



Departament d'Enginyeria Electrònica Elèctrica i Automàtica

## **Nuevas topologías de radar para detección remota de signos vitales**

**TITULACIÓ: Enginyeria Tècnica en Telecomunicacions, Especialitat en Telemàtica**

**AUTOR:** Ángel Ramos Félix.  
**DIRECTOR:** David Girbau Sala.  
**DATA:** Juny de 2010.

# Índice

1. Introducción.....	1
1.1. Aspectos generales .....	1
1.2. Aplicación a detección de señales vitales.....	1
1.3. Métodos de detección actuales.....	3
1.3.1. Monitor de frecuencia mediante electrodos.....	3
1.3.2. Pulsioxímetro.....	4
1.3.3. Manualmente.....	4
1.3.4. Monitorización de la frecuencia cardíaca fetal.....	5
1.4. Detección remota de señales vitales mediante radar Doppler.....	6
1.5. Objetivos del proyecto.....	6
1.6. Organización de la memoria.....	6
1.7. Referencias bibliográficas.....	7
2. Análisis teórico.....	8
2.1. Análisis de armónicos para una señal.....	9
2.2. Análisis de armónicos para dos señales.....	11
2.3. Aproximación utilizada para el estudio de ceros.....	14
2.4. Diversidad por fase utilizando defasaje fijo.....	15
2.5. Diversidad por fase utilizando defasaje variable.....	16
2.6. Diversidad por frecuencia.....	17
2.7. Referencias bibliográficas.....	19
3. Topología 1: Línea de transmisión desfasada en el circuito receptor.....	20
3.1. Características generales del montaje.....	20
3.2. Características de las antenas.....	22
3.2.1. Diseño de las antenas. Acoplamiento.....	22
3.2.2. Curvas de ganancia, eficiencia y diagrama de radiación.....	23
3.3. Layout de los circuitos a utilizar.....	25
3.4. Montaje real del sistema.....	26
3.5. Caracterización de las antenas fabricadas.....	29
3.5.1. Antena de transmisión.....	29
3.5.2. Antena de recepción derecha.....	29
3.5.3. Antena de recepción izquierda.....	30
3.6. Medidas y resultados.....	31
3.6.1. Respuesta frecuencial para casos puntuales.....	31
3.6.2. Amplitud en función de la distancia.....	33
3.6.3. Amplitud en función de $d/\lambda$ , con la suma de ambos canales.....	34
3.6.4. Amplitud con niveles normalizados y $d/\lambda$ .....	34
3.6.5. Comparación con las simulaciones.....	35
3.7. Referencias bibliográficas.....	36

4.	Topología 2: Antena desplazada $\lambda/8$ en recepción.....	37
4.1.	Características generales del montaje.....	37
4.2.	Layout de los circuitos a utilizar.....	38
4.3.	Montaje real del sistema.....	39
4.4.	Caracterización de las antenas fabricadas.....	41
4.5.	Medidas y resultados.....	42
4.5.1.	Respuesta frecuencial para casos puntuales.....	42
4.5.2.	Amplitud en función de la distancia.....	44
4.5.3.	Amplitud en función de $d/\lambda$ , con la suma de ambos canales.....	45
4.5.4.	Amplitud con niveles normalizados y $d/\lambda$ .....	46
4.5.5.	Comparación con las simulaciones.....	46
5.	Consideraciones a tomar cuando se trabaja en una top. con dos ant. en recepción.....	48
5.1.	Introducción al problema derivado del uso de dos antenas.....	48
5.2.	Caso real posible.....	50
5.3.	Simulaciones.....	51
5.4.	Medidas reales del efecto del ángulo de inclinación.....	54
5.4.1.	Caso $\theta = 0^\circ$ .....	54
5.4.2.	Caso $\theta = 10^\circ$ .....	55
5.4.3.	Caso $\theta = 20^\circ$ .....	56
6.	Estudio de la amplitud recibida en los canales de las Topologías 1 y 2.....	57
6.1.	Transmisión en canal recubierto de absorbente.....	58
6.2.	Reflexión utilizando antenas RX, frente placa metálica.....	58
6.3.	Reflexión utilizando antenas RX, frente altavoz.....	59
7.	Topología 3: Desfasador variable controlado por tensión.....	61
7.1.	Características generales del montaje.....	61
7.2.	Layout de los circuitos a utilizar.....	62
7.3.	Montaje real del sistema.....	63
7.4.	Caracterización de los circuitos reales.....	64
7.5.	Medidas y resultados.....	66
7.5.1.	Respuesta frecuencial para casos puntuales.....	66
7.5.2.	Amplitud máxima en función de $V_{CTRL}$ con niveles normalizados.....	68
7.5.3.	Amplitud máxima en función del desfasamiento.....	68
7.5.4.	Comparación con las simulaciones.....	69
8.	Topología 4: Diversidad por frecuencia.....	71
8.1.	Características generales del montaje.....	71
8.2.	Montaje real del sistema.....	72
8.3.	Caracterización de la antena Vivaldi.....	73
8.4.	Medidas y resultados.....	74
8.4.1.	Amplitud con niveles normalizados en función de la distancia.....	74
8.4.2.	Comparación con las antenas Vivaldi para frecuencias concretas.....	75
8.4.3.	Superposición de todas las frecuencias para el margen de distancias.....	76
8.4.4.	Comparación con las simulaciones.....	77
8.4.5.	Comparación con las simulaciones en 3D.....	78
8.5.	Referencias bibliográficas.....	80

9. Caracterización del dispositivo conversor Analógico/Digital.....	81
9.1. Amplitud de la señal obtenida.....	81
9.2. Función de transferencia de la tarjeta de sonido.....	81
9.3. Captura de las medidas.....	82
9.4. Procesado de los datos.....	83
9.5. Referencias bibliográficas.....	85
10. Medidas de signos vitales sobre un sujeto real.....	86
10.1.    Medidas de armónicos de la respiración.....	86
10.2.    Medidas de armónicos del corazón.....	87
11. Conclusiones finales y líneas futuras.....	88

# 1 Introducción

## 1.1 Aspectos generales

Los sistemas radar se han estado utilizando desde los 1940s para permitir detectar blancos a distancia. Su funcionamiento se basa en transmitir energía electromagnética mediante una antena, hacer que ésta rebote contra el blanco y, a partir de la señal rebotada recibida, obtener información de dicho blanco como su distancia, velocidad e incluso tamaño.

Dentro de los sistemas radar, existen los radares de onda continua (*continuous wave – CW*), también conocidos como radares Doppler. Dichos radares envían un tono senoidal a una frecuencia constante, y, a partir de la desviación de frecuencia que produce un blanco en movimiento en la señal enviada (desviación Doppler), son capaces de determinar la velocidad a la que el blanco se está moviendo.

En la *Figura 1.1* se puede ver una representación gráfica de lo que ocurre con un radar Doppler, en el caso de que el blanco esté alejándose. Serán las diferencias entre la onda incidente y reflejada las que nos permitan determinar la velocidad del blanco.

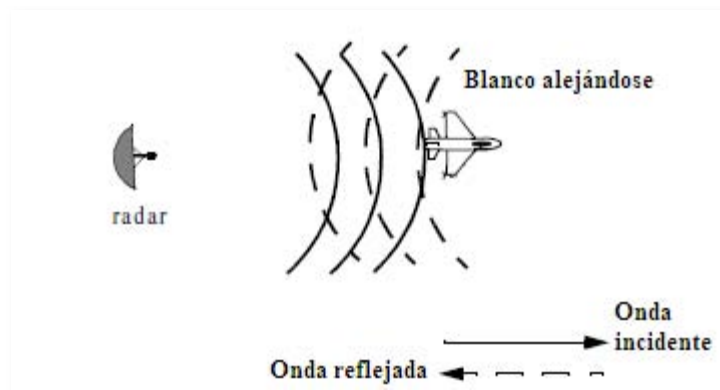


Figura 1.1. Esquema de las ondas incidente y reflejada en un radar Doppler.

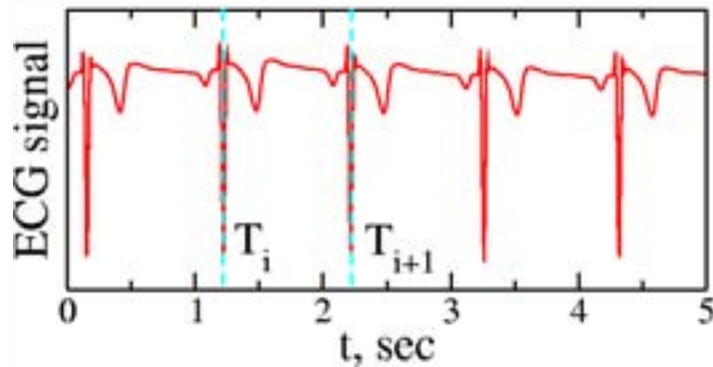
## 1.2 Aplicación a detección de señales vitales

Utilizando un sistema de radar Doppler similar al descrito en la sección 1.1, también es posible detectar la velocidad a la que una persona está respirando y sus pulsaciones por minuto. El presente trabajo se centra en esta aplicación.

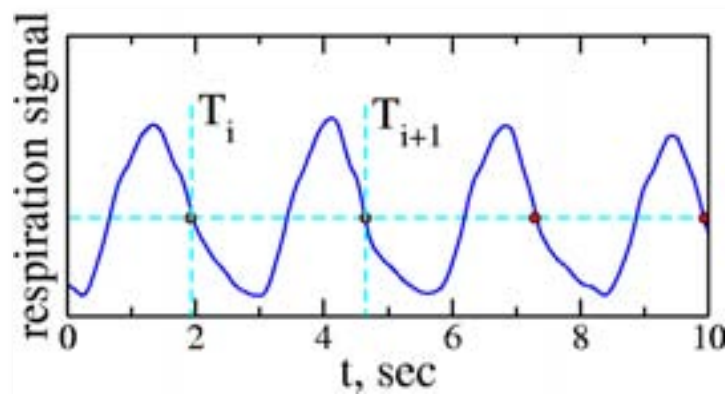
Las constantes vitales [1] de una persona habitualmente consideradas son:

- Frecuencia cardíaca o pulsaciones del corazón
- Frecuencia respiratoria
- Presión arterial
- Temperatura corporal
- Saturación de oxígeno

Mediante el sistema propuesto en este proyecto, es posible monitorizar tanto la **frecuencia cardíaca** (como se puede ver en la *Figura 1.2*) como la **frecuencia respiratoria** (como se puede ver en la *Figura 1.3*) de forma remota y no invasiva.



**Figura 1.2.** Forma típica de la señal cardíaca de una persona.



**Figura 1.3.** Forma típica de la señal respiratoria de una persona. Se puede ver cómo es más lenta que la de ECG.

El sistema radar es capaz de detectar la frecuencia de dichas señales, es decir, la velocidad a la que el paciente está respirando o la velocidad de los latidos de su corazón.

El hecho de poder monitorizar dichas señales ayuda de cara a un gran número de aplicaciones como la prevención del **síndrome de muerte súbita del lactante** [2], la primera causa de muerte de bebés sanos en los primeros meses de vida. Los sistemas de monitorización de bebés actuales para el hogar proporcionan una señal de audio, o vídeo en algunos casos, de la sala o habitación donde se encuentra el bebé, pero no permiten saber si éste está respirando y su corazón está latiendo correctamente. Mediante el uso de un sistema como el que se propone en este proyecto, se podría saber en todo momento si el bebé ha dejado de respirar, para poder actuar rápidamente en cuanto se produjese.

También es útil su uso para **monitorizaciones a largo plazo en hospitales y clínicas**, tanto en habitaciones de pacientes ingresados como en Unidades de Cuidado Intensivo (UCIs). Unido al hecho de poder monitorizar la respiración, está la detección de enfermedades como la **apnea**, la cual requiere monitorización de la señal respiratoria durante los periodos de sueño [3] en algunos casos. Otra enfermedad detectable es la **arritmia**, la cual en casos extremos puede llegar a provocar enfermedades más graves [4] y requiere de una vigilancia de las pulsaciones del corazón del paciente.

Existe, además, una aplicación posible en la **monitorización del feto**; mediante un único sistema radar sería posible detectar la frecuencia cardíaca y respiratoria tanto del bebé como de la madre.

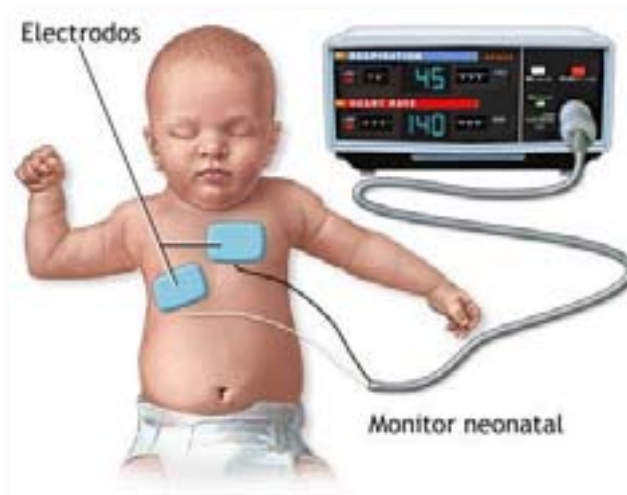
Finalmente, un sistema como los propuestos también puede utilizarse para **detectar a personas bajo escombros o en lugares de difícil acceso**, ya que detectando sus constantes vitales se es capaz de saber dónde se encuentra y en qué estado, **información de gran utilidad para los equipos de emergencia**.

### 1.3 Métodos de detección actuales

Para monitorizar las constantes de frecuencia de respiración y corazón se pueden utilizar técnicas comúnmente denominadas *no invasivas*, puesto que no hay que invadir los tejidos para medirlas. Dichas técnicas, que se utilizan actualmente, **requieren contacto directo con el paciente**, y habitualmente resultan en cierta medida incómodas para los mismos. A continuación se verán algunos de estos sistemas.

#### 1.3.1 Monitor de frecuencia mediante electrodos

El método consiste en el uso de electrodos conectados al paciente, como se puede ver en la *Figura 1.4*.



**Figura 1.4.** Esquema de electrodos conectados a un bebé para monitorizar respiración y pulsaciones.

Dichos monitores pueden medir tanto la **frecuencia cardíaca como la frecuencia respiratoria**. Son utilizados muy habitualmente en hospitales y clínicas.

Presentan el inconveniente, como se ha dicho al principio de la sección 1.3, de requerir contacto directo con la piel del paciente, lo cual puede provocar **irritaciones** o una **lectura errónea por una mala colocación**.

Este tipo de monitores, además, no suelen utilizarse en hogares, por lo que no se puede evitar el síndrome de muerte súbita del lactante cuando el bebé ya ha estado dado de alta, y sin embargo, todavía está en el periodo de riesgo de esta enfermedad.

### ***1.3.2 Pulsioxímetro***

Este aparato, que se muestra en la *Figura 1.5*, consiste en una pinza colocada en un dedo del paciente o el lóbulo de la oreja, y permite obtener la saturación de oxígeno en sangre y la frecuencia cardíaca.



**Figura 1.5.** Pulsioxímetro.

Funciona mediante un transmisor de luz de dos longitudes de onda distintas (LEDs) y un fotodetector, mediante el análisis de las señales rebotadas.

Este sistema **es fácil de utilizar, barato y fiable**. A pesar de ello, tiene, entre otros, los siguientes inconvenientes:

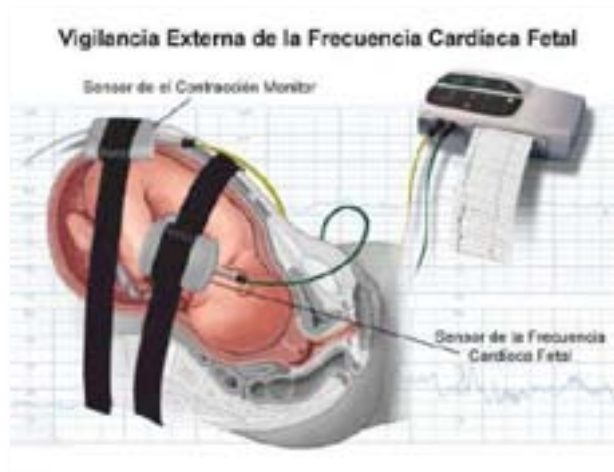
- Requiere contacto directo con el paciente.
- Los movimientos del detector pueden afectar a la fiabilidad del sistema.
- La luz ambiental intensa, como xenón, infrarrojos o fluorescentes interfieren la medida.

### ***1.3.3 Manualmente***

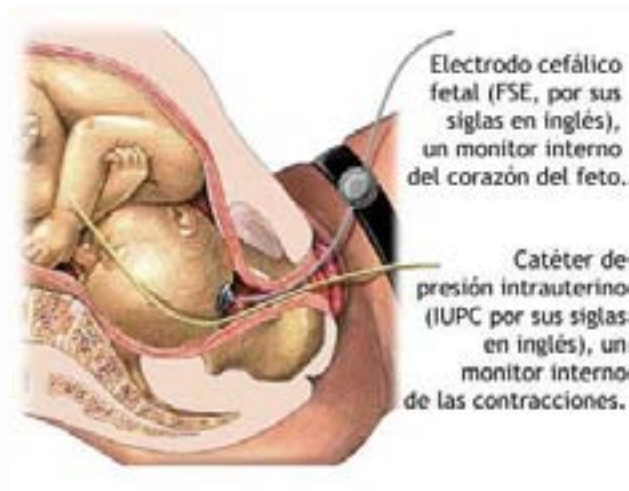
El especialista cuenta manualmente el número de latidos del corazón en un periodo de tiempo determinado para calcular el número de pulsaciones por minuto de la persona. Este sistema, como cabe esperar, no sirve para realizar monitorizaciones durante largos plazos de tiempo (por ejemplo, mientras el paciente duerme), y también requiere de contacto directo con el paciente.

### 1.3.4 Monitorización de la frecuencia cardíaca fetal

En el momento del parto, se utilizan sistemas para medir la frecuencia cardíaca del feto. En concreto, se puede realizar una **monitorización externa**, mediante correas alrededor de la paciente, o mediante **catéter intrauterino**, introduciendo una sonda a través del útero. Ambos requieren contacto directo con la madre. En las *Figuras 1.6 y 1.7* se pueden ver esquemas.



**Figura 1.6.** Esquema del sistema de monitorización externa de la frecuencia cardíaca del feto.



**Figura 1.7.** Esquema del sistema de monitorización interna del feto.

La conclusión a todos estos sistemas es que, pese a llamarse *no invasivos*, puesto que no es necesario penetrar tejido, necesitan tener contacto con el paciente y para monitorizaciones largas, especialmente cuando éste tenga que dormir, pueden resultar molestos, y, en algunos casos, devolver lecturas erróneas, debido a que el paciente puede moverse mientras duerme de forma involuntaria.

## 1.4 Detección remota de señales vitales mediante radar Doppler

Utilizando un radar Doppler, se pueden detectar las **frecuencias cardíaca y respiratoria** a distancia, **sin necesidad de tocar al paciente**, mediante microondas [10] [11] [12]. Dicho sistema es completamente inocuo de cara a la salud humana, y permite que el paciente no deba estar permanentemente conectado al detector.

Esto proporciona ciertas ventajas, no sólo de cara a la comodidad del paciente, sino también a la del personal de enfermería de un hospital o clínica, que sólo debe preocuparse de verificar que el sistema está detectando.

El **coste** de un sistema radar a las distancias a las que se utilizan para las aplicaciones descritas anteriormente, y en las bandas frecuenciales que se irán detallando a lo largo del proyecto, también es un aspecto a favor: sus componentes son utilizados típicamente en otros sistemas electrónicos de alta frecuencia, como teléfonos móviles, ordenadores portátiles, etc. Y, por lo tanto, son baratos ya que se producen en masa.

## 1.5 Objetivos del proyecto

Los sistemas de radar Doppler para monitorización de constantes vitales deben afrontar un problema esencial, que será ampliamente estudiado a lo largo del proyecto: cada ciertas distancias, es imposible recibir la señal del blanco. Dado que este **efecto de ceros de detección** se repite periódicamente y de forma equiespaciada para todas las distancias, es necesario diseñar topologías que permitan anularlo y detectar sea cual sea la distancia del paciente. En [11] y [12] se han propuesto diversas topologías para superar este inconveniente.

El proyecto se centrará en diseñar nuevas topologías que permitan superar el inconveniente de ceros de detección, explicando rigurosamente su base teórica y comparándola con los resultados esperados, comprobando su funcionalidad y sus ventajas/inconvenientes entre las mismas, y comparándolas a las disponibles actualmente en la literatura. Las topologías que se propondrán están basadas en:

- Diversidad espacial
- Diversidad por fase
- Diversidad frecuencial

## 1.6 Organización de la memoria

La memoria del proyecto “Nuevas topologías de radar para detección remota de señales vitales” está comprendida por los siguientes capítulos:

- Análisis teórico
- Diversidad por fase mediante desfasaje fijo en circuito receptor
- Diversidad por fase mediante antenas desplazadas
- Análisis del posible problema al utilizar dos antenas en recepción
- Estudio de la amplitud recibida en las dos primeras topologías
- Diversidad por fase mediante desfasaje fijo

- Diversidad por frecuencia
- Análisis del dispositivo conversor analógico/digital
- Medidas sobre un sujeto real
- Conclusiones finales

## 1.7 Referencias bibliográficas

- [1] <http://www.eccpn.aibarra.org/temario/seccion1/capitulo4/capitulo4.htm>
- [2] [http://es.wikipedia.org/wiki/S%C3%ADndrome\\_de\\_muerte\\_s%C3%BAbita\\_del\\_lactante](http://es.wikipedia.org/wiki/S%C3%ADndrome_de_muerte_s%C3%BAbita_del_lactante)
- [3] [http://es.wikipedia.org/wiki/Apnea\\_%28enfermedad%29](http://es.wikipedia.org/wiki/Apnea_%28enfermedad%29)
- [4] <http://es.wikipedia.org/wiki/Arritmia>
- [5] B. R. Mahafza, “Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB”, Chapman & Hall/CRC, 2000.
- [6] <http://www.nlm.nih.gov/medlineplus/spanish/ency/images/ency/fullsize/21773.jpg>
- [7] [http://www-staff.lboro.ac.uk/~manbj/LECTURES/CARDIORESP/resp\\_syn.html](http://www-staff.lboro.ac.uk/~manbj/LECTURES/CARDIORESP/resp_syn.html)
- [8] F. Peiró, “Radar doppler amb detecció I/Q per monitorització remota de senyals vitals a 2.4 GHz”, ETSE-DEEEA (URV), 2009.
- [9] <http://www.fisterra.com/material/tecnicas/pulsioximetria/pulsio.asp>
- [9] <http://lomalindahealth.org/health-library/graphics/images/es/19788.jpg>
- [10] B-K. Park, S. Yamada, O. Boric-Lubecke, V. Lubecke, “Single-Channel Receiver Limitations in Doppler Radar Measurements of Periodic Motion”, IEEE Magazine, 2006
- [11] A. D. Droitcour, O. Boric-Lubecke, V. M. Lubecke, J. Lin, G. T. A. Kovacs, “Range Correlation and I/Q Performance Benefits in Single-Chip Silicon Doppler Radars for Noncontact Cardiopulmonary Monitoring”, IEEE Magazine, 2004.
- [12] Y. Xiao, J. Lin, O. Boric-Lubecke, V. M. Lubecke, “Frequency-Tuning Technique for Remote Detection of Heartbeat and Respiration Using Low-Power Double-Sideband Transmission in the Ka-Band”, IEEE Magazine, 2006.

## 2 Análisis teórico

Según la teoría de la desviación Doppler, si el blanco no se mueve (es decir, tiene velocidad nula) **la señal reflejada se ve modulada en fase** proporcionalmente a la posición del blanco.

En el caso de que el blanco se trate de una persona que no esté en movimiento, la posición que variará será la relativa al movimiento del corazón y el pecho debido a la respiración. Y esta posición variará más o menos rápidamente dependiendo de cómo esté respirando y las pulsaciones de dicha persona.

La fase de la señal recibida, además de ser proporcional al movimiento del blanco (respiración y pulsaciones), también lo es a la distancia a la que el blanco se encuentra. Por lo tanto, habrá distancias en las que dicha señal se anule, impidiendo recuperar la respiración y pulsaciones del blanco, tal y como se evaluará detenidamente más adelante, creando los ceros de detección.

Este proyecto tratará de estudiar distintas topologías que contrarresten el efecto de los ceros de detección, de manera que se garantice detección para cualquier posición relativa radar-blanco.

El esquema básico del radar es el que se puede ver en la *Figura 2.1*.

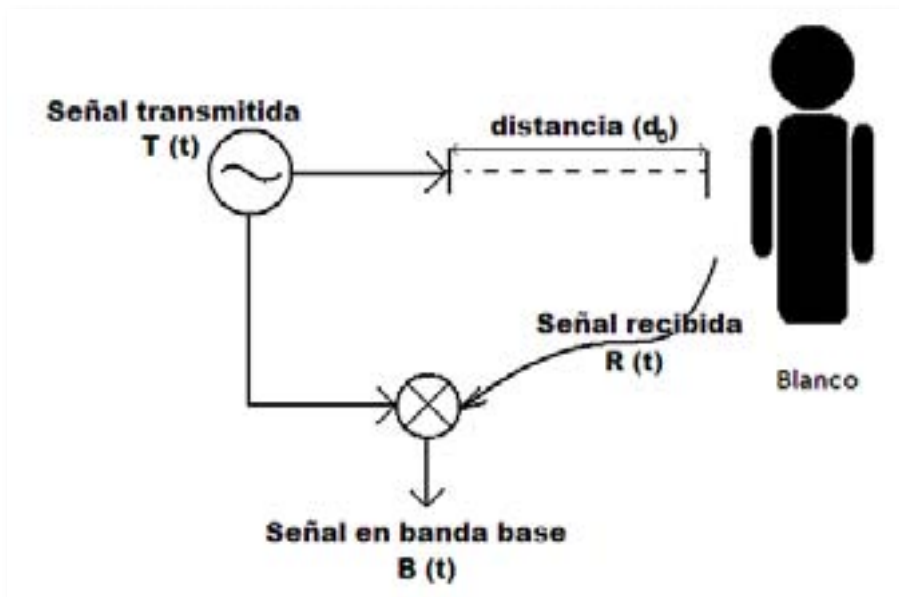


Figura 2.1. Esquema de un radar Doppler para detección de signos vitales.

A partir del esquema anterior, se analizarán rigurosamente los casos más generales, hasta llegar a la expresión que se utilizará para describir el problema de ceros de detección, problemática que este proyecto pretende resolver.

## 2.1 Análisis de armónicos para una señal

Se considerará que el radar está detectando una única señal, bien sea la respiración o las pulsaciones del corazón del paciente, llamada  $x(t)$ .

La señal transmitida por el radar será un tono senoidal, como se puede ver en (2.1):

$$T(t) = \cos(2\pi ft + \emptyset(t)) \quad (2.1)$$

donde:

- $f$  es la frecuencia a la cual funciona el oscilador del radar.
- $\emptyset(t)$  es la fase de la señal del oscilador.

Dicha señal rebotará en el paciente y será recibida por el radar. Si el sujeto se encuentra a una distancia  $d_0$  del radar, y su pecho tiene un desplazamiento variante en el tiempo  $x(t)$ , la distancia recorrida total será la que se puede ver en (2.2):

$$2d(t) = 2d_0 + 2x(t) \quad (2.2)$$

Por otra parte, sea  $T$  el periodo de  $x(t)$ , sabiendo que:

$$T \gg \frac{d_0}{c} \quad (2.3)$$

$$x(t) \ll d_0 \quad (2.4)$$

Se puede aproximar la señal recibida  $R(t)$  como (2.5):

$$R(t) \cong \cos \left[ 2\pi ft - \frac{4\pi d_0}{\lambda} - \frac{4\pi x(t)}{\lambda} + \emptyset \left( t - \frac{2d_0}{c} \right) \right] \quad (2.5)$$

Utilizando el mismo tono  $T(t)$  como entrada de oscilador local para el mezclador del esquema de la *Figura 2.1*, la señal en banda base filtrada en paso-bajo,  $B(t)$ , será:

$$B(t) = \cos \left[ \theta + \frac{4\pi x(t)}{\lambda} + \Delta\emptyset(t) \right] \quad (2.6)$$

donde:

$$\theta = \frac{4\pi d_0}{\lambda} + \theta_0 \quad (2.7)$$

En (2.7) se puede observar un primer término directamente proporcional a  $d_0$ , es decir, a la distancia del paciente al radar, y también a  $\lambda$ , la longitud de onda de la señal enviada (2.1). Este primer término se utilizará más adelante para el estudio de ceros. Además, hay otro término en la suma  $\theta_0$ , que se debe al retraso en las líneas de transmisión y circuitería en general. Sobre él también actuaremos más adelante para combatir el efecto de los ceros.

Continuando con (2.6), tenemos otro sumando a la fase del coseno de la señal en banda base  $B(t)$  que se puede ver en (2.8).

$$\frac{4\pi x(t)}{\lambda} \quad (2.8)$$

Este será el término de interés a procesar, ya que contiene la señal  $x(t)$ . Finalmente, el último sumando es:

$$\Delta\phi(t) = \phi(t) - \phi\left(t - \frac{2d_0}{c}\right) \quad (2.9)$$

Siendo el ruido de fase residual del oscilador de  $T(t)$ , pero, dado que se utiliza el mismo tanto en transmisión como en recepción, dicho sumando es negligible respecto los dos primeros, por la teoría conocida como “range correlation” [2].

Para simplificar el análisis se considerará que la señal detectada  $x(t)$  es:

$$x(t) = m \cdot \sin \omega t \quad (2.10)$$

Es decir, un tono senoidal de amplitud  $m$  y de frecuencia angular  $\omega$ . Por tanto,  $B(t)$  será:

$$\begin{aligned} B(t) &= \cos\left[\theta + \frac{4\pi m \cdot \sin \omega t}{\lambda} + \Delta\phi(t)\right] = \\ &= \left\{ \begin{array}{l} \cos x = \frac{e^{jx} + e^{-jx}}{2} \\ \sin x = \frac{e^{jx} - e^{-jx}}{2j} \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} e^{jx} = \cos x + j \sin x \\ e^{-jx} = \cos x - j \sin x \end{array} \right\} = \\ B(t) &= \operatorname{Re} \left\{ e^{j\left(\theta + \frac{4\pi m \cdot \sin \omega t}{\lambda} + \Delta\phi(t)\right)} \right\} = \operatorname{Re} \left\{ e^{j\left(\frac{4\pi m \cdot \sin \omega t}{\lambda}\right)} \cdot e^{j(\theta + \Delta\phi(t))} \right\} \end{aligned} \quad (2.11)$$

Utilizando la expansión de Jacobi-Anger (2.12) sobre (2.11), se puede escribir el término dependiente de la señal  $x(t)$  como (2.13):

$$\left[ e^{jz \cos \phi} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} j^n \cdot J_n(z) \cdot e^{jn\phi} \right] \Rightarrow \left[ e^{jz \sin \phi} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(z) \cdot e^{jn\phi} \right] \quad (2.12)$$

$$e^{j\left(\frac{4\pi m \cdot \sin \omega t}{\lambda}\right)} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n\left(\frac{4\pi m}{\lambda}\right) \cdot e^{jn\omega t} \quad (2.13)$$

Por lo tanto, la señal total  $B(t)$  quedará de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} B(t) &= \Re e \left\{ \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n\left(\frac{4\pi m}{\lambda}\right) \cdot e^{jn\omega t} \cdot e^{j(\theta + \Delta\phi(t))} \right\} = \\ &= \Re e \left\{ \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n\left(\frac{4\pi m}{\lambda}\right) \cdot e^{j(n\omega t + \theta + \Delta\phi(t))} \right\} = \\ &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n\left(\frac{4\pi m}{\lambda}\right) \cdot \cos(n\omega t + \theta + \Delta\phi(t)) \end{aligned} \quad (2.14)$$

Se observa cómo la señal recibida está compuesta de distintos armónicos múltiples de la frecuencia de respiración/pulsaciones  $\omega$ , la amplitud de los cuales depende de las funciones de Bessel asociadas del orden del que corresponda al armónico, siempre para el valor correspondiente a  $\left(\frac{4\pi m}{\lambda}\right)$ , es decir, proporcional a la amplitud de la respiración o pulsaciones  $m$ .

