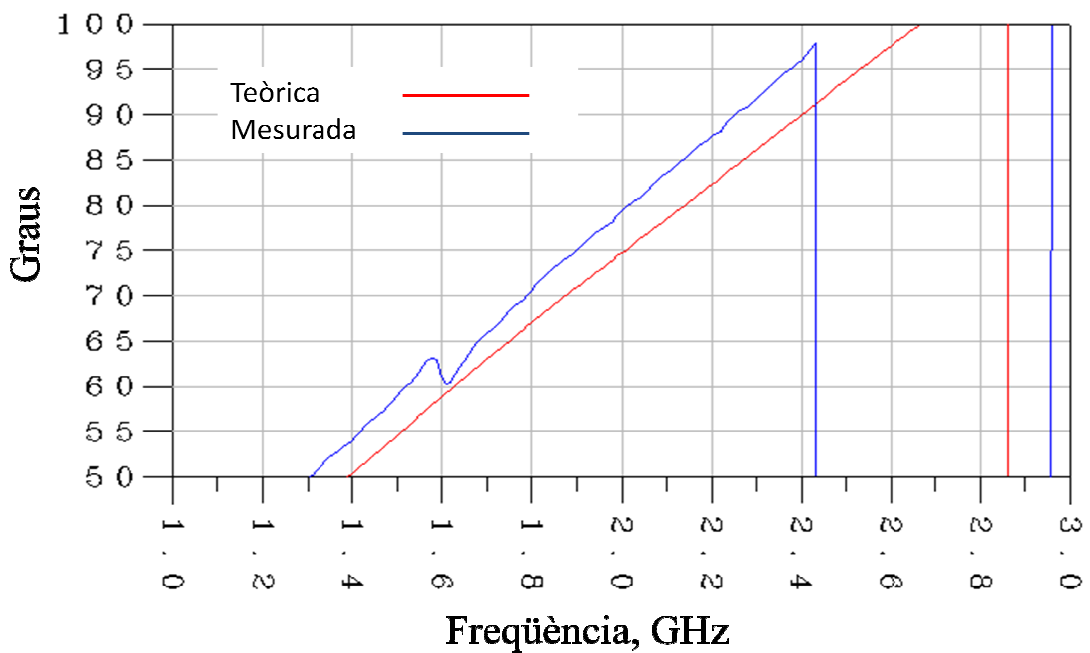


Figura 40: Fase divisor 2,4 GHz desfasat 90°

Després de totes les mesures realitzades es pot donar per bo el divisor centrat a 2,4 GHz amb desfasatge de 90°.

3.2.4.3. Divisor centrat a 1,7 GHz amb 0° de desfastge

Encara que aquest divisor no es usat al sistema del radar, ja que va ser canviat per el de 2,4 GHz per la seva millors compatibilitat amb els components que havia disponibles també s'ha mesurat ja que l'havia estat dissenyat i fabricat. Es pot veure que totes les mesures, figures 41, 42, 43 i 44, tenen una bona aproximació.

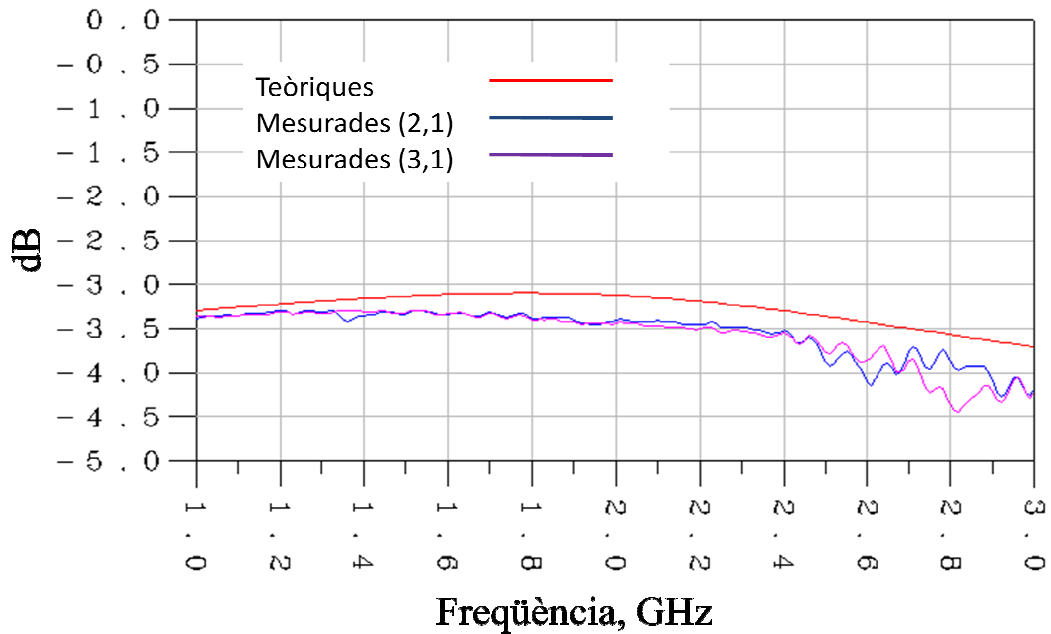


Figura 41: Pèrdues d'inserció divisor 1,7 GHz

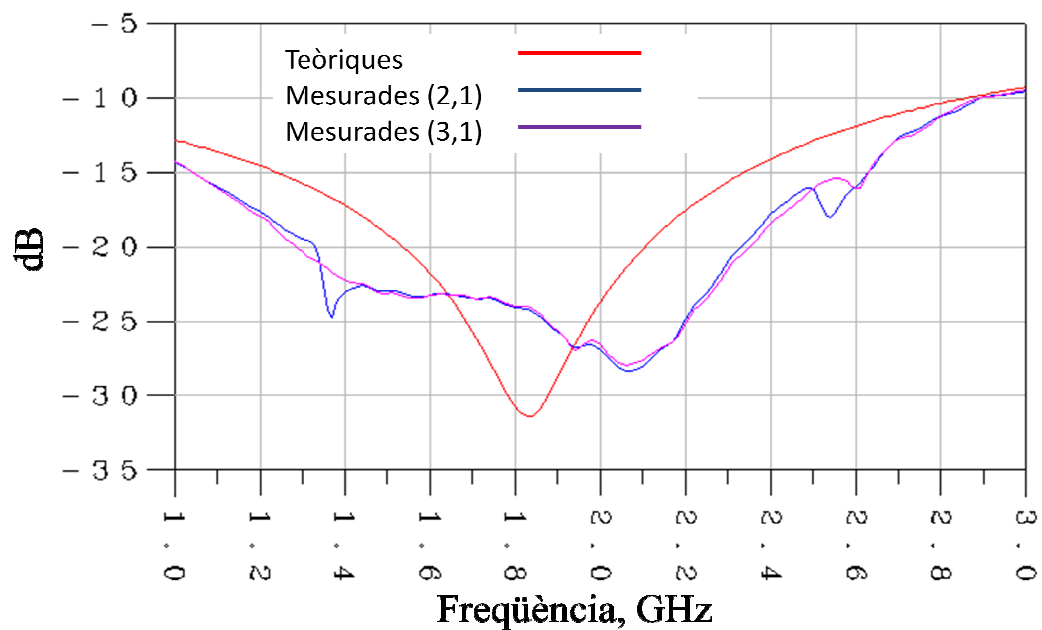


Figura 42: Pèrdues de retorn divisor 1,7 GHz

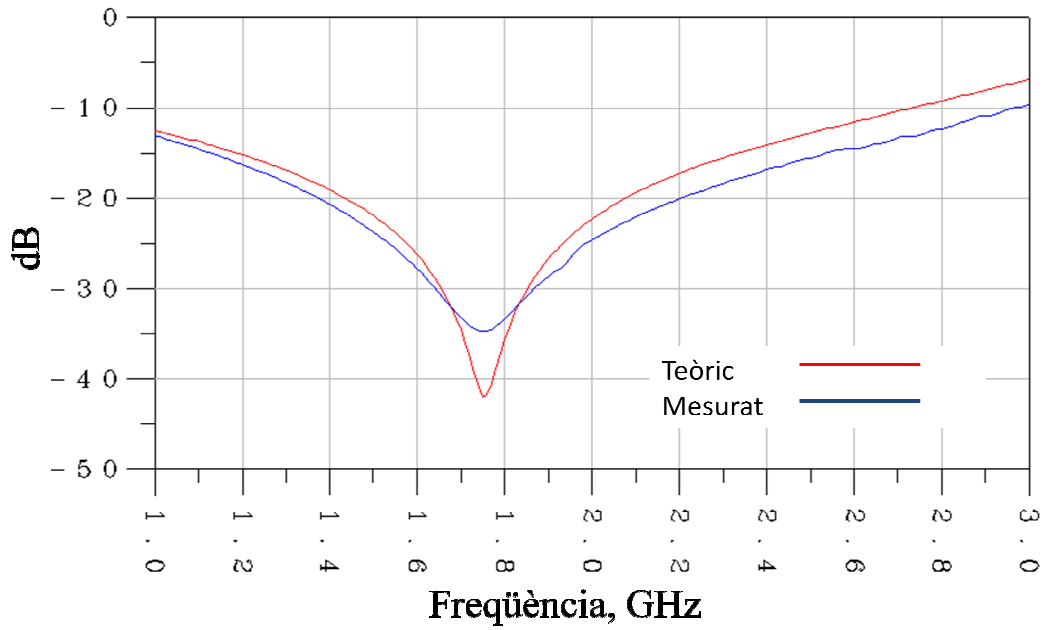


Figura 43: Aïllament divisor 1,7 GHz

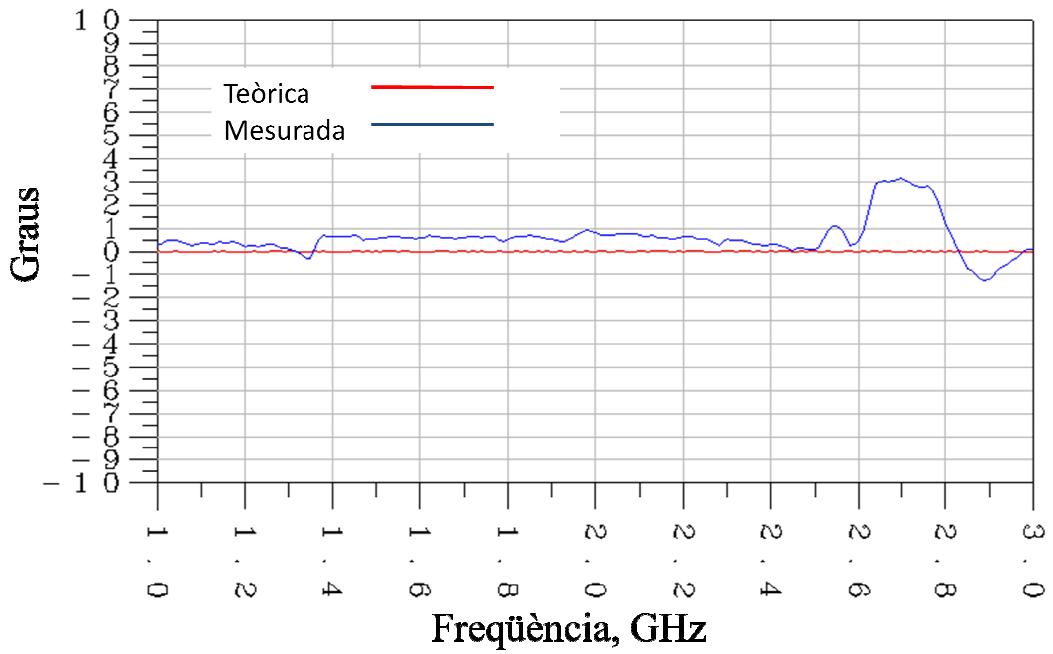


Figura 44: Fase divisor 1,7 GHz

3.2.5. Utilització de vies

En tots els divisors fabricats es va haver de fer un seguit de vies metàl·liques ja que apareixia un potencial diferent a dalt de la placa del de sota i per aquesta diferència de potencial el divisor tenia un comportament diferent de l'esperat com per exemple l'aparició de rissats. A les figures 45, 46 i 47 es pot veure la diferència entre una placa sense vies i una altra amb vies en les mesures fetes al divisor 2,4 GHz, amb 90° de desfasatge. A l'esquerra mesures sense vies, a la dreta mesures amb vies. Amb la utilització de vies s'observa com desapareixen algunes ressonàncies paràsits en la mesura.

Port(2,1)

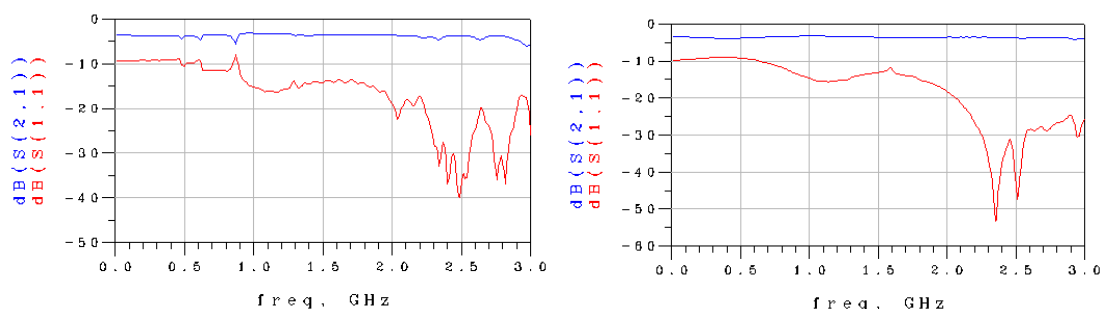


Figura 45: Diferències de mesures sense vies i amb vies al divisor de 2,4 GHz

Port (3,1)

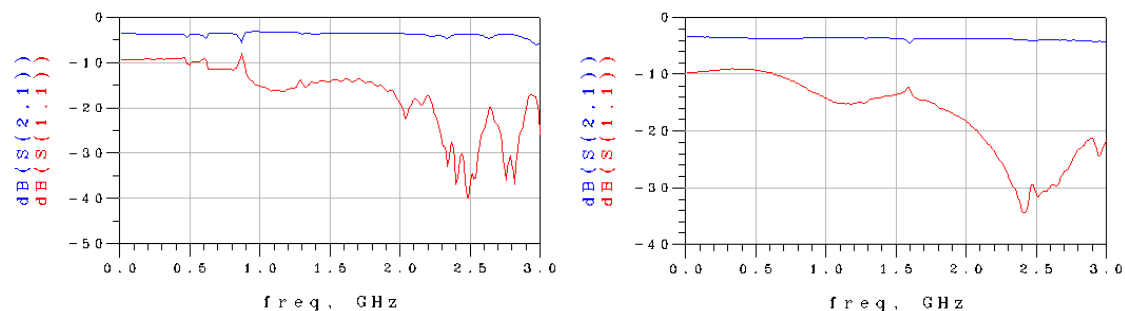


Figura 46: Diferències de mesures sense vies i amb vies al divisor de 2,4 GHz

Aïllament

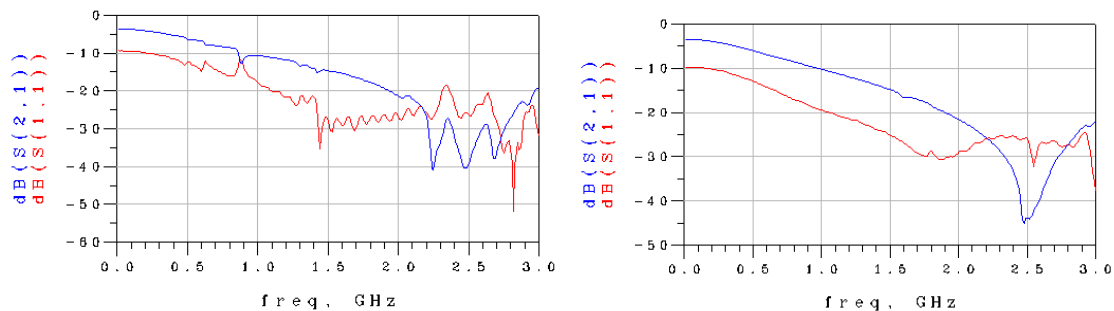


Figura 47: Diferències de mesures sense vies i amb vies al divisor de 2,4 GHz

3.3. Desmodulador I/Q

El desmodulador I/Q que s'ha dissenyat, consta d'un divisor de Wilkinson centrat a 2,4 GHz de freqüència amb un desfasament de 90° , per altra banda té un divisor de Wilkinson centrat a 2,4 GHz de freqüència amb un desfasament de 0° i per últim un mesclador LRMS-30J de Mini-Circuits, amb l'objectiu de mesclar aquests dos senyals per així obtindre les sortides I i Q.