## 2.2 Análisis de armónicos para dos señales

Partiendo del caso anterior, se supondrá que la señal  $x(t)$  referente a la respiración o pulsaciones, contiene ambas señales, no una sola, como se puede ver en (2.15):

$$x(t) = m_r \cdot \sin(\omega_r t) + m_h \cdot \sin(\omega_h t) \quad (2.15)$$

Siendo  $m_r$ ,  $m_h$  las amplitudes de respiración y pulsaciones del corazón, y  $\omega_r$ ,  $\omega_h$  las frecuencias de respiración y del corazón respectivamente.

Por lo tanto, la señal en banda base ahora será la siguiente:

$$\begin{aligned}
B(t) &= \Re e \left\{ e^{j \left( \theta + \frac{4\pi [m_r \cdot \sin(\omega_r t) + m_h \cdot \sin(\omega_h t)]}{\lambda} + \Delta\phi(t) \right)} \right\} = \\
&= \Re e \left\{ e^{j \left( \frac{4\pi [m_r \cdot \sin(\omega_r t) + m_h \cdot \sin(\omega_h t)]}{\lambda} \right)} \cdot e^{j(\theta + \Delta\phi(t))} \right\} = \\
&= \Re e \left\{ e^{j \left( \frac{4\pi m_r \cdot \sin(\omega_r t)}{\lambda} \right)} \cdot e^{j \left( \frac{4\pi m_h \cdot \sin(\omega_h t)}{\lambda} \right)} \cdot e^{j(\theta + \Delta\phi(t))} \right\}
\end{aligned} \tag{2.16}$$

De nuevo, utilizando la expansión de Jacobi-Anger de (2.12) sobre los términos en negrita de (2.16):

$$\begin{aligned}
&e^{j \left( \frac{4\pi m_r \cdot \sin(\omega_r t)}{\lambda} \right)} \cdot e^{j \left( \frac{4\pi m_h \cdot \sin(\omega_h t)}{\lambda} \right)} = \\
&= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n \left( \frac{4\pi m_r}{\lambda} \right) \cdot e^{jn\omega_r t} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} J_l \left( \frac{4\pi m_h}{\lambda} \right) \cdot e^{jl\omega_h t} = \\
&= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} J_n \left( \frac{4\pi m_r}{\lambda} \right) \cdot e^{jn\omega_r t} \cdot J_l \left( \frac{4\pi m_h}{\lambda} \right) \cdot e^{jl\omega_h t} = \\
&\sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} J_n \left( \frac{4\pi m_r}{\lambda} \right) \cdot J_l \left( \frac{4\pi m_h}{\lambda} \right) \cdot e^{j(n\omega_r t + l\omega_h t)}
\end{aligned} \tag{2.17}$$

Trasladando lo anterior a  $B(t)$ , se obtiene:

$$B(t) = \Re e \left\{ \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} J_n \left( \frac{4\pi m_r}{\lambda} \right) \cdot J_l \left( \frac{4\pi m_h}{\lambda} \right) \cdot e^{j(n\omega_r t + l\omega_h t)} \cdot e^{j(\theta + \Delta\phi(t))} \right\} \tag{2.18}$$

Como en el caso de una señal, se puede representar de la siguiente forma:

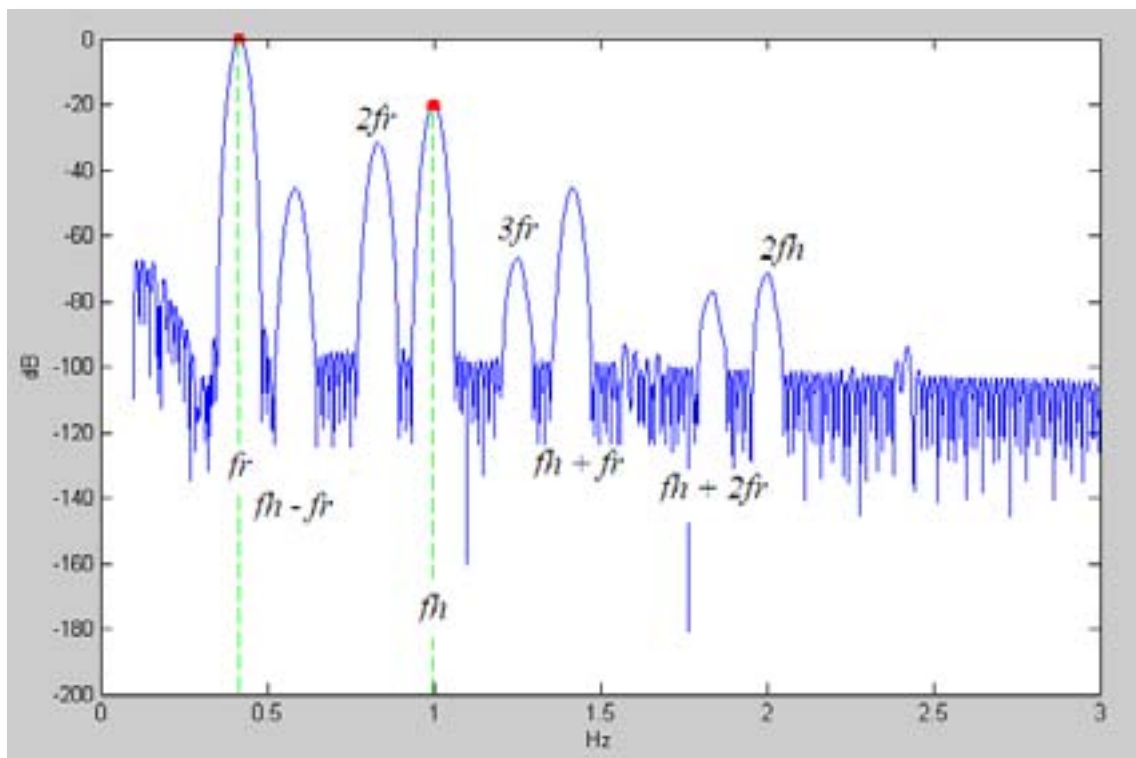
$$\begin{aligned}
&B(t) = \\
&= \Re e \left\{ \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} J_n \left( \frac{4\pi m_r}{\lambda} \right) \cdot J_l \left( \frac{4\pi m_h}{\lambda} \right) \cdot [\cos(n\omega_r t + l\omega_h t) + j \cdot \sin(n\omega_r t + l\omega_h t)] \right. \\
&\quad \left. \cdot [\cos(\theta + \Delta\phi(t)) + j \cdot \sin(\theta + \Delta\phi(t))] \right\} =
\end{aligned}$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{l=-\infty}^{+\infty} J_n\left(\frac{4\pi m_r}{\lambda}\right) \cdot J_l\left(\frac{4\pi m_h}{\lambda}\right) \cdot \cos [n\omega_r t + l\omega_h t + \theta + \Delta\phi(t)] \quad (2.19)$$

Es decir, la señal en banda base considerando armónicos para la respiración y el corazón (2.19) tendrá una forma cosenoidal, y una amplitud que dependerá del producto de las amplitudes debidas a ambas por separado.

Finalmente, veremos una representación en Matlab en la *Figura 2.2* de la expresión (2.19), considerando lo siguiente:

- $m_r = 10^{-3} \text{ m}$ ,  $m_h = 10^{-4} \text{ m}$
- $f_r = 25 \text{ resp. por minuto} = 0.41677 \text{ Hz}$
- $f_h = 60 \text{ pulsaciones por minuto} = 1 \text{ Hz}$
- Se considerarán un máximo de 8 armónicos (límites de  $n$  y  $l$ )
- Además de simular la respuesta con las expresión (2.19), se obtendrá la gráfica utilizando la transformada Chirp-Z, que se explica en el capítulo 9.



**Figura 2.2.** Respuesta simulada para la expresión (2.19).

Se puede ver cómo aparecen múltiplos de la frecuencia fundamental tanto de respiración como de pulsaciones, y productos cruzados entre los mismos.

A efectos prácticos, se puede observar como los dos primeros máximos corresponden a las señales que queremos recuperar, es decir, las correspondientes a la frecuencia de respiración y de latidos del corazón, marcadas en color verde en la *Figura 2.2*.

Se concluye, pues, que el estudio de los armónicos es necesario tenerlo en cuenta, ya que podrían llevar a una confusión entre señal de pulsaciones del corazón ( $f_h$ ) y armónicos de la respiración (especialmente  $2f_r$ ).

Sin embargo, a medida que aumenta la frecuencia de los mismos su amplitud disminuye y es menospreciada respecto a la amplitud de las señales de interés.

### 2.3 Aproximación utilizada para el estudio de ceros

Después de estudiar los casos anteriores, donde se tienen en cuenta los armónicos de las señales de respiración/pulsaciones, se estudiará un caso particular para el armónico fundamental, el que contiene la información que se necesita para monitorizar al paciente.

Este caso particular será el utilizado para comparar con las medidas tomadas en los siguientes capítulos, y es una aproximación válida por lo que se ha concluido al final de la sección 2.2.

Se considerará  $B(t)$  como lo siguiente:

$$B(t) = \cos \left[ \frac{4\pi d_0}{\lambda} + \beta_0 \cdot m_r \cdot \sin(\omega_r t) + \beta_0 \cdot m_h \cdot \sin(\omega_h t) + \theta \right] \quad (2.20)$$

Donde:

$$\beta_0 = \frac{4\pi}{\lambda} \quad (2.21)$$

$$\phi = \frac{4\pi d_0}{\lambda} \quad (2.22)$$

Y  $\theta$  corresponde a un término de fase variable. Notar que en esta simplificación ya no se tienen en cuenta los distintos armónicos de  $\omega_r$  y  $\omega_h$ , sólo la frecuencia fundamental de los mismos. A partir de lo anterior, se puede representar una gráfica que muestre la amplitud máxima para cada distancia  $d_0$ , es decir, la variación de la amplitud de detección en función de la distancia al blanco, para una distancia desde 0 hasta  $2\lambda$ , como se puede ver en la *Figura 2.3*, donde se dan por separado las señales de respiración y del corazón. Se pueden extraer las siguientes conclusiones:

- Se repite periódicamente, **para distancias separadas  $\lambda/4$** , el hecho de **que la amplitud de  $B(t)$  es prácticamente nula** y, por lo tanto es imposible detectar las señales.
- Dicho efecto está presente tanto en las medidas de respiración como de pulsaciones, y es el fenómeno que denominamos **ceros de detección**.

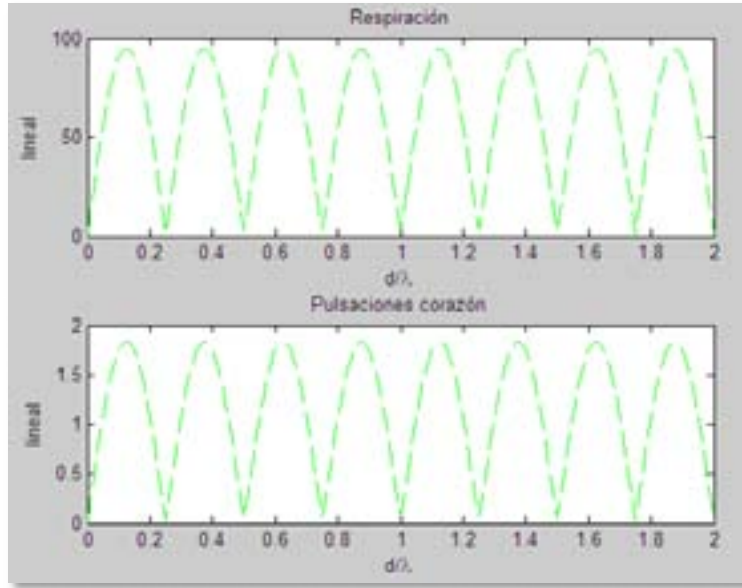


Figura 2.3. Variación de la amplitud máxima de  $B(t)$  en función de  $d_0/\lambda$ .

Para solucionar el problema de ceros, en el presente proyecto se propondrán dos métodos:

- **Diversidad por fase:** haciendo variar la fase  $\theta$  de  $B(t)$  intencionadamente, es posible trasladar un cero de detección a un máximo. Únicamente es necesario aplicar un desfase equivalente a  $\lambda/8$  ( $45^\circ$ ), para pasar del peor caso posible al caso óptimo. Un caso particular de esta diversidad sería realizar este desfase a nivel de posición de antenas, en lo que podríamos considerar **diversidad espacial** (variación intencionada de la distancia  $d_0$ ).
- **Diversidad por frecuencia:** dado que el término (2.7) también depende de la longitud de onda  $\lambda$ , y a su vez  $\lambda$  es inversamente proporcional a la frecuencia, si se hace variar la frecuencia  $f$  del oscilador local del radar la posición del nulo de detección también variará.

#### 2.4 Diversidad por fase utilizando desfase fijo

Se propone una topología basada en dos receptores, en la cual se recibirá dos veces la misma señal, pero una será desfasada  $\lambda/8$  respecto la otra. Por lo tanto, tendremos dos señales, A (2.23) y B (2.24) en banda base:

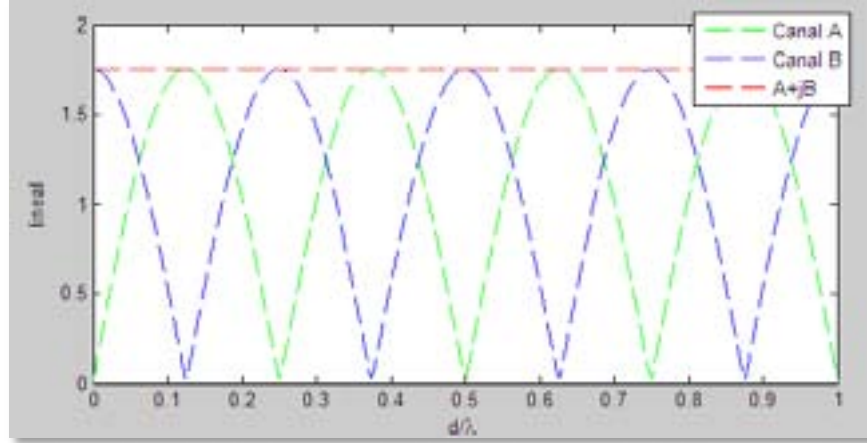
$$A = \cos[\phi + \beta_0 \cdot m_r \cdot \sin(\omega_r t) + \beta_0 \cdot m_h \cdot \sin(\omega_h t)] \quad (2.23)$$

$$B = \cos\left[\phi + \beta_0 \cdot m_r \cdot \sin(\omega_r t) + \beta_0 \cdot m_h \cdot \sin(\omega_h t) + \frac{2\pi \cdot 45}{180}\right] \quad (2.24)$$

Los términos  $\phi$  y  $\beta_0$  corresponden a (2.22) y (2.21) respectivamente.

De esta forma, cuando  $A$  se encuentre en un mínimo de detección (cero),  $B$  se encontrará en un máximo, y viceversa, para cualquier distancia. Notar que se añade una fase de  $\frac{2\pi \cdot 45}{180} = \frac{\pi}{2}$  ya que la señal debe recorrer el camino de ida y vuelta, por lo tanto el desfase de  $\lambda/8$ , correspondiente a  $45^\circ$ , debe ser el doble.

Para ver el efecto visualmente, se representarán ambos canales por separado, y la suma de ambos ( $A+jB$ ) como se puede ver en la *Figura 2.4*.



**Figura 2.4.** Representación de la amplitud máxima de los canales desfasados y la suma de ambos.

Mediante esta técnica se puede ver cómo es posible contrarrestar el efecto de ceros cada  $\lambda/4$ , manteniendo una amplitud constante mediante la suma de ambos canales.

Las dos primeras topologías que se verán en el proyecto utilizan este método. La eficacia del mismo depende de la precisión que tenga el desfase fijo aplicado, ya que de no estar ambos canales desfasados exactamente  $\lambda/8$ , la amplitud total no sería la máxima posible.

## 2.5 Diversidad por fase utilizando desfase variable

En este caso, se considerará una única señal  $B(t)$ , como se puede ver en (2.25):

$$B(t) = \cos[\phi + \beta_0 \cdot m_r \cdot \sin(\omega_r t) + \beta_0 \cdot m_h \cdot \sin(\omega_h t) + \varphi(V_{CTRL})] \quad (2.25)$$

De nuevo, los términos  $\phi$  y  $\beta_0$  corresponden a (2.22) y (2.21) respectivamente.

A la señal en banda base  $B(t)$  se le ha añadido el término  $\varphi$ , que será el desfase variable. En función de la amplitud detectada respecto al máximo, el sistema podría cambiar el desfase para volver a obtener un máximo de detección.

Este desfase depende de la tensión de control aplicada, como se verá más adelante en detalle en la tercera topología.

En la *Figura 2.5* se muestra una gráfica de la amplitud detectada en función del desfase aplicado. El desfase irá desde  $0^\circ$  hasta  $360^\circ$ , para una distancia fija  $d_0=0.36$  m, con las

condiciones de amplitud y velocidad de respiración y pulsaciones de corazón propuestos en la sección 2.2.

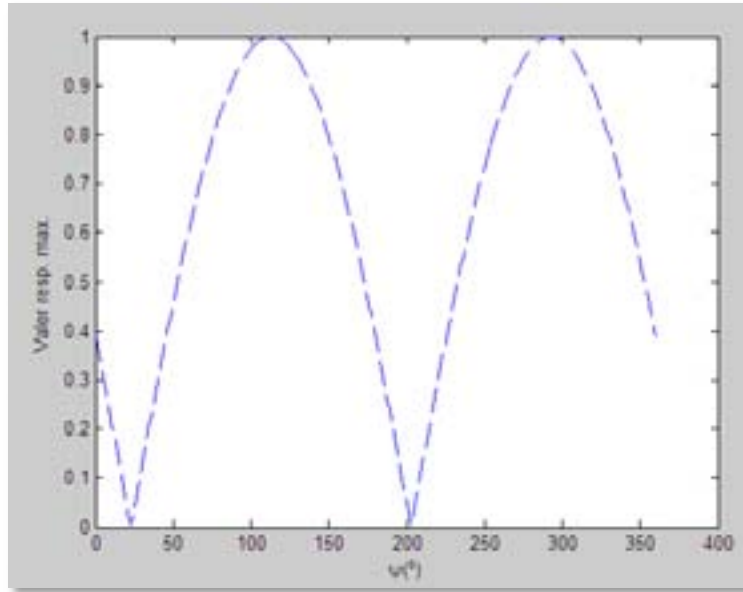


Figura 2.5. Amplitud máxima de B(t) en función del desfase aplicado.

Notar como en este caso, al no tener el término dependiente  $\frac{4\pi d_0}{\lambda}$  (que ahora se supone fijo) sino el sumando  $\varphi$  al coseno, los ceros de detección se producen cada  $180^\circ$ . Se muestra para una distancia única puesto que el término variable es el desfase, no la distancia.

En la tercera topología se demostrará que es posible colocarse en una posición de máximo cambiando este desfase. En un caso real, el sistema debería cambiarlo automáticamente, pero no se implementará dicha funcionalidad ya que sería una etapa posterior a este proyecto.

## 2.6 Diversidad por frecuencia

En este caso, se hará variar la frecuencia del oscilador local del radar para variar las posiciones de los ceros, y, por tanto, utilizar una frecuencia que no provoque un cero de detección a la distancia a la cual está el paciente.

Volviendo a la señal  $B(t)$ , tenemos lo siguiente (2.26):

$$B(t) = \cos[\phi + \beta_0 \cdot m_r \cdot \sin(\omega_r t) + \beta_0 \cdot m_h \cdot \sin(\omega_h t)] \quad (2.26)$$

Expandiendo el término  $\phi$  y colocando en función de la frecuencia, podemos ver (2.27):

$$B(t) = \cos\left[\frac{4\pi d_0}{\lambda} + \beta_0 \cdot m_r \cdot \sin(\omega_r t) + \beta_0 \cdot m_h \cdot \sin(\omega_h t)\right] =$$

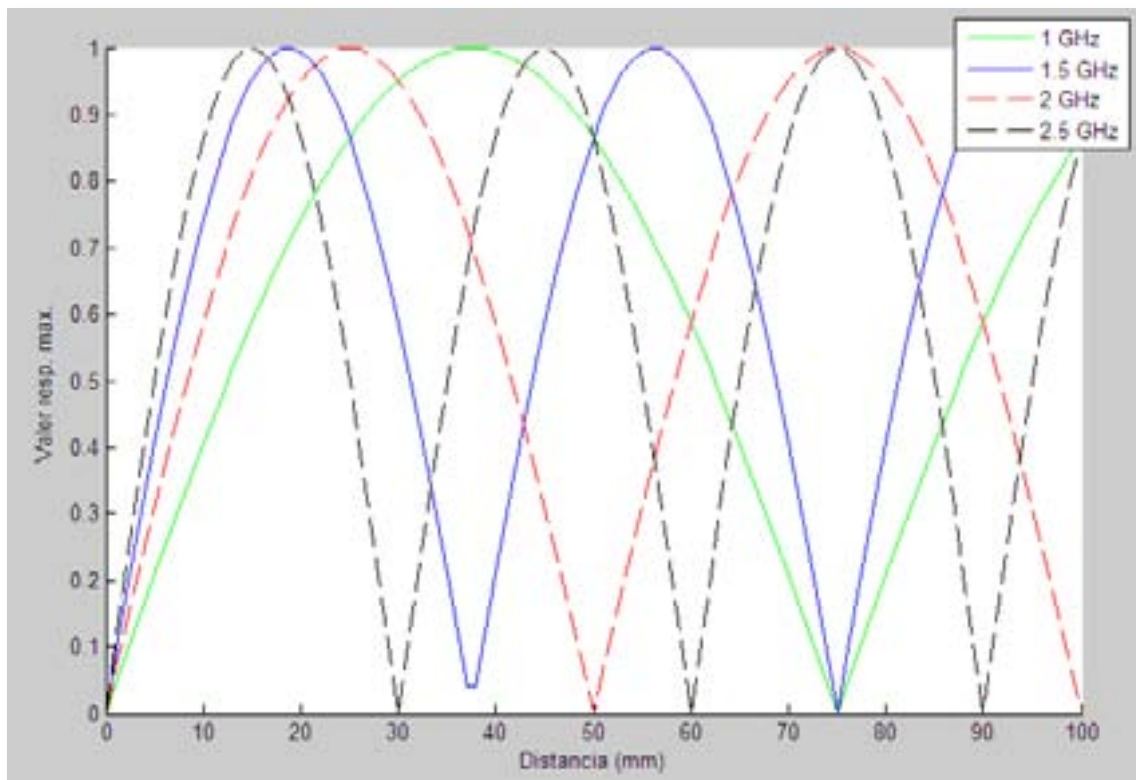
$$= \cos \left[ \frac{4\pi d_0 f}{c} + \beta_0 \cdot m_r \cdot \sin(\omega_r t) + \beta_0 \cdot m_h \cdot \sin(\omega_h t) \right] \quad (2.27)$$

Que, como se puede ver, depende de la frecuencia  $f$ . Notar que se asume que la velocidad de propagación en el medio ( $v_p$ ) es la velocidad de la luz ( $c$ ). Por lo tanto, la señal en banda base  $B(t)$  está en función de la distancia y de la frecuencia utilizada

En la *Figura 2.6* se muestra una gráfica de la señal anterior para una distancia  $d_0$  desde 0 hasta 100 mm, para distintas frecuencias:

- 1 GHz
- 1.5 GHz
- 2 GHz
- 2.5 GHz

Se representa en función de distancia absoluta ya que al superponer distintas frecuencias (distintas longitudes de onda) no se podrían superponer dos curvas con  $\lambda$  distintas en función de  $d/\lambda$ .



**Figura 2.6.** Amplitud máxima de  $B(t)$  para distintas frecuencias en un mismo rango de distancias.

En la *Figura 2.6* se puede ver lo siguiente:

- Las gráficas de ceros se comprimen o contraen en función de la frecuencia. A mayor frecuencia, mayor número de ceros, ya que la longitud de onda es menor.

- La correspondencia no es exacta como en el caso del desfasaje, ya que al comprimir las gráficas se dan puntos de coincidencia máxima (se puede ver en **75 mm** un claro ejemplo), por lo que el oscilador debe ser variable, no se pueden usar dos osciladores independientes a frecuencias fijas.

A partir de estas conclusiones, se diseñará la cuarta topología de diversidad por frecuencia.

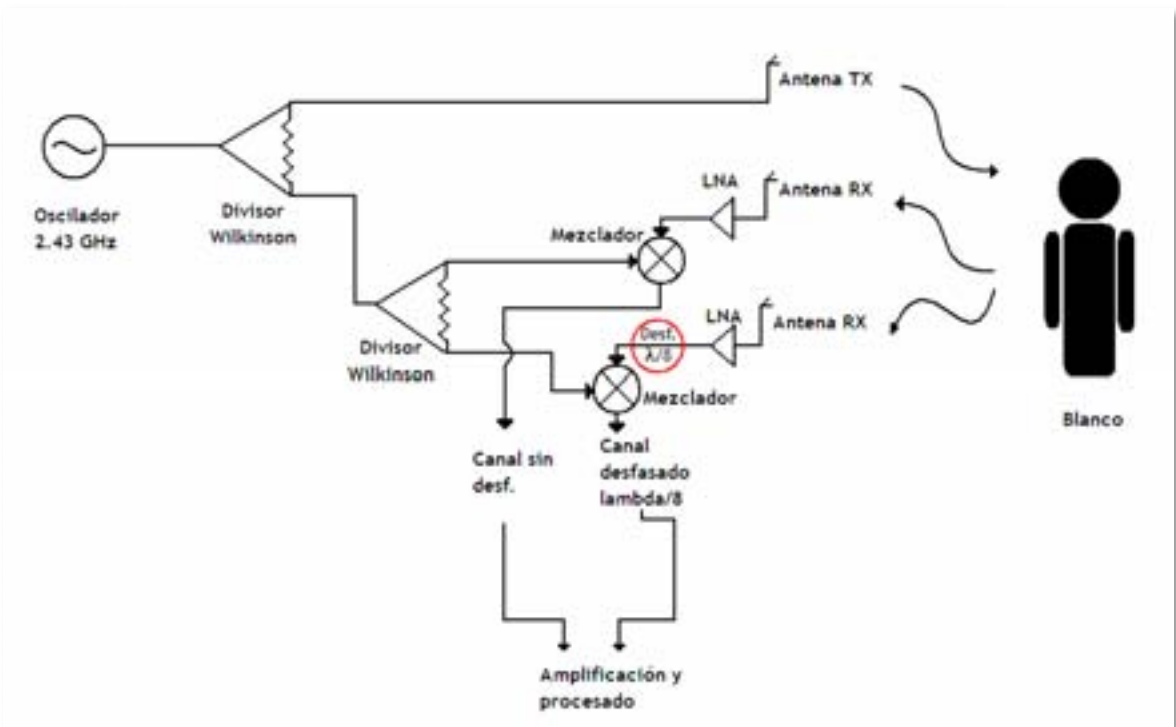
## 2.7 Referencias bibliográficas

- [1] B-K. Park, S. Yamada, O. Boric-Lubecke, V. Lubecke, "Single-Channel Receiver Limitations in Doppler Radar Measurements of Periodic Motion", IEEE Magazine, 2006
- [2] A. D. Droitcour, O. Boric-Lubecke, V. M. Lubecke, J. Lin, G. T. A. Kovacs, "Range Correlation and I/Q Performance Benefits in Single-Chip Silicon Doppler Radars for Noncontact Cardiopulmonary Monitoring", IEEE Magazine, 2004.
- [3] Y. Xiao, J. Lin, O. Boric-Lubecke, V. M. Lubecke, "Frequency-Tuning Technique for Remote Detection of Heartbeat and Respiration Using Low-Power Double-Sideband Transmission in the Ka-Band", IEEE Magazine, 2006.
- [4] C. Li, Y. Xiao, J. Lin, "Experiment and Spectral Analysis of a Low-Power Ka-Band Heartbeat Detector Measuring From Four Sides of a Human Body", IEEE Magazine, 2006.
- [5] C. Li, J. Lin, "Complex Signal Demodulation and Random Body Movement Cancellation Techniques for Non-contact Vital Sign Detection", IEEE Magazine, 2008.
- [6] C. Li, J. Lin, "Optimal Carrier Frequency of Non-contact Vital Sign Detectors", IEEE Magazine, 2007.
- [7] C. Li, Y. Xiao, J. Lin, "Design Guidelines for Radio Frequency Non-contact Vital Sign Detection", IEEE Magazine, 2007.
- [8] C. Li, J. Lin, "Random Body Movement Cancellation in Doppler Radar Vital Sign Detection", IEEE Magazine, 2008.
- [9] B. R. Mahafza, "Radar Systems Analysis and Design Using MATLAB", Chapman & Hall/CRC, 2000.

### 3 Topología 1: Línea de transmisión desfasada en el circuito receptor

Esta topología consistirá en utilizar una antena para transmisión y dos antenas para recepción con dos receptores independientes (dos canales de recepción).

En uno de los receptores se añadirá un desfase  $\lambda/8$  ( $45^\circ$ ) en la línea de transmisión que conecta la antena RX con el mezclador. De esta forma cuando uno de los canales está en un máximo, el otro está siempre en un mínimo y viceversa. En la *Figura 3.1* se puede ver un esquema del circuito.



**Figura 3.1.** Esquema de la topología con desfase en el circuito receptor. Se puede ver marcado en color rojo el desfase en uno de los receptores.

#### 3.1 Características generales del montaje

El circuito está realizado mediante tecnología Microstrip, con un sustrato de las siguientes características:

- Fibra de vidrio
  - Grosor 1.6 mm
  - Permitividad relativa ( $\epsilon_r$ ) 4.7
  - Tangente de pérdidas ( $\tan\delta$ ) 0.0022
- Material conductor
  - Grosor 35  $\mu\text{m}$
  - Conductividad ( $\sigma$ ) 41 GS/m

Se utiliza una placa para el circuito receptor y otra placa para las antenas, de modo que se puedan conectar entre ambas los amplificadores de bajo ruido (**LNA**) imprescindibles para fijar un factor de ruido bajo y poder recuperar la señal en las mejores condiciones. Se tratan del modelo ZX60-3018G-S+ del fabricante Mini-Circuits. Las conexiones entre las placas se realizan mediante **conectores SMA** con **impedancia característica de 50  $\Omega$** .

Los **divisores Wilkinson** están realizados mediante líneas de transmisión en la misma placa del circuito, con un resistor de 100  $\Omega$  en cada uno.

Como se puede observar también en la *Figura 3.1*, la frecuencia a la que funciona el radar es de **2.43 GHz**. La señal del oscilador proviene de un generador de funciones modelo SM300 del fabricante Rohde & Schwarz.

Por lo que respecta al blanco, se simula su comportamiento mediante un **altavoz**, alimentado por un generador de funciones de baja frecuencia modelo 33120A, del fabricante HP.

Los **mezcladores** utilizados son el modelo LRMS-30J del fabricante Mini-Circuits, con una frecuencia de funcionamiento de 200 MHz a 3 GHz, unas pérdidas de conversión de 6.9 dB a la frecuencia en que se utiliza y requiere una potencia de oscilador local (OL) de +7 dBm. Dado que éstos necesitan +7 dBm como señal de OL, **se inyecta una potencia de +13 dBm** desde el generador de funciones a 2.43 GHz para que, restando 3 dB por cada divisor Wilkinson, se llegue con dicha +7 dBm al puerto OL de los mezcladores.

Las **antenas** son del tipo parche, las tres a la misma frecuencia de diseño (2.43 GHz) realizadas sobre una placa del mismo tipo que el resto del circuito.

Por último, la parte de “**Amplificación y procesado**” del esquema de la *Figura 3.1*, se realiza mediante un circuito independiente para cada canal de baja frecuencia compuesto por amplificadores y filtros en cascada. La salida de ambos está conectada directamente a la entrada de micrófono del PC, que se utiliza como conversor analógico/digital.

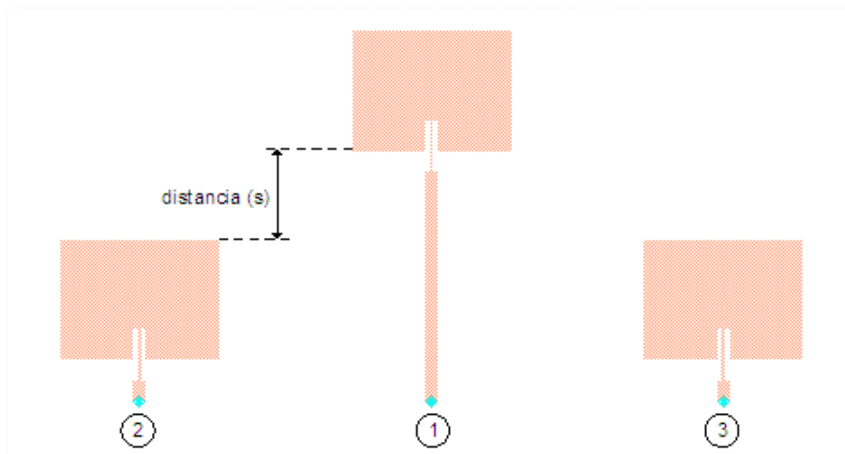
El circuito de baja frecuencia proviene de un Proyecto Fin de Carrera anterior [1] y se encarga de **filtrar paso-bajo a 10 Hz** las señales de ambos canales, asegurando que no se recibe ningún tipo de interferencia de baja frecuencia (por ejemplo, los 50 Hz de los fluorescentes de la iluminación de la sala) y de **amplificarlas** (la señal recibida por el radar es muy débil, ya que depende de la amplitud del movimiento) para que el equipo que procesa los datos sea capaz de obtenerlas.