La utilitat d'aquesta placa és la mesclar el senyal d'OL i el senyal de RF captat per l'antena. El senyal d'OL passarà pel divisor de Wilkinson centrat a 2,4 GHz amb una sortida desfasada 90° de l'altra i el senyal de RF per el divisor de Wilkinson centrat a 2,4 GHz sense desfasament. Per tant quan es mesclin aquests senyals s'obtindrà un senyal I i un senyal Q desplaçats 90° .

Per fer aquesta mescla de senyals s'utilitzarà el mesclador LRMS-30J, per tant s'ha de dissenyar la placa tenint en compte les dimensions d'aquest mesclador, que venen especificades al *data sheet* del component. El mesclador té sis potes, una pel senyal d'OL, una pel senyal de RF, una per a la sortida FI i les altres tres es connecten a massa. A l'hora de fer el disseny de la placa s'han de tenir en compte diverses condicions:

- 1- Les longituds de les pistes des de la sortida del divisor fins a la pota del mesclador han de ser iguals en tots dos divisors per evitar desbalancejos entre les sortides I/Q.
- 2- Per a la sortida I la pista haurà de passar per sota del mesclador fent així que la soldadura posterior del mesclador sigui més fàcil.
- 3- Per últim s'ha d'assegurar que entre pistes hi hagi com a mínim 1mm de distància per evitar possibles acoblaments.

El disseny es fa directament amb AutoCAD, i es pot veure a la figura 48.

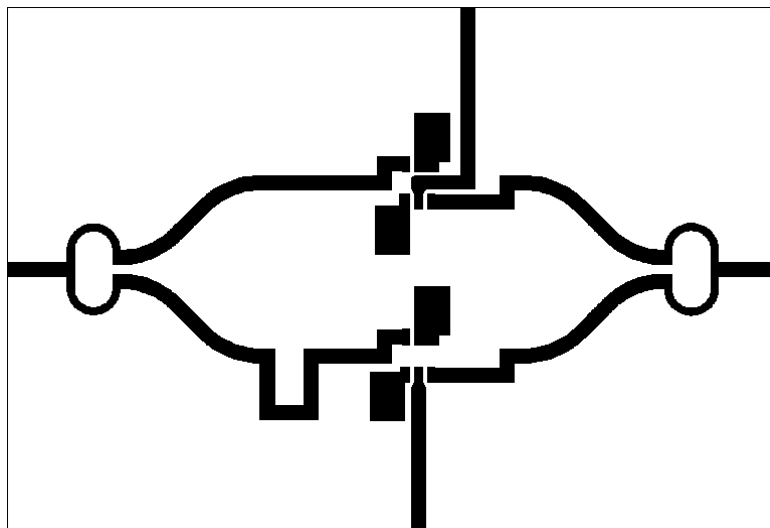


Figura 48: Imatge d'AutoCAD del desmodulador I/Q

A la figura 49 es pot veure la fotografia del desmodulador I/Q una vegada fabricat.



Figura 49: Desmodulador I/Q fabricat

3.3.1. Caracterització del desmodulador I/Q

L'objectiu de la caracterització del desmodulador es comprovar el funcionament real del circuit per saber quina és la seva resposta a diferents entrades de potència, freqüència i l'aïllament.

3.3.1.1. Caracterització de la potència d'OL

Per fer aquesta caracterització s'utilitzarà el muntatge següent: un generador pel senyal d'OL connectat a l'entrada del divisor desfasat 90° , un altre generador pel senyal de RF connectat a l'entrada de l'altre divisor (0°), un analitzador d'espectres i una càrrega de 50Ω . Primerament es connectarà l'analitzador a la sortida I i la càrrega a la sortida Q així s'obtidran les dades de la sortida I, posteriorment es farà a l'inversa, la càrrega a l'I i l'analitzador a Q.

Al generador de RF es posarà una freqüència de 2,41 GHz i una potència de -10dBm, al generador d'OL una freqüència de 2,4 GHz i es farà un escombrat des de 0dBm fins 15 dBm de potència per veure quina és la resposta.

Per fer aquesta caracterització s'ha de tenir en compte que els cables utilitzats també presenten unes pèrdues, per tant s'han de mesurar aquestes pèrdues per fer una bona caracterització. Les pèrdues són: -1,3dB pel cable de RF i -1dB pel cable d'OL.

Com es pot observar a la taula 4 i a les figures 50 i 51, les sortides estan estabilitzades per una potència d'OL de 12dBm. Segons el fabricant el mesclador LRMS-30J està caracteritzat per funcionar bé amb un OL de 7 dBm; en aquesta caracterització de 12

dBm li hem de restar les pèrdues de 3 dB del divisor i les pèrdues del cable, per tant s'obtenen uns 8 dBm. Els resultats donen un bon balanceig entre els dos canals.

Potència OL(dBm)	Potència OL sense pèrdues de cables	I(dBm)	Q(dBm)	Perdues de conversio I (dBm)	Perdues de conversio Q(dBm)
0	-1	-40	-42	22,7	24,7
1	0	-39	-39	21,7	21,7
2	1	-36	-36	18,7	18,7
3	2	-32	-33	14,7	15,7
4	3	-30	-30	12,7	12,7
5	4	-28	-28	10,7	10,7
6	5	-26	-26	8,7	8,7
7	6	-25	-25	7,7	7,7
8	7	-24	-24	6,7	6,7
9	8	-23,5	-23,5	6,2	6,2
10	9	-23	-23	5,7	5,7
11	10	-22,7	-22,7	5,4	5,4
12	11	-22,5	-22,5	5,2	5,2
13	12	-22,5	-22,5	5,2	5,2
14	13	-22,5	-22,5	5,2	5,2
15	14	-22,5	-22,5	5,2	5,2

Taula 4: Caracterització de potència

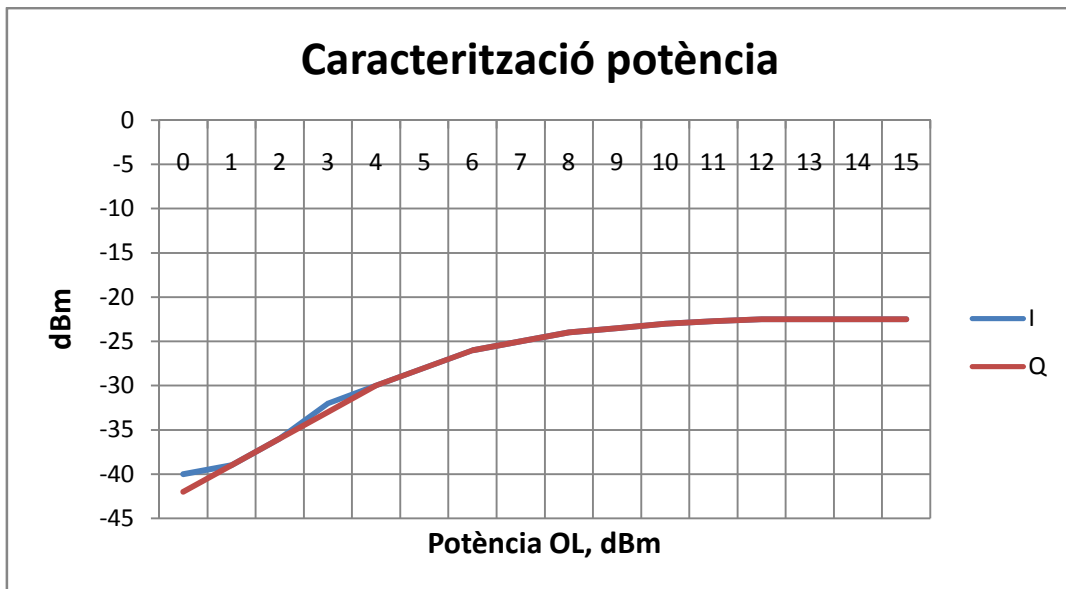


Figura 50: Gràfica de la caracterització de potència de sortida dels canals I i Q.

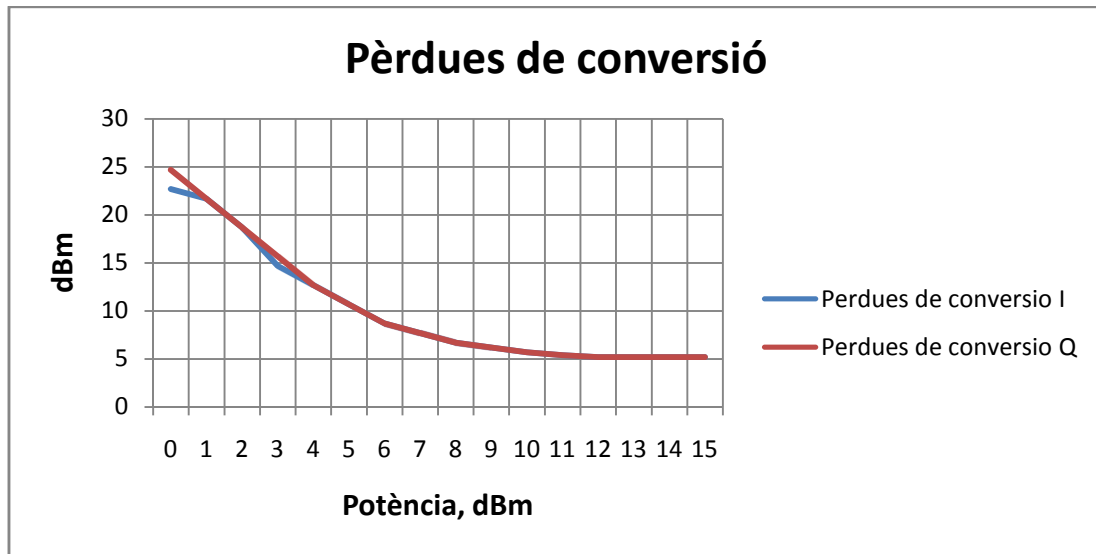


Figura 51: Gràfica de pèrdues de conversió

3.3.1.2. Caracterització de la freqüència de RF

En aquest cas el muntatge per a la caracterització de la freqüència és el mateix que pel cas de la potència, però es tracta d'anar variant la freqüència del senyal RF d'entrada que mesclant-lo amb el senyal d'OL, on trobarem a les sortides I/Q una freqüència suma i una freqüència diferència. A l'analitzador s'haurien de veure aquestes dues freqüències, però com l'analitzador només arriba fins a 3 GHz no es pot veure la suma, (que de fet no fa falta), així que només es mirarà la freqüència diferència de la qual s'obtindrà la seva potència.

Per tant, al generador de RF es partirà d'una freqüència de 2,3 GHz i s'anirà baixant fins a 750 MHz amb una potència de -10dBm, al generador d'OL una freqüència de 2,4 GHz on es posarà la potència, trobada anteriorment, de 12 dBm.

Com a resultats s'obtenen la taula 5 i les figures 52 i 53 on es pot veure com les dues sortides tenen un comportament pràcticament idèntic per a qualsevol entrada. Per altra banda cal esmentar que a partir de 750 MHz d'entrada de RF ja no es pot distingir el senyal de sortida a l'analitzador perquè es confon amb el soroll.

Frquencia RF (GHz)	I (dBm)	Q(dBm)	Perdues de conversio I (dBm)	Perdues de conversio Q (dBm)
2,3	-23	-23,4	5,7	6,1
2,2	-23,7	-24	6,4	6,7
2,1	-24,3	-24,4	7	7,1
2	-25,2	-25,2	7,9	7,9
1,9	-24,8	-24,8	7,5	7,5
1,8	-24,9	-24,8	7,6	7,5
1,7	-24,9	-24,8	7,6	7,5
1,6	-24,3	-24,2	7	6,9
1,5	-23,9	-24,2	6,6	6,9
1,4	-24,3	-24,4	7	7,1
1,3	-25	-25,1	7,7	7,8
1,2	-27	-27	9,7	9,7
1,1	-28	-29	10,7	11,7
1	-29	-30	11,7	12,7
0,9	-33	-34	15,7	16,7
0,8	-37	-38	19,7	20,7
0,75	-41	-41	23,7	23,7

Taula 5: Caracterització de freqüència

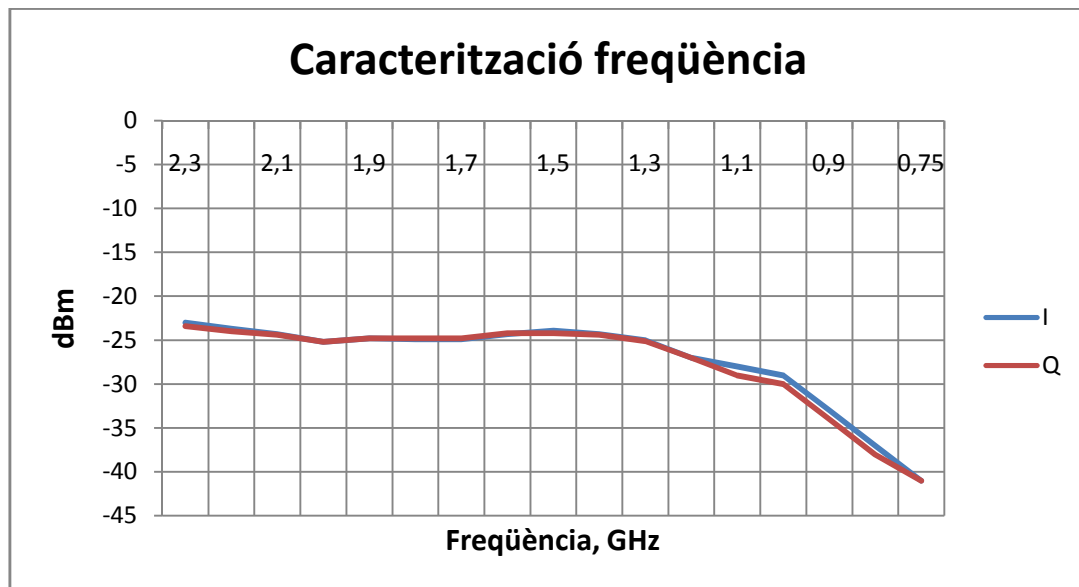


Figura 52: Gràfica de la caracterització de freqüència

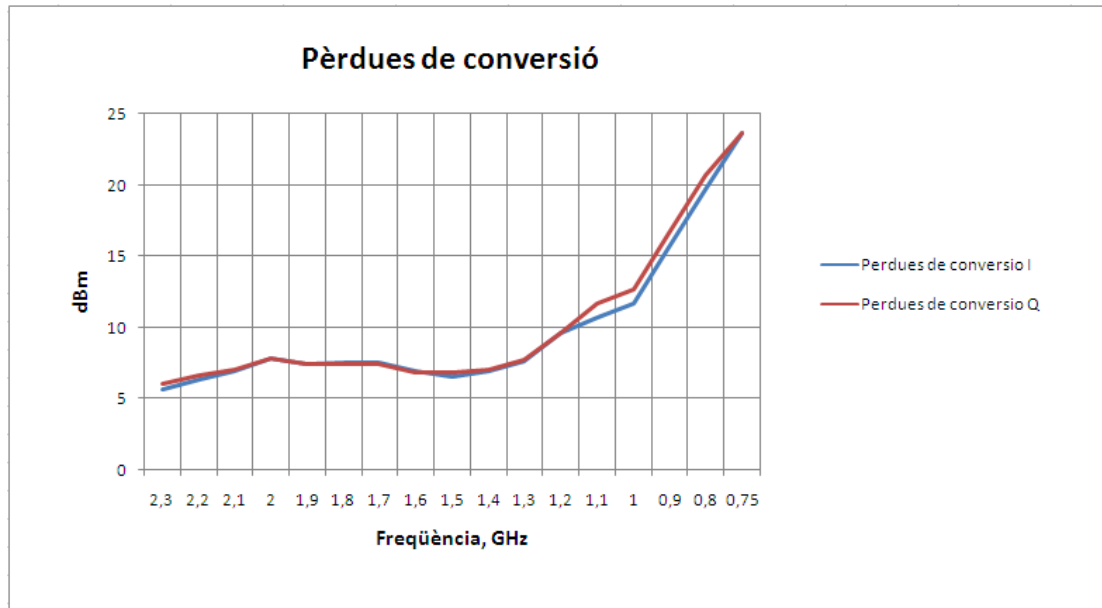


Figura 53: Gràfica de pèrdues de conversió

3.3.1.3. Caracterització de l'aïllament

En aquest cas es fa una caracterització de l'aïllament de RF de les sortides I/Q per a diferents freqüències de RF, des de 750 MHz fins 2,3 GHz, amb una potència de -10 dBm.

Es pot veure a la taula 6 i les figures 54 i 55, que s'observen diferències més abruptes d'aïllament de les sortides entre 1,3 GHz i 1,9 GHz. També s'ha de dir que l'aïllament d'OL a 2,4 GHz es manté constant a -5,84 dBm.

Freqüència RF (GHz)	I(dBm)	Q(dBm)	Aïllament I (dB)	Aïllament Q (dB)
0,75	-31	-31	21	21
0,9	-31	-32	21	22
1,1	-33	-33	23	23
1,3	-32	-35	22	25
1,5	-33	-35	23	25
1,7	-31	-35	21	25
1,9	-30	-31	20	21
2,1	-31	-30	21	20
2,3	-30	-30	20	20

Taula 6: Caracterització de l'aïllament

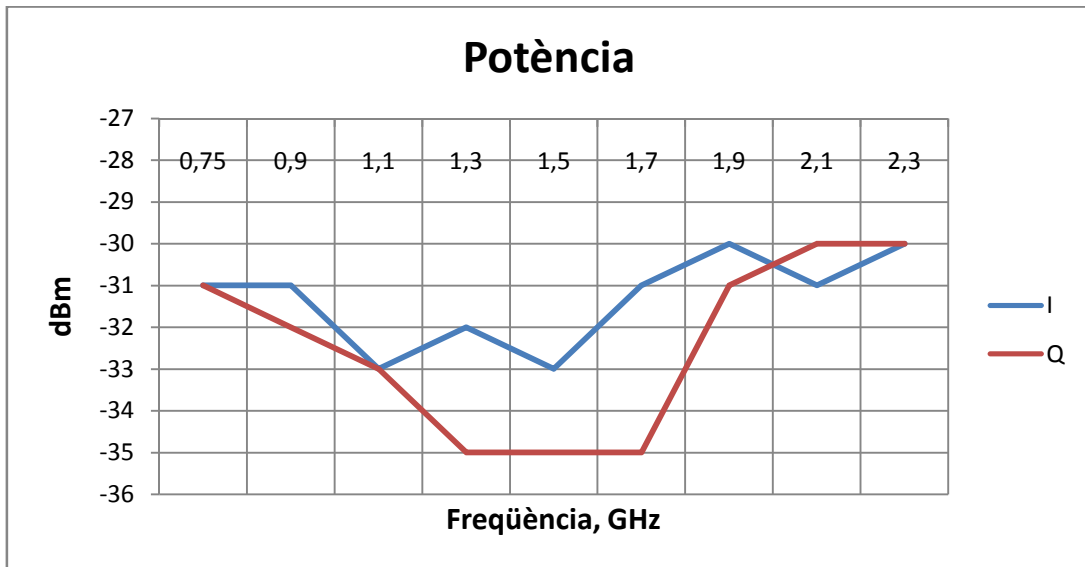


Figura 54: Gràfica de la caracterització de potència

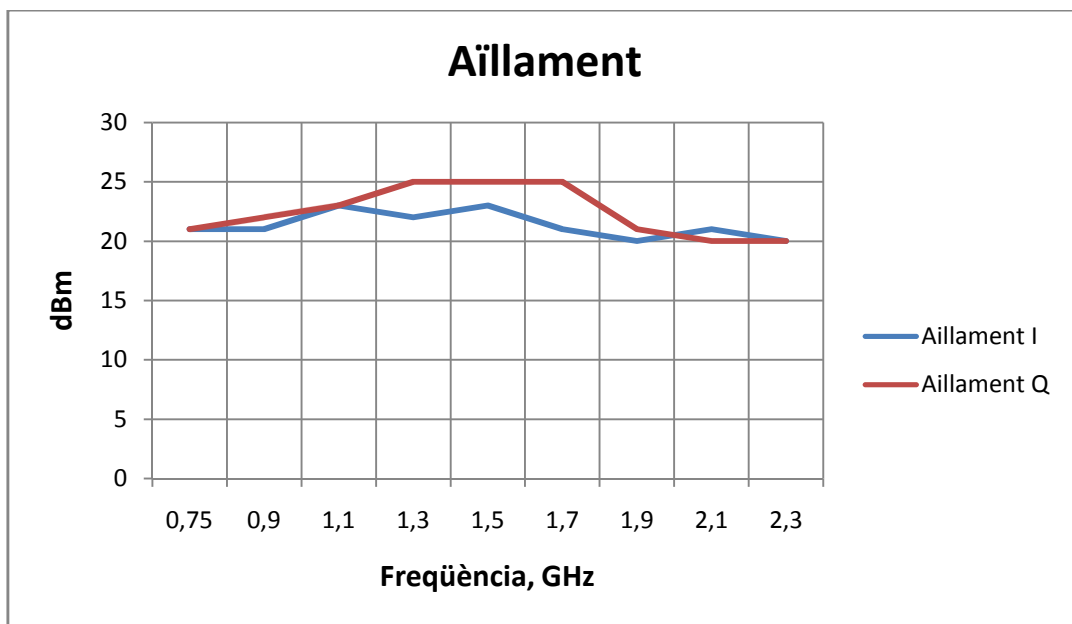


Figura 55: Gràfica de la caracterització de l'aïllament

3.4. Amplificador de potència

S'ha dissenyat un amplificador de potència per insertar-lo abans de l'antena de transmissió en cas de requerir-se més senyal.

3.4.1. Disseny del circuit amplificador

Per tal d'amplificar el senyal de sortida del radar s'utilitzarà un amplificador lineal de 2 watts de potència, basat en el ALM-32220, amb unes bandes freqüencials de treball de 1,7 GHz fins 2,7 GHz, la freqüència de treball del radar entra dintre del marge ja que s'està treballant a 2,4 GHz.

Aquest amplificador consta de 6 pads, 1 per a l'entrada del senyal amb 50 Ω d'impedància, 1 per a la sortida del senyal també de 50 Ω , i les 4 restants on aniran connectats un seguit de resistències i condensadors per on rebrà l'amplificador l'alimentació.

L'amplificador és un circuit integrat de microones (MMIC) i només s'ha de dissenyar el circuit on va integrat. Per fer aquest disseny es tindran en compte les especificacions i el circuit recomanat pel fabricant, figura 56, de l'amplificador que es troba al *data sheet* del component. Els pads Vsense1 i Vsense2 serveixen per mesurar la corrent que cau a la resistència R1 i R2 i monitoritzar el consum de l'amplificador. L'amplificador s'alimenta a 5V per Vdd1 i Vdd2 (drenadors de les diferents etapes de l'amplificador). Amb la tensió Vctrl s'activa i desactiva l'amplificador. Donat que ens interessarà que estigui activat es connectarà a 5V. El consum de corrent aproximat és de 0.7A per tensió d'alimentació de 5V.

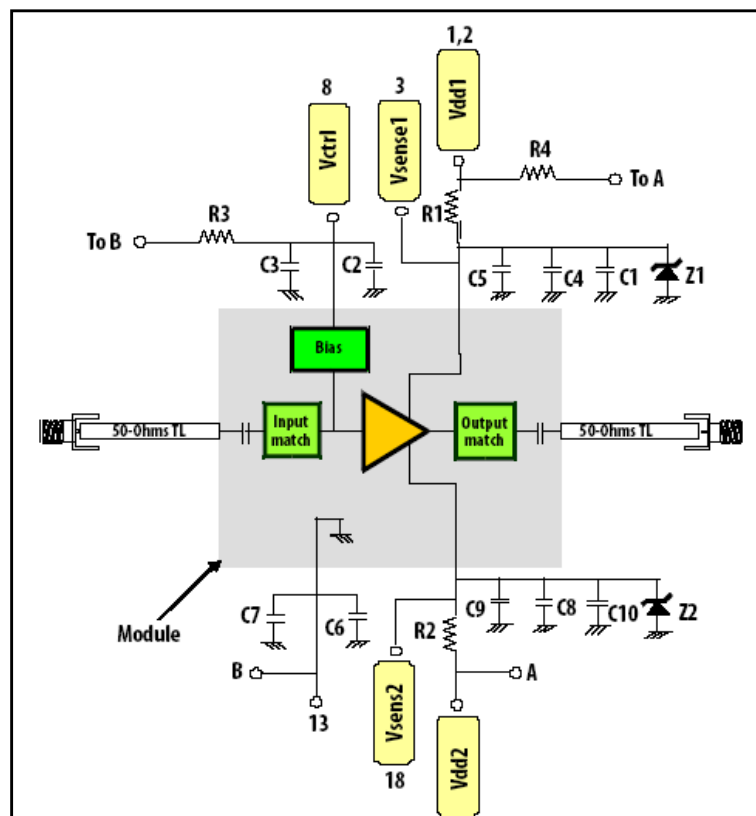


Figura 56: Circuit recomanat pel fabricant

Per tant s'ha de fer un disseny semblant a la figura 56 amb els diferents condensadors i resistències tenint en compte que aquets dispositius no seran convencionals sinó del tipus SMD (Surface Mount Device), Dispositius de Muntatge Superficial, per tant a l'hora de fer el disseny s'han de tenir en compte les mesures d'aquests dispositius, ja que cada dispositiu té un encapsulat diferent amb unes mesures distintes. A la taula 7 es poden veure els dispositius que s'utilitzen en el disseny.

Símbol	Encapsulat	Valor	Descripció
C1,C10	0805	2,2 μ F	Chip ceràmic capacitiu
C2,C4,C9	0402	0,1 μ F	Chip ceràmic capacitiu
C3,C5,C8	0402	10nF	Chip ceràmic capacitiu
C6,C7	0402	Sense ús	
R1,R2	0603	0 Ohm	Chip resistor
R3	0603	Sense ús	
R4	0603	0 Ohm	Chip resistor
Z1,Z2	0805	Opcional	Diode 5,6 V

Taula 7: Dispositius usats al disseny

Com s'ha dit abans cada encapsulat té unes mesures diferents i s'han de tenir en compte a l'hora de fer el disseny. Les mesures, en mil·límetres, de cada encapsulat SMD es poden veure a la figura 57.

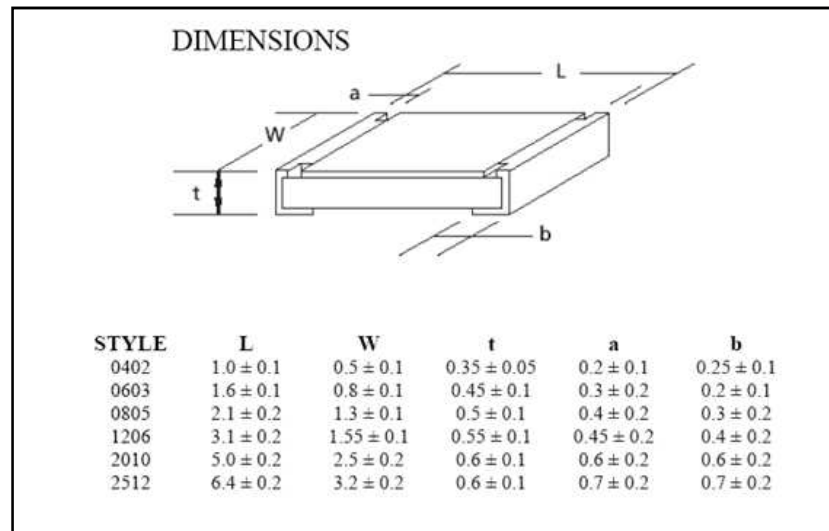


Figura 57: Mesures dels diferents encapsulats

Per fer el disseny del circuit on anirà aquest amplificador, el fabricant dóna una possible col·locació dels components que es pot veure a la figura 58.

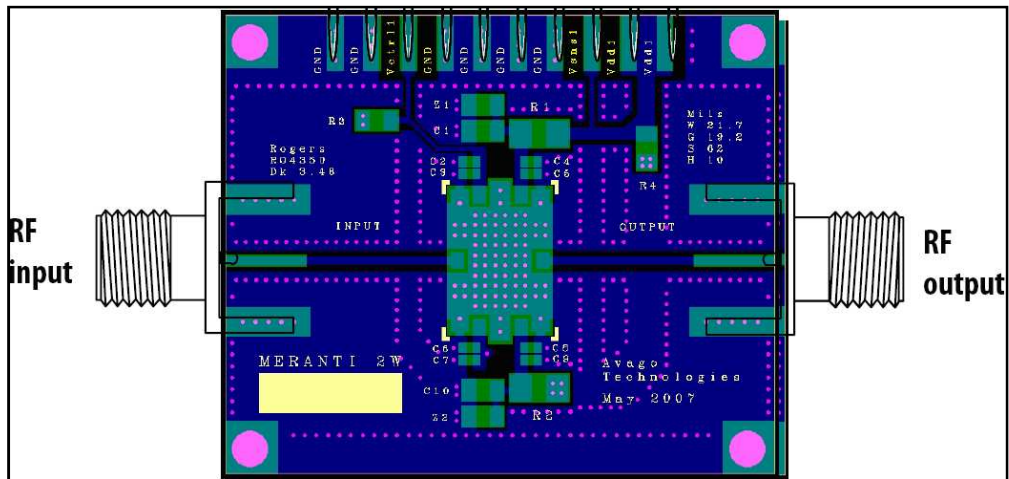


Figura 58: Circuit recomanat pel fabricant

Finalment es fa el disseny del circuit, en base a la configuració donada pel fabricant, sempre respectant les mesures tant de l'amplificador, els components, les pistes i la distància al pla de massa. Per fer el disseny s'utilitza el programa AutoCAD, figura 59 on en vermell és pot veure on anirà col·locat l'amplificador i els diferents components i en blanc les dimensions de les pistes.

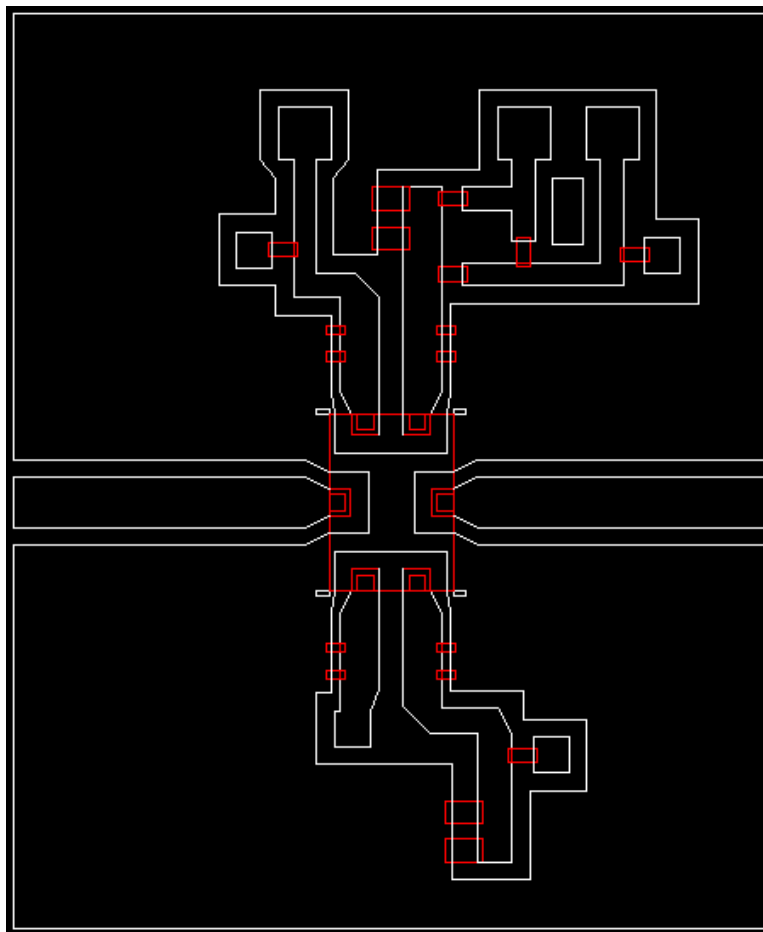


Figura 59: Circuit dissenyat amb AutoCAD, en vermell SMD's i amplificador, en blanc pistes.

3.4.2. Muntatge i mesures

Una vegada fabricat el circuit, s'han de soldar tots els components: l'amplificador, les resistències i els condensadors. Finalment s'ha decidit no posar el diode ja que només tenia una utilitat de seguretat que no afecta a la funcionalitat del circuit. La soldadura d'aquests components ha sigut difícil degut a les petites dimensions d'aquets i com es va fer a les plaques dels divisors s'han hagut de fer unes vies.

Per tant la feina d'aquest circuit ha sigut el disseny dels accessos de 50 Ω i tota la part de polarització (condensadors i resistències) ja que l'amplificador que s'ha utilitzat ja porta tota la xarxa d'adaptació internament. Contràriament al disseny dels divisors, en aquest cas no es tenia un model en ADS per fer unes comparacions teòriques amb les mesures del circuit fetes al laboratori però per assegurar el bon comportament d'aquest es compararan les mesures del laboratori amb les del *data sheet* de l'amplificador.

Al *data sheet* es troben els paràmetres S per totes les freqüències de funcionament de l'amplificador, per a la freqüència de 2,4 GHz aquests paràmetres es poden veure a la taula 8.

Freq (GHz)	S ₁₁ (dB)	S ₁₁ (ang)	S ₂₁ (dB)	S ₂₁ (ang)	S ₁₂ (dB)	S ₁₂ (ang)	S ₂₂ (dB)	S ₂₂ (ang)
2.4	-12.43	95.26	13.62	-25.31	-30.69	-70.76	-11.29	80.22

Taula 8: Paràmetres S a 2.4 GHz obtinguts del datasheet del fabricant

Les mesures dels paràmetres S, trobades al laboratori es veuen a la figura 60.