Además de todos los elementos anteriores, se utilizará como referencia, en esta y en todas las medidas, un osciloscopio de baja frecuencia modelo TDS210 de la marca Tektronix para tener una referencia visual mientras se realizan las medidas, donde se monitorizará la señal que se envía al PC.

## 3.2 Características de las antenas

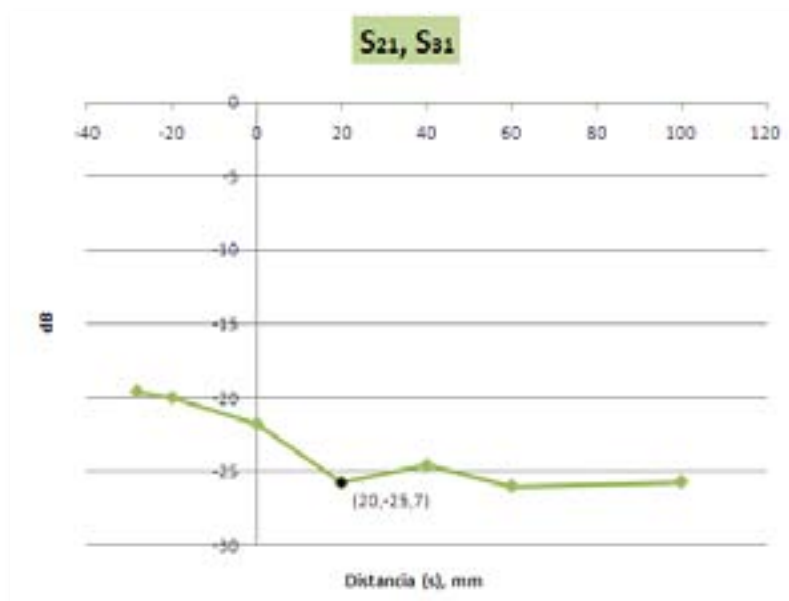
### 3.2.1 Diseño de las antenas. Acoplamiento.

Una vez realizado el diseño de una antena parche típica, debido a que estarán en la misma placa y próximas, se simulará el acoplamiento entre la antena transmisora y las receptoras para calcular la separación vertical (“distancia” en *Figura 3.2*) a la cuál se debe colocar la antena transmisora de forma que el acoplamiento sea mínimo-



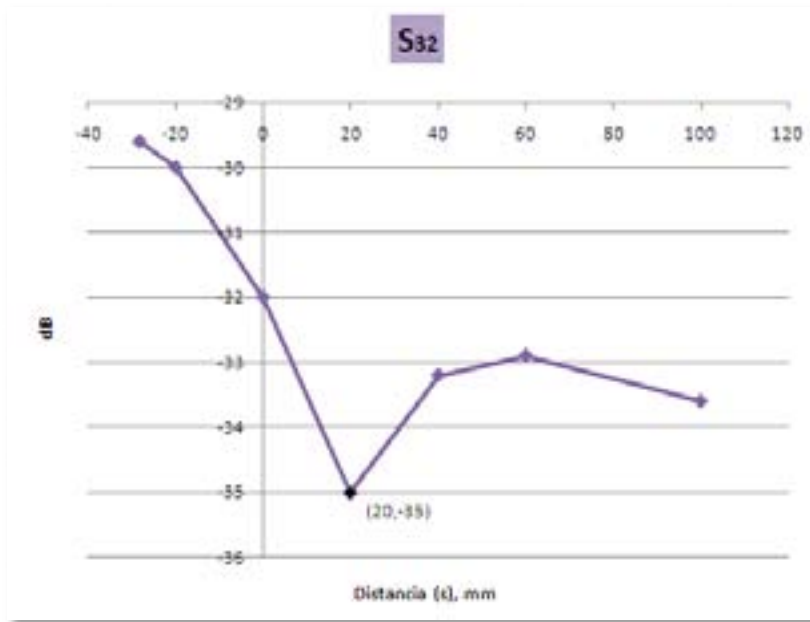
**Figura 3.2.** Disposición de las antenas sobre la placa de circuito impreso y número de puerto que se asignará a cada una en la simulación. Antena 1: Transmisora, Antenas 2,3: Receptoras.

Simularemos los parámetros  $S_{21} = S_{31}$  (están a la misma distancia respecto la antena del centro) para ver el acoplamiento entre la antena transmisora y las receptoras, en la *Figura 3.3*, y el parámetro  $S_{32}$  para el acoplamiento entre antenas receptoras, en la *Figura 3.4*. Se tomará el valor, en dB, para distintas distancias puntuales.



**Figura 3.3.** Acoplamiento antena transmisora – antenas receptoras para distintas separaciones.

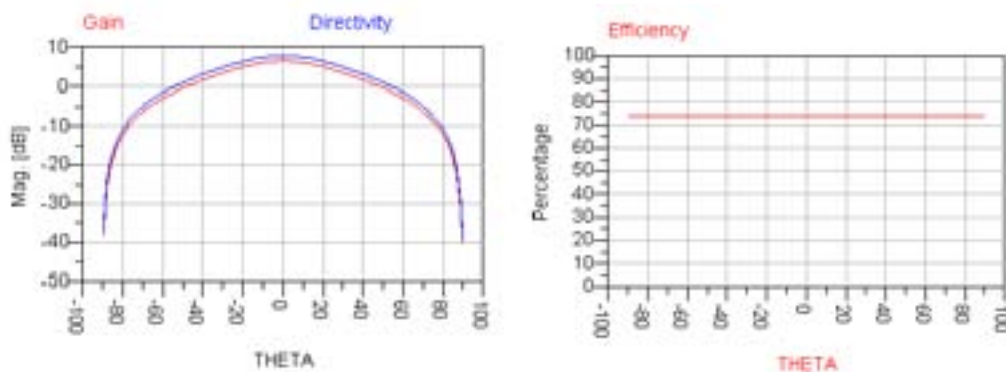
Se puede observar cómo el punto óptimo es una separación de **20 mm**. En la *Figura 3.4* se puede observar, de igual modo que en el caso anterior de la *Figura 3.3*, que la distancia óptima también corresponde a **20 mm**.



**Figura 3.4.** Acoplamiento entre antenas receptoras para distintas separaciones.

### 3.2.2 Curvas de ganancia, eficiencia y diagrama de radiación

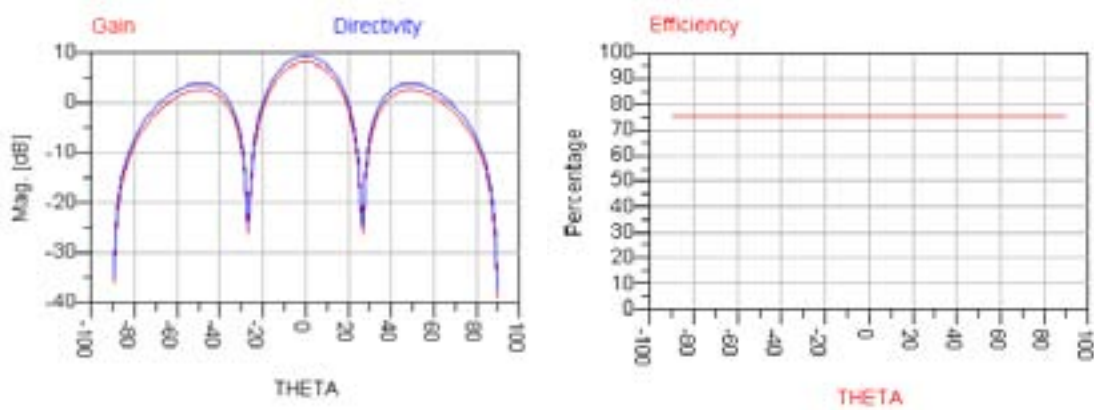
A continuación se muestran las curvas de ganancia y eficiencia simuladas de la placa con las antenas, considerando únicamente la antena central (TX), en la *Figura 3.5*.



**Figura 3.5.** Curvas de ganancia y eficiencia excitando únicamente la antena central.

Se puede observar una ganancia entre 6 y 7 dB en transmisión, y una eficiencia entre el 70% y el 75%.

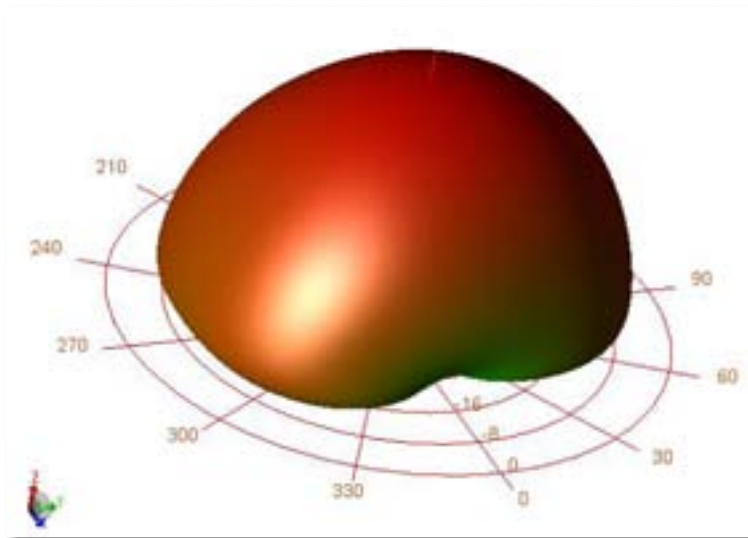
Si se excitan únicamente las antenas de recepción, obtenemos la *Figura 3.6*.



**Figura 3.6.** Curvas de ganancia y eficiencia excitando únicamente las antenas laterales.

Se puede ver cómo teniendo en cuenta ambas antenas laterales a la vez la ganancia real en recepción estaría entre 3 y 4 dB, ya que son los lóbulos laterales los que corresponderían a las antenas RX.

Finalmente, se mostrará el diagrama de radiación 3D correspondientes a los casos de las *Figuras 3.5* y *3.6*, en las *Figuras 3.7* y *3.8*, respectivamente.



**Figura 3.7.** Diagrama de radiación 3D excitando únicamente la antena TX.

En la *Figura 3.7*, se observa el caso habitual de una antena parche, donde no hay radiación por la parte trasera dado el plano de masa que está presente. Por lo que respecta la *Figura 3.8*, en este caso se observan los lóbulos secundarios debidos a las antenas laterales, y un lóbulo principal provocado por ambas antenas a la vez.

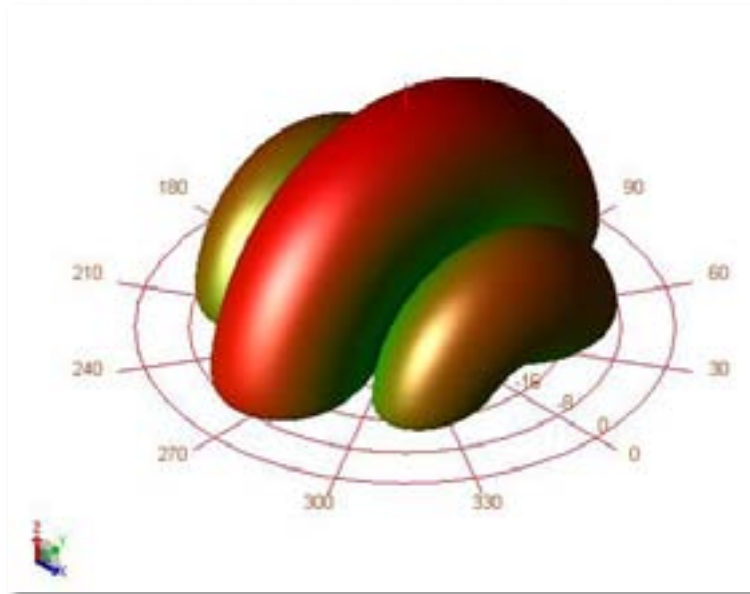


Figura 3.8. Diagrama de radiación 3D excitando ambas antenas RX.

### 3.3 Layout de los circuitos a utilizar

A continuación se muestra el layout realizado en Advanced Design System / Momentum de la placa con las antenas y la placa del circuito con los dos receptores, en las Figuras 3.9 y 3.10, respectivamente. Notar cómo en la Figura 3.10 se **observa claramente una longitud mayor en una de las ramas** (concretamente  $\lambda/8$ ) para recuperar un canal desfasado respecto el otro, y aplicar la teoría de diversidad por fase.

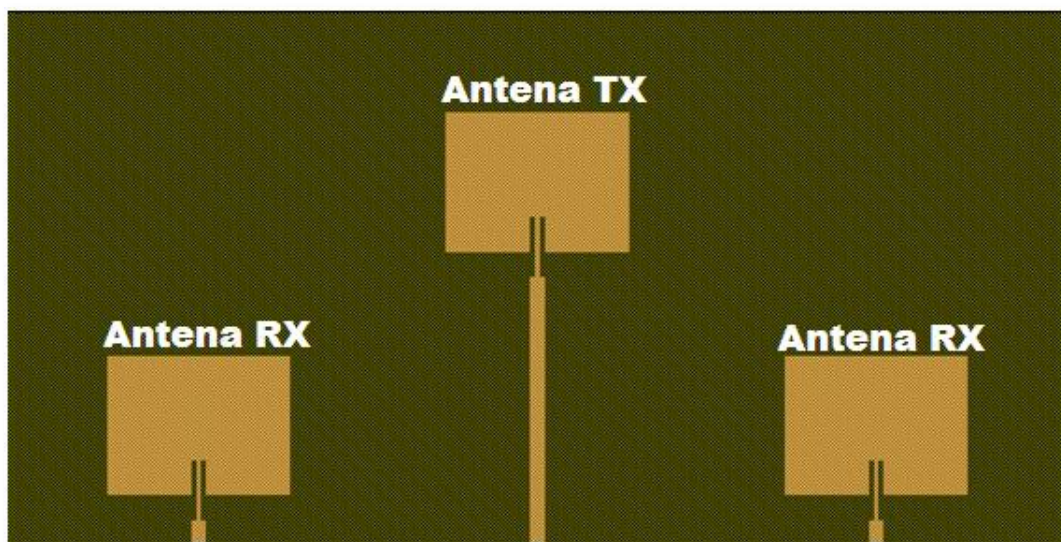


Figura 3.9. Layout de la placa que contiene las antenas.

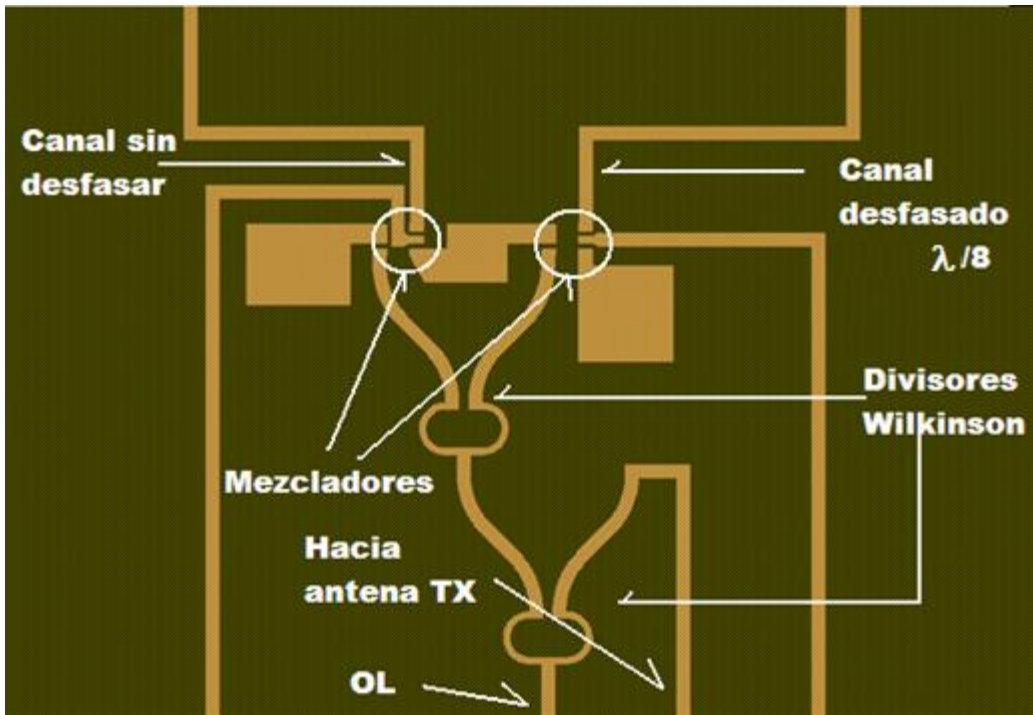


Figura 3.10. Layout de la placa que contiene los dos receptores.

### 3.4 Montaje real del sistema

Una vez montado el sistema, el aspecto es el de las Figuras 3.20, 3.21, 3.22, 3.23 y 3.24.

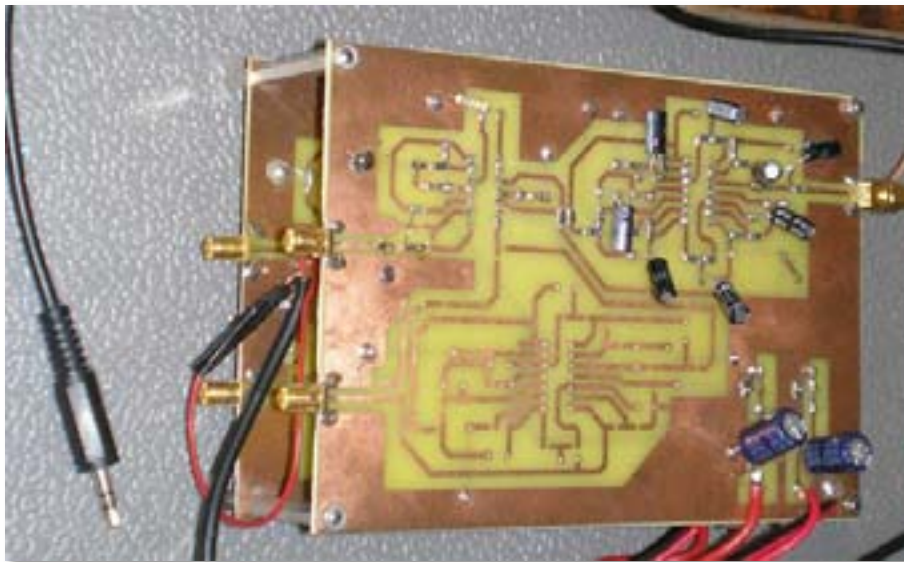
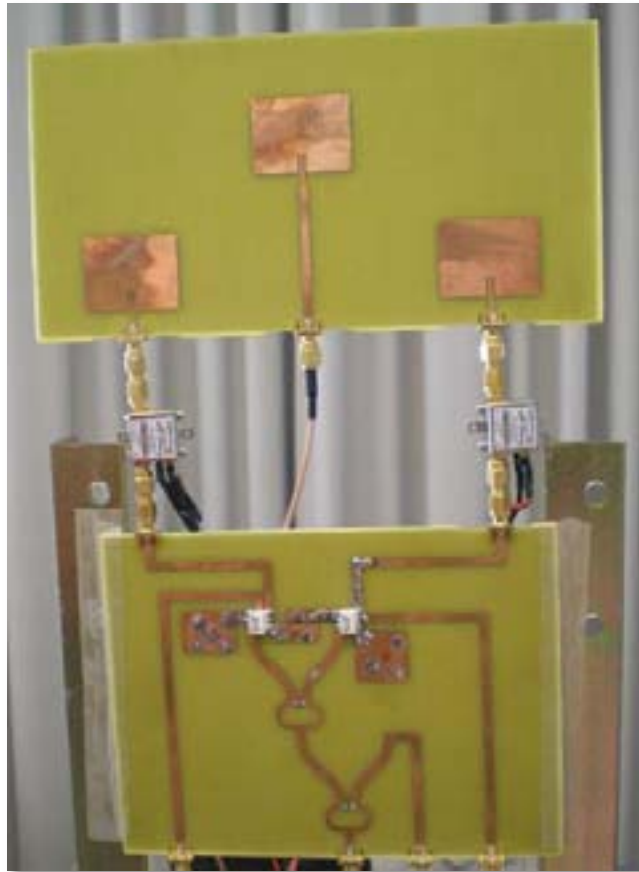


Figura 3.22. Vista del circuito de baja frecuencia consistente en filtros y amplificadores. Nótese el conector Jack 3.5 mm que se utiliza como entrada en la tarjeta de sonido del PC para la posterior conversión A/D y procesado de los datos [1].



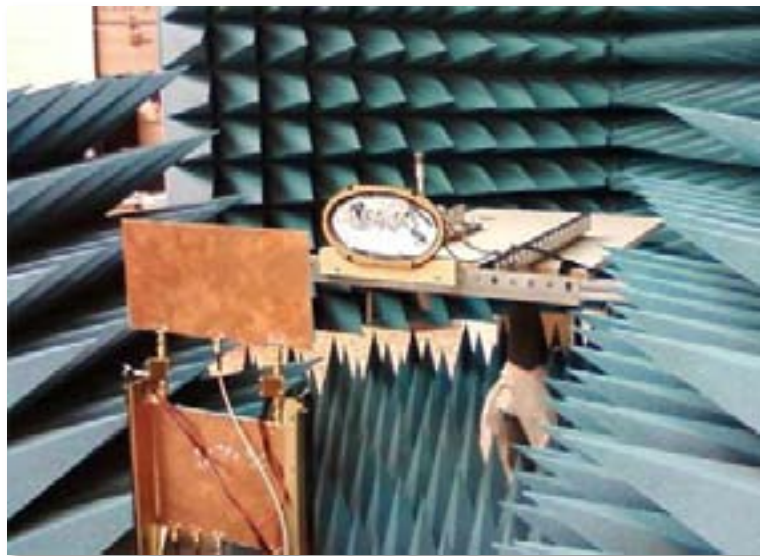
**Figura 3.20.** Fotografía del montaje de la topología con receptores desfasados, vista del circuito y antenas. Véase la longitud mayor en una de las líneas de recepción de la placa inferior. Entre antenas y receptores se pueden observar los amplificadores de bajo ruido.



**Figura 3.21.** Vista del blanco, consistente en un altavoz recubierto de papel de aluminio para aumentar su sección recta. Este blanco replicará el corazón humano, en las medidas en las cuales se requiere de precisión en la distancia radar-blanco.



**Figura 3.23.** Fotografía del montaje de la topología con líneas desfasadas, vista general. A la izquierda de la fotografía se puede observar el PC encargado de capturar los datos y procesarlos. Véase también todo el recubrimiento de antenas y blanco con absorbente de microondas de color azul. En el carrito del centro de la fotografía también se puede ver el osciloscopio de referencia (parte superior del carrito) y el generador de funciones para OL (parte inferior del carrito).



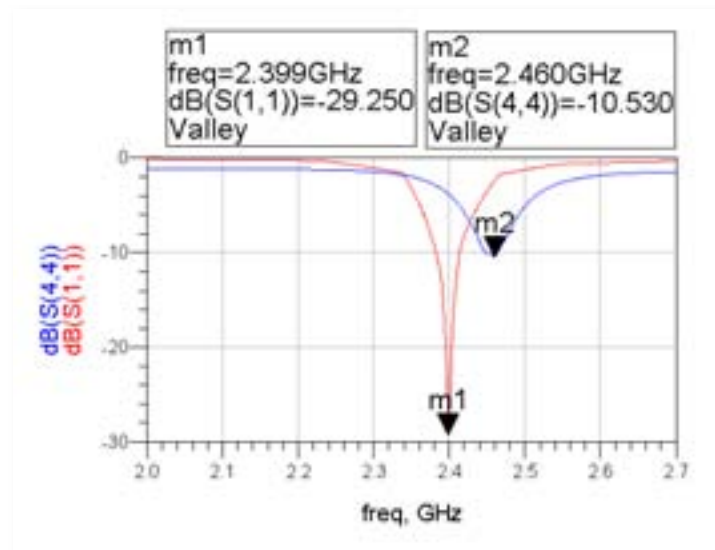
**Figura 3.24.** Fotografía del montaje de la topología con líneas desfasadas, detalle del camino blanco-radar. Se pueden ver las guías metálicas sobre las que se desplaza el altavoz que se utiliza como blanco, para variar la distancia blanco-radar de forma precisa.

### 3.5 Caracterización de las antenas fabricadas

Para la caracterización, se utiliza un analizador de redes modelo E5062A de la marca Agilent Technologies para medir la respuesta frecuencial de los circuitos y compararla con las simulaciones de los mismos. Las medidas se guardan en ficheros en formato *TouchStone*, para después cargarla mediante el programa de simulación y compararlos al diseño. Se ha medido la adaptación de las tres antenas por separado.

#### 3.5.1 Antena de transmisión

Utilizando el programa “Advanced Design System / Momentum” de “Agilent”, se simula la respuesta de la antena y se compara con la obtenida mediante el analizador de redes, como se puede ver en la *Figura 3.11*.

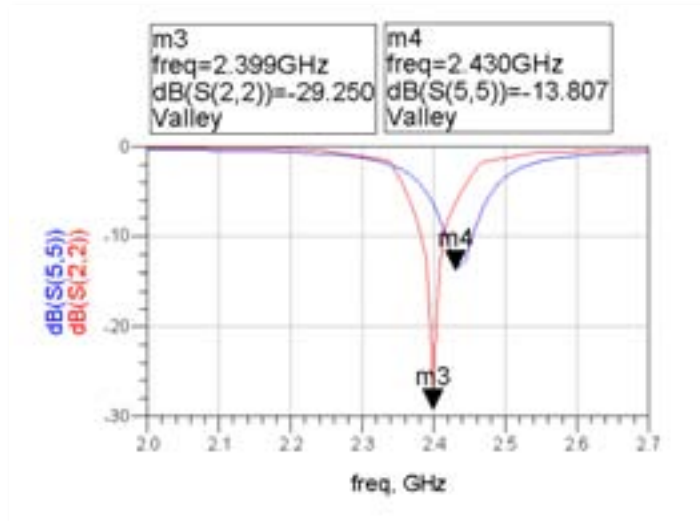


**Figura 3.11.** Comparación entre la simulación (rojo) y la medida real (azul) de la respuesta frecuencial de la antena de transmisión.

Se observa en la *Figura 3.11* un ligero desplazamiento respecto lo que se esperaría. Este efecto es debido principalmente al proceso de fabricación de la placa, el cual no dispone de la misma precisión que la simulación de la misma, así como a inhomogeneidades del sustrato de fibra.

#### 3.5.2 Antena de recepción derecha

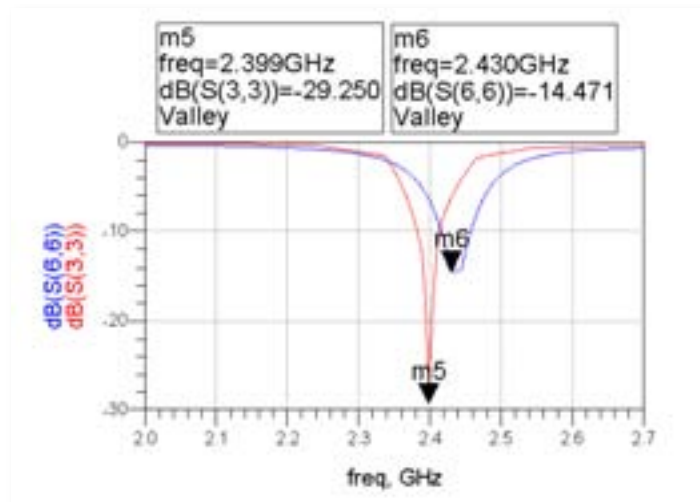
Entendiendo por antena derecha la vista desde la perspectiva de las antenas hacia el blanco, indicada como “2” en la *Figura 3.2*, veremos la respuesta frecuencial para la misma respecto la simulación en la *Figura 3.12*. Como se puede comprobar, en este caso la antena sufre un ligero desplazamiento de 0.03 GHz.



**Figura 3.12.** Comparación entre la simulación (rojo) y la medida real (azul) de la respuesta frecuencial de la antena de recepción derecha.

### 3.5.3 Antena de recepción izquierda

Por último, se presenta en la *Figura 3.13* la medida de la adaptación de la antena “3” en la *Figura 3.2* y se compara con el valor simulado. Está ligeramente desplazada de 2.4 GHz como la antena de recepción derecha de la sección 3.5.2. Se observa, pues, que 2.43 GHz es una frecuencia adecuada para las tres antenas. En consecuencia, se decide trabajar a esta frecuencia (perfectamente dentro de la banda libre ISM).



**Figura 3.13.** Comparación entre la simulación (rojo) y la medida real (azul) de la respuesta frecuencial de la antena de recepción izquierda.

### 3.6 Medidas y resultados

Para obtener datos fiables para todas las medidas, se utiliza un **altavoz alimentado con una onda senoidal de 5 Hz con 5 Vpp de amplitud** con recubrimiento metálico para aumentar su sección recta (RCS), que simulará el movimiento realizado por los latidos de un corazón humano (sería inviable realizar estas medidas con personas).

Una vez montado el sistema, se tomarán las medidas de amplitud de la señal detectada para ambos canales, observando si los ceros de detección son máximos en el otro canal y viceversa.

Se tomarán las medidas en pasos de **1 mm** para una distancia desde el plano de las antenas hasta el blanco que variará de **360 mm** a **430 mm**. La distancia se ha escogido de forma arbitraria puesto que ya se ha demostrado el comportamiento periódico del sistema.

Debemos recordar que la distancia entre ceros consecutivos de un mismo canal debe ser el valor que se calcula en (3.1):

$$\frac{\lambda}{4} = \frac{c}{4f} = \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot 2.43 \cdot 10^9} = 0.0308642 \text{ m} = \mathbf{30.8642 \text{ mm}} \quad (3.1)$$

Por lo que respecta a las gráficas que se irán mostrando, su obtención se explica en el capítulo 9.

#### 3.6.1 Respuesta frecuencial para casos puntuales

Antes de mostrar las gráficas de amplitud de detección en función de la distancia mostraremos una medida típica en función de la frecuencia para ambos canales, como se puede observar en la *Figura 3.14*, para una distancia en qué un canal esté en una posición de máximo y el otro en una posición de mínimo, en concreto **400 mm**.

Se observa cómo el máximo se encuentra en 5 Hz, como se esperaba. Lo que se hará para dibujar las gráficas de las siguientes secciones de este capítulo será obtener el máximo de esta función para todas las distancias. También se observa que los “ceros” de detección no son realmente ceros, sino mínimos, ya que se puede ver como el pico a 5 Hz es detectable por el canal que está en el mínimo, aunque con una amplitud muy débil.

En la *Figura 3.15* se muestra la misma medida pero en el caso opuesto, es decir, cuando el otro canal está en el máximo.

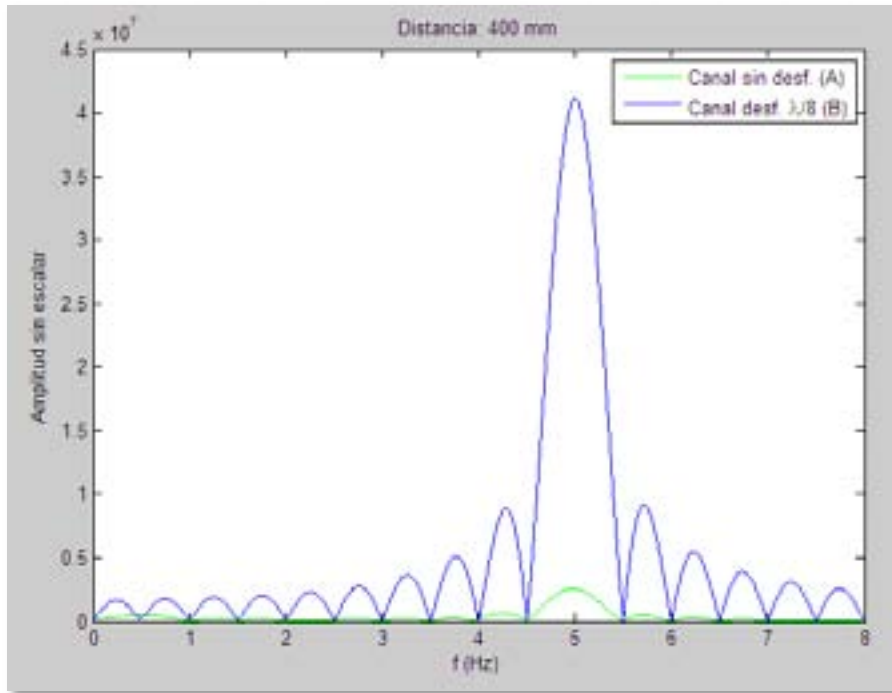


Figura 3.14. Amplitud de ambos canales para una distancia de 400 mm.