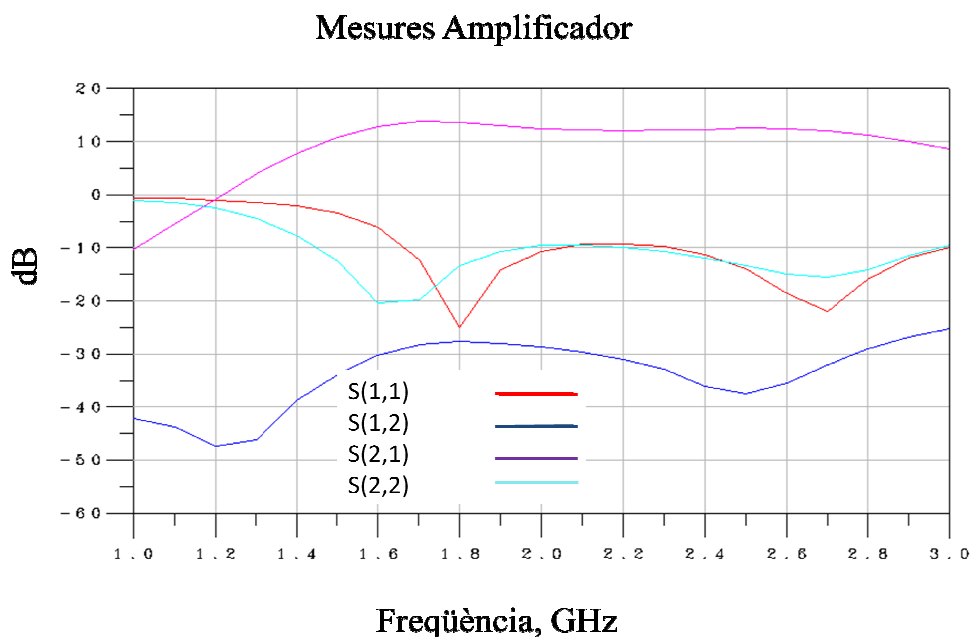


Figura 60: Gràfica de mesures del circuit amplificador

A la taula 9 es pot veure una comparativa entre els resultats teòrics i els mesurats al laboratori.

Paràmetres S	Teòric (dB)	Mesurat (dB)
S_{11}	-12.43	-11,33
S_{12}	-30.69	-36,03
S_{21}	13.62	12,23
S_{22}	-11.29	-11,89

Taula 9: Comparació de paràmetres S teòrics i mesurats

A la figura 61 es pot veure l'amplificador una vegada fabricat.



Figura 61: Amplificador fabricat

3.5. Circuit filtre-amplificador

La necessitat de la utilització d'un circuit filtre-amplificador ve donada perquè s'acumula molt soroll degut a l'ambient, com els 50 Hz de la xarxa i diversos aparells que estiguin a prop del radar. També s'han separat la continua i l'alterna del senyal provinent del desmodulador I/Q, tractant les dues per separat.

A la part alterna es troba la informació necessària, del cor i la respiració, a la part continua també es té informació útil de la posició de l'objectiu que es necessari conservar, en funció del tipus de processat que s'utilitzi però s'han de descartar els offsets que fan nosa.

Per tant filtraran les dues components, l'alterna i la continua, la component alterna s'amplificarà per tindre un senyal més bo per poder-hi treballar, però aquesta amplificació no ha de ser massa gran perquè sinó superaria el marge dinàmic del conversor A/D, però tampoc ha de ser molt petit perquè el conversor faria una mala quantificació. La component continua no es tocarà, encara que tindrà una petita amplificació deguda al pas entre els diversos operacionals.

3.5.1. Disseny del circuit

El circuit que s'ha dissenyat finalment es pot veure a la figura 62. Consta d'un filtre actiu pas-baix Butterworth de vuitè ordre amb freqüència de tall a 10 Hz, després d'aquest és dividirà el senyal en dos els quals passaran per seguidor de tensió, el primer serà la component continua el qual es tornarà a passar per un altre filtre actiu Butterworth de vuitè ordre. El segon senyal passarà per un filtre pas alt per obtenir l'alterna i finalment per una amplificador no inversor.

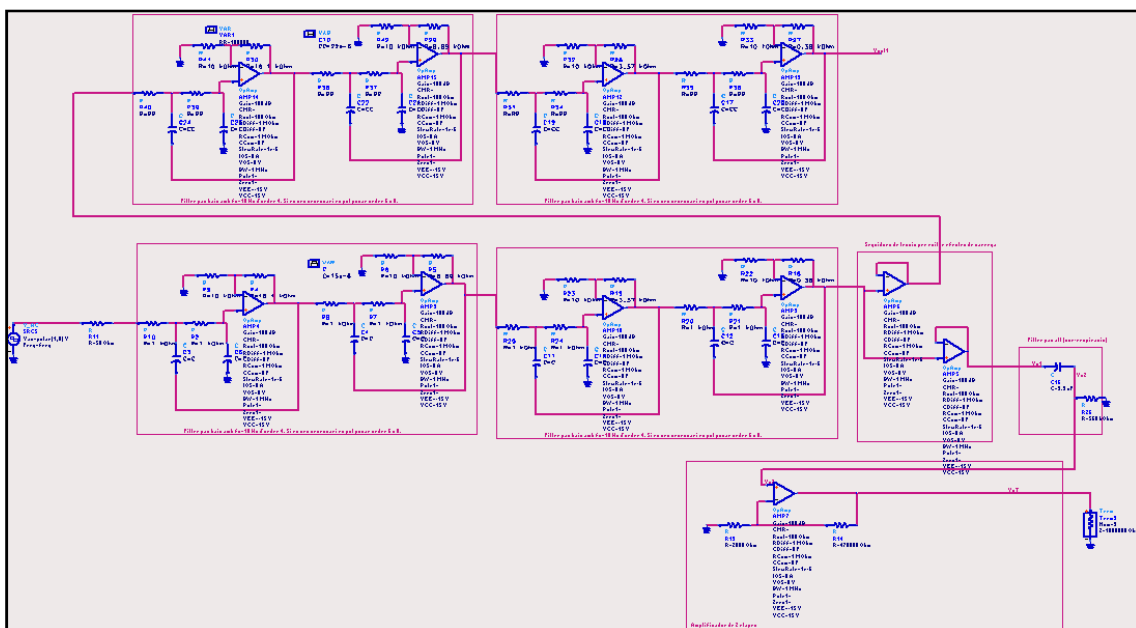


Figura 62: Circuit filtre-amplificador

3.5.2. Filtre Actiu pas-baix Butterworth de vuitè ordre

Es tracta d'un filtre pas baix d'ordre 8 format per la cascada de quatre de 2^{on} ordre, figura 63, amb freqüència de tall $f_0 = 10 \text{ Hz}$.

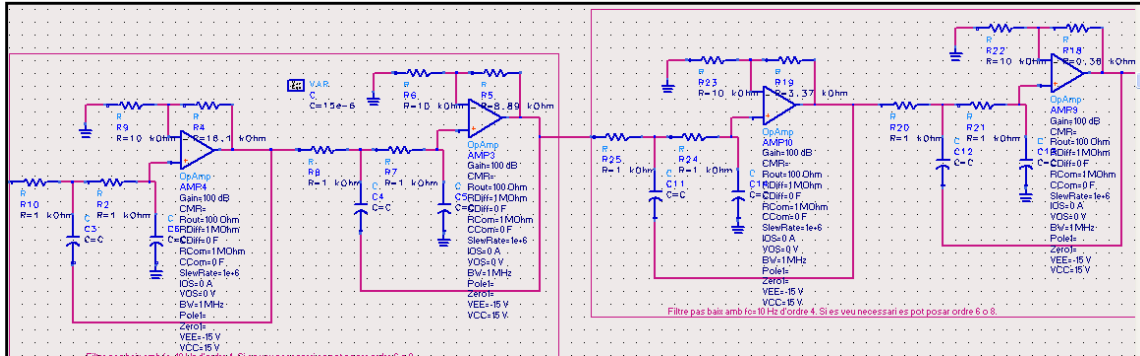


Figura 63: Filtre actiu Butterworth de vuitè ordre

3.5.2.1 Càlcul del valor dels condensador, freqüència de tall

El valor dels condensadors que porta aquest filtre actiu esta relacionat directament amb la freqüència de tall del mateix, que en aquest cas es vol que sigui $f_0 = 10 \text{ Hz}$ i amb les resistències d'entrada al amplificador operacional que seran de $1 \text{ K}\Omega$.

Per tant, per complir la condició de freqüència de tall s'usa la expressió trobada a teoria de filtre actiu:

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \quad (3.1)$$

Sabent que:

$$\omega_0 = 2\pi f_0 \quad (3.2)$$

$$C = \frac{1}{R2\pi f_0} \quad (3.3)$$

Substituint les dades a l'equació 3.3 s'obté:

$$C = \frac{1}{1\text{K}\Omega \cdot 2\pi \cdot 10\text{Hz}} = 16\mu\text{F} \quad (3.4)$$

El valor dels condensadors del filtre actiu ha de ser de $16\mu\text{F}$ per a que la freqüència de tall sigui 10Hz , al muntatge real del circuit s'usaran condensadors de $15\mu\text{F}$ ja que comercialment no existeixen condensadors de $16\mu\text{F}$ i el valor més pròxim són $15\mu\text{F}$.

3.5.2.2 Càlcul del valor de les resistències, guany

El valor de les resistències de l'entrada negativa al amplificador operacional i de realimentació que s'anomenarà R_x i R_x' on x és el número de l'amplificador operacional, està relacionat amb el guany.

Com és un filtre Butterworth d'orde 8 ha de complir els polinomis normalitzats de Butterworth per a ordre 8 que es veuen a l'equació 3.5:

$$(s^2 + 0,390s + 1)(s^2 + 1,111s + 1)(s^2 + 1,663s + 1)(s^2 + 1,962s + 1) \quad (3.5)$$

Aquests polinomis s'usaran per trobar el guany de cada etapa amb l'equació 3.6, on $2k_x$ correspon al coeficient en s de cada polinomi.

$$A_{v1} = 3 - 2k_x \quad (3.6)$$

Els càlculs dels guanys són els següents:

$$A_{v1} = 3 - 2k_1 = 3 - 0,390 = 2,610 \quad (3.7)$$

$$A_{v2} = 3 - 2k_2 = 3 - 1,111 = 1,889 \quad (3.8)$$

$$A_{v3} = 3 - 2k_3 = 3 - 1,663 = 1,337 \quad (3.9)$$

$$A_{v4} = 3 - 2k_4 = 3 - 1,962 = 1,038 \quad (3.10)$$

Una vegada s'obtenen els guanys es calcularan els valors de les resistències a partir de l'equació 3.11 tenint en compte que a les 4 etapes la primera resistència R_x tindrà un valor fix de $10\text{K}\Omega$.

$$A_{vx} = \frac{(R_x + R_x')}{R_x} \quad (3.11)$$

$$R_x' = R_x A_{vx} - R_x \quad (3.12)$$

Els càlculs dels valors de les resistències són els següents:

$$R_1' = R_1 A_{v1} - R_1 = 10K\Omega \cdot 2,610 - 10K\Omega = 16,1K\Omega \quad (3.13)$$

$$R_2' = R_2 A_{v2} - R_2 = 10K\Omega \cdot 1,889 - 10K\Omega = 8,89K\Omega \quad (3.14)$$

$$R_3' = R_3 A_{v3} - R_3 = 10K\Omega \cdot 1,337 - 10K\Omega = 3,37K\Omega \quad (3.15)$$

$$R_4' = R_4 A_{v4} - R_4 = 10K\Omega \cdot 1,038 - 10K\Omega = 0,38K\Omega \quad (3.16)$$

De forma similar al condensador de l'apartat anterior, no existeixen comercialment els valors exactes de les resistències, per tant al muntatge s'usen els valors més pròxims que es resumeixen a la taula següent.

Resistència	Valor teòric	Valor muntat
R_1'	16,1 K Ω	16 K Ω
R_2'	8,89 K Ω	9,1 K Ω
R_3'	3,37 K Ω	3,3 K Ω
R_4'	0,38 K Ω	0,39 K Ω

Taula 10: Resistències teòriques i muntades

3.5.3. Seguidors de tensió

S'utilitzen per a evitar efectes de càrrega, hi ha un per a la component continua i l'altre per l'alterna com es veu a la figura 64.

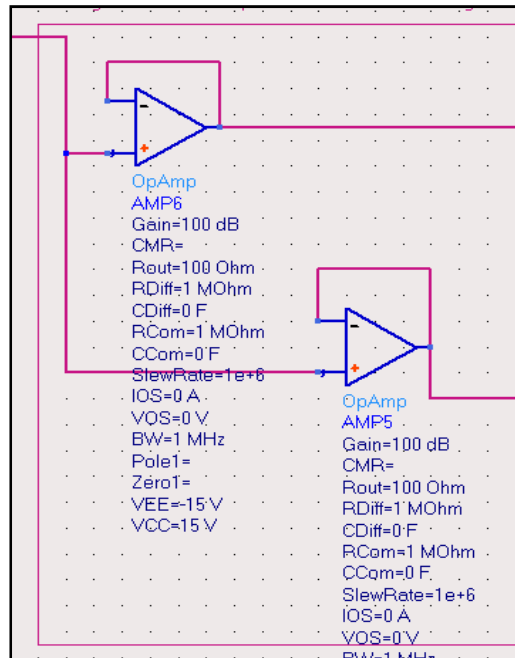


Figura 64: Seguidors de tensió

3.5.4. Filtre pas baix

Utilitzem un condensador com a filtre pas baix, ja que $X_c = \frac{1}{j\omega_c} = \frac{1}{j2\pi f_c}$, quan la freqüència tendeix a infinit ω_c es fa 0. Es col·loca una resistència connectada a massa per fer que els transitoris siguin més curts, figura 65.

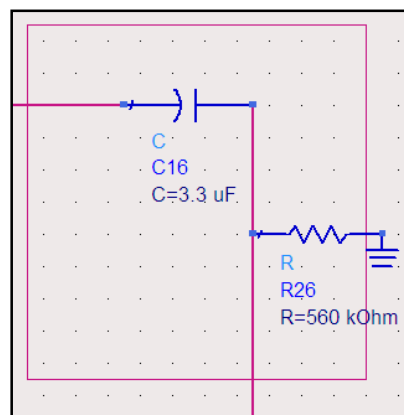


Figura 65: Filtre filtre pas baix

3.5.5. Amplificador

Amplificador no inversor, figura 66, utilitzat després del filtre pas baix per amplificar l'alterna amb guany, $1 + \frac{R2}{R1} = 1 + \frac{470000\Omega}{2000\Omega} = 236$

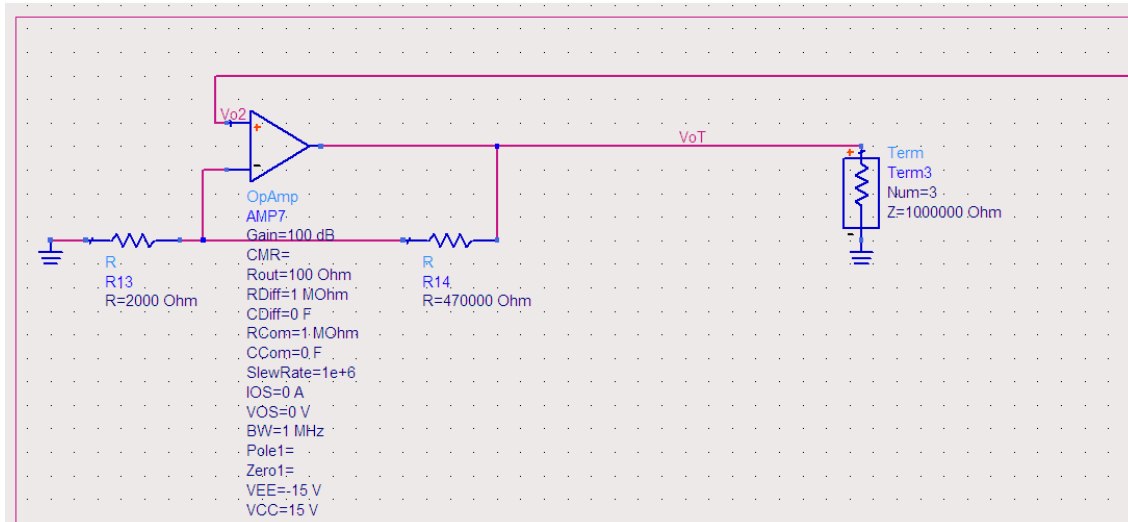


Figura 66: Amplificador no inversor

3.5.6. Caracterització

Una vegada es fabrica i munta el circuit es passa a fer la caracterització del mateix, finalment només s'usarà la part de la component alterna ja que amb aquesta es tenia la informació necessària (ja que el processat que s'està utilitzant no requereix el senyal de contínua).

Cal dir que com aquest circuit és necessari pels canals I i Q, es fabriquen 2 però per manca de condensadors al circuit 1 s'usen condensadors de $14,7 \mu\text{F}$ i al circuit 2 el condensadors tenen un valor de $15 \mu\text{F}$.

Al laboratori es passa a fer una caracterització dels dos circuits, figures 67, 68, 69, 70, 71 i 72 per al circuit 1 i figures 73, 74, 75, 76, 77, 78 i 79 per al circuit 2, per veure el seu guany en freqüència. Es farà un escanament des de 100 mHz fins 100 Hz de tres punts del circuit: $V_{o'}$ corresponent al senyal abans de passar pel condensador sèrie, $V_{o''}$ corresponent al senyal després pel condensador i V_o que és el senyal de sortida del circuit. Aquestes 3 gràfiques es compararan amb les gràfiques obtingudes amb ADS que donen el valor teòric.

3.5.6.1. Mesures circuit 1

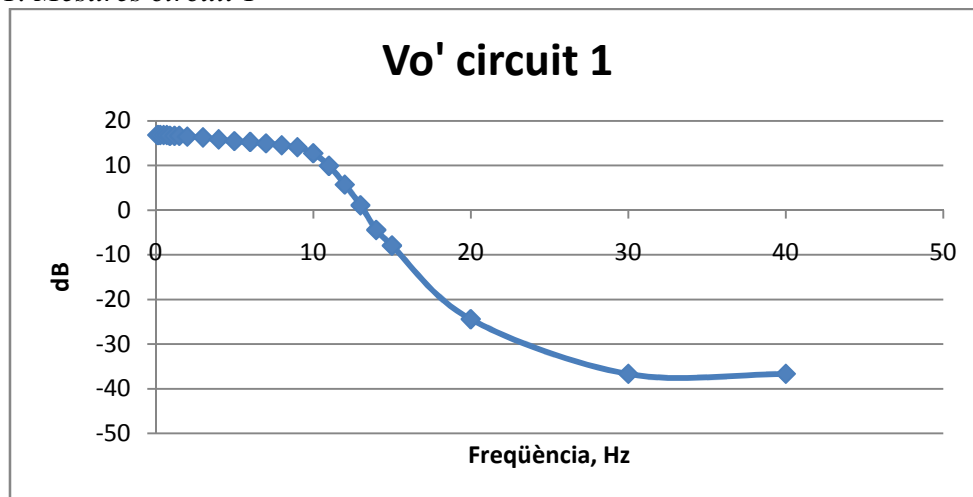


Figura 67: Mesura al laboratori $V_{o'}$ circuit 1

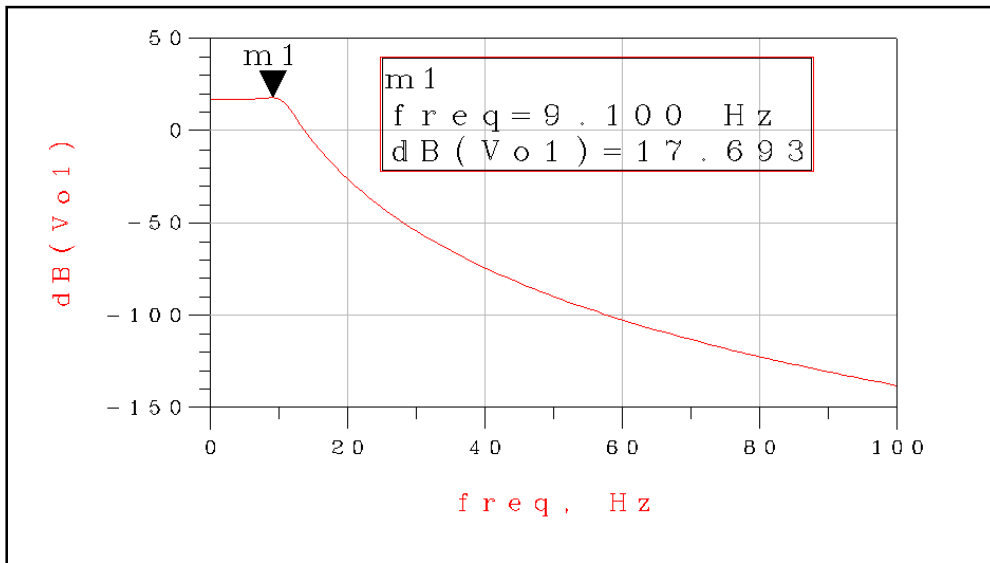


Figura 68: Mesura teòrica Vo' circuit 1

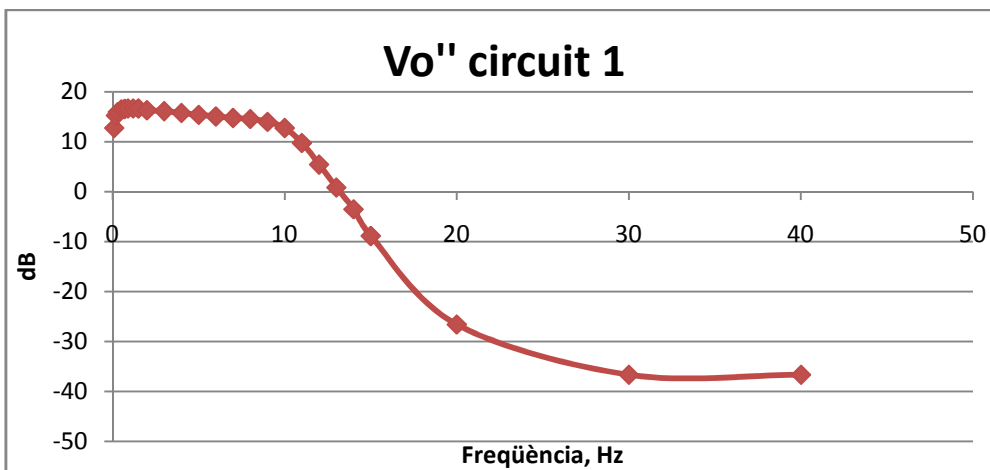


Figura 69: Mesura al laboratori Vo'' circuit 1

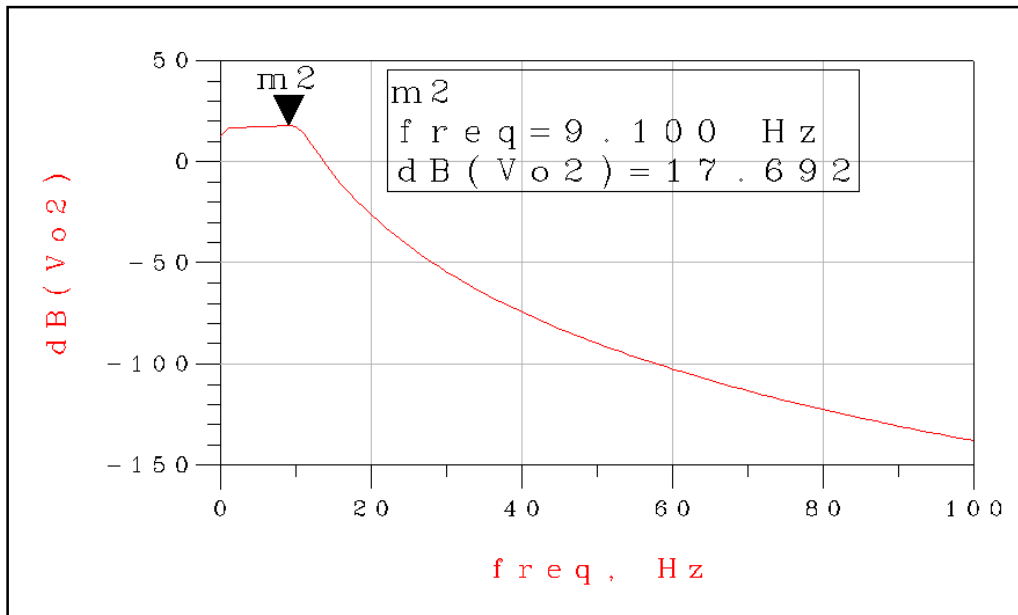


Figura 70: Mesura teòrica V_{o2} circuit 1

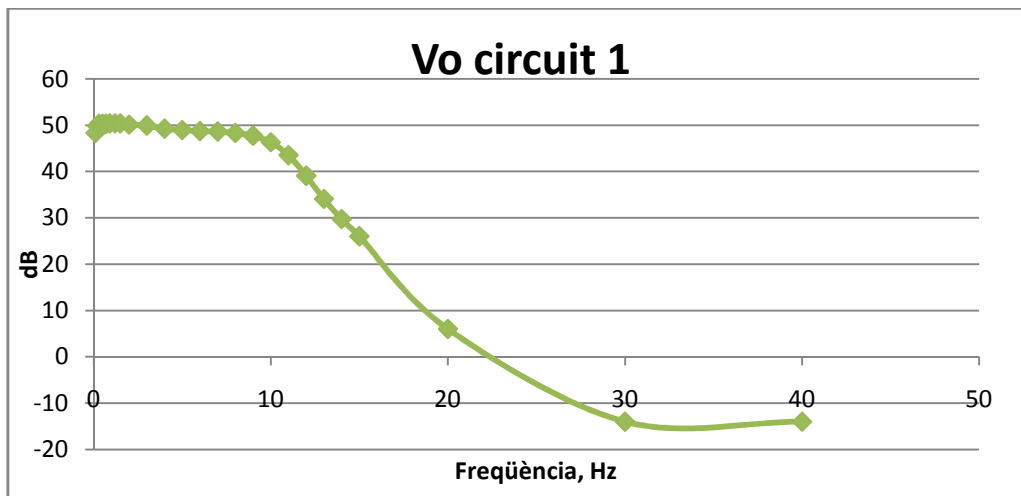


Figura 71: Mesura al laboratori V_o circuit 1

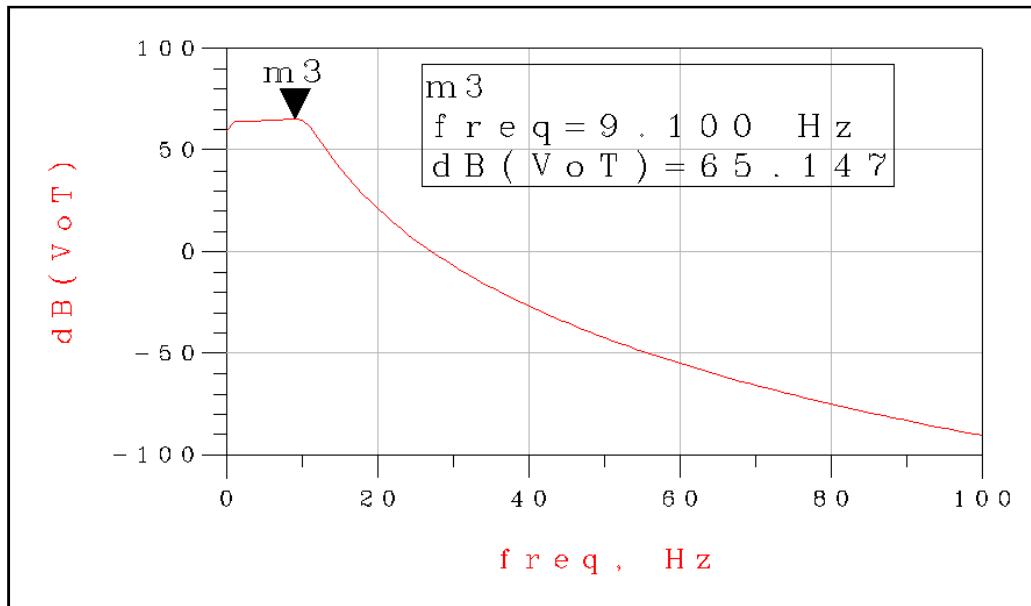


Figura 72: Mesura teòrica Vo circuit 1

Les conclusions de la caracterització del circuit 1 són que la resposta obtinguda a les diferents mesures és la esperada ja que compleix que la freqüència de tall estigui situada a 10 Hz. L'únic inconvenient de les mesures es que a la sortida de circuit el guany és un mica inferior a l'esperat.