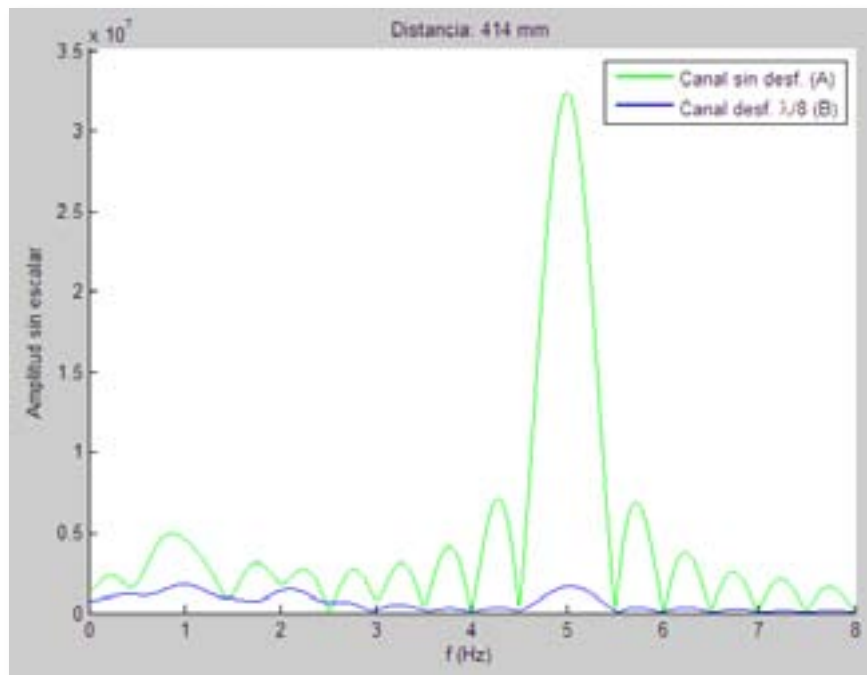
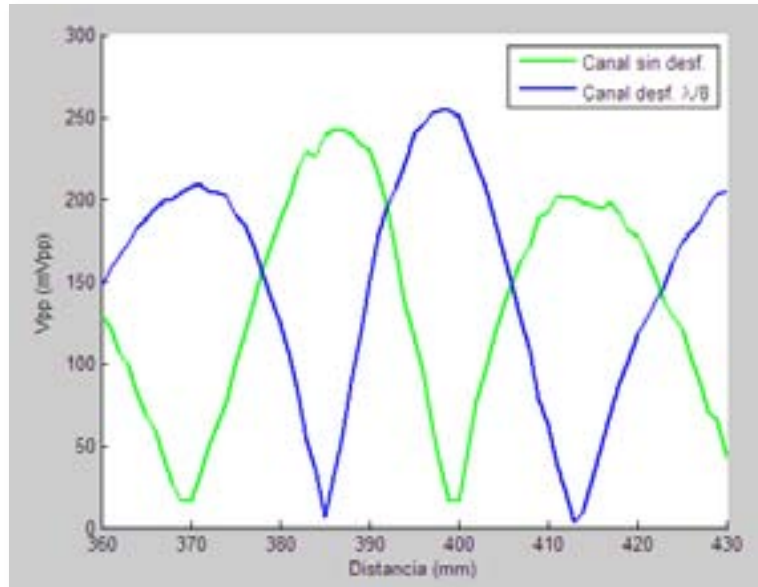


Figura 3.15. Amplitud de ambos canales para una distancia de 414 mm.

### 3.6.2 Amplitud en función de la distancia

La *Figura 3.16* muestra la amplitud de cada canal en mVpp (milivoltios pico a pico) en función de la distancia en mm, de la misma forma que se podía ver de forma teórica en la *Figura 2.4*. No se considera la suma de ambos canales aún.



**Figura 3.16.** Amplitud de los canales con y sin desfase en función de la distancia.

Como se puede observar, cuando uno de los canales se encuentra en un máximo de recepción el otro se encuentra en un mínimo. Cogiendo valores concretos de máximos y mínimos en el canal sin desfase tenemos lo siguiente:

- Mínimo en 370 mm
- Máximo en 386 mm
- Mínimo en 400 mm
- Máximo en 413 mm

Si calculamos la separación entre dos ceros consecutivos del mismo canal:

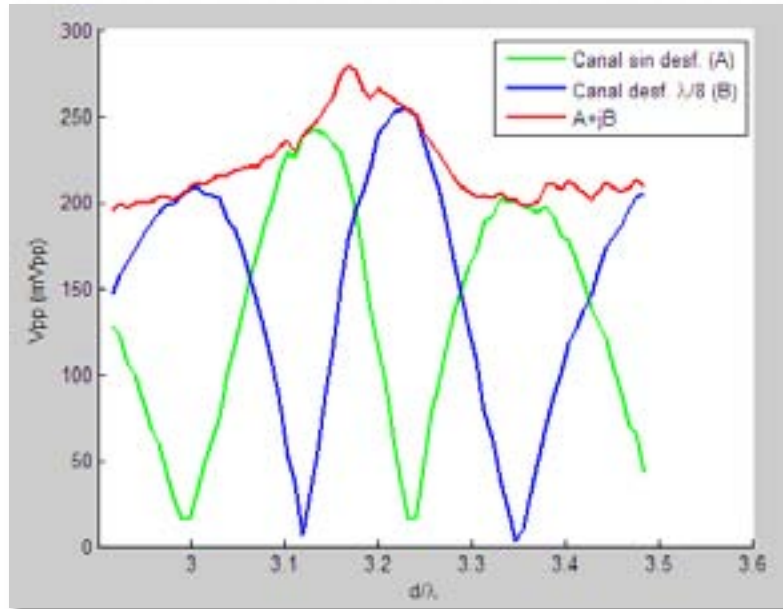
$$Sep. real = 400 - 370 = 30 \text{ mm} \cong 30.8642 \text{ mm} \quad (3.2)$$

Se puede observar cómo los ceros de canales únicos para las medidas tomadas (3.2) están muy cerca de los valores teóricos (3.1). Además, confirma las *Figuras 3.14* y *3.15*, donde un canal estaba en un máximo y el otro en un mínimo para una distancia determinada.

Dado que la correspondencia es prácticamente idéntica a la de la *Figura 2.4*, se demuestra experimentalmente que esta topología puede ser utilizada para anular el efecto de los ceros de detección.

### 3.6.3 Amplitud en función de $d/\lambda$ , con la suma de ambos canales

A continuación se muestra en la *Figura 3.17* la gráfica para una distancia normalizada respecto a la longitud de onda a la frecuencia del oscilador local a la que estamos trabajando (2.43 GHz, como se concluye en la sección 3.5.3), incluyendo la suma de ambos canales.



**Figura 3.17.** Amplitud de los canales con y sin desfase en función de  $d/\lambda$  y suma de canales.

Se puede ver una separación de aproximadamente  $0.126\lambda$  ( $\sim \lambda/8$ ) entre los dos primeros mínimos, como hemos comprobado numéricamente en la medida anterior, por lo que se puede decir que ambos canales están separados como debiera.

Por otra parte, se observa cómo el nivel de amplitud detectado siempre es igual o mayor que el de cualquiera de los máximos, por lo que se puede decir que en condiciones normales la detección sería posible para cualquier distancia, sin importar la separación a la que se encuentre el blanco.

### 3.6.4 Amplitud con niveles normalizados y $d/\lambda$

Dado que el objetivo es estudiar los mínimos en función de la distancia, y cómo obtener una amplitud constante mediante dos antenas, se trabajará con escalas que no mostrarán niveles de tensión sino la variación respecto al máximo absoluto que detectamos. La gráfica se puede ver en la *Figura 3.18*.

De dicha gráfica (*Figura 3.18*) podemos sacar la conclusión de que el nivel de detección **no baja del 70%** respecto al máximo para la suma de los dos canales independientemente de la distancia a la que se encuentre el blanco, por lo que se corrobora lo que se ha dicho anteriormente sobre la viabilidad de la topología para evitar el problema de ceros de detección.

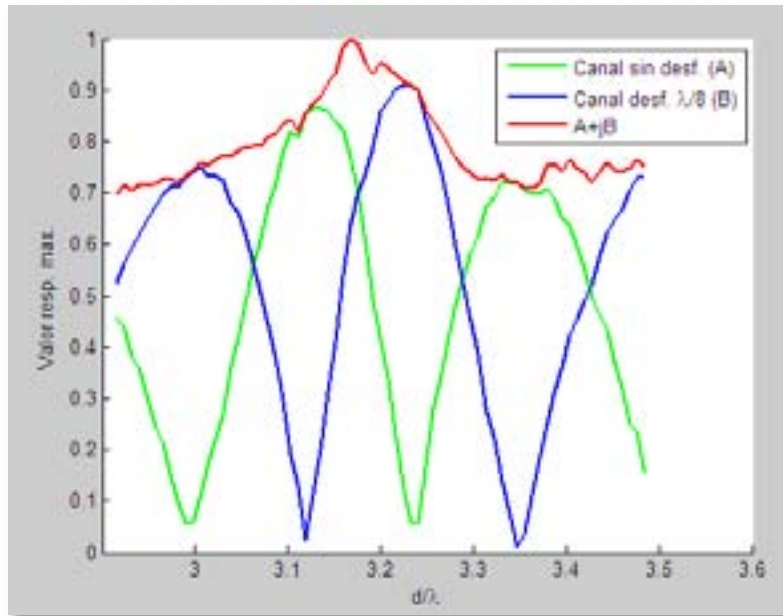


Figura 3.18. Diferencia de amplitud entre los canales respecto el máximo, en función de  $d/\lambda$ .

### 3.6.5 Comparación con las simulaciones

En la Figura 3.19 se muestra la superposición de las simulaciones y las medidas.

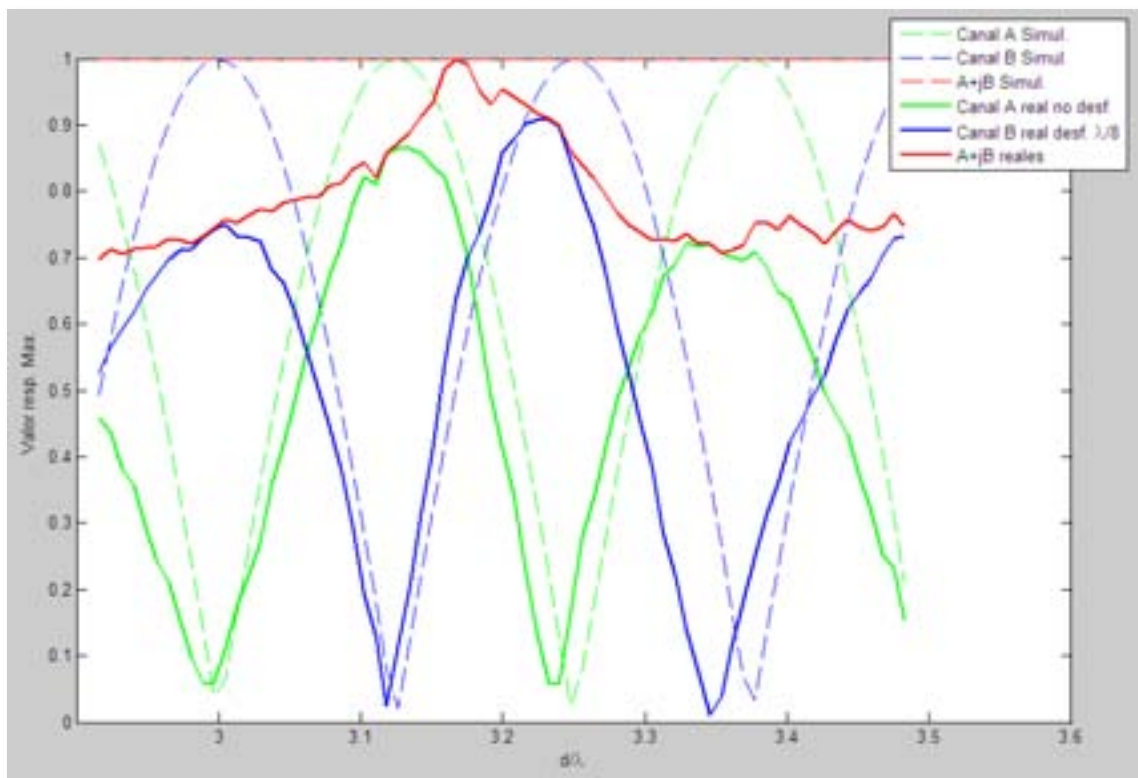


Figura 3.19. Comparación entre los resultados obtenidos por el simulador y las medidas.

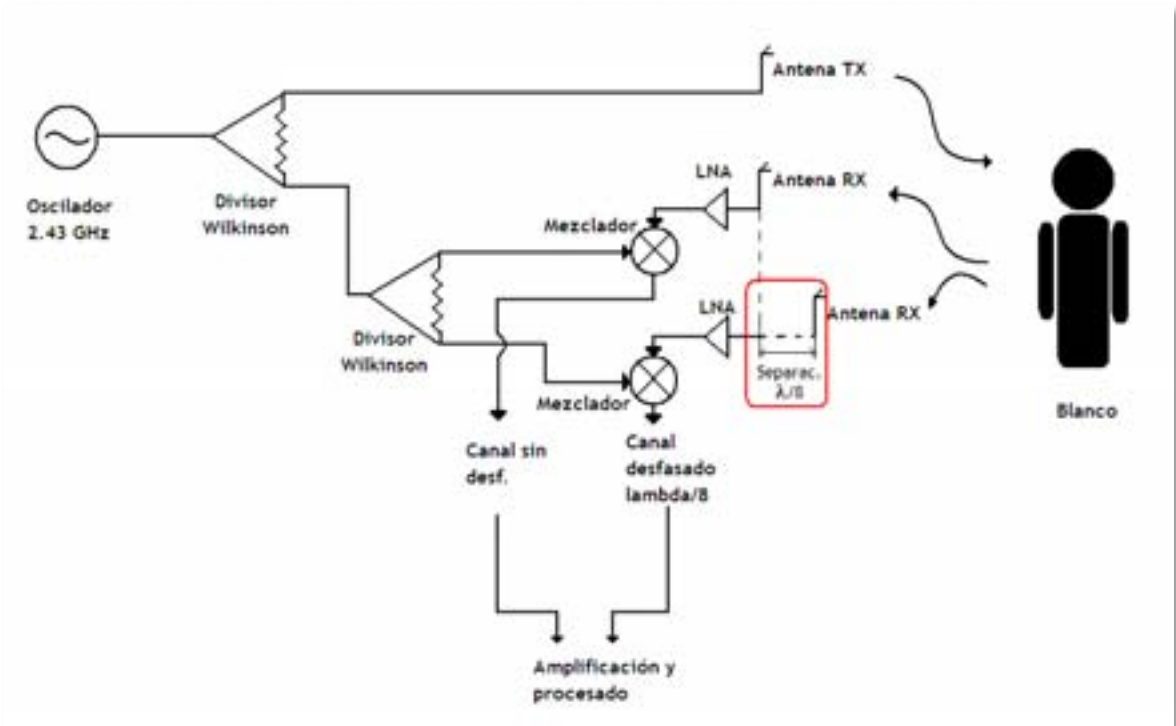
La correspondencia entre ceros es muy similar a la obtenida en las simulaciones, por lo que el sistema se comporta como se esperaría. Sin embargo, se observa un efecto de variación de amplitud máxima para las medidas reales, provocando que la curva no sea una recta (caso ideal sin tener en cuenta las pérdidas de propagación) o decreciente (caso real, decrementando la potencia recibida a medida que aumenta la distancia). Dicho efecto se explicará en el capítulo 6.

### **3.7 Referencias bibliográficas**

[1] F. Peiró, “Radar doppler amb detecció I/Q per monitorització remota de senyals vitals a 2.4 GHz”, ETSE-DEEEA (URV), 2009.

## 4 Topología 2: Antena desplazada $\lambda/8$ en recepción

Esta topología es similar a la presentada en el capítulo anterior, pero en lugar de tener un desfase en el mismo circuito, se separará una de las antenas de recepción físicamente para garantizar que una esté en máximo cuando la otra está en mínimo. El esquema del montaje en este segundo caso se puede observar en la *Figura 4.1*. Podemos ver esta topología como un receptor con diversidad espacial.



**Figura 4.1.** Esquema de la topología con desfase mediante antenas desplazadas. En color rojo se puede ver marcada la separación de una de las antenas.

Como se puede ver en la *Figura 4.1*, se trata del mismo receptor que se ha visto en el capítulo 3, con la única diferencia de tener un circuito con la misma longitud para ambos canales en recepción.

La separación entre antenas se realizará de forma manual, mediante varillas roscadas y tuercas de plástico para conseguir el desfase entre ambos canales, como se detallará en la sección 4.1.

### 4.1 Características generales del montaje

Los circuitos tanto de las antenas como del receptor estarán realizados en placas microstrip, de las mismas características que en el caso de la Topología 1 (capítulo 3).

Por lo que respecta a la disposición del circuito, tendremos el mismo caso que en la primera topología, con ligeros cambios:

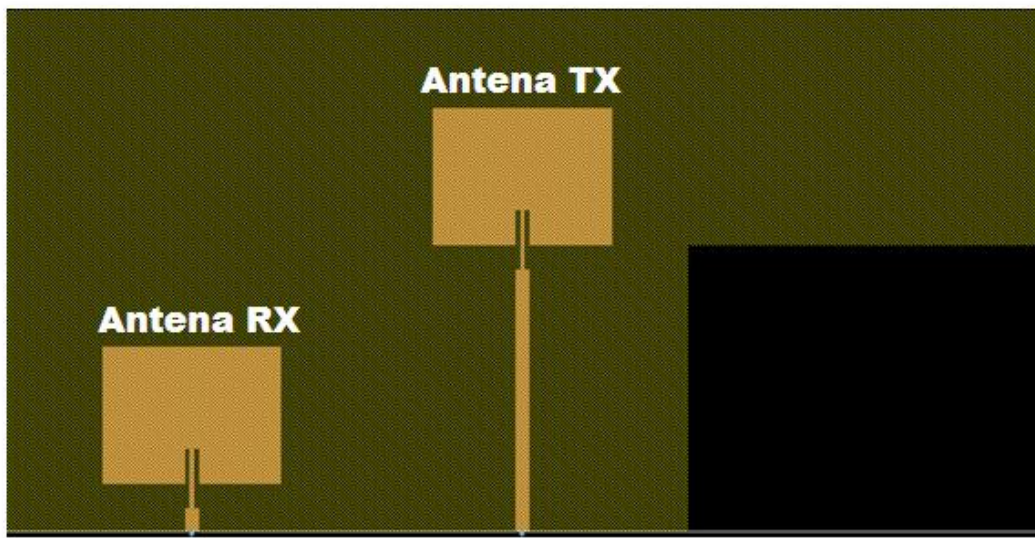
- Placa con una antena de recepción y la antena de transmisión.

- Placa separada con una única antena en recepción, con orificios para introducir las varillas de plástico y ajustar la distancia entre ésta y la placa con las otras dos antenas.
- Placa con el circuito receptor, idéntico al de la primera topología salvo en la longitud de las pistas desde los LNA hasta los mezcladores, que en este caso serán idénticas para ambos canales.

Por lo que respecta al resto de elementos, se utilizarán los mismos que en la primera topología. Finalmente, el estudio del acoplamiento entre antenas ya se ha realizado en la sección 3.2, así mismo como el diagrama de radiación, ganancia y eficiencia de las antenas parche, y, dado que la única diferencia radica en que una de las antenas estará separada de la superficie de la placa (es decir, estará más separada aún que en el primer caso), no es necesario volver a buscar la separación óptima.

#### 4.2 Layout de los circuitos a utilizar

A continuación en las *Figuras 4.2 y 4.3* se muestra el layout en ADS / Momentum de los circuitos a utilizar, con anotaciones indicativas.



**Figura 4.2.** Layout de la placa que contiene una de las antenas de recepción y la antena de transmisión.



**Figura 4.3.** Layout de la placa que contiene la antena de recepción a deslazar manualmente.

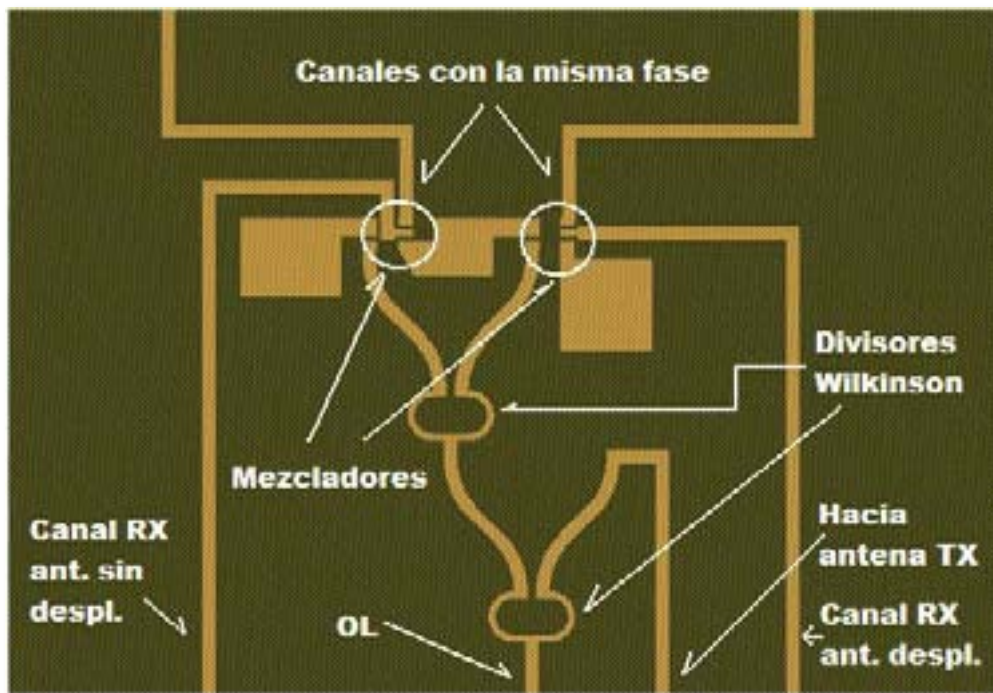
Como se puede observar, la antena que se desplazará manualmente iría colocada en la misma posición que en el caso de la placa de la primera topología, donde se ha dejado el espacio para ello.

Para calcular la **separación física de la antena** utilizaremos (4.1):

$$\frac{\lambda}{8} = \frac{c}{4f} = \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot 2.43 \cdot 10^9} = 0.015432 = \mathbf{1.5432 \text{ cm}}$$
(4.1)

Notar que hemos utilizado la longitud de onda en el aire, puesto que éste será el medio de transmisión en ese tramo. Esta separación se deberá ajustar mediante las **varillas de plástico roscadas**, considerando la distancia entre planos de las antenas.

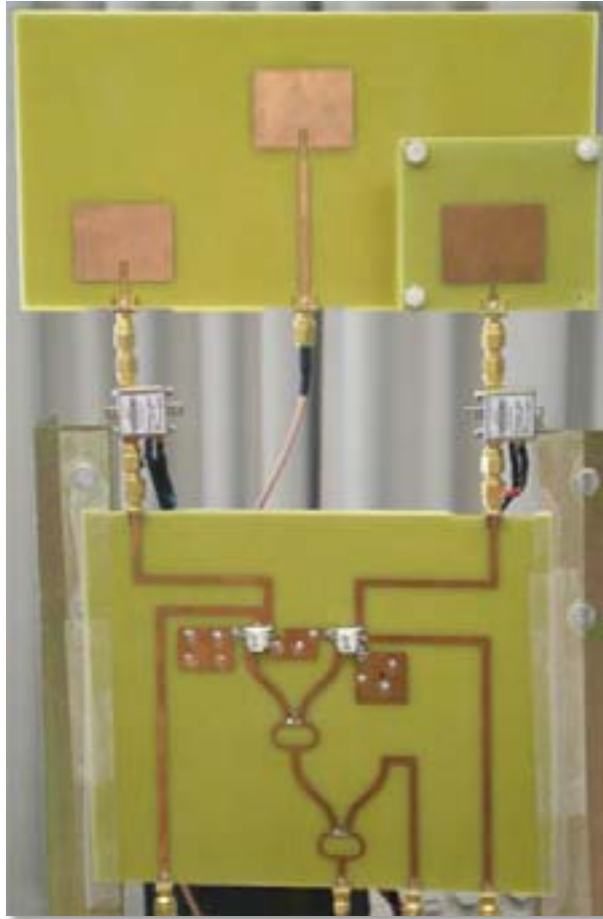
Finalmente, veremos en la *Figura 4.3* el circuito receptor para las nuevas antenas, que, como se ha indicado, está formado por dos receptores (dos canales) idénticos.



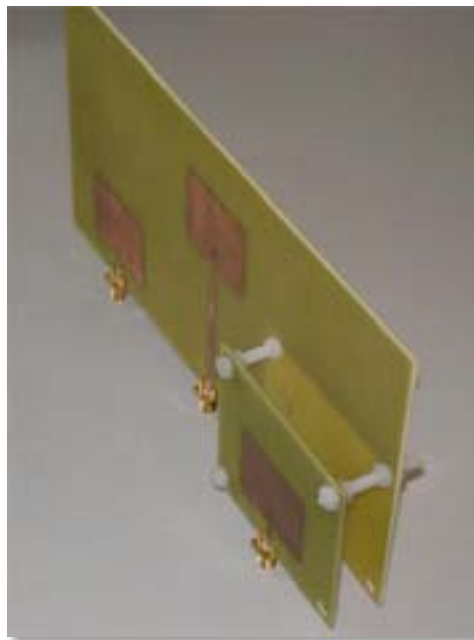
**Figura 4.3.** Layout de la placa que contiene el circuito receptor sin desfase.

### 4.3 Montaje real del sistema

Se mostrarán distintas fotografías del montaje. En lo que respecta al recubrimiento con absorbente, montaje general y circuito de baja frecuencia, no hay cambios respecto al caso mostrado en el capítulo 3, por lo que se verán las fotografías con los nuevos circuitos, en las *Figuras 4.13 y 4.14*.



**Figura 4.13.** Fotografía del montaje de la topología con antenas desplazadas, vista frontal de los circuitos utilizados. Véase cómo hay la misma longitud entre ambas pistas en recepción, y cómo una de las antenas está colocada en un plano distinto al resto. El resto de elementos permanecen igual que en la Topología 1.



**Figura 4.14.** Fotografía del montaje de la topología con antenas desplazadas, detalle de la placa con las antenas. Se puede observar el desplazamiento realizado físicamente mediante las varillas de plástico roscadas, para conseguir un desfase entre ambas en recepción.

#### 4.4 Caracterización de los circuitos reales

Idénticamente a la sección 3.5, se han medido las tres antenas que componen este radar. En las Figuras 4.4, 4.5 y 4.6 se muestran las comparaciones entre simulación y medida de las antenas transmisora y receptoras respectivamente. En todos los casos se observa un ligero desplazamiento en frecuencia, tal y como se observó y explicó en la sección 3.5.

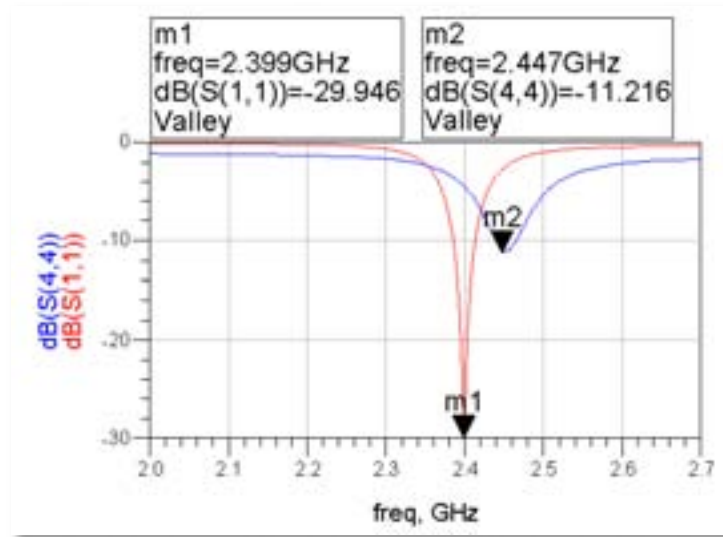


Figura 4.4. Comparación entre las medidas (azul) y la simulación (rojo) para la antena de transmisión central.

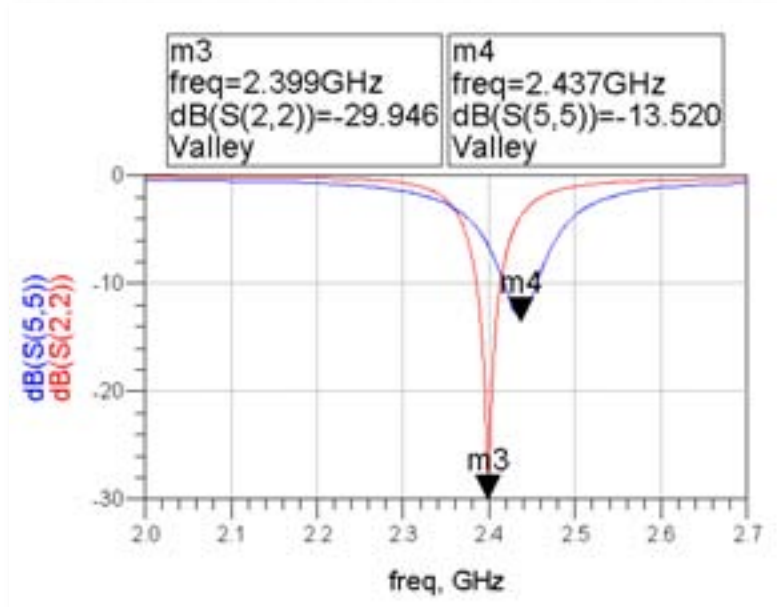
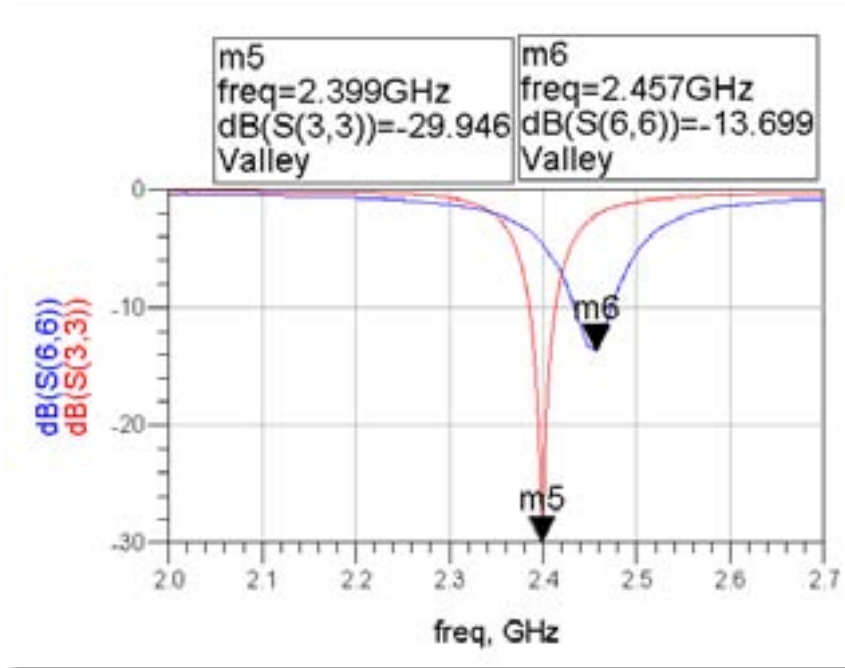


Figura 4.5. Comparación entre las medidas (azul) y la simulación (rojo) para la antena de recepción derecha, sin desplazar.