3.5.6.2. Mesures circuit 2

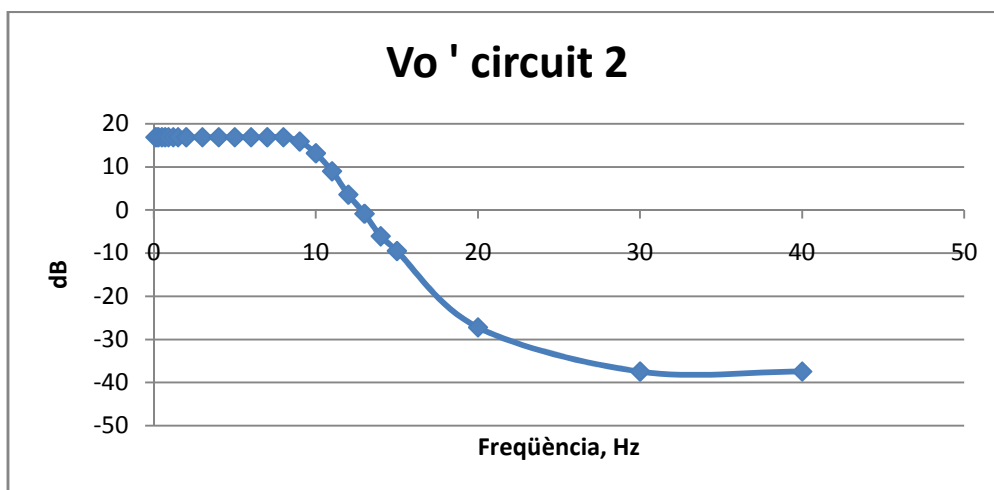


Figura 73: Mesura al laboratori Vo' circuit 2

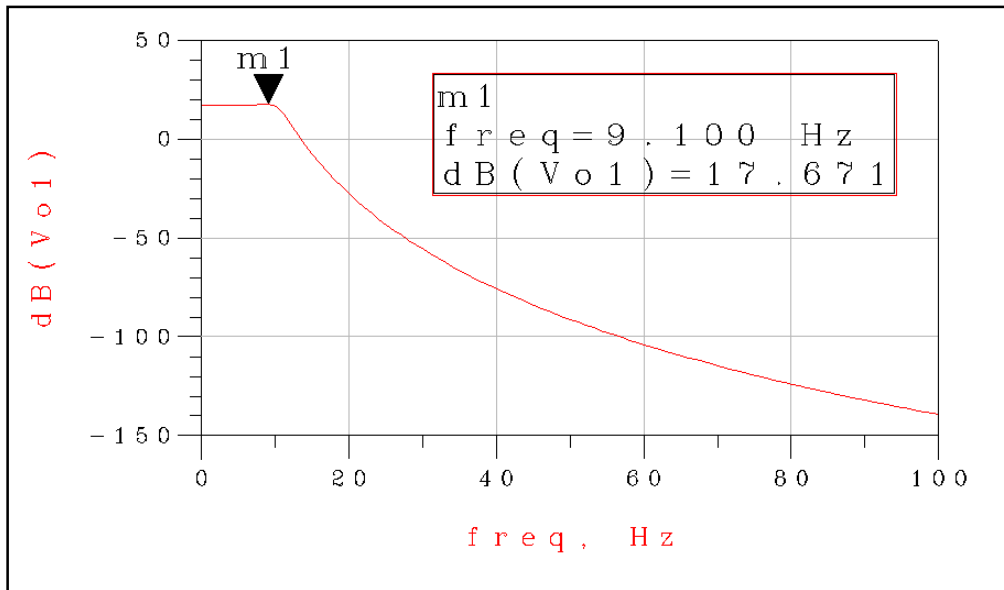


Figura 74: Mesura teòrica Vo' circuit 2

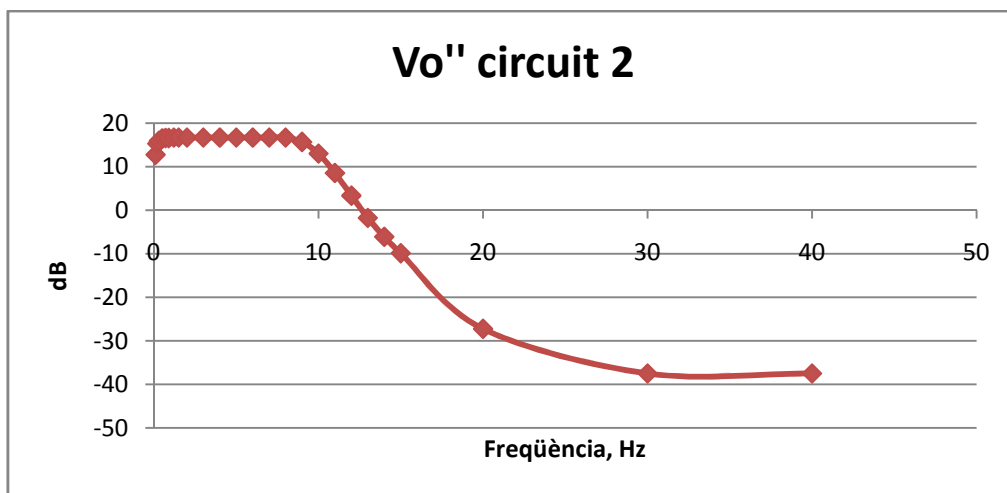


Figura 75: Mesura al laboratori Vo'' circuit 2

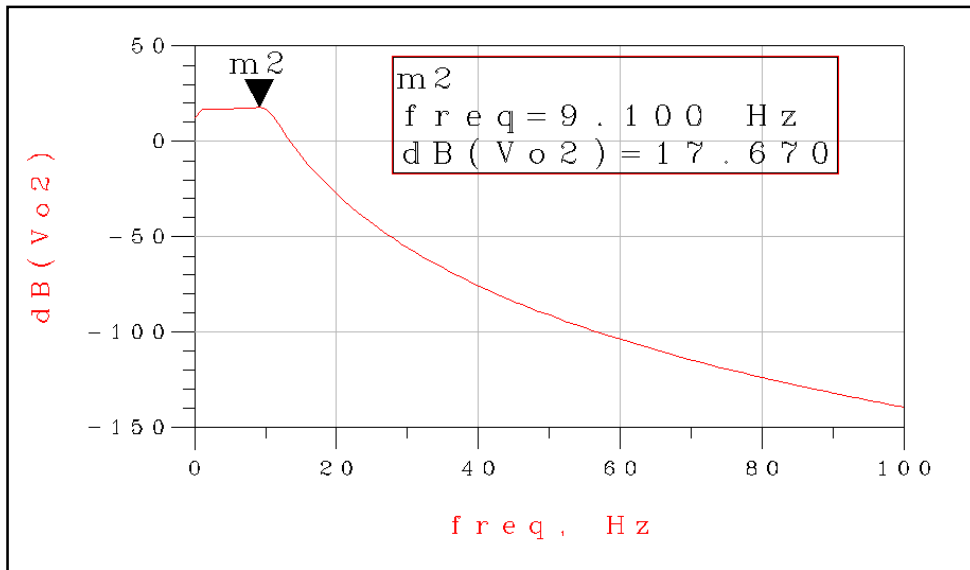


Figura 76: Mesura teòrica Vo'' circuit 2

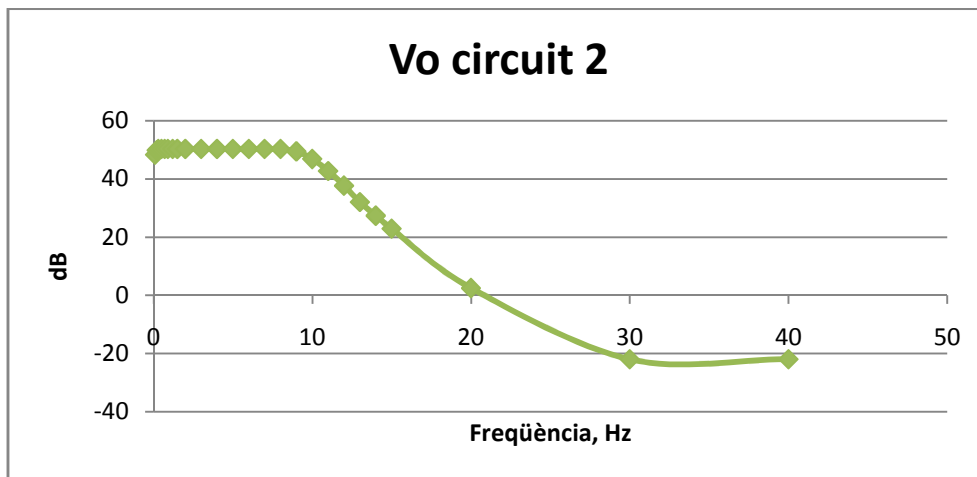


Figura 77: Mesura al laboratori Vo circuit 2

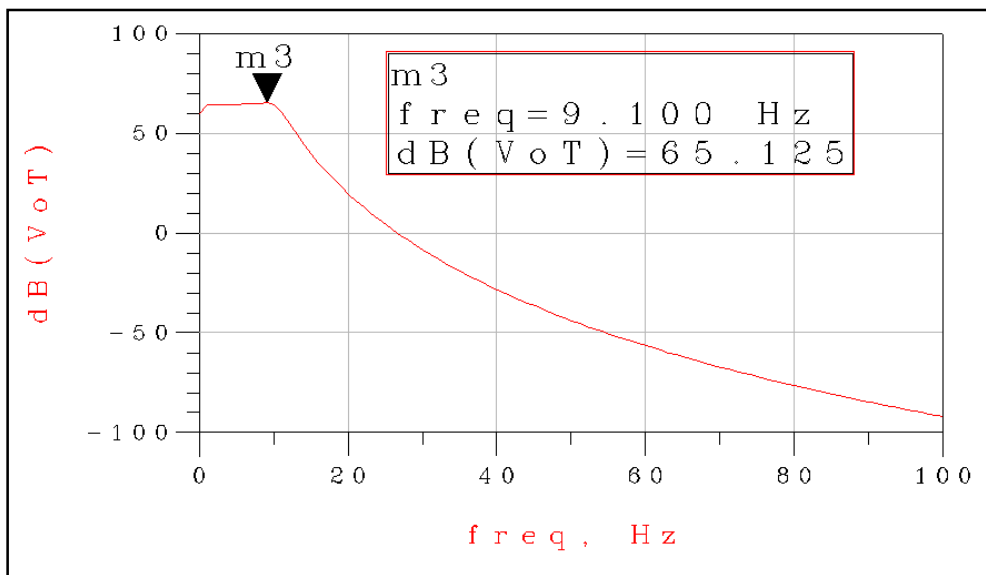


Figura 78: Mesura teòrica Vo circuit 2

En aquest segon circuit també hi ha un guany menor a la sortida com al primer però el seu comportament fins a 10 Hz és més semblant al teòric que el primer degut a que en el segon s'han utilitzat condensadors amb valors més pròxims al teòric. La figura 79 mostra la fotografia dels dos circuits muntats.

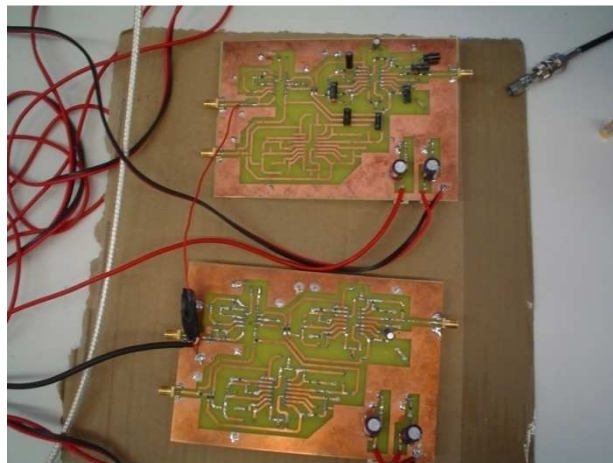


Figura 79: Filtre-amplificador fabricat

4. Mesures del Radar

En aquest apartat es descriuran els resultats de dues proves empíriques del muntatge final del radar, figura 80, la primera consisteix en la detecció de la freqüència de vibració d'un altaveu on aquesta freqüència es coneguda i la segona en la detecció de la freqüència de respiració d'una persona.

Per l'obtenció dels resultats d'aquest apartat s'ha utilitzat una rutina en MATLAB per adquirir la senyal amb la tarja de so que s'utilitza com conversor AD i per calcular l'espectre utilitzant la transformada chirp. Aquesta rutina ha estat prèviament desenvolupada en el marc d'un altre projecte final de carrera. És a dir que les mesures finals es troben a partir de la unió dels dos projectes, per una part, les antenes i processat de senyal, i la resta del hardware del radar desenvolupat en aquest projecte.

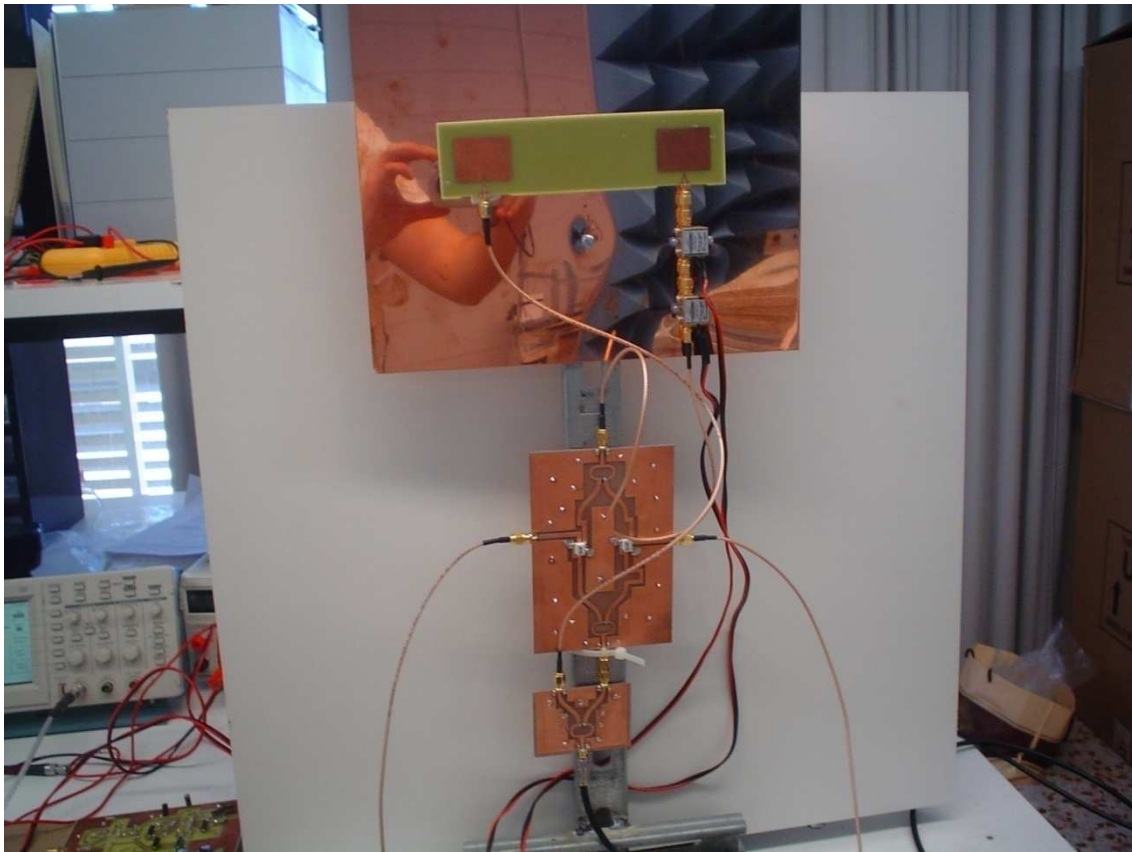


Figura 80: Fotografia del radar muntat, on s'observen de dalt a baix les antenes, el desmodulador I/Q i el divisor de Wilkinson de 2,4 GHz.

4.1. Detecció de freqüència de vibració d'un altaveu

Per fer aquesta mesura es col·loca el radar a una distància de 460mm de l'altaveu i per darrere d'aquest últim es munten un seguit d'absorbents per a què no es detectin altres senyals no desitjades, com es pot veure a la figura 81. L'altaveu està connectat a un generador, per tant coneixem la freqüència del seu senyal i l'objectiu d'aquesta mesura és veure que per a diferents freqüències el radar les detecta perfectament. L'altaveu simula el batec del cor o de la respiració.

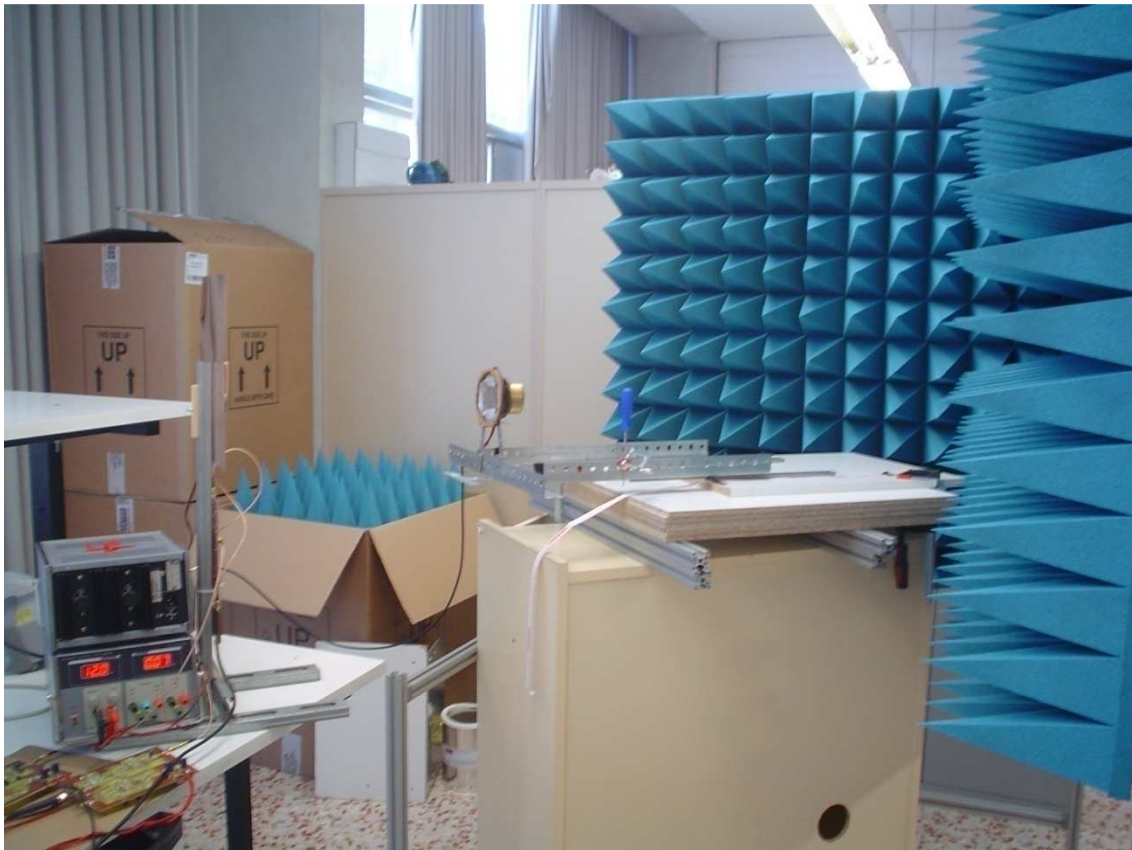


Figura 81: Muntatge per a la detecció de la freqüència de vibració d'un altaveu

4.1.1. Altaveu a 500mHz

Es connecta l'altaveu a un generador amb una freqüència de 500mHz, que és la mínima que s'hi pot introduir ja que per sota d'aquesta la membrana no vibra, i amb el radar s'obtenen les figures 82 i 83. La figura 82 és el senyal temporal (canal I i Q), on es poden apreciar els dos canals, un en verd i l'altre en blau, en aquest gràfic podem observar com el període coincideix amb la freqüència de vibració de l'altaveu.

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{0,5} = 2s$$

(4.1)

Cada 2 segons el senyal, tant per un canal com per l'altre, és va repetint d'una forma molt aproximada.

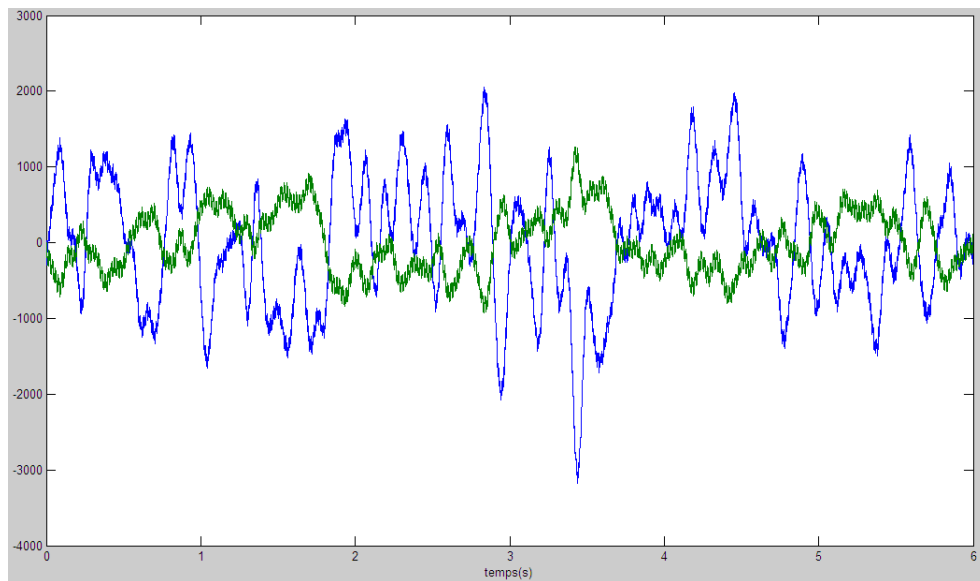


Figura 82: Vibració de l'altaveu, 500mHz, en funció del temps detectat pel radar

La figura 83 mostra la transformada chirp, un tipus especial de transformada de Fourier, per poder veure el comportament freqüencial. Com es pot observar a la gràfica la detecció de la vibració de l'altaveu a 500mHz és clara, apart de altre soroll detectat a altres freqüències. També es pot veure com un dels dos canals té més amplitud que l'altre això es degut a la desmodulació I/Q tal i com es va explicar a l'apartat de teoria on es deia que depenent de la distància on es trobes l'objectiu la detecció seria diferent per a cada canal, és per tant un fenomen esperat.