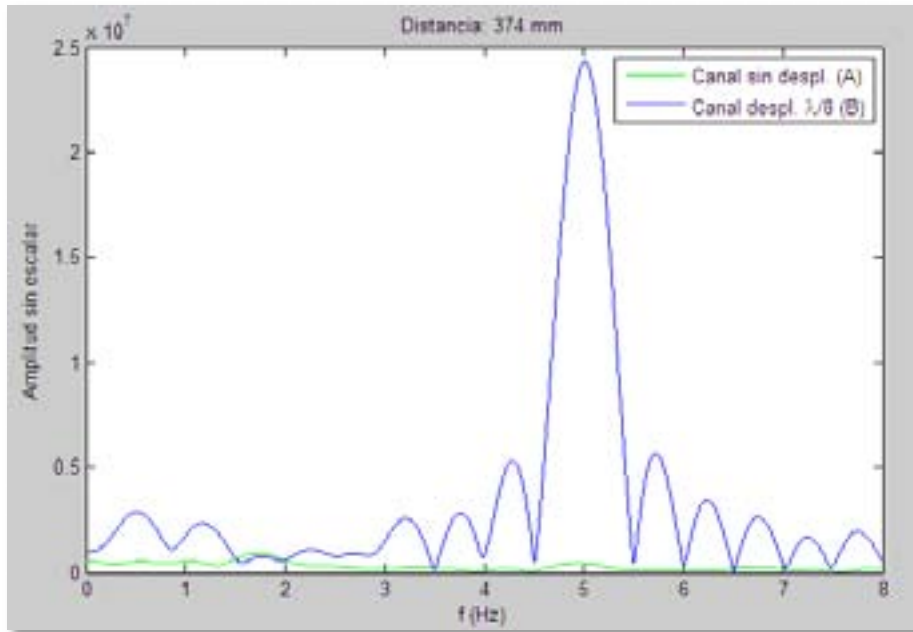
**Figura 4.6.** Comparación entre las medidas (azul) y la simulación (rojo) para la antena de recepción izquierda (desplazada).

## 4.5 Medidas y resultados

Se utilizará como blanco el mismo que en la primera topología (capítulo 3), es decir, un altavoz con recubrimiento metálico para aumentar la sección recta alimentado a 5 Vpp y a 5 Hz. Las distancias que se tomarán serán de 340 a 423 mm, manteniendo las condiciones de la primera topología, con el único cambio de la antena desplazada. Recordemos también que la **separación entre dos ceros consecutivos** del mismo canal debe ser de  $\lambda/4$ , es decir, **30.8642 mm**. Por lo tanto, entre **dos ceros de distintos canales** deberá haber una separación de  $\lambda/8$ , es decir, **15.4321 mm**.

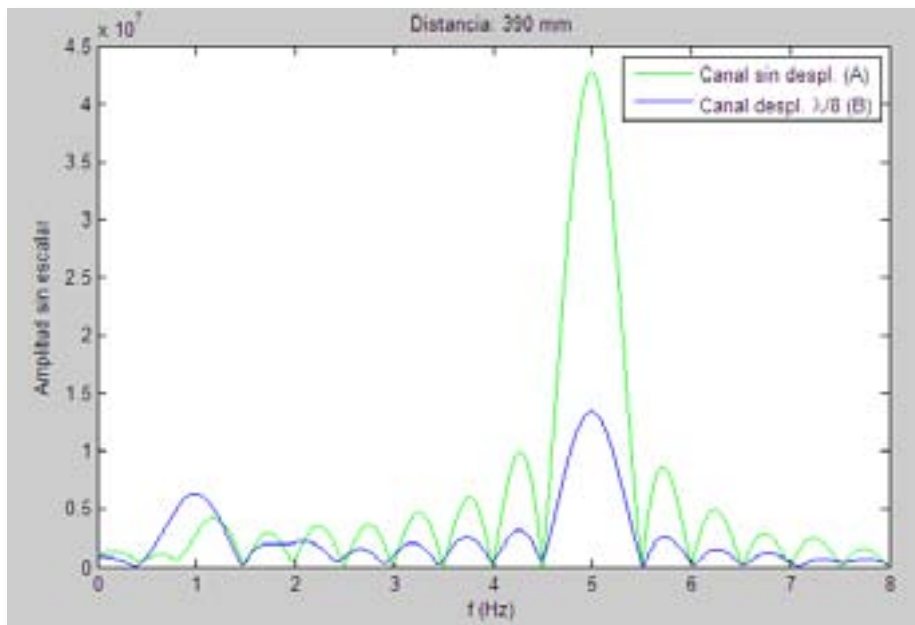
### 4.5.1 Respuesta frecuencial para casos puntuales

Como en el caso anterior, primero mostraremos en la *Figura 4.7* una medida típica en el dominio de la frecuencia para ambos canales, considerando un caso donde uno es máximo y el otro mínimo. Se observa cómo esta topología también tiene un mínimo de detección en un canal mientras el otro está en máximo. El máximo se encuentra de nuevo en 5 Hz, la frecuencia a la que se está haciendo oscilar el altavoz.



**Figura 4.7.** Amplitud de ambos canales para una distancia de 374 mm.

Desplazándonos  $\lambda/8$ , iremos hasta la situación opuesta, donde el máximo estará en el canal sin desplazar y el mínimo en el canal con la antena desplazada, como podemos ver en la *Figura 4.8*. Se puede ver cómo ahora está detectando el otro canal. Notar que, sin embargo, el canal de la antena desplazada no está en el mínimo absoluto en comparación con la figura anterior. En las sucesivas secciones se explicará este efecto.



**Figura4.8.** Amplitud de ambos canales para una distancia de 390 mm.

#### 4.5.2 Amplitud en función de la distancia

Se mostrará la amplitud máxima de cada canal (que debe estar a 5 Hz, como hemos visto en las Figuras 4.8 y 4.8) para cada distancia, desde 360 a 423 mm, en pasos de 1 mm, como se puede observar en la Figura 4.9. Se puede ver cómo hay cierta correspondencia entre máximos y mínimos pero ésta no es igual de óptima que en la primera topología. Tomamos valores concretos en ambos canales:

- Canal antenna sin desplazar:
  - Mínimo en 374 mm
  - Máximo en 390 mm
  - Mínimo en 402 mm
  - Máximo en 418 mm
  
- Canal antenna desplazada  $\lambda/8$ :
  - Máximo en 374 mm
  - Mínimo en 386 mm
  - Máximo en 398 mm
  - Mínimo en 415 mm

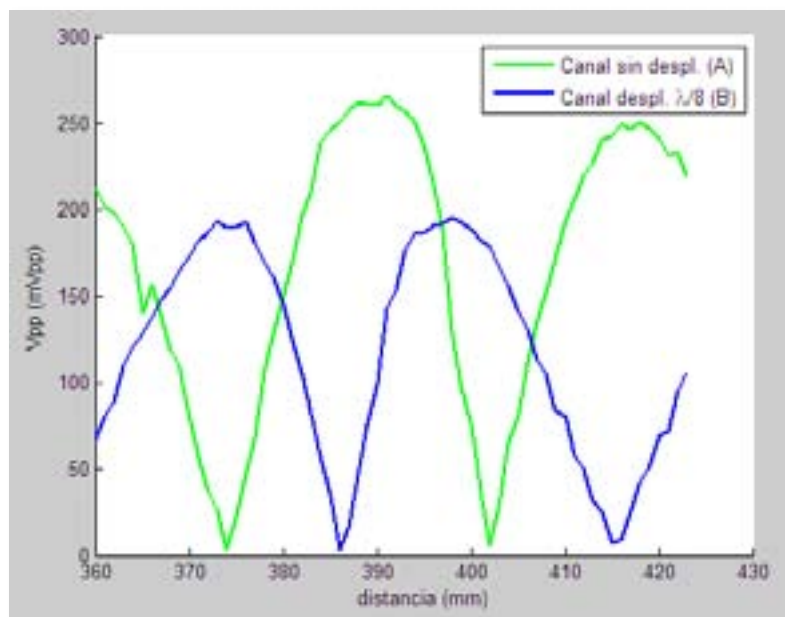


Figura 4.9. Amplitud de los canales con la antenna desplazada y sin desplazar en función de la distancia.

Se observa como para el canal sin desplazar la distancia entre máximos y mínimos oscila entre 12 y 15 mm, y para el canal de la antenna desplazada la distancia varía entre 12 y 17 mm.

El valor debería ser de 15 mm aproximadamente para todos los casos (es decir, 30 mm aproximadamente de separación entre ceros consecutivos). Además, estas variaciones provocan que los máximos y mínimos respecto ambos canales no estén completamente alineados, haciendo que **el nivel de detección general no sea igual de óptimo para todas**

las distancias, pero sí sea posible detectar en todas las distancias puesto que no hay ceros absolutos ni una superposición completa de las gráficas de distintos canales.

Es precisamente por esto por lo que en la gráfica de la *Figura 4.8* se veía cómo a la distancia de 390 mm el canal desplazado no estaba completamente en el mínimo como le correspondería.

#### 4.5.3 Amplitud en función de $d/\lambda$ , con la suma de ambos canales

Como se ha hecho con la primera topología, se mostrará en la *Figura 4.10* la gráfica de ceros de detección pero considerando una distancia normalizada respecto la longitud de onda en el aire y considerando la suma de ambos canales.

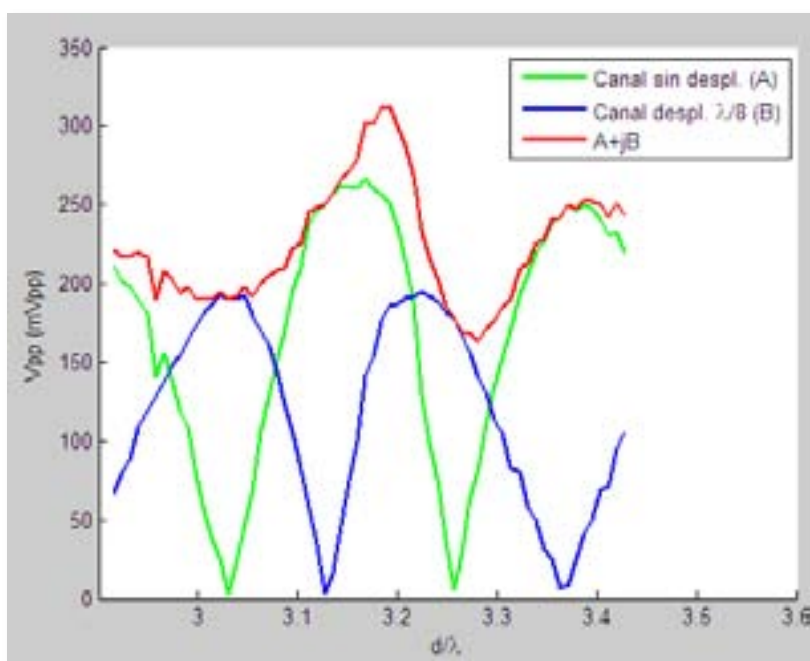


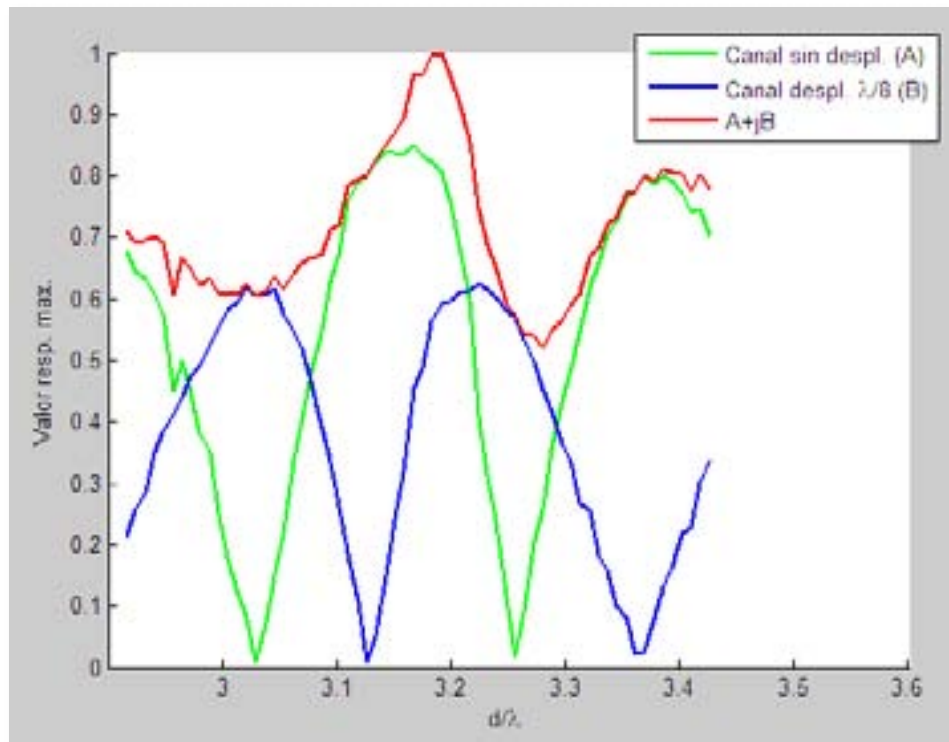
Figura 4.10. Amplitud de los canales con y sin desplazamiento de antena en función de  $d/\lambda$ .

Se puede ver una separación de  $0.098\lambda$  entre los dos primeros ceros (de ambos canales, es decir, entre 3 y  $3.2\lambda$ ), una separación de  $0.129\lambda$  entre el segundo y tercer cero, y finalmente una separación de  $0.106\lambda$ . Recordemos que la separación debería ser  $\lambda/8$ , es decir,  $0.125\lambda$ , pero en algunos casos es mayor y en otros menor, pero siempre alrededor de este valor teórico.

Este ligero desbalance provoca lo que se puede ver en la curva de color rojo (suma de ambos canales), que en lugar de aproximarse a una constante oscila. Sin embargo, no será un problema significativo a tener en cuenta, tal como veremos a continuación.

#### 4.5.4 Amplitud con niveles normalizados y $d/\lambda$

Igual que en la primera topología, en la *Figura 4.11* se mostrará la gráfica de la amplitud máxima de ambos canales (a 5 Hz) en función de  $d/\lambda$  pero normalizando los niveles respecto el máximo detectado. Recordemos que el objetivo principal del proyecto es aproximar la detección global a este máximo, es decir, evitar el efecto de los ceros de detección mediante la topología.



**Figura 4.11.** Diferencia de amplitud entre los canales respecto al máximo, en función de  $d/\lambda$ .

Como se puede ver en la *Figura 4.11*, los resultados no son tan óptimos como en el caso del desfasamiento mediante el circuito receptor, donde no bajaban del 70%, pero **la topología sigue siendo válida**, puesto que **los niveles no bajan del 50%** en el peor caso medido y, a pesar del ligero desplazamiento, se sigue evitando completamente el problema de ceros.

#### 4.5.5 Comparación con las simulaciones

El resultado de la comparación de las medidas con la simulación se puede ver en la *Figura 4.12*. Como en el caso anterior, no hay que tener en cuenta las amplitudes máximas entre simulación y medidas reales, puesto que se explicará más adelante por qué hay esta variación.

Por lo que respecta a la posición de los ceros y máximos, se puede observar cómo la posición de los ceros es bastante próxima a lo que se esperaría, pero son los máximos los que no están correctamente alineados. El hecho de que **el segundo máximo del canal con desplazamiento en la antena (“Canal B real”)** no esté exactamente donde debería estar

(en  $3.25\lambda$ , y está en  $3.2\lambda$ ) ha provocado la ligera variación del nivel de detección hasta el 50% comentado en la sección anterior.

A pesar de las diferencias de amplitud, se observa un comportamiento bastante similar a lo que se esperaría según el desarrollo teórico, y se comprueba como la topología es válida para cancelar el problema de ceros.

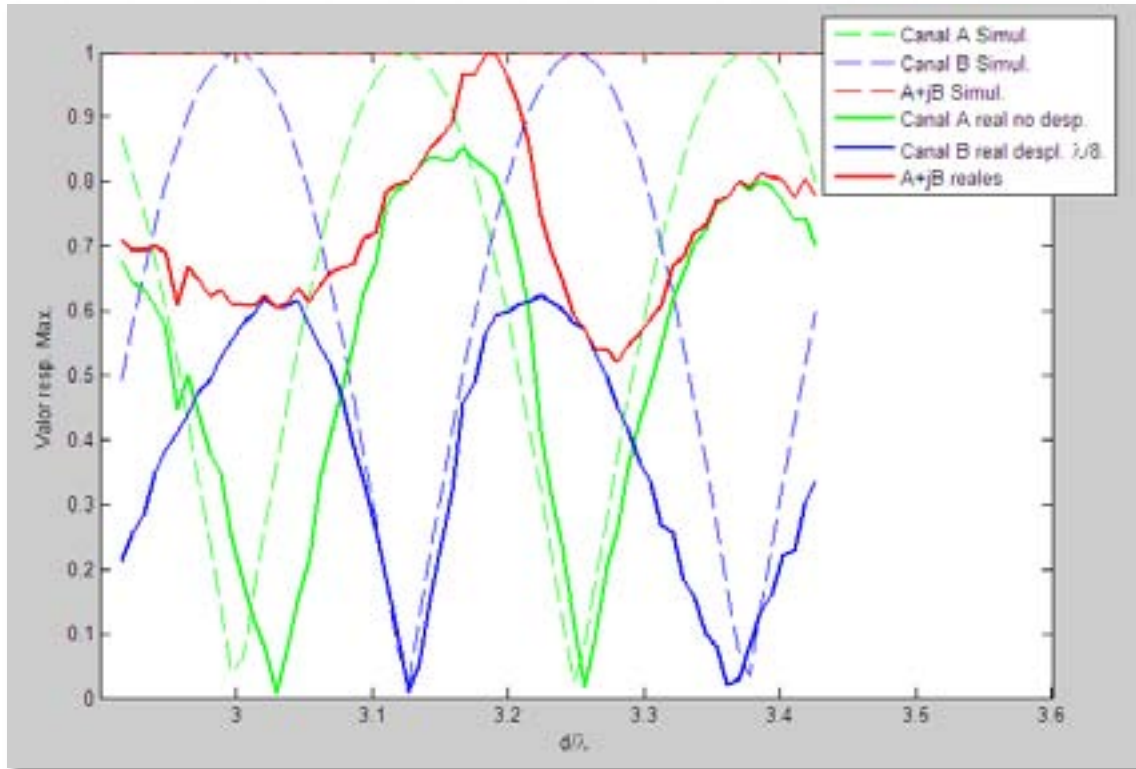


Figura 4.12. Comparación entre los resultados obtenidos por el simulador y las medidas.

## 5 Consideraciones a tomar cuando se trabaja en una topología con dos antenas en recepción

### 5.1 Introducción al problema derivado del uso de dos antenas

Las topologías propuestas que utilizan dos antenas en recepción podrían tener un problema si la distancia entre el blanco y las dos antenas no es la misma para ambas. En dicha situación, nos encontraríamos en que no se puede garantizar un desfase de  $\lambda/8$  entre los canales, provocando que las gráficas de ceros se puedan solapar y, por tanto, anular la detección en ambos canales para una distancia concreta.

Supongamos una situación como la de la *Figura 5.1*. Se puede observar el blanco desplazado con una inclinación  $\theta$  hacia la derecha respecto la normal del plano que contiene las dos antenas, y que es precisamente la distancia que hemos considerado entre radar y blanco.

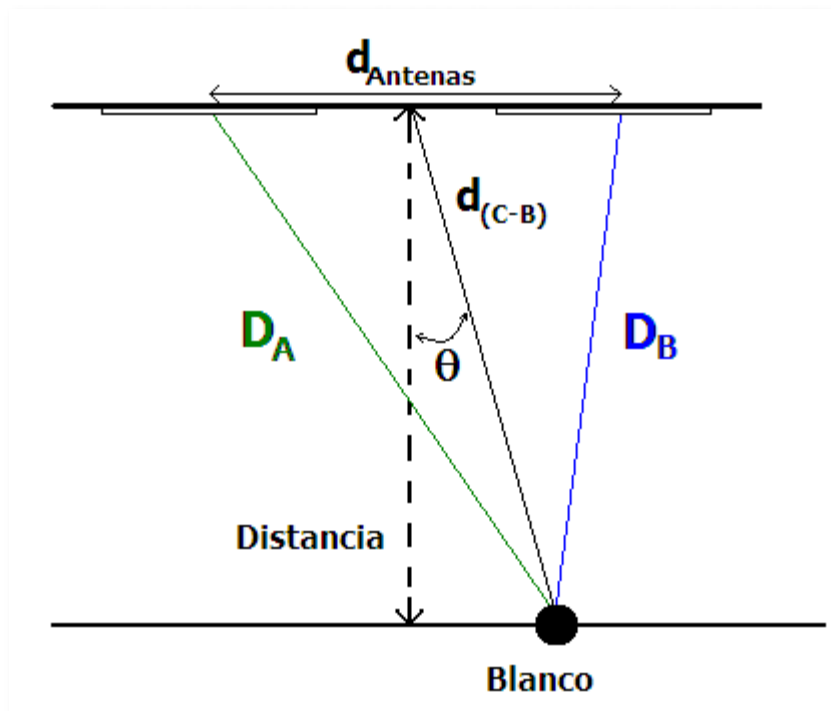


Figura 5.1. Esquema del movimiento del blanco horizontalmente respecto las antenas.

En caso de que el blanco se encuentre en el punto medio, sobre la normal, se observa cómo la distancia hacia cualquiera de las dos antenas ( $D_A$ ,  $D_B$ ) es la misma, y la diferencia de fase entre las señales estará únicamente en la topología en concreto, es decir, los casos que se han tenido en cuenta para el estudio de las topologías. Como se puede ver, sería el caso en que el ángulo  $\theta = 0^\circ$ .

Sin embargo, si este ángulo aumenta, la distancia entre blanco y cada una de las antenas variará, haciendo que no llegue la señal reflejada con la misma fase. En el caso límite, llegaría con un desfase  $\lambda/8$ , que, considerando el desfase de  $\lambda/8$  ya presente entre

canales provocaría que las gráficas de detección en función de la distancia se solaparan completamente y la topología no pudiera detectar la señal en algunos puntos.

Se modificará el simulador de la sección 2.4 para que tenga en cuenta esta diferencia entre las distancias a A y B ( $D_A$ ,  $D_B$ ), calculable ya que conocemos la distancia entre centros de antenas ( $d_{Antenas}$ ). Calcularemos la distancia a la primera antena como (5.2), a partir de:

$$d_{(Centro-Blanco)} = d_{(C-B)} = \frac{Distancia}{\cos(\theta)} \quad (5.1)$$

$$D_A = \sqrt{d_{(C-B)}^2 + \left(\frac{d_{Antenas}}{2}\right)^2 - 2 \cdot d_{(C-B)} \cdot \frac{d_{Antenas}}{2} \cdot \cos(90^\circ + \theta)} \quad (5.2)$$

Para calcular el otro canal, simplemente se tendrá que tener en cuenta el caso opuesto:

$$D_B = \sqrt{d_{(C-B)}^2 + \left(\frac{d_{Antenas}}{2}\right)^2 - 2 \cdot d_{(C-B)} \cdot \frac{d_{Antenas}}{2} \cdot \cos(90^\circ - \theta)} \quad (5.3)$$

La fase en que se recibe cada canal ( $\phi_A$  y  $\phi_B$ ) se obtiene en (5.4) y (5.5).

A partir de estas nuevas distancias, se puede recalculer la señal de ambos canales (5.6) y (5.7), a partir de la expresión (2.23):

$$\phi_A = 2 \cdot \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) \cdot D_A \quad (5.4)$$

$$\phi_B = 2 \cdot \left(\frac{2\pi}{\lambda}\right) \cdot D_B \quad (5.5)$$

$$A = \cos[\phi_A + \beta_0 \cdot m_r \cdot \sin(\omega_r t) + \beta_0 \cdot m_h \cdot \sin(\omega_h t)] \quad (5.6)$$

$$B = \cos\left[\phi_B + \beta_0 \cdot m_r \cdot \sin(\omega_r t) + \beta_0 \cdot m_h \cdot \sin(\omega_h t) + \left(\frac{2\pi \cdot 45^\circ}{180}\right)\right] \quad (5.7)$$

A partir de las ecuaciones anteriores, es fácil ver cómo habrá valores en los que se cumpla:

$$\phi_B = \phi_A \pm \left(\frac{2\pi \cdot 45^\circ}{180}\right) \quad (5.8)$$

Y, por lo tanto, el valor detectado en ambos canales será el mismo (las gráficas estarán superpuestas completamente).

Esto también sucedería para el caso en que  $\phi_B$  fuera igual a un **múltiplo impar** del desfase aplicado entre ambos canales.

Obviamente, para casos de  $\theta$  negativos, las consideraciones serían idénticas pero invirtiendo los canales (caso idéntico). Dado que el desplazamiento de las gráficas sería el mismo, los casos a estudiar también lo serían.

En el caso que se había considerado hasta ahora, siempre se suponía el blanco sobre la normal, por tanto teníamos:

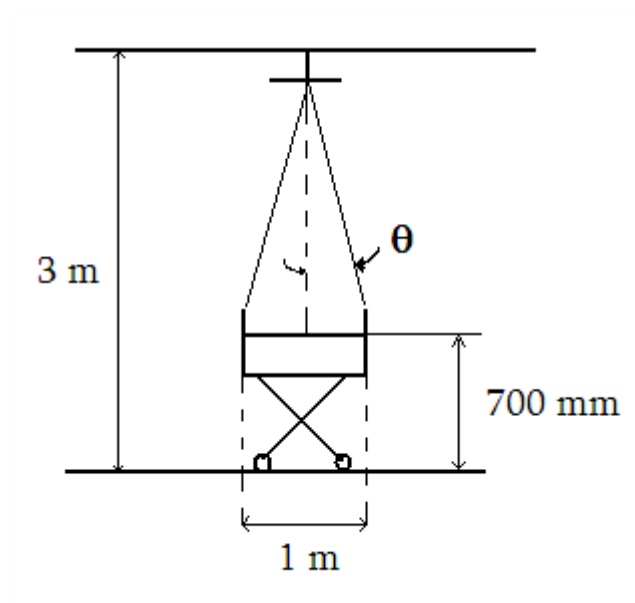
$$[\theta = 0^\circ] \Rightarrow [\cos(90^\circ + \theta) = \cos(90^\circ - \theta)] \Rightarrow [D_A = D_B] \Rightarrow$$

$$\Rightarrow [\phi_A = \phi_B] \tag{5.9}$$

Quedando de esta forma la diferencia de desfase únicamente dependiendo del que hemos puesto arbitrariamente para evitar el problema de ceros. Si tenemos en cuenta una sola antena el problema no existe dado que la distancia sería única para ambos canales a la vez, independientemente del ángulo.

## 5.2 Caso real posible

Una vez detectado el problema, se verá si puede afectar o no a los casos reales de uso de la topología, dado que el grado de ángulos será muy pequeño. Supongamos una situación típica del radar colocado en el techo de una habitación, apuntando a una cama donde se encuentra el paciente a monitorizar, como se puede ver en la *Figura 5.2*.



**Figura 5.2.** Situación del radar apuntando desde el techo de una habitación hasta el blanco, con las dimensiones típicas de altura de la sala y altura y anchura de la cama.

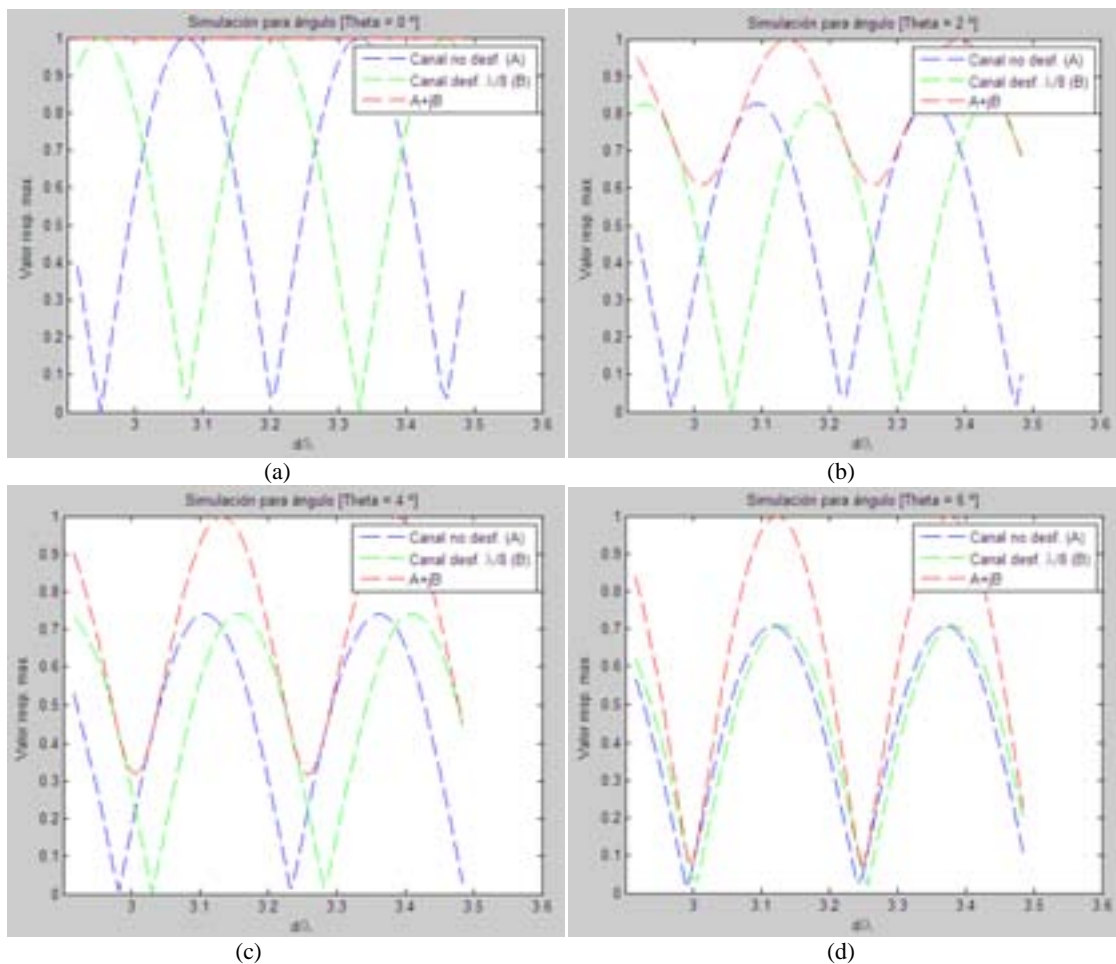
Considerando una distancia despreciable entre el radar y el techo de la sala, podemos calcular el ángulo  $\theta$  para un caso habitual (dimensiones de la *Figura 5.2*):

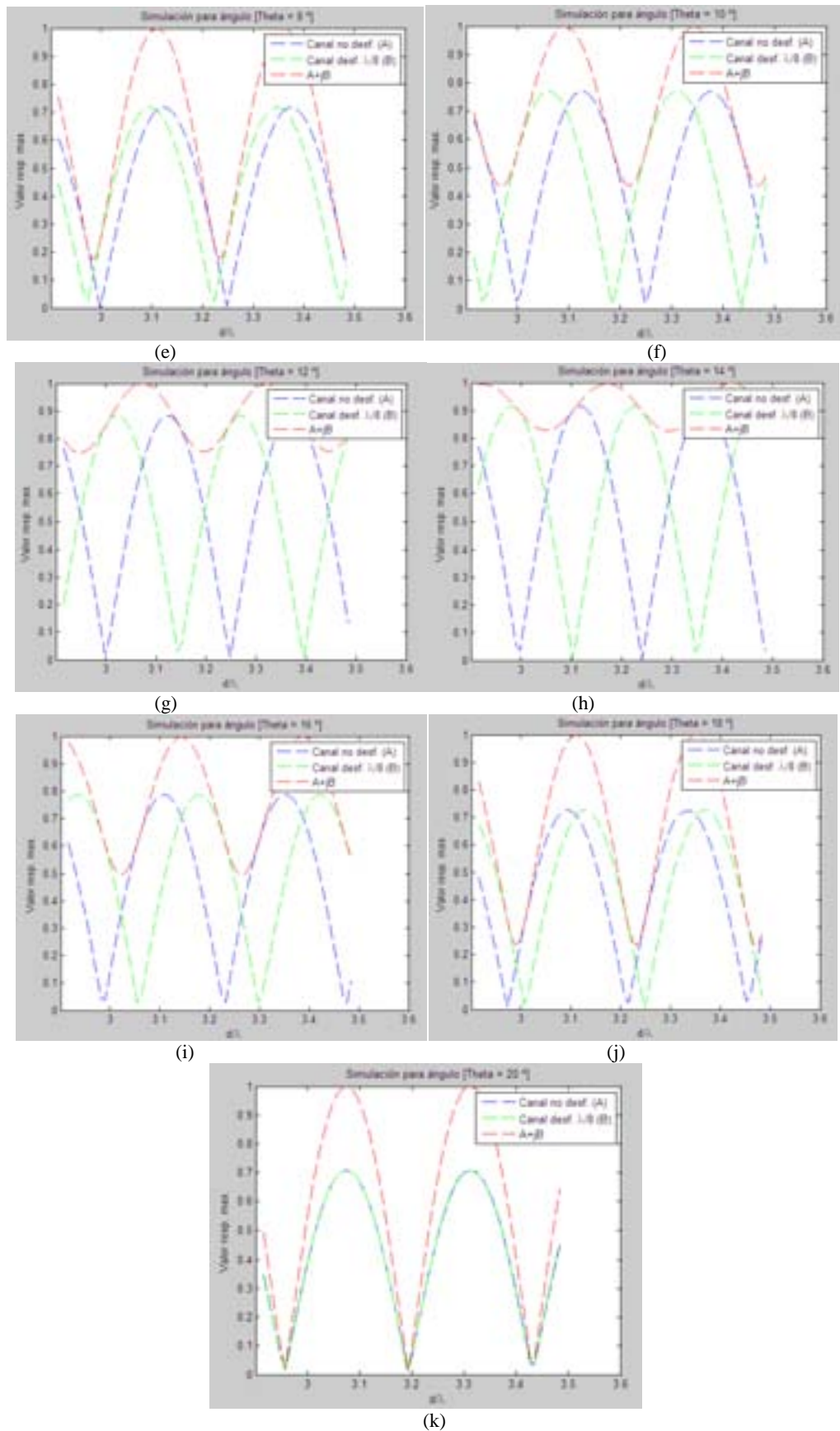
$$\theta = \tan^{-1}\left(\frac{0.5 \text{ m}}{3 \text{ m} - 0.7 \text{ m}}\right) = 12.265^\circ \quad (5.10)$$

Como se puede ver, el **ángulo de inclinación  $\theta$  variará entre  $0^\circ$  y  $13^\circ$**  aproximadamente para un uso normal del dispositivo.

### 5.3 Simulaciones

Utilizando el simulador de la sección 2.4 modificado, se mostrarán diversos casos entre  $0^\circ$  y  $20^\circ$ , para observar la tendencia. Las distancias serán las mismas que se han tenido en cuenta en las dos topologías que utilizan dos antenas, es decir, de **360 a 430 mm en pasos de 1 mm**. Los ángulos se irán aumentando en **pasos de  $2^\circ$ , partiendo de  $0^\circ$** , como se puede ver en la *Figura 5.3*.



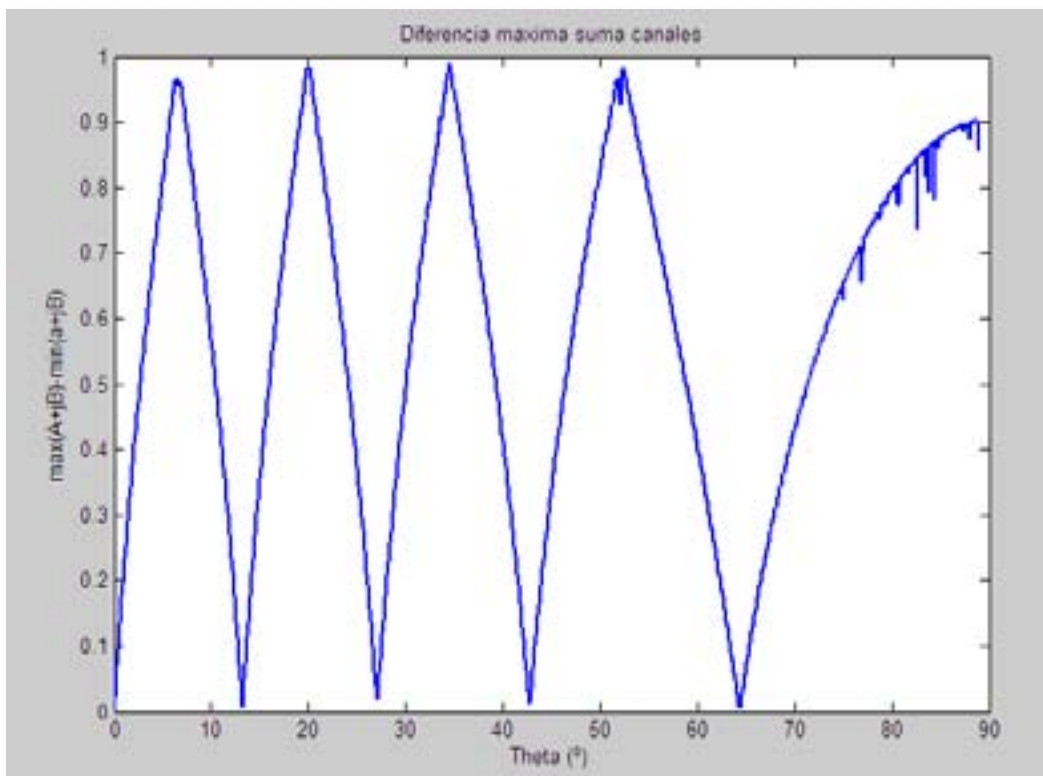


**Figura 5.4.** Respuestas de amplitud máxima de ambos canales simuladas en función del ángulo  $\theta$  de inclinación del blanco, en pasos de  $2^\circ$  desde  $12^\circ$  hasta  $20^\circ$ .

(a):  $0^\circ$ , (b):  $2^\circ$ , (c):  $4^\circ$ , (d):  $6^\circ$ , (e):  $8^\circ$ , (f):  $10^\circ$  (g):  $12^\circ$ , (h):  $14^\circ$ , (i):  $16^\circ$ , (j):  $18^\circ$ , (k):  $20^\circ$ .

Se puede ver cómo hay ciertos valores de ángulos críticos, en los que se han superpuesto completamente las gráficas y por lo tanto la topología queda invalidada. A simple vista se puede ver cómo los ángulos de  $6^\circ$  y  $20^\circ$  estarían provocando este efecto. Seguidamente veremos qué valores mayores de  $20^\circ$  también lo hacen.

A continuación en la *Figura 5.5* se mostrará una gráfica que indicará la diferencia entre el máximo del vector suma ( $A+jB$  en las *Figuras 5.3* y *5.4*) y el mínimo de dicho vector en función del ángulo  $\theta$  en pasos de  $1^\circ$ , desde  $0^\circ$  hasta  $89^\circ$ . Como se ha observado en las gráficas anteriores, a medida que se superponen los canales la diferencia es cada vez mayor, resultando en un valor cercano a 1 cuando están completamente superpuestas y, por lo tanto, la detección es nula.



**Figura 5.5.** Diferencia entre máximo y mínimo de la suma de los canales simulados en función del ángulo de inclinación del blanco.

La gráfica de la *Figura 5.5* tiene ciertos valores de  $\theta$  para los cuales la diferencia entre canales es máxima, y, por lo tanto, ambos canales están completamente superpuestos anulando la topología con dos antenas. Dichos valores son:

- $6.5^\circ$
- $20^\circ$
- $34.5^\circ$
- $52^\circ$
- $85^\circ$

Se puede ver como el único ángulo crítico para el caso típico de un paciente en una cama de hospital es el correspondiente entre  $6^\circ$  y  $7^\circ$ , ya que caería dentro de los  $13^\circ$  aproximadamente (5.10) que tiene de margen para moverse en condiciones normales.

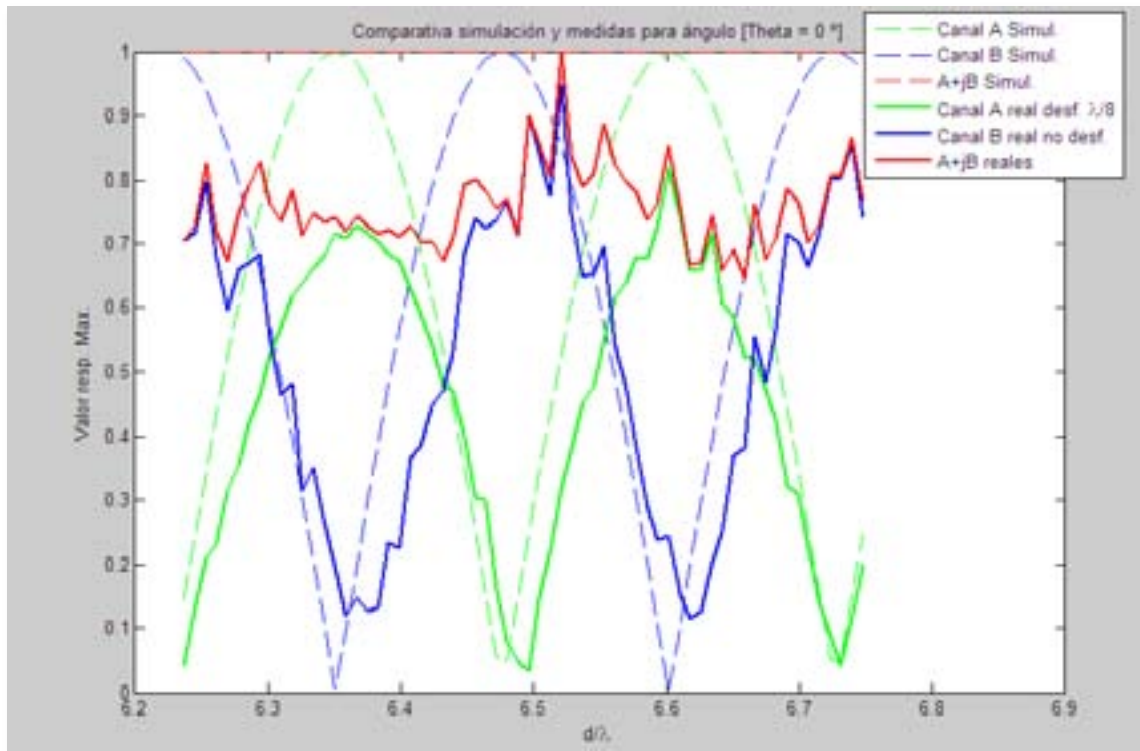
Por otro lado, esta simulación está realizada suponiendo el blanco como un objeto puntual. Este no es el caso de un paciente real. Viendo que los puntos donde se anula la detección son picos muy abruptos, esto permite confirmar que en un caso real la topología es válida, simplemente habiendo máximos y mínimos (no ceros donde sea imposible detectar) en función de la inclinación radar-paciente.

#### 5.4 Medidas reales del efecto del ángulo de inclinación

Se tomarán medidas para inclinaciones del blanco de  $0^\circ$ ,  $10^\circ$  y  $20^\circ$ , y se compararán con las simulaciones para dichos casos. El vector de distancias a utilizar en este caso irá de **770 a 840 mm, en pasos de 1 mm**. Para procesar los datos, se utilizará el mismo procedimiento que se ha seguido en todos los casos, descrito en el capítulo 9, y para las medidas se utilizará el circuito descrito en la primera topología, junto al altavoz a 5 Vpp, 5 Hz como blanco.

##### 5.4.1 Caso $\theta = 0^\circ$

Este caso no aporta ninguna información nueva respecto la inclinación, se medirá únicamente como referencia para comprobar la correcta correspondencia entre máximos y mínimos de distintos canales. La gráfica obtenida, superpuesta con las simulaciones, es la que se muestra en la *Figura 5.6*.



**Figura 5.6.** Comparación entre simulaciones y medidas reales de amplitud de ambos canales para una inclinación de  $0^\circ$ .

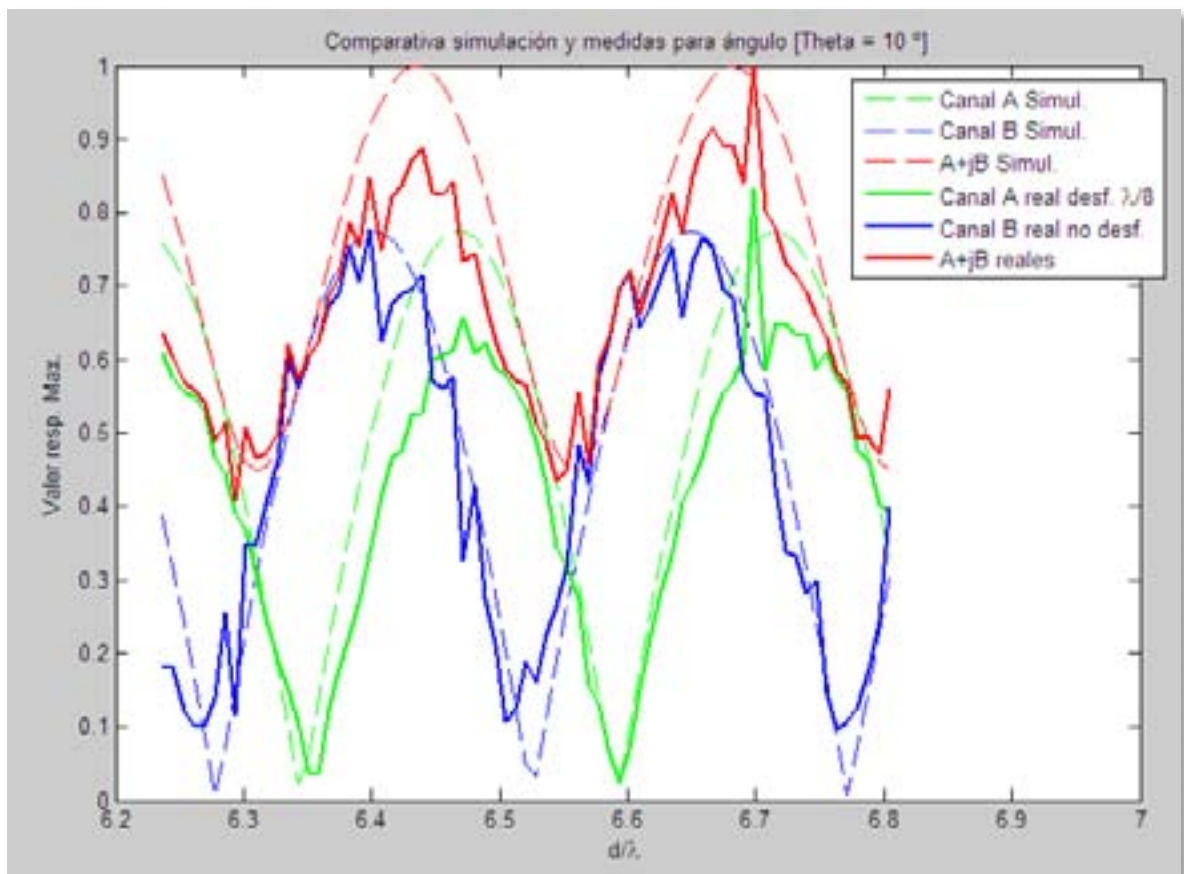
Obviando las diferencias de amplitud máxima de ambos canales, se puede ver cómo la respuesta obtenida es muy similar a la obtenida en las dos primeras topologías,

manteniendo un nivel cercano al 70% del máximo de detección y una correspondencia muy similar entre ceros de simulaciones y de medidas reales.

Se puede ver también cómo, al estar a mayor distancia, la calidad con la que se recibe la señal disminuye respecto la observada en la primera topología (al ser un radar, la potencia recibida es inversamente proporcional a la distancia del blanco a la cuarta potencia), pero sin embargo sigue pudiéndose detectar la señal del altavoz. Se observa también un cierto rizado en las medidas debido a que no se han realizado en una zona anecoica, al contrario que las medidas de los capítulos precedentes. Este rizado se atribuye a rebotes de la señal debidos a propagación multicamino.

#### 5.4.2 Caso $\theta = 10^\circ$

Se estudiará un caso intermedio, donde se debería observar, tal y como hemos mostrado en las figuras anteriores, un ligero desplazamiento de uno de los canales respecto el otro, dejando de tener un desfase  $\lambda/8$  entre los mismos. El resultado se ve en la *Figura 5.7*:

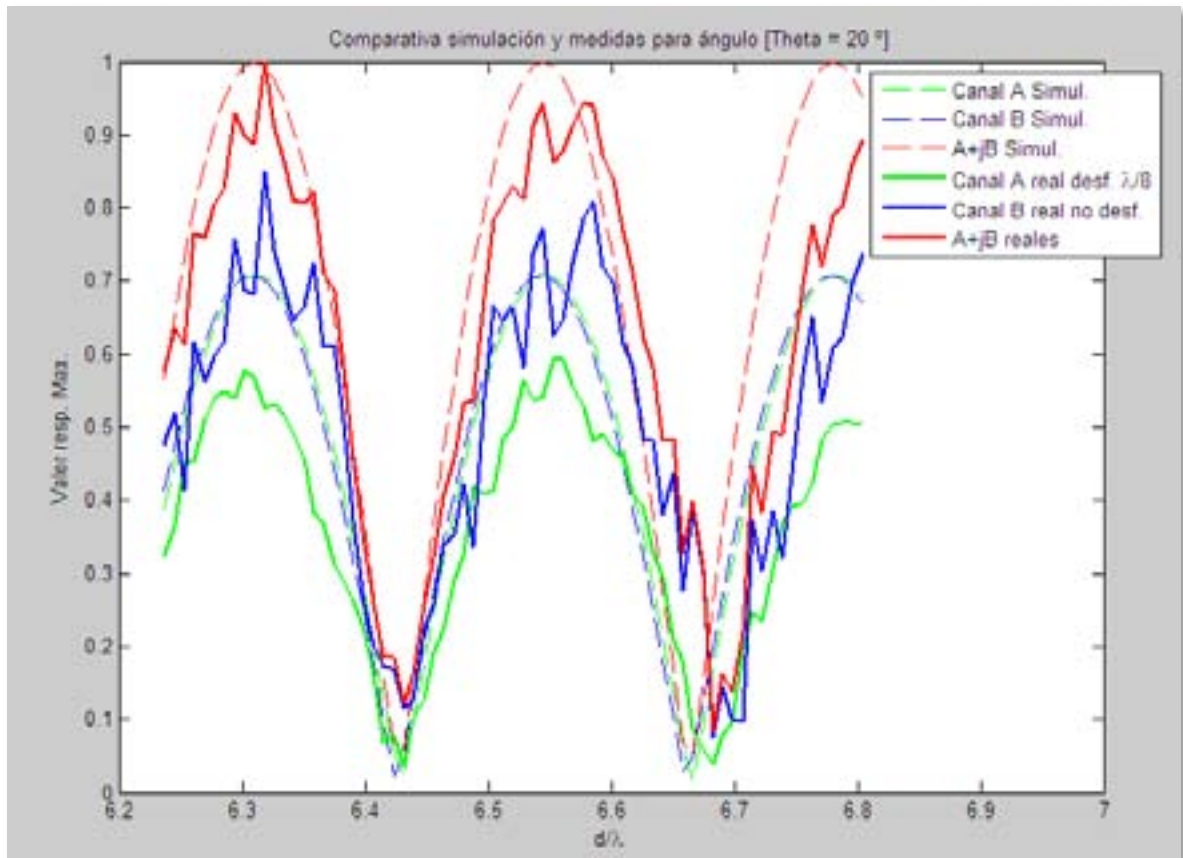


**Figura 5.7.** Comparación entre simulaciones y medidas reales de amplitud de ambos canales para una inclinación de  $10^\circ$ .

Se puede ver cómo la función suma de ambos canales sigue manteniendo la misma forma que en la simulación. Para la inclinación de  $10^\circ$ , el peor caso pasa de un 70% del nivel máximo de detección a un **40-50%**.

### 5.4.3 Caso $\theta = 20^\circ$

Finalmente, se medirá un tercer caso donde, según las simulaciones, ambos canales deberían estar completamente superpuestos. Esta situación se muestra en la *Figura 5.8*.



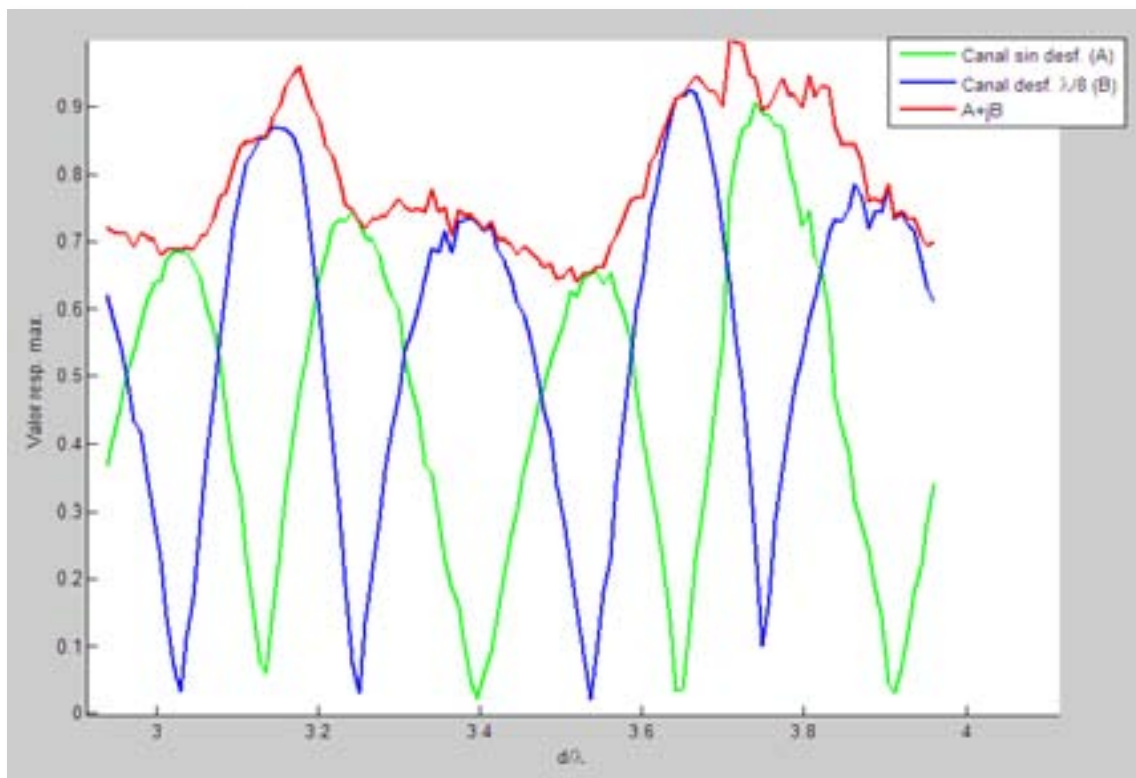
**Figura 5.8.** Comparación entre simulaciones y mediciones reales de amplitud de ambos canales para una inclinación de  $20^\circ$ .

Hay una superposición máxima entre ambos canales. Se puede observar que, en este caso, dado que ambos canales están proporcionando básicamente la misma información, los niveles mínimos (ceros de detección) cada  $\lambda/4$  que intenta solucionar la topología estarían presente con la suma de ambos canales. Numéricamente, podemos ver cómo el nivel mínimo de detección ha bajado de un 40-50% respecto al máximo para el caso en que había un ligero desplazamiento, a un 10-20% para este caso, con superposición total a  $20^\circ$ .

## 6 Estudio de la amplitud recibida en los canales de las Topologías 1 y 2

Las medidas que se han realizado han sido utilizando absorbente de microondas únicamente en la parte posterior del radar, para minimizar cualquier interferencia que pudiera afectar a las medidas, así como rebotes debidos a la propagación multicamino. Sin embargo, la amplitud recibida, como se ha visto en las dos primeras topologías, no varía según lo que sería esperable de la ecuación radar, decrementándose al aumentar la distancia, sino que es mayor y menor a distintas distancias.

En este caso se recubrirá completamente el blanco y el radar con absorbente, y se tomarán medidas desde **360 a 490 mm en pasos de 1 mm**, con los elementos utilizados en la primera topología del capítulo 3. El resultado se puede ver en la *Figura 6.1*.



**Figura 6.1.** Diferencia de amplitud entre los canales respecto al máximo, en función de  $d/\lambda$ , tomadas utilizando absorbente de microondas para todas las direcciones.

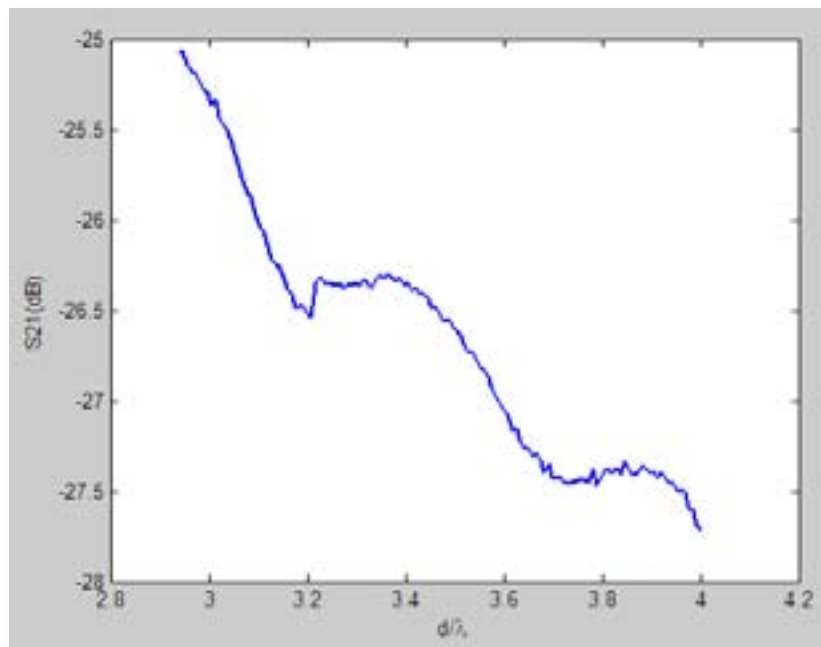
Como se puede ver, a pesar de recubrir completamente el blanco y el radar de absorbente, sigue viéndose el mismo efecto, es decir, que la amplitud de los canales no disminuye progresivamente en un factor inversamente proporcional a la distancia al blanco  $R^4$ , sino que la amplitud es mayor o menor indistintamente de las distancias.

Para tratar de estudiarlo, se tomarán distintas medidas del canal mediante parámetros S, comprobando su variación, todas ellas para las mismas distancias que se ha medido esta gráfica y para la frecuencia de operación del radar.

## 6.1 Transmisión en canal recubierto de absorbente

Se colocará la antenna correspondiente a la segunda topología como puerto 2, y la placa de la primera topología, únicamente con la antenna TX activa, como puerto 1, del analizador de redes utilizado en la sección 3.5, para caracterizar el canal recubierto de absorbente, colocando en un extremo la placa con la antenna TX y en el otro la antenna RX a deslazar de la segunda topología.

En este caso, se irá desplazando la antenna RX y tomando muestras del parámetro  $S_{21}$  para las mismas distancias a las que se han tomado las medidas de ceros anteriores. Se puede ver en la *Figura 6.2*. Como se puede ver, el comportamiento del canal recubierto de absorbente es el que se esperaría, con un decaimiento de la potencia recibida a medida que aumenta la distancia.

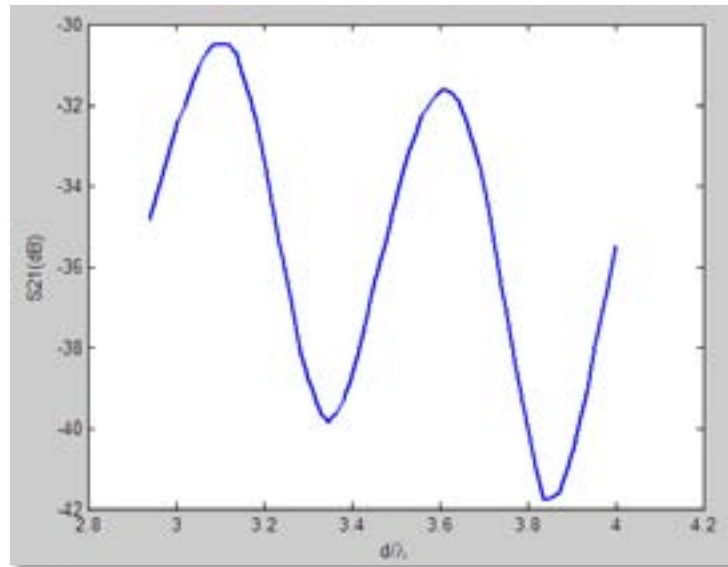


**Figura 6.2.** Parámetro  $S_{21}$  (dB) que caracteriza el canal del radar recubierto de absorbente RF, en función de  $d/\lambda$ .

## 6.2 Reflexión usando antenas RX, frente placa metálica

En esta medida se obtendrá el parámetro  $S_{21}$  utilizando ambas antenas RX de la placa de la topología 1, una por puerto, conectadas al analizador de redes. De esta forma, dado que las antenas RX están más separadas que la antenna TX y una de las RX, se pretende comprobar que el efecto observado se deba realmente a un acoplamiento entre antenas.

Se colocará en lugar de absorbente una placa metálica para asegurar que llega el rebote hacia la antenna RX (puerto 2). La gráfica teórica debería ser, como en la sección 6.2, decreciente, más abrupta puesto que el camino a recorrer es el doble. Podemos ver la medida en la *Figura 6.4*.

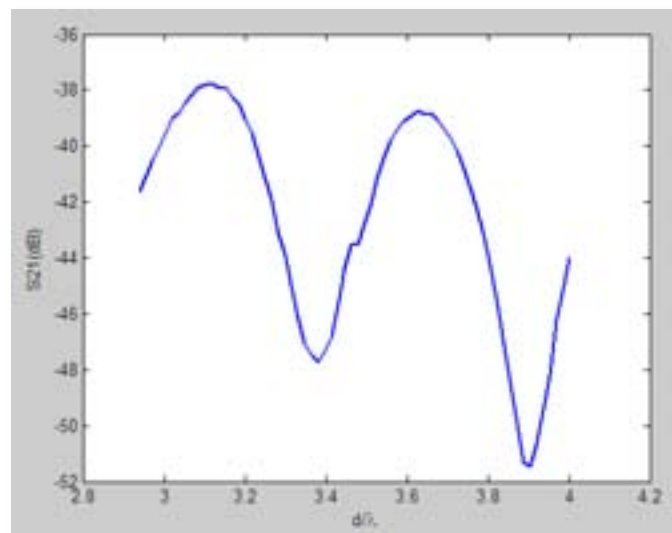


**Figura 6.4.** Parámetro  $S_{21}$  (dB) considerando cada puerto una antena RX, y con una placa metálica colocada en la parte visible de las antenas.

Se puede ver cómo la señal decae debido al aumento de distancia de la placa reflectora, pero hay oscilaciones, debidas precisamente al acoplamiento entre las antenas. Estas oscilaciones provocadas por el acoplamiento son las que hacen que el nivel de amplitud de la señal recibida para el radar real no sea monótona decreciente.

### 6.3 Reflexión usando antenas RX, frente altavoz

Finalmente, se utilizará el altavoz desconectado como superficie a rebotar para medir la misma gráfica que en la sección 6.3, y observar la tendencia del parámetro  $S_{21}$ , ya que es el caso real medido sobre las gráficas de ceros de detección. La *Figura 6.5* muestra el resultado obtenido.



**Figura 6.5.** Parámetro  $S_{21}$  (dB) considerando cada puerto una antena RX, y con el altavoz que se ha utilizado de blanco radar colocado en la parte visible de las antenas.