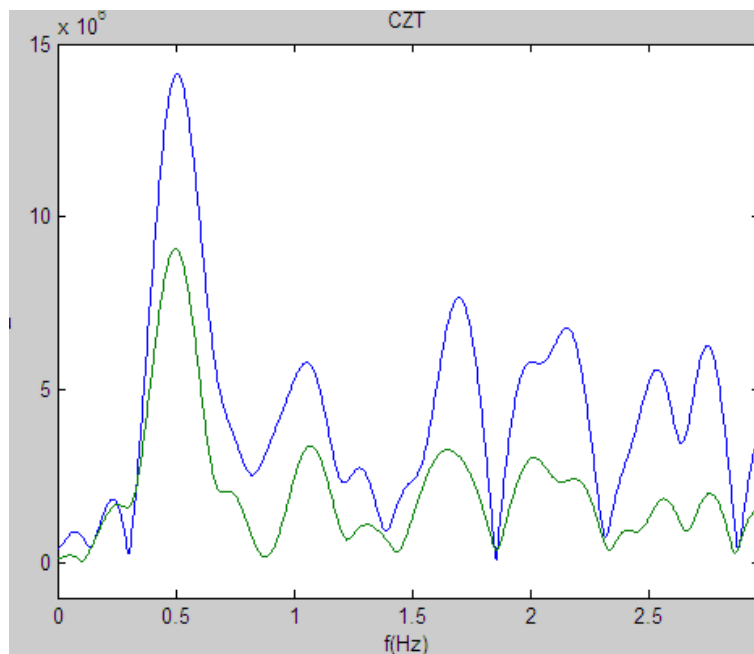


Figura 83: Vibració de l'altaveu, 500mHz, en funció de la freqüència detectat pel radar

4.1.2. Altaveu a 1Hz

Es realitza una altra prova però en aquest cas la freqüència ha detectar serà d' 1Hz, per tant el període del senyal serà d'un segon, com es pot veure en l'equació 4.2.

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{1} = 1s$$

(4.2)

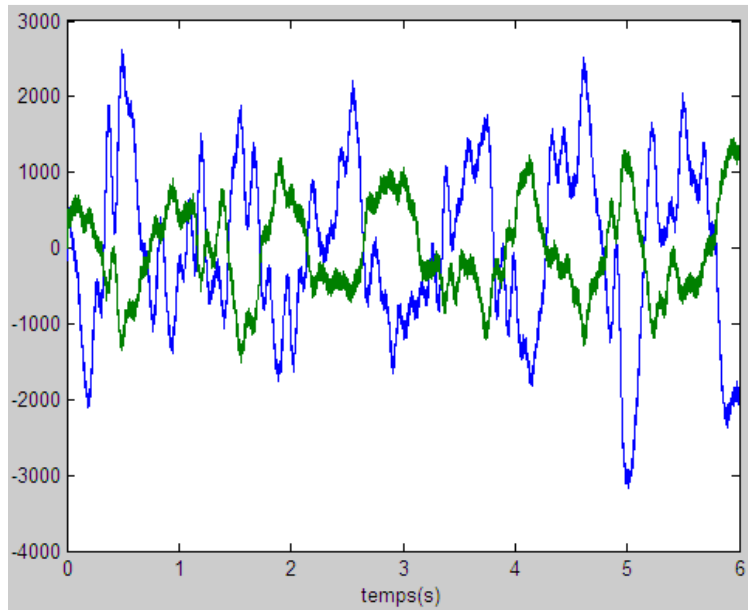


Figura 84: Vibració de l'altaveu, 1 Hz, en funció del temps detectat pel radar

A la figura 85 es pot observar la correcta detecció a 1Hz.

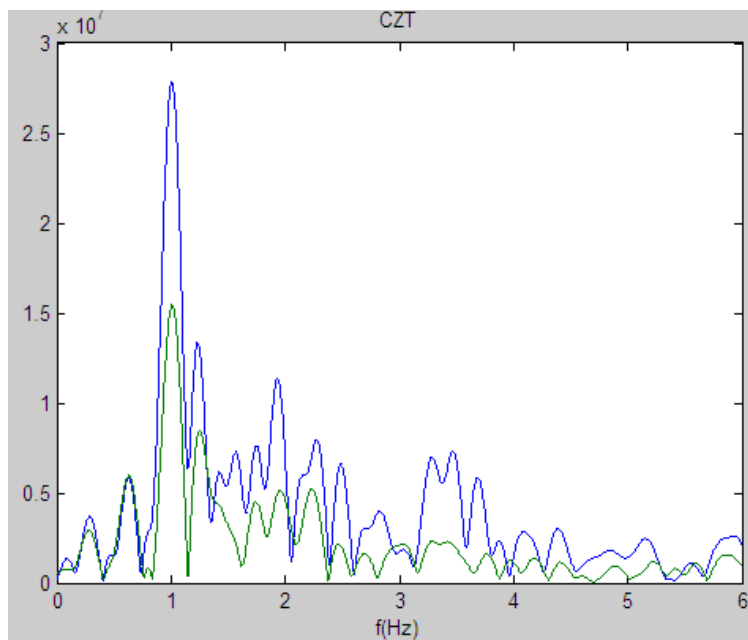


Figura 85: Vibració de l'altaveu, 1Hz, en funció de la freqüència detectat pel radar

4.1.3. Altaveu a 3Hz

A la tercera mesura s'usa una freqüència de 3Hz per tant la periodicitat del senyal és de 0,33s, veure equació 4.3.

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{3} = 0,33s$$

(4.3)

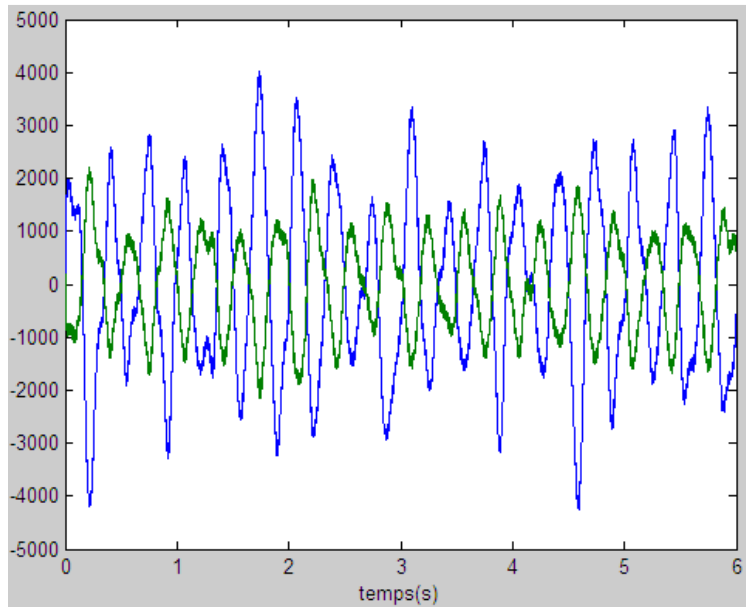


Figura 86: Vibració de l'altaveu, 3 Hz, en funció del temps detectat pel radar

En aquest cas el radar torna a detectar be el senyal com es pot veure a la figura 87.

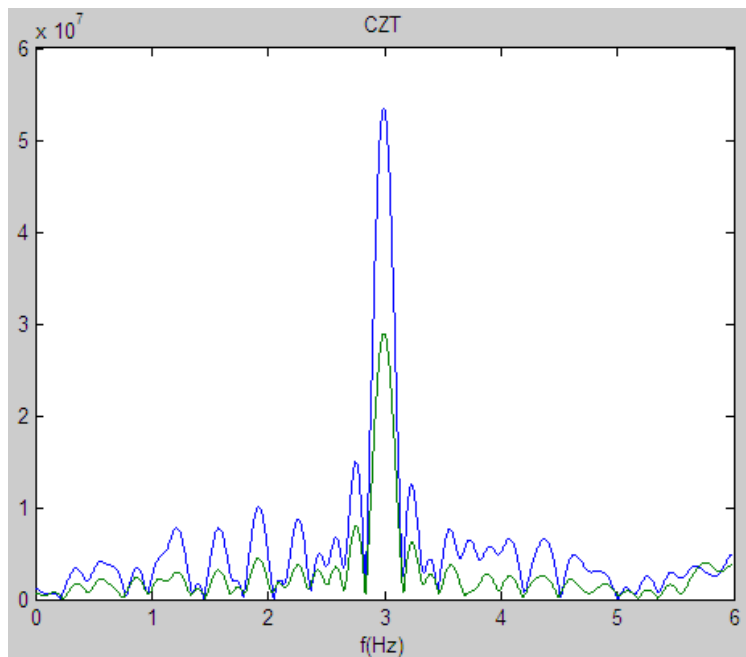


Figura 87: Vibració de l'altaveu, 3Hz, en funció de la freqüència detectat pel radar

4.1.4. Altaveu a 5Hz

Com a última mesura de la detecció de vibració de l'altaveu s'usarà una freqüència de 5Hz, per tant el senyal tindrà un període de 0,20s.

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{35} = 0,20s$$

(4.4)

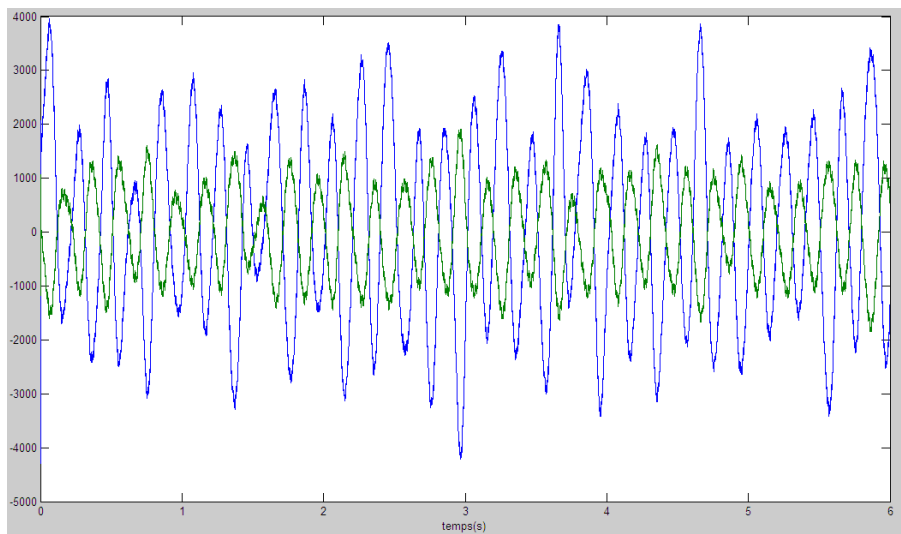


Figura 88: Vibració de l'altaveu, 5 Hz, en funció del temps detectat pel radar

L'última mesura també dona el resultat esperat i es detecta perfectament la vibració a 5Hz com es pot veure a la figura 89.

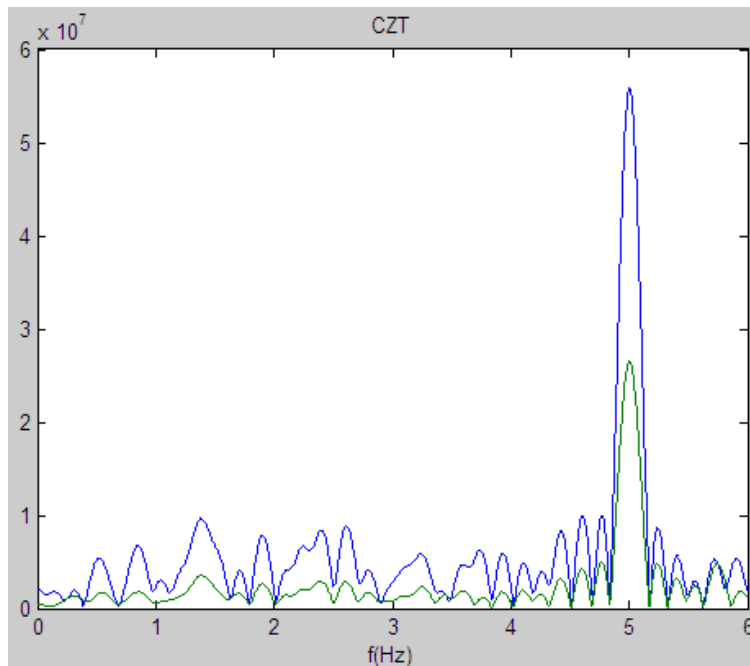


Figura 89: Vibració de l'altaveu, 5Hz, en funció de la freqüència detectat pel radar

4.2. Detecció de freqüència de respiració d'una persona

Aquesta mesura pretén posar de manifest el comportament del radar a l'hora de detectar la respiració d'una persona. En aquest cas i contràriament a l'anterior no s'usaran absorbents per tindre una mesura més real. Es faran diverses proves per a diferents estils de respiració: forta, fluixa, ràpida, lenta i sense respirar.



Figura 90: Muntatge per a la detecció de la freqüència de respiració d'una persona

4.2.1. Respiració forta

En aquesta prova el subjecte fa una respiració forta, és a dir profunda, mentre que el radar fa la detecció. Els resultats a esperar són una freqüència no molt alta i una amplitud gran.

Igualment a l'apartat anterior s'obtindrà una mesura del senyal en funció del temps i la seva transformada chirp per veure el seu comportament en freqüència.

Com es pot veure a les figures 91 i 92, les gràfiques mostren bons resultats, una freqüència dintre dels marges i una amplitud gran.

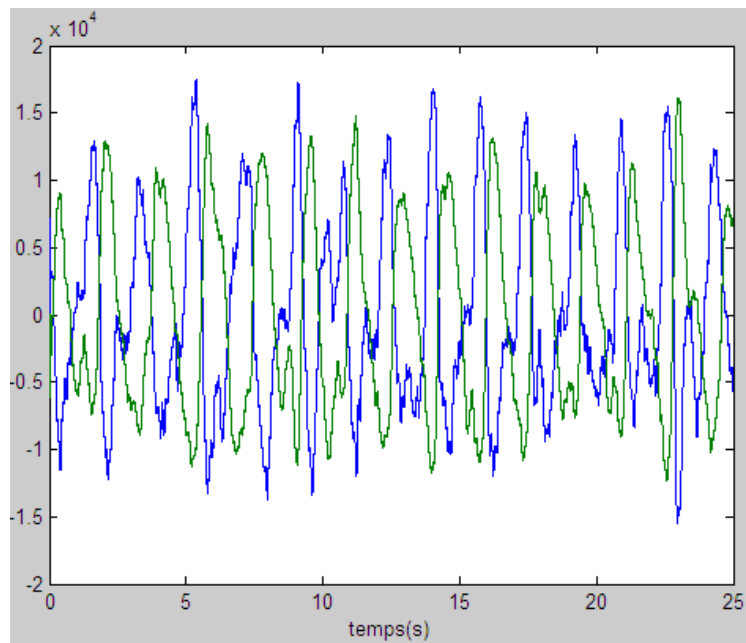


Figura 91: Senyal de respiració forta en funció del temps detectat pel radar

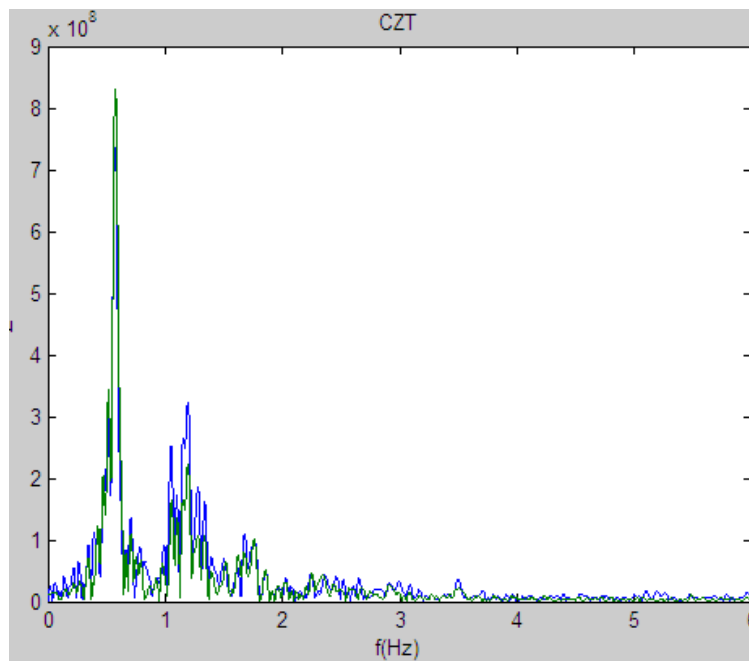


Figura 92: Senyal de respiració forta en funció de la freqüència detectat pel radar

4.2.2. Respiració fluixa

En aquesta prova el subjecte realitza una respiració fluixa, és a dir dèbil, s'espera doncs que el senyal detectat tingui una baixa amplitud tal i com mostren les figures 93 i 94.