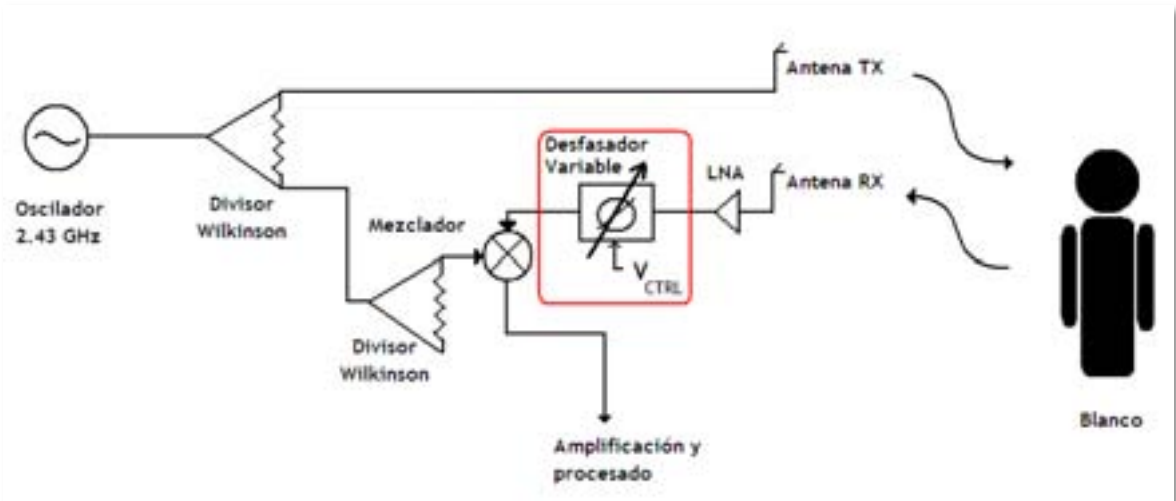
Los niveles obtenidos, dado que la sección recta ha disminuido, son mucho menores, pero la tendencia que se puede observar es exactamente la misma. Aclarar que estas bajadas del nivel del parámetro  $S_{21}$  no se deben a gráficas de ceros puesto que el sistema no está funcionando como un radar y que el blanco en este último caso, a pesar de ser el altavoz, está desconectado. Este efecto explica el hecho de que en las gráficas de ceros de detección los máximos no sigan una tendencia monótona decreciente. Se descarta que el fenómeno se deba a propagación multicamino.

Pese a que se creía en un principio que las variaciones de amplitud en la distancia se debían a un efecto de multicamino, tras medir los parámetros  $S_{21}$  en un entorno recubierto completamente de absorbente, se ha visto que se debe a un efecto de acoplamiento entre antenas. A pesar de que, como se indicó en la primera topología, se separaron las antenas para obtener el menor acoplamiento posible, éste es suficiente como para poder afectar ligeramente a la amplitud de la señal recibida en función de la distancia. Sin embargo, como se ha ido viendo en todas las topologías, no supone un problema puesto que se puede detectar el pico de respiración y corazón en cualquier caso, a pesar de que el nivel de amplitud no sea el óptimo.

## 7 Topología 3: Desfasador variable controlado por tensión

Esta topología consistirá en utilizar un único canal de recepción que incluirá un desfasador variable controlado por tensión entre la antena de recepción y el circuito receptor. De esta forma se puede aplicar diversidad por fase variando el desfasaje, lo que permite variar las posiciones de los ceros de detección.

En este caso, se utilizará únicamente una antena en recepción, por lo que el problema derivado de la inclinación del blanco con dos antenas en recepción (capítulo 5) no existirá. El esquema del radar es el de la *Figura 7.1*.



**Figura 7.1.** Esquema de topología con desfasamiento mediante desfasador variable controlado por tensión. En color rojo se puede ver marcado el desfasador variable añadido.

En la *Figura 7.1* se puede observar también el parámetro " $V_{CTRL}$ ". Éste parámetro será la tensión de continua que controlará el desfase aplicado. Se modificará manualmente desde una fuente de alimentación de laboratorio.

En esta topología se tratará de demostrar la utilidad de un desfasador variable para contrarrestar los efectos de los ceros de detección cada  $\lambda/4$ , pero en un sistema real se propone utilizar los valores obtenidos en "**Amplificación y procesado**" de la *Figura 7.1* para que, mediante un algoritmo, se modifique automáticamente  $V_{CTRL}$  para conseguir el máximo de detección. En el presente capítulo lo que se hará será validar la topología.

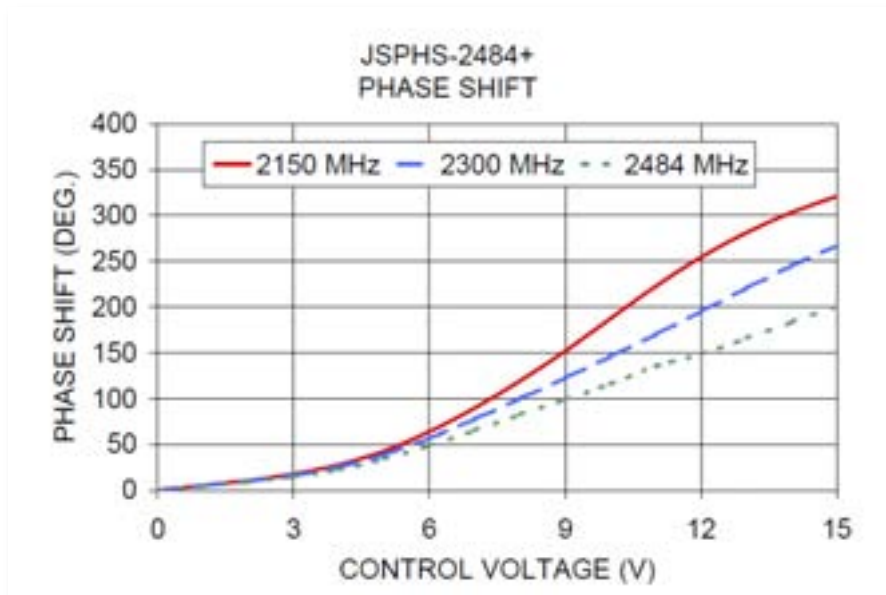
### 7.1 Características generales del montaje

Todos los elementos del montaje serán los mismos que en el caso de la primera topología, sin utilizar uno de los canales en recepción, y añadiendo una placa que contendrá el desfasador variable, realizada con el mismo sustrato que las dos primeras topologías.

El desfasador variable controlado por tensión será el modelo JSPHS-2484+, del fabricante Mini-Circuits. Las características son las siguientes:

- Banda de operación: **2150 a 2484 MHz**
- Pérdidas de inserción: **2 dB tipo, 5.6 dB máximos**
- Rango de desfasaje: **180°**
- Tensión de control: de **0 a 15 V**

La curva  $V_{CTRL}$  – desfasaje que proporciona el fabricante en el correspondiente datasheet se muestra en la *Figura 7.2*.



**Figura 7.2.** Curva tensión de control – desfasaje proporcionada por el fabricante del desfasador utilizado.

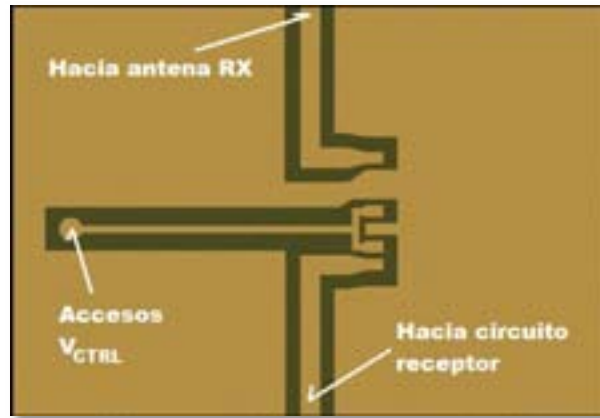
Como se puede ver, para la frecuencia a la que se va a utilizar (2430 MHz, considerando la de 2484 MHz ya que es la más próxima) la curva tiene menor rango de desfasaje pero la respuesta es más lineal.

A efectos prácticos, únicamente interesa saber que se le puede aplicar el desfasaje necesario para pasar de un mínimo de detección (peor caso) a un máximo de detección. Como veremos más adelante, este margen equivale a 90°. Según el fabricante, para 2484 MHz el rango es de 200°, más que suficiente.

## 7.2 Layout de los circuitos a utilizar

Se diseñarán dos placas en ADS / Momentum a colocar entre la placa que contiene las antenas de la primera topología (capítulo 3) y la placa del circuito receptor de la segunda topología (capítulo 4).

La primera placa contendrá el chip desfasador y los accesos para la tensión de control, y se muestra en la *Figura 7.3*.



**Figura 7.3.** Layout de la placa que contiene el chip desfasador

Además, se diseñará otra placa del mismo tamaño con una línea de transmisión única, para poder conectar el otro canal en caso de que se quiera monitorizar a modo comparativo, y para nivelar la placa con las antenas a la misma altura. Se muestra en la *Figura 7.4*. Dicha placa no está considerada en la topología ya que sólo se pretende monitorizar y anular los ceros con el desfasador, pero se ha realizado para poder disponer de ambos canales, debido a que el receptor es el de la segunda topología (capítulo 4), así el segundo canal nos permite utilizarlo como referencia.



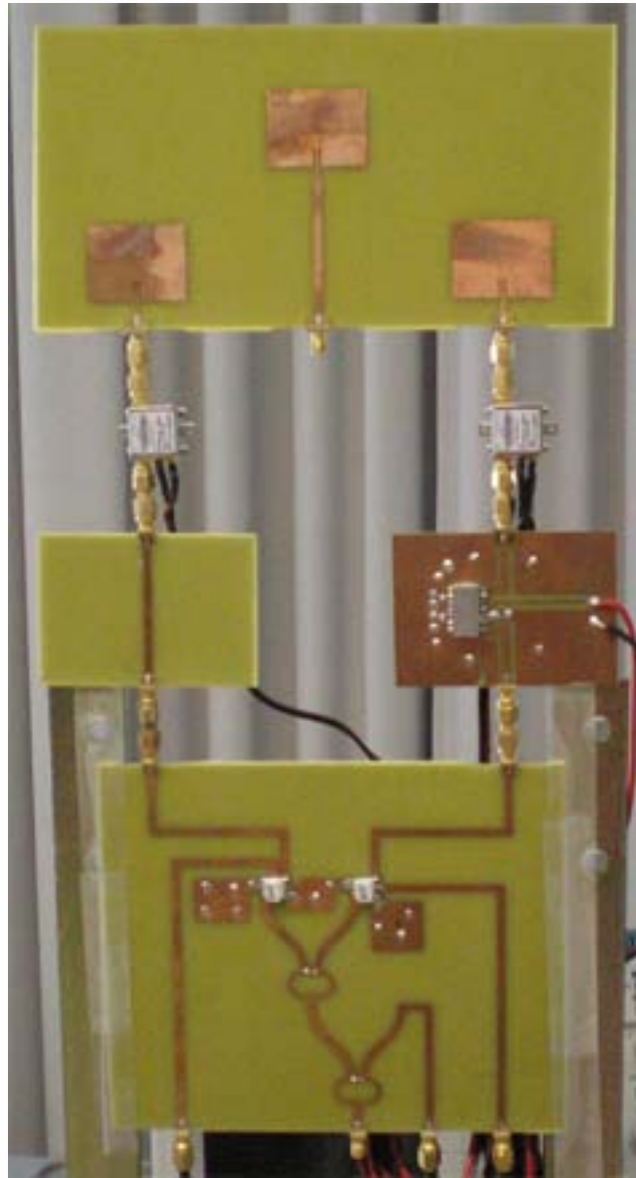
**Figura 7.4.** Layout de la placa con una línea de transmisión.

### 7.3 Montaje real del sistema

En las *Figuras 7.12 y 7.13* se muestra el montaje real de la estructura.



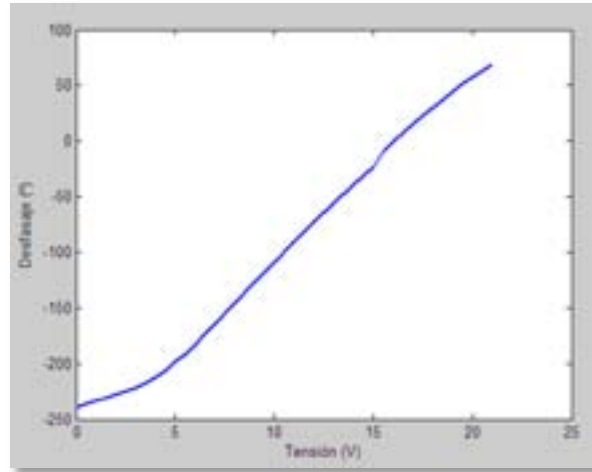
**Figura 7.13.** Fotografía de la placa que contiene el chip desfasador ya soldado, y con los cables para los accesos de control ( $V_{CTRL}$ ).



**Figura 7.12.** Fotografía del montaje de la topología con desfasador variable, vista frontal de los circuitos. Véase cómo se han añadido las nuevas placas entre el receptor de la topología 2 y las antenas de la topología 1.

#### 7.4 Caracterización de los circuitos reales

Mediante el analizador de redes, se medirá la fase entre los puertos de entrada y salida de la placa que contiene el circuito desfasador en función de la tensión de control aplicada, que variará desde 0 hasta 20 V en pasos de 0.5 V. La curva se representa en la *Figura 7.5*. Como se puede ver, la relación es prácticamente lineal para tensiones superiores a 5 V. Los valores obtenidos no están normalizados a  $0^\circ - 0$  V, debido a la propia línea de transmisión que hay entre ambos accesos de la placa del desfasador, además de las peculiaridades del propio montaje real.



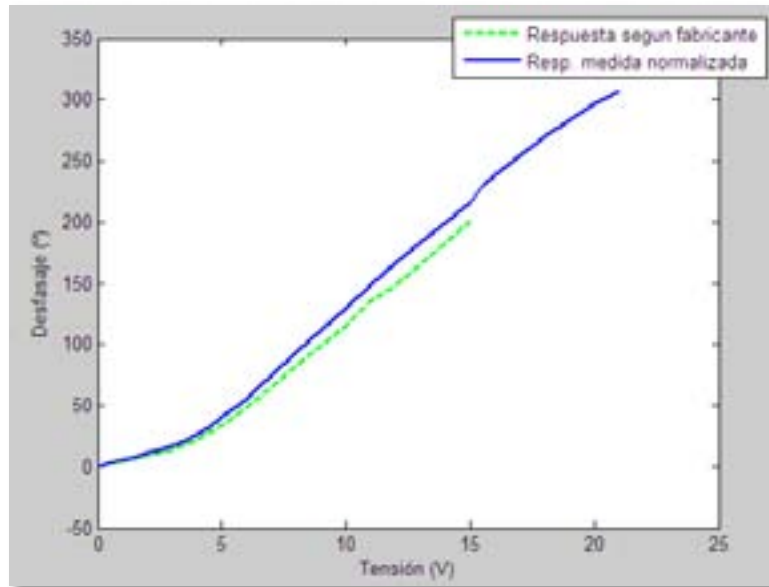
**Figura 7.5** Curva tensión – desfase obtenida a partir del circuito desfasador por separado.

A continuación se superpondrá la gráfica obtenida con una curva generada a partir de los valores teóricos que proporciona el fabricante para una frecuencia de 2484 MHz, mostrados en la *Tabla 7.1*.

CONTROL VOLTAGE (V)	PHASE SHIFT* (Deg.)		
	2150 MHz	2300 MHz	2484 MHz
0.0	0.01	0.00	0.00
1.0	5.06	4.60	4.22
2.0	10.50	9.70	8.68
3.0	17.42	16.05	14.29
4.0	27.60	25.25	22.27
5.0	42.79	38.72	33.71
6.0	63.72	56.65	48.52
7.0	89.57	77.62	65.24
8.0	119.07	99.77	82.32
9.0	151.83	122.45	99.06
10.0	187.02	145.74	115.49
11.0	222.21	169.98	135.24
12.0	254.14	195.10	148.50
13.0	280.85	220.25	165.52
14.0	302.85	244.62	183.15
15.0	320.70	266.91	201.15

**Tabla 7.1.** Valores de desfase en función de la tensión de control proporcionados por el fabricante.

Utilizando la *Tabla 7.1*, se observa cómo se deberá normalizar respecto 0° el valor obtenido para 0 V en la curva de la *Figura 7.5*, y superponerlo con la gráfica construida a partir de los datos marcados en dicha tabla. El resultado final de la Comparación se muestra en la *Figura 7.6*. En este último caso se puede observar cómo ambas son muy similares, por lo que la respuesta del circuito es la esperada según el fabricante, y se pueden realizar las medidas de ceros de detección.



**Figura 7.6.** Comparación entre curva tensión-desfasaje proporcionada por el fabricante y la medida real.

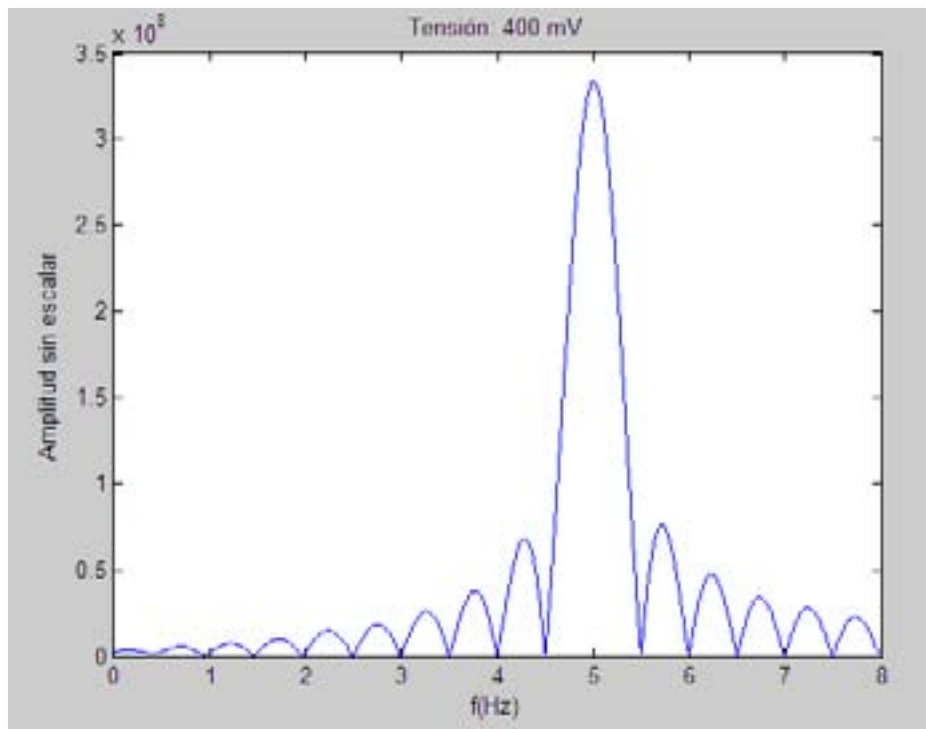
## 7.5 Medidas y resultados

Una vez montado el sistema de la *Figura 7.12*, se procede a las medidas. El blanco, como en todas las topologías anteriores, será un altavoz con recubierto metálico alimentado a 5 Vpp y a 5 Hz, para la señal de respiración.

En esta topología se tomarán las medidas en función de la tensión, y no de la distancia, manteniendo el blanco fijo, a una distancia de **360 mm**. De esta forma, se podrá observar cómo se obtienen los mínimos de detección en función del desfase aplicado. Se tomarán medidas desde **0 V hasta 20 V, en pasos de 200 mV**.

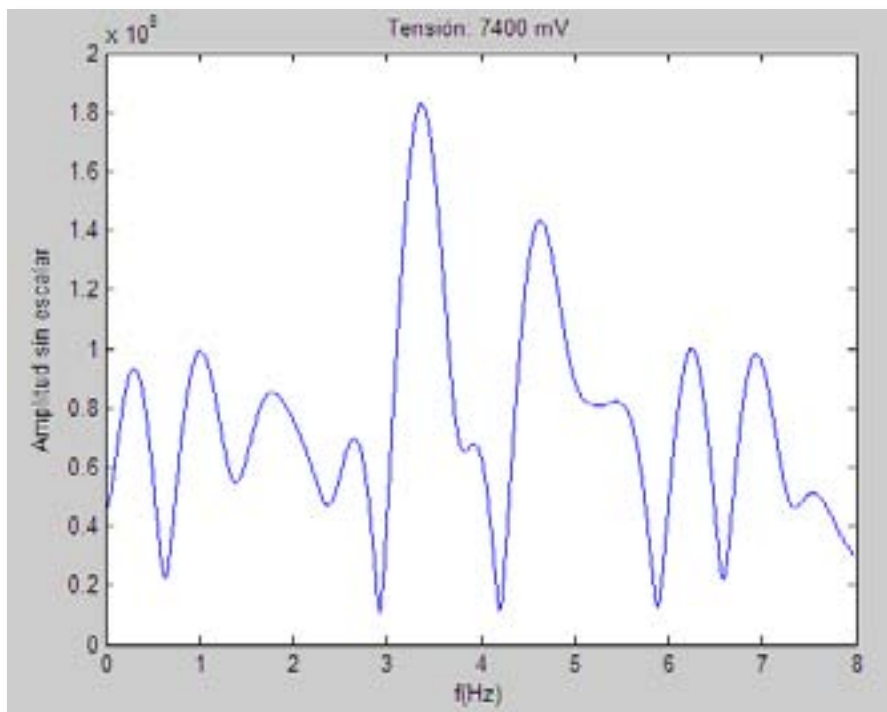
### 7.5.1 Respuesta frecuencial para casos puntuales

Antes de mostrar las gráficas medidas, se mostrará, como en las otras dos topologías, la medida típica para dos tensiones puntuales en función de la frecuencia, observando si la gráfica obtenida es la que se esperaría. En la *Figura 7.7* se puede ver el primer ejemplo puntual, donde se observa que el radar es capaz de detectar perfectamente el movimiento a 5 Hz del altavoz para el desfase correspondiente a la tensión de 400 mV.



**Figura 7.7.** Amplitud de la señal del canal que utiliza el desfasador para una tensión de control de 400 mV.

Para el caso en que se esté en un mínimo, se puede ver la medida en la *Figura 7.8*, donde no se detecta nada. Este caso corresponde a una tensión de control de 7.4 V.

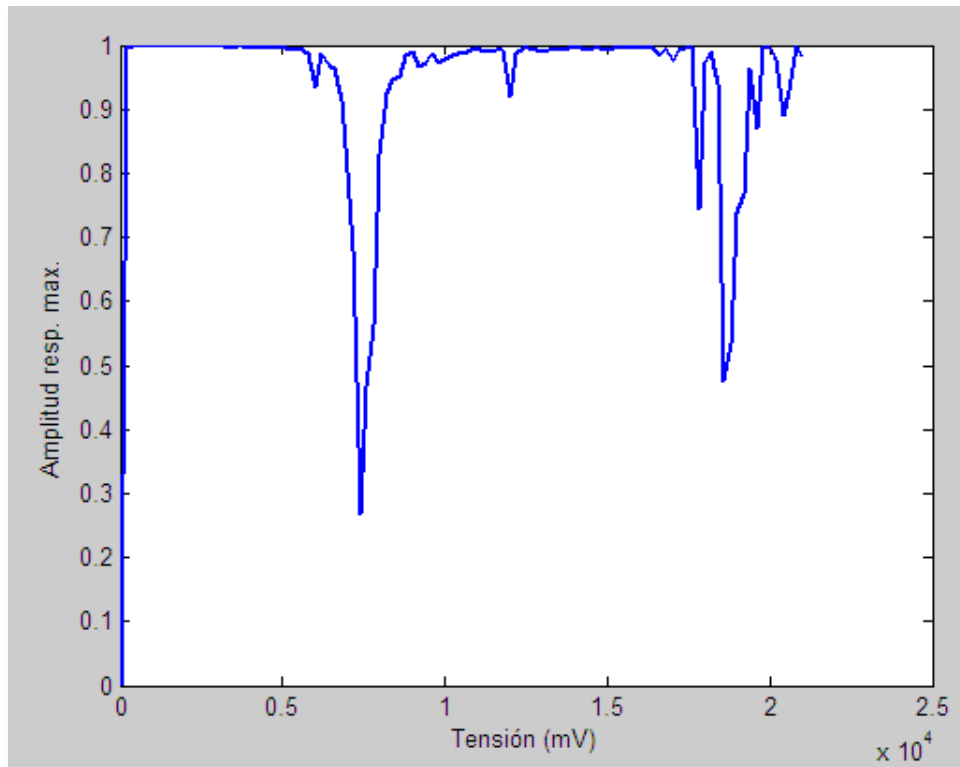


**Figura 7.8.** Amplitud de la señal del canal que utiliza el desfasador para una tensión de control de 7.4 V.

En este caso, dado que nos encontramos en un mínimo, no se puede detectar el pico a 5 Hz y la señal es ininteligible. En las topologías anteriores sí que era posible detectarlo a pesar de estar en un mínimo, aunque con mucha menor amplitud que el otro canal. En cualquier caso el comportamiento es el esperado si nos encontramos en un cero de detección.

### 7.5.2 Amplitud con niveles normalizados en función de $V_{CTRL}$

La gráfica de la *Figura 7.9* muestra la amplitud máxima de la señal detectada en función de la tensión de control aplicada, con los niveles normalizados respecto el máximo.



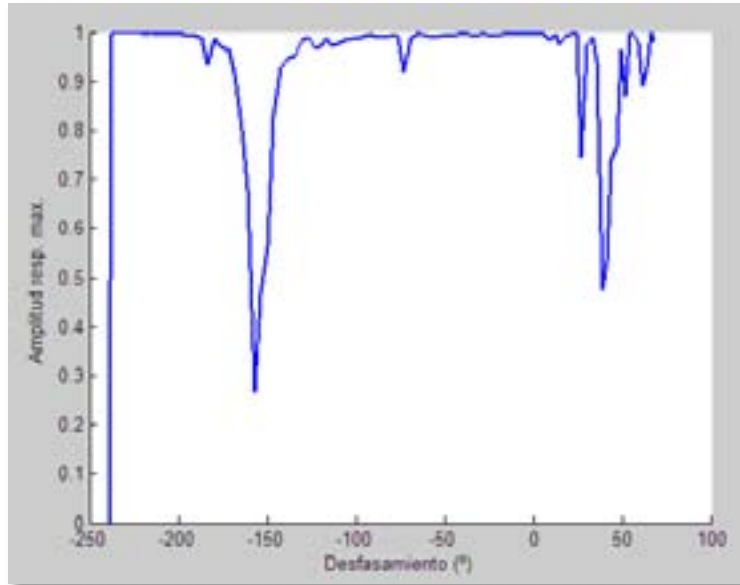
**Figura 7.9.** Amplitud del canal respecto su propio máximo, en función de la tensión de control aplicada al desfasador.

Como se puede ver, el comportamiento a simple vista es el que se esperaría: como se está cambiando la fase con la que se recibe el rebote del radar, la amplitud con la que se recibe varía.

Se observa también el primer mínimo en 7.4 V, que corrobora la gráfica anterior (*Figura 7.8*), ya que al estar en un cero de detección no sería posible detectar el movimiento del altavoz a 5 Hz. El siguiente mínimo se encontraría en 18.6 V, y ocurriría el mismo hecho.

### 7.5.3 Amplitud con niveles normalizados en función del desfasamiento aplicado

Utilizando la gráfica del desfasamiento en función de la tensión aplicada (*Figura 7.5*), obtenida experimentalmente y también a partir de las medidas del desfasaje en función de la tensión de control (*Figura 7.6*) se muestra la amplitud de la señal detectada en función del ángulo de desfasamiento en grados en la *Figura 7.10*.



**Figura 7.10.** Amplitud respecto el máximo del canal (dB) en función del desfasaje aplicado por el circuito.

Se puede observar lo siguiente en la *Figura 7.10*:

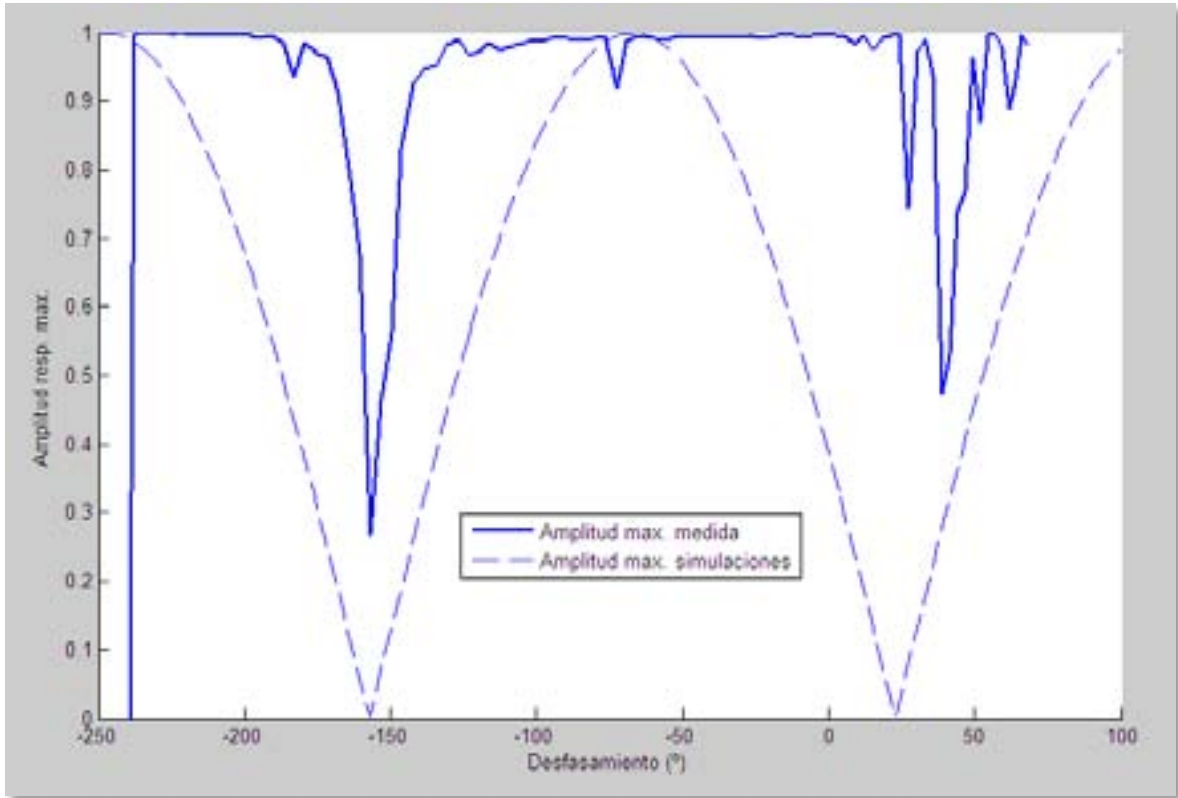
- Mínimo en  $-156.9^\circ$
- Mínimo en  $38.74^\circ$

Calculando el recorrido total entre mínimos consecutivos, se obtiene un valor de **195.64°**, cercanos al valor teórico de  $180^\circ$ , el recorrido que se esperaría según el estudio de la sección 2.5.

#### **7.5.4 Comparación con las simulaciones**

La última gráfica (*Figura 7.11*) mostrará la respuesta simulada obtenida a partir del desarrollo de la sección 2.5 del comportamiento del desfasador superpuesta con la medida. Se puede observar que los ceros de la respuesta simulada corresponden prácticamente igual con los de las medidas tomadas, por lo que el sistema completo se comporta como se esperaría. También se puede ver que las amplitudes para ángulos intermedios son más altas que lo que se esperaría en la simulación, pero a efectos de ceros el sistema es viable.

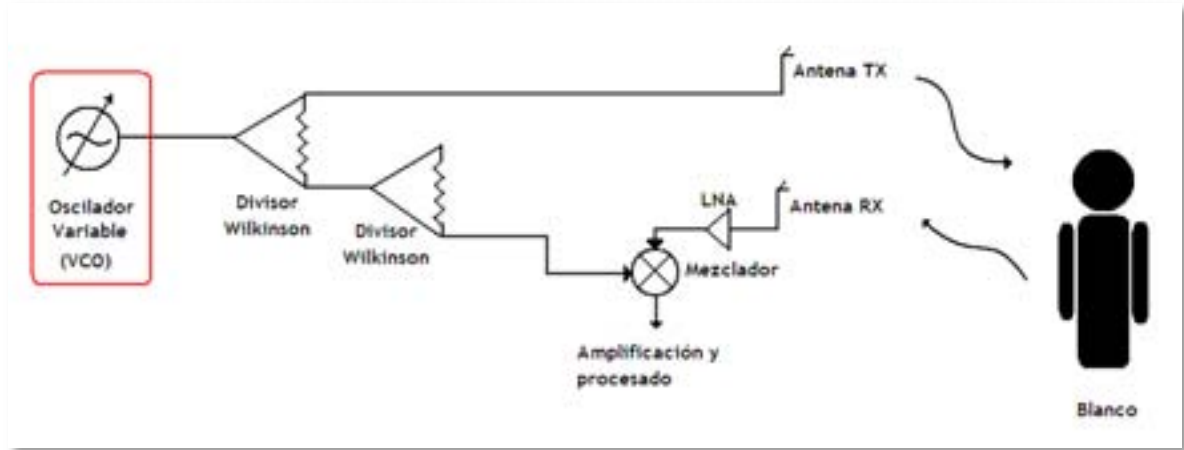
Mediante un ajuste de la fase de la señal recibida se puede obtener un máximo de detección para cualquier distancia. Únicamente es necesario variar ligeramente la tensión de control del desfasador. En un paso posterior al desarrollo de este proyecto, el sistema dinámicamente se encargaría de modificar la fase para obtener el máximo, en detectar que se recibe menos potencia (el paciente ha variado su distancia al radar).