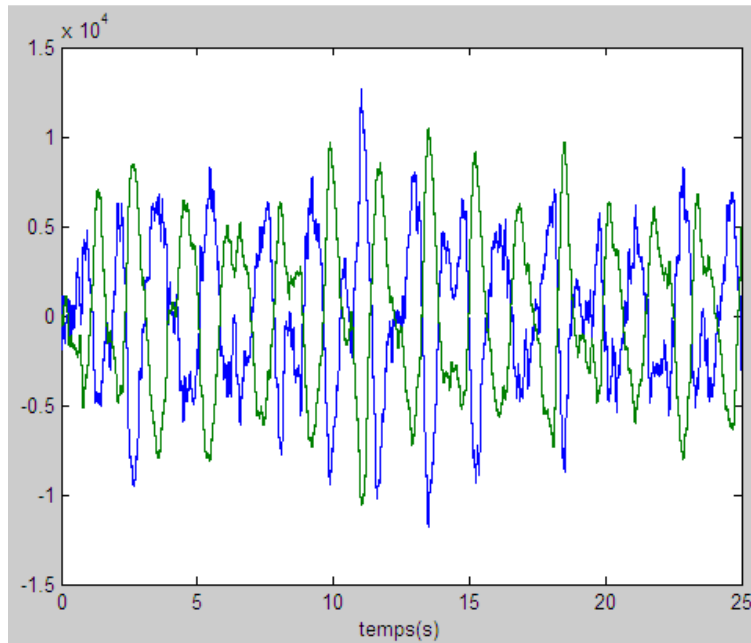


Figura 93: Senyal de respiració fluixa en funció del temps detectat pel radar

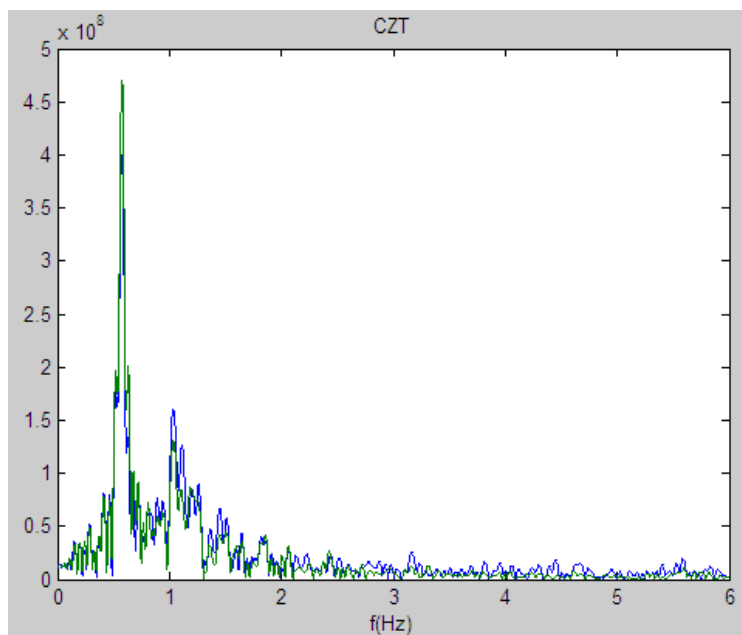


Figura 94: Senyal de respiració fluixa en funció de la freqüència detectat pel radar

4.2.3. Respiració ràpida

A la tercera prova el subjecte fa una respiració ràpida de l'orde de 70 respiracions per minut.

S'obtenen uns bons resultat ja que la freqüència resultant és de 1,2Hz.

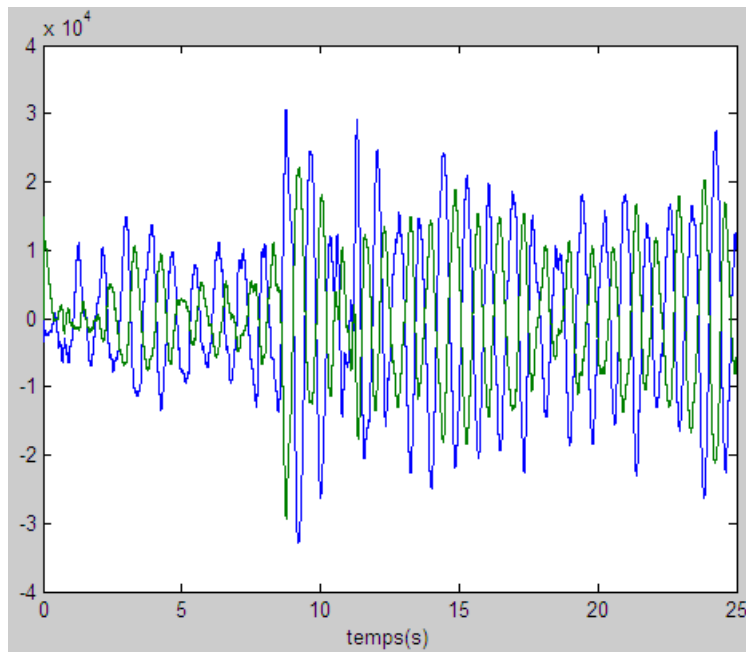


Figura 95: Senyal de respiració ràpida en funció del temps detectat pel radar

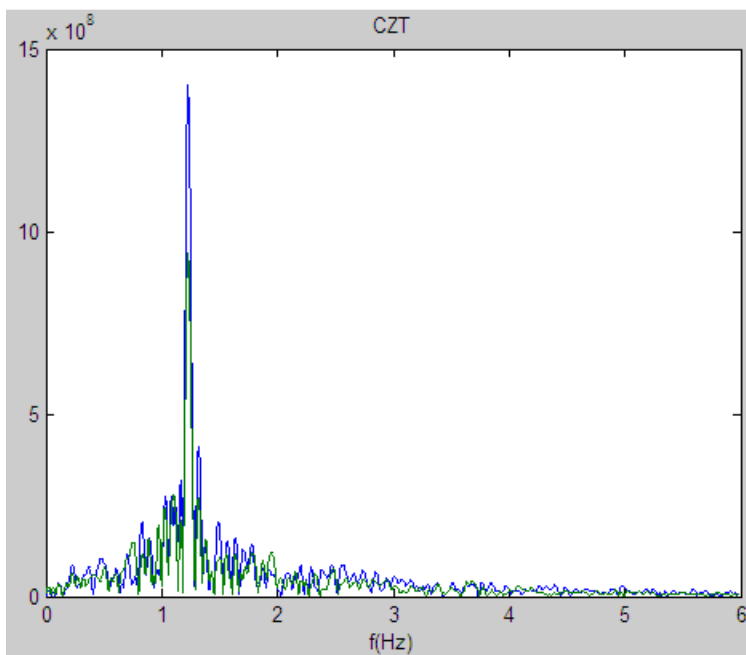


Figura 96: Senyal de respiració ràpida en funció de la freqüència detectat pel radar

4.2.4. Respiració lenta

En aquest cas el major pic del senyal es troba al voltant de 0,1Hz corresponent a la lenta respiració del subjecte, s'observa que encara que aquest moviment és dèbil el radar el detecta.

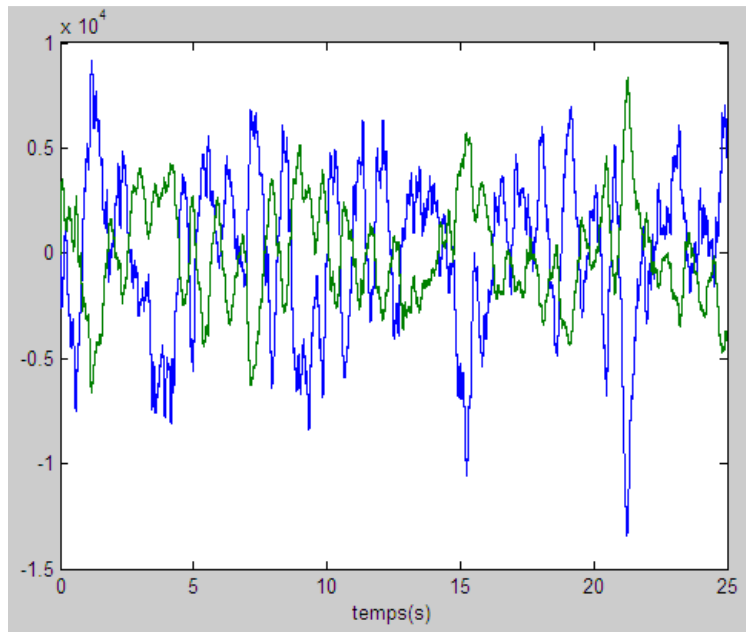


Figura 97: Senyal de respiració lenta en funció del temps detectat pel radar

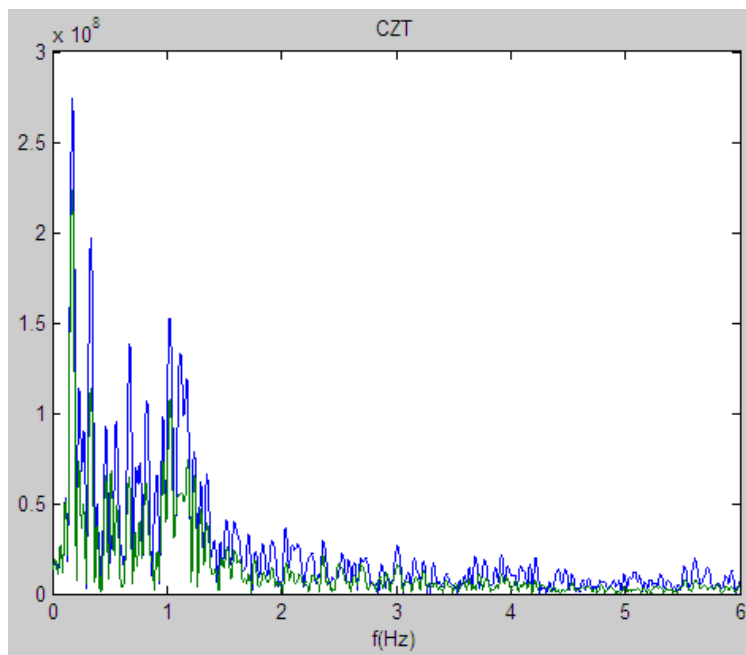


Figura 98: Senyal de respiració lenta en funció de la freqüència detectat pel radar

4.2.5. Sense respiració

L'última prova consisteix en que el subjecte agunti la respiració durant la detecció amb el radar.

Els resultats obtinguts corresponents a les figures 99 i 100, mostren un senyal constant corresponent al soroll i interferències externes amb una amplitud molt menor que les probes anteriors. Aquest pic al voltant d'1Hz pot correspondre a la detecció de la freqüència cardíaca del subjecte encara que això no es pot confirmar.

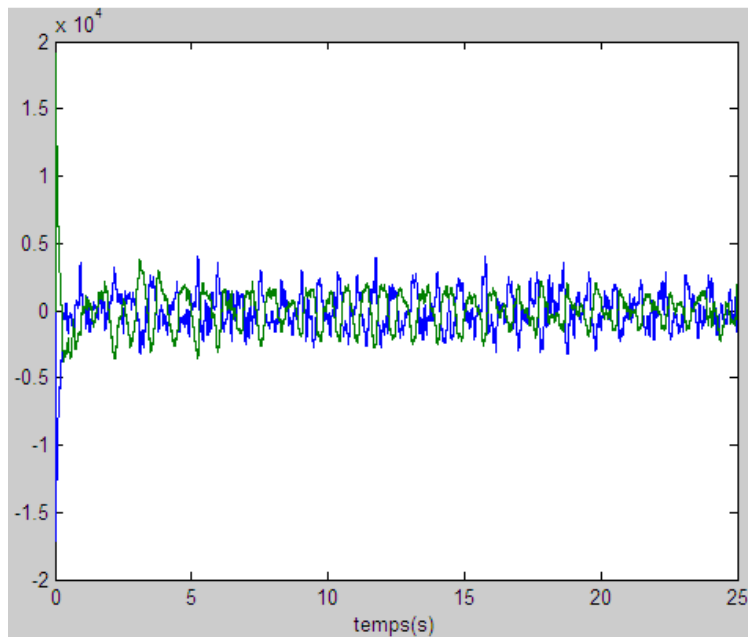


Figura 99: Senyal del subjecte sense respirar en funció del temps detectat pel radar

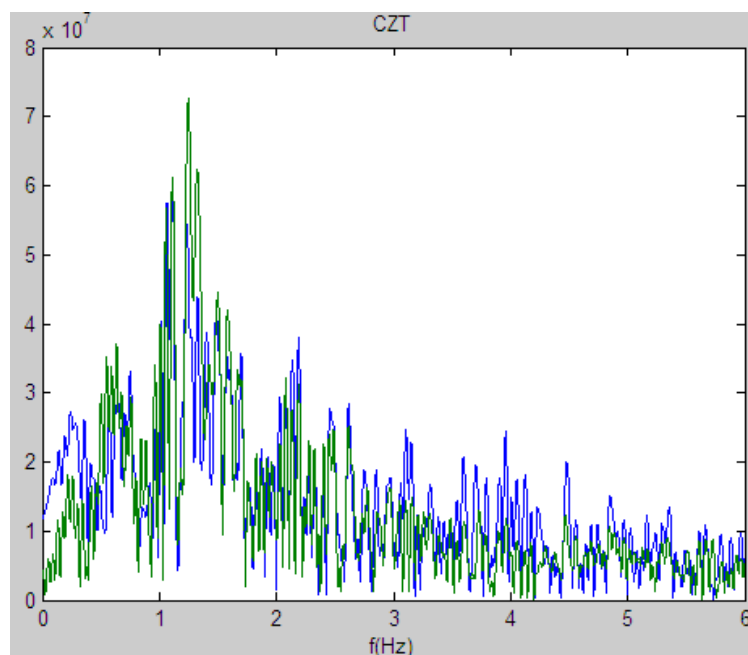


Figura 100: Senyal del subjecte sense respirar en funció de la freqüència detectat pel radar

4.3. Conclusions de les mesures

Una vegada vistos els resultat de les mesures es pot dir que el radar fa una molt bona detecció de la freqüència de respiració independentment de quina sigui la seva amplitud o del seu període.

Segons la distancia del blanc el nivell de les components en fase i quadratura pot ser diferent. Per tal d'evitar el problema del nuls s'ha vist que el millor és en la fase de processat utilitzar les dues components combinades, per exemple si s'extrau l'espectre de la senyal complexa $(I(t)+jQ(t))$.

Un altre punt positiu d'aquestes mesures ha sigut el poder detectar perfectament la vibració de l'altaveu ja que aquesta vibració és molt dèbil la qual cosa demostra la gran capacitat i sensibilitat de detecció que té el radar.

Com aclariment d'aquestes mesures s'ha de dir que no s'han fet cap per detectar la freqüència cardíaca, ja que s'han de fer diverses millores al sistema per a que sigui viable per distingir aquest senyal sobretot en l'aspecte de processat. Aquestes millores es proposen al següent apartat, línies futures.

5. Línies Futures

Un cop acabat el treball i acomplerts els objectius plantejats inicialment, en aquest apartat es comenten certes idees per tal de millorar el radar actual per poder aconseguir un senyal amb menys soroll i per poder detectar el cor.

El pas més important de cara a una millora substancial del radar seria la discriminació del senyal del cor envers el soroll actual que es detecta. En vista dels resultats obtinguts als apartats anteriors, aquesta detecció del senyal del cor es podria fer augmentant el guany de l'última etapa del radar, aquest augment de guany comportaria que aquest senyal dèbil del cor es pogués processar millor amb l'ordinador.

Un altre punt a tenir en compte és que les mesures realitzades amb aquest radar sempre s'han fet amb l'objectiu a menys d'1m de distància del radar, encara que actualment es pot detectar a més d'aquesta distància la inclusió del circuit amplificador dissenyat per a aquests projecte i anomenat com component opcional donaria molta més potència al senyal de sortida del radar i es podrien detectar objectius més llunyans o dèbils.

Com a última millora de cara al futur, es proposa integrar tots els components del radar en una mateixa placa, ja que la interconnexió de tots els circuits per mitjà de cables comporta una sèrie de pèrdues al sistema que fan que el error de mesura final sigui més gran per causes evitables. Per tant, aquesta integració comportaria una minimització d'error que donaria una lectura més real.