**Figura 7.11.** Comparación entre la simulación y las medidas reales de la amplitud respecto al máximo en función del desfase aplicado.

## 8 Topología 4: Diversidad por frecuencia

Esta última topología tratará de solucionar el problema de los ceros en lugar de mediante cambios en la fase, mediante cambios en la frecuencia, como se introdujo en la sección 2.6. El esquema de la topología será el de la *Figura 8.1*.



**Figura 8.1.** Esquema de la topología de diversidad por frecuencia. En color rojo se puede ver marcado el oscilador variable.

El cambio notable consiste en sustituir el oscilador a una frecuencia fija que se ha utilizado en las tres primeras topologías (capítulos 3, 4 y 7) por un oscilador variable controlado por tensión (VCO).

De forma análoga a lo explicado en el capítulo 7, el sistema final debería ser capaz de, automáticamente, detectar una bajada de nivel de amplitud máxima del blanco debido a que éste se ha movido y variar la frecuencia del oscilador local mediante una tensión de control para utilizar otra frecuencia donde se pueda detectar a la nueva distancia.

### 8.1 Características generales del montaje

Se mantendrá el mismo montaje que en la primera topología (capítulo 3), con la modificación de variar la frecuencia del oscilador local. Éste será el mismo que el de las tres primeras topologías (capítulos 3, 4 y 7), es decir, el modelo SM300 del fabricante Rohde & Schwarz. En esta cuarta topología, sin embargo, se utilizará un programa de control de Matlab para modificar la frecuencia del oscilador local.

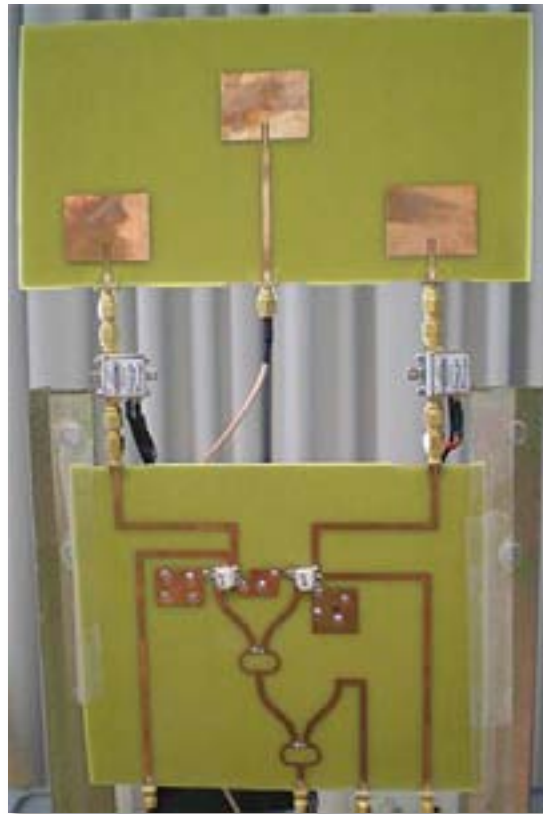
Se utilizarán dos tipos de antenas para hacer las mediciones:

- Antenas tipo “parche” utilizadas en la primera topología.
- Antenas “Vivaldi” de banda ancha, a modo comparativo. Ambas idénticas.

Estas últimas antenas se detallan en la sección 8.3, no han sido diseñadas específicamente para este proyecto y, como se indica, se han utilizado únicamente a modo comparativo ya que las antenas “parche” no son de banda ancha y, en un principio, no podrían utilizarse si fuese un ancho de banda elevado. Veremos cómo no es así en las sucesivas secciones.

## 8.2 Montaje real del sistema

El montaje corresponde con el uso de las antenas del capítulo 3 y el circuito receptor del capítulo 4. El sistema completo se puede ver en la *Figura 8.9*. En las *Figuras 8.10* y *8.11* podemos ver las antenas Vivaldi y el generador controlado de forma remota, respectivamente.



**Figura 8.9.** Fotografía del montaje de diversidad por frecuencia, vista frontal. Notar cómo se corresponde con las antenas de la topología 1 con el receptor de la topología 2, aunque sólo se utilizará un canal de recepción.



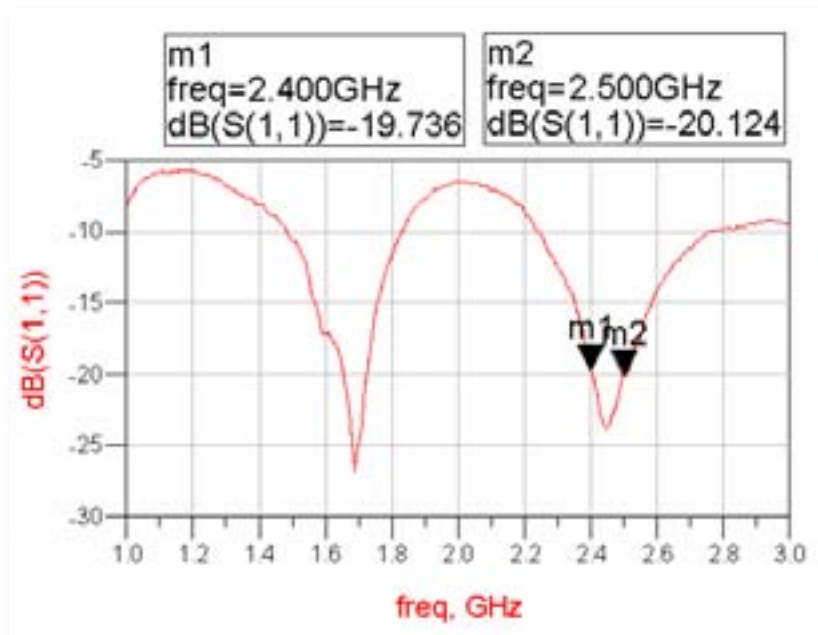
**Figura 8.10.** Antena Vivaldi de banda ancha. Cara anterior y posterior.



**Figura 8.11.** Generador de funciones utilizado como oscilador local para el sistema radar, en todas las topologías. Cobra mayor importancia en esta topología puesto que se debe controlar remotamente para variar la frecuencia.

### 8.3 Caracterización de la antena Vivaldi

Mediante el analizador de redes se ha medido la respuesta frecuencial de la antena Vivaldi. Sólo se medirá la de una antena puesto que ambas (transmisión y recepción) son idénticas. Los resultados se muestran en la *Figura 8.2* y se comprueba que se puede utilizar en el ancho de banda de interés (2.4 GHz), siendo mucho mayor que los parches utilizados hasta el momento.



**Figura 8.2.** Curva de adaptación de la antena Vivaldi utilizada como referencia.

## 8.4 Medidas y resultados

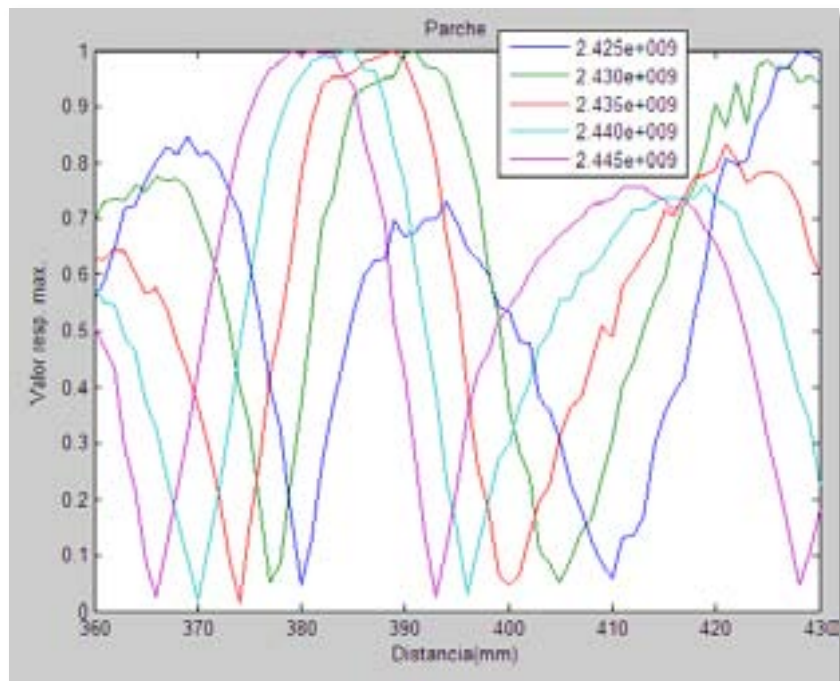
Se volverá a utilizar de blanco un altavoz alimentado con una onda senoidal de 5 Hz de frecuencia y 5 Vpp de amplitud, como en el resto de topologías.

Utilizando únicamente las antenas **parche** se tomarán medidas en función de la distancia, desde **360 a 430 mm, en pasos de 1 mm**. Para cada distancia, se tomarán las medidas correspondientes a las frecuencias entre **2.42 y 2.48 GHz**, en pasos de **0.005 GHz**. Así pues, habrá **13** frecuencias distintas en esta banda.

El hecho de escoger esta banda de frecuencias se debe a las regulaciones tanto nacionales [1] como internacionales [2] sobre bandas *ISM* (Industrial, Científica y Médica) que son libres para transmitir. Concretamente, la banda de 2.4-2.5 GHz está reconocida como banda ISM y es libre, por lo que las frecuencias a variar en diversidad estarán en dicho rango.

### 8.4.1 Amplitud con niveles normalizados en función de la distancia

En la *Figura 8.3* se pueden observar las curvas de detección en función de la distancia para varias frecuencias. De la gráfica en una primera aproximación se concluye que se soluciona el problema de ceros, ya que mediante todas las frecuencias se puede alcanzar siempre un máximo.



**Figura 8.3.** Valor respecto el máximo recibido para distintas frecuencias, en función de la distancia

#### 8.4.2 Comparación con las antenas Vivaldi para frecuencias concretas

Utilizando las antenas Vivaldi, se medirá la misma gráfica que en la sección anterior, pero en este caso para dos frecuencias concretas (2.45 y 2.48 GHz), y se compararán con las medidas por las antenas parche. Se puede ver el resultado para ambas en las Figuras 8.4 y 8.5.

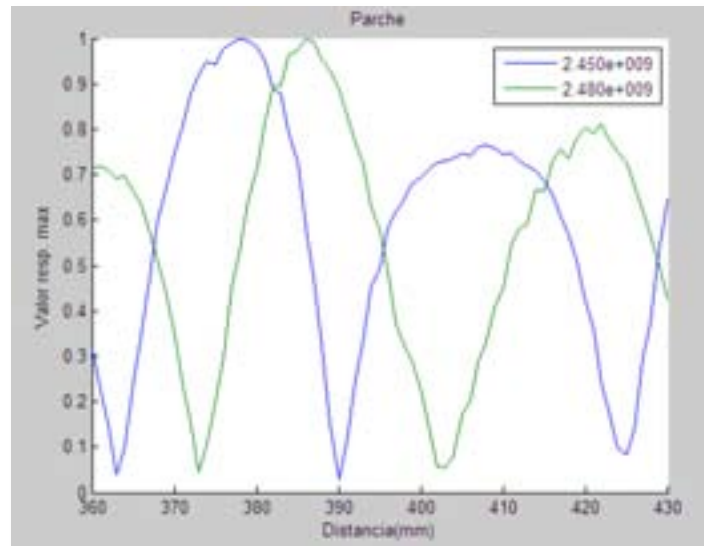


Figura 8.4. Valor respecto el máximo del canal para las frecuencias de 2.45 y 2.48 GHz, antena parche

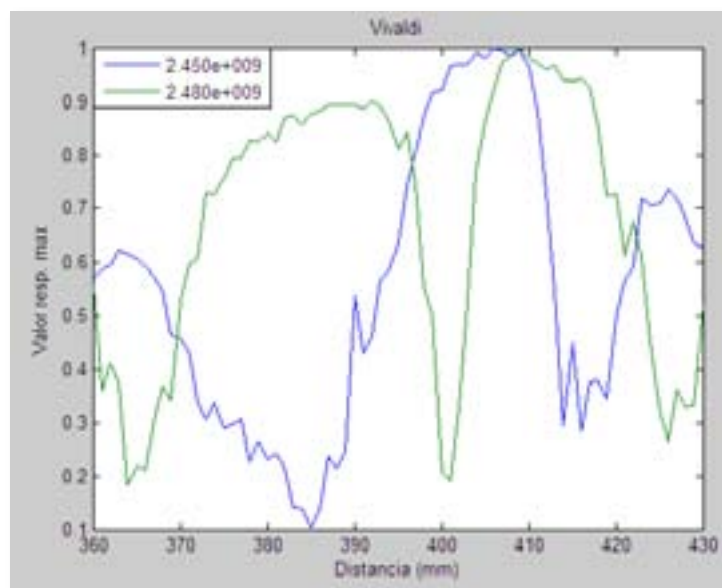
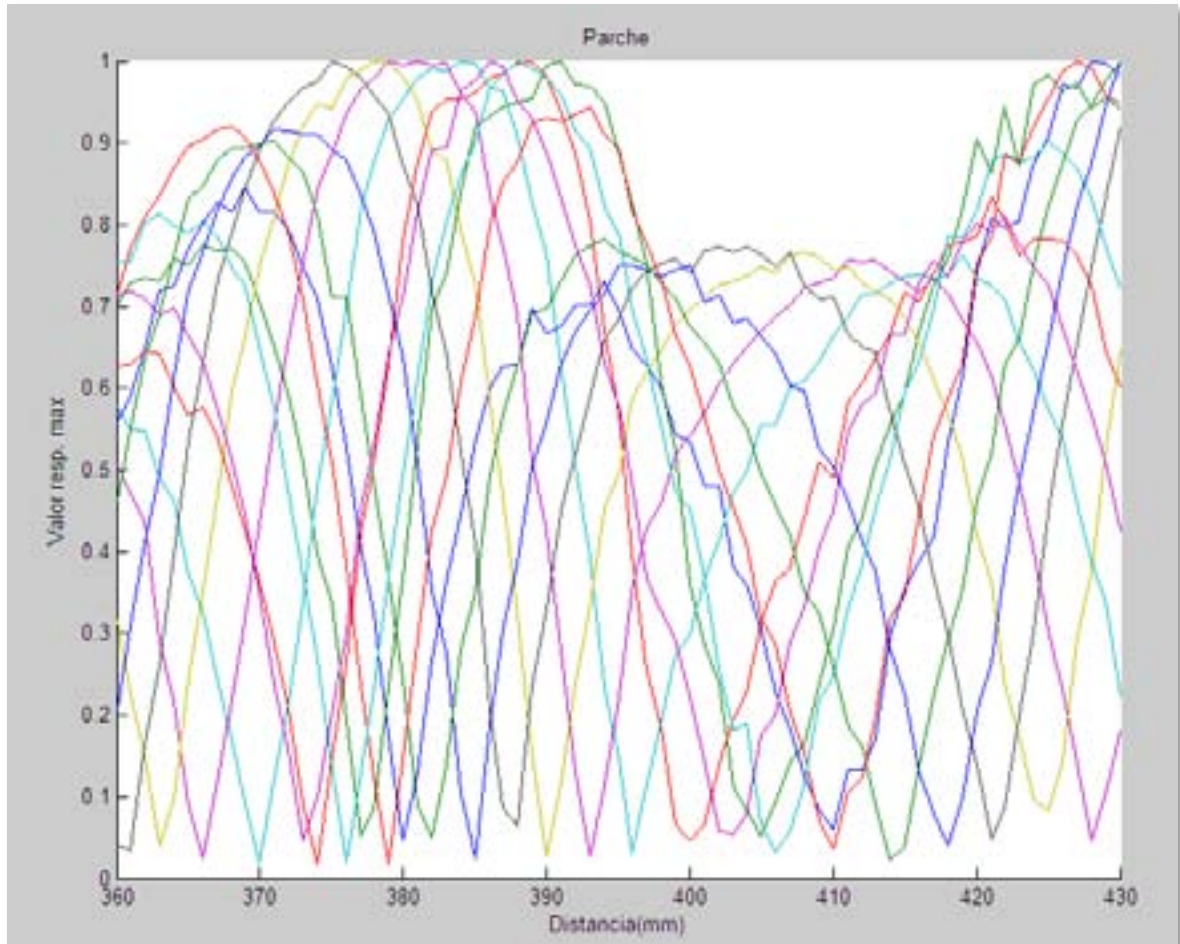


Figura 8.5. Valor respecto el máximo del canal para las frecuencias de 2.45 y 2.48 GHz, antena Vivaldi

Se puede ver como los resultados son ligeramente distintos, y, que a pesar de tener mayor ancho de adaptación las antenas Vivaldi, como se ha visto en la sección 8.3, el resultado no es mejor. También se observa cómo no hay una correspondencia exacta, ya que se está modificando el término relacionado con la frecuencia, y no la fase directamente (capítulos 3 y 4).

### 8.4.3 Superposición de todas las frecuencias para el margen de distancias

En este caso se superpondrán todas las frecuencias tomadas en la sección 8.4.1 (13 curvas) en función de distancia, para comprobar cómo se es capaz de eliminar el problema de ceros mediante esta topología. En la *Figura 8.6* se muestra el resultado.



**Figura 8.6.** Superposición de todas las curvas correspondientes a distintas frecuencias para el margen de distancias

A simple vista se puede ver cómo el nivel máximo de detección no baja del 75% para cualquier distancia, siendo el mejor resultado obtenido respecto las otras topologías. También hay que observar cómo las gráficas están comprimidas unas respecto otras (a mayor frecuencia, mayor compresión), por lo que no se puede trabajar en una frecuencia dual, como parecía que era viable en la sección 8.4.2, sino que hay que realizar un barrido en toda la banda.

Hay que recordar la complejidad de este sistema, que requiere un VCO (integrado en un PLL) con un tiempo rápido de adquisición de frecuencia. También esta opción requiere mayor tiempo de computación.

#### 8.4.4 Comparación con las simulaciones

Se partirá de lo explicado en la sección 2.6 para simular la respuesta del radar para los distintos canales y superponerla a la *Figura 8.3*. Se modificará la ecuación (2.26) para que se ajuste a las medidas, mediante un nuevo término de fase  $\phi_I$ .

$$B(t) = \cos[\phi + \phi_1 + \beta_0 \cdot m_r \cdot \sin(\omega_r t) + \beta_0 \cdot m_h \cdot \sin(\omega_h t)] \quad (8.1)$$

Donde este término de fase  $\phi_I$  valdrá (8.2):

$$\phi_1 = 1.4 + 2\pi f \cdot 8.3 \cdot 10^{-9} \quad (8.2)$$

La obtención de este término de fase, con estos valores concretos, se debe a lo siguiente:

- **Fase constante (1.4 rad):** se debe a un desajuste entre la distancia real entre la antena y el altavoz, debido, entre otros, a una sección recta que no es completamente plana y ligeras imprecisiones al medir la distancia en el montaje real.
- **Offset dependiente de la frecuencia ( $2\pi f \cdot 8.3 \cdot 10^{-9}$  rad):** se debe al retraso de grupo diferencial entre los accesos OL y RF al mezclador. Se puede modelar el término como:

$$Desf = 2\pi f \delta \quad (8.3)$$

Donde  $\delta$  es el retardo de grupo, diferente para ambos accesos ya que uno debe recorrer el camino de ida y vuelta de radar, y el otro únicamente la pista hacia el acceso OL al mezclador.

A efectos prácticos, dado que la frecuencia la conocemos, se ajustará experimentalmente el factor  $\delta$  hasta conseguir la separación entre ceros de frecuencias adyacentes que se obtienen en la simulación, es decir, 8.3 ns, y después se ajustará la fase constante para que éstos estén en la posición que les corresponde, en lo que podemos considerar un paso de calibración del radar.

A continuación se mostrarán, en las *Figuras 8.7* y *8.8*, las gráficas correspondientes a la simulación y las medidas obtenidas, todas ellas con la antena parche. Notar como la gráfica con los valores medidos (*Figura 8.8*) es la misma que la de la *Figura 8.3*, ya que se ha colocado únicamente a modo comparativo. Por lo que respecta a la posición de los ceros, se demuestra lo explicado en (8.1) y siguientes, ya que concuerdan con las simuladas.

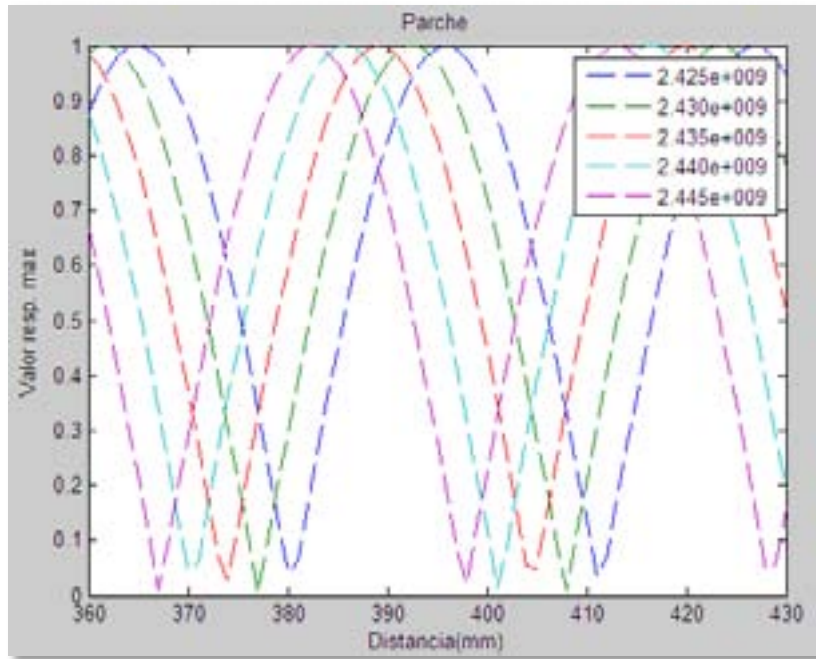


Figura 8.7. Valor respecto al máximo para distintas frecuencias, en función de la distancia, simulado

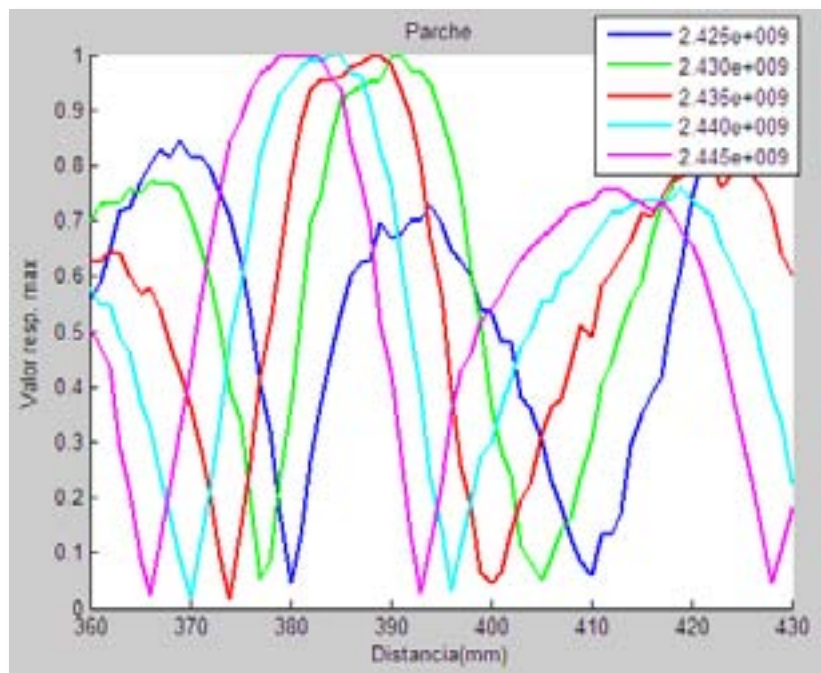
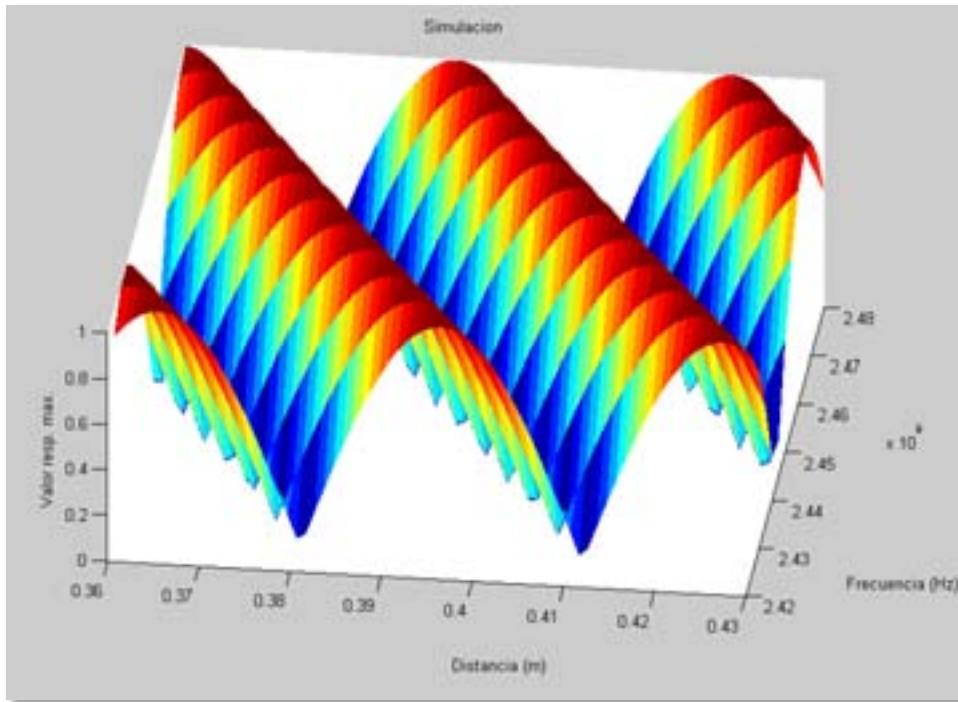


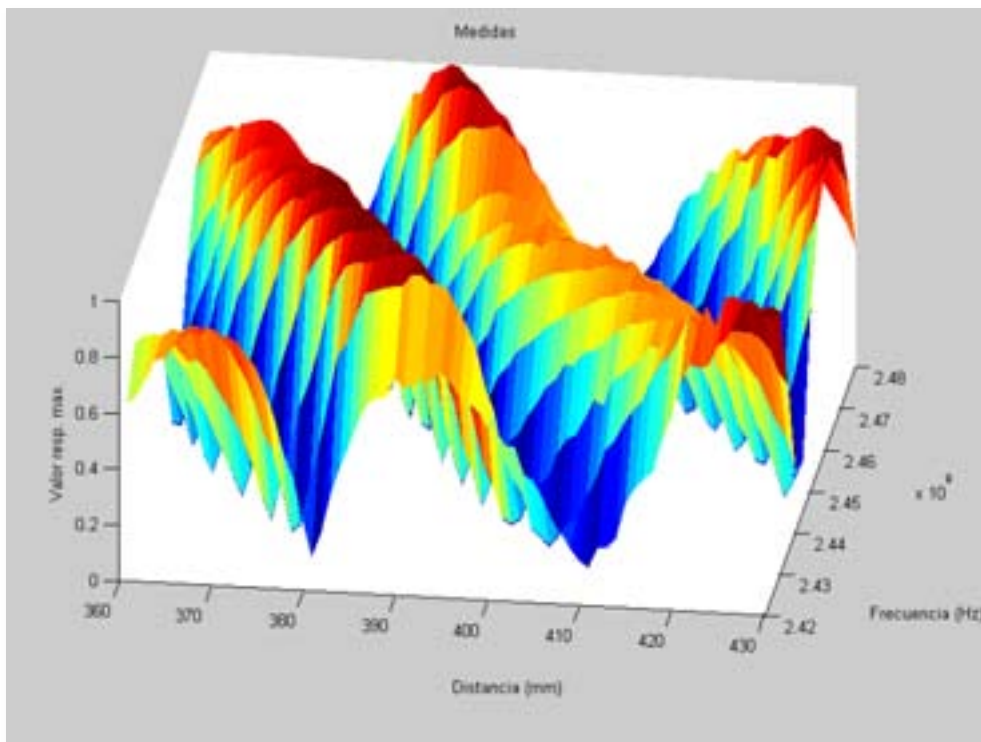
Figura 8.8. Valor respecto al máximo para distintas frecuencias, en función de la distancia, medido

#### 8.4.5 Comparación con las simulaciones en 3D

Se representará la gráfica de la *Figura 8.6* en tres dimensiones, de forma que sea más sencillo comparar la respuesta obtenida con la simulación. De hacerlo en una gráfica 2D, como en la sección anterior, resultaría complicado ver las diferencias. En la *Figura 8.12* se puede ver el resultado teórico esperado, y en la *Figura 8.13* el valor medido.



**Figura 8.12.** Representación 3D utilizando los ejes de distancia y de frecuencia de las distintas amplitudes teóricas. Un color más rojo implica mayor amplitud, y un color más azul implica menor amplitud.



**Figura 8.13.** Representación 3D utilizando los ejes de distancia y de frecuencia de las distintas amplitudes medidas. Un color más rojo implica mayor amplitud, y un color más azul implica menor amplitud.

Con este tipo de representación se puede observar claramente como hay una respuesta bastante similar a la esperada. Se puede ver también cómo la bajada de nivel al 75% de la *Figura 8.6* se traduce en un color menos rojo (menor amplitud) en la misma zona (400 a 420 mm aproximadamente).

## 8.5 Referencias bibliográficas

[1] Ministerio de Industria, Turismo y Comercio – Cuadro Nacional de Atribución de Frecuencias,  
<http://www.mityc.es/telecomunicaciones/Espectro/CNAF/cuadroAtribuciones2010.pdf>

[2] *International Telecommunication Union (ITU)* – Definición de banda ISM,  
<http://www.itu.int/ITU-R/terrestrial/faq/index.html#g013>

## 9 Caracterización del dispositivo conversor Analógico/Digital

### 9.1 Amplitud de la señal obtenida

Para adquirir la señal una vez filtrada en paso-bajo y amplificada, se utilizará la entrada de micrófono de una tarjeta de sonido estándar de PC, que se utilizará como convertidor analógico-digital.

La señal se obtiene directamente utilizando rutinas de MATLAB, concretamente las funciones “wavrecord” y “plot” para mostrarla en pantalla.

Dado que la escala de amplitud de la señal mostrada no coincide con la que estamos introduciendo realmente, calcularemos el factor de conversión a aplicar a todas las muestras introduciendo un valor de tensión pico a pico conocido y midiendo el valor que nos muestra el ordenador. Los valores obtenidos, así como el factor, se muestran en (9.1):

$$F_{conv} = \frac{V_{pp,Real}}{V_{pp,PC}} = \frac{204 \text{ mVpp}}{3.348 \cdot 10^4 \text{ Vpp}} = 6.0932 \cdot 10^{-6} \quad (9.1)$$

Teniendo en cuenta este valor, multiplicaremos todas las muestras por el factor  $F_{conv}$  para obtener la tensión pico a pico real.

### 9.2 Función de transferencia de la tarjeta de sonido

Debemos tener también en cuenta que la propia tarjeta de sonido provoca una atenuación de la señal para frecuencias muy bajas. Dado que estamos trabajando con frecuencias habituales de 0.3~0.7 Hz en el caso de la respiración, el efecto puede ser notable.

Para estudiar este efecto, se tomarán muestras de tensión pico a pico de un tono senoidal conocido para distintas frecuencias desde 0 hasta 20 Hz, observando la variación de la misma respecto la de entrada (conocida). En la *Figura 9.1* se muestra la **función de transferencia de la tarjeta de sonido** del PC.

Observamos como hay una atenuación de aproximadamente 20 dB para una frecuencia de 0.3 Hz, la cual podría afectar a la detección de la respiración, y que se ha tenido en cuenta aumentando la ganancia de los amplificadores.

Hay que recordar sin embargo que la amplitud de la respiración siempre será mucho mayor que la del corazón, por lo que aunque se atenúe, mientras sea posible recuperar la señal de las pulsaciones será posible recuperar la de la respiración.

Se concluye que este efecto se debe considerar, pero no es crítico dado que la detección de la respiración dispone de mayor amplitud.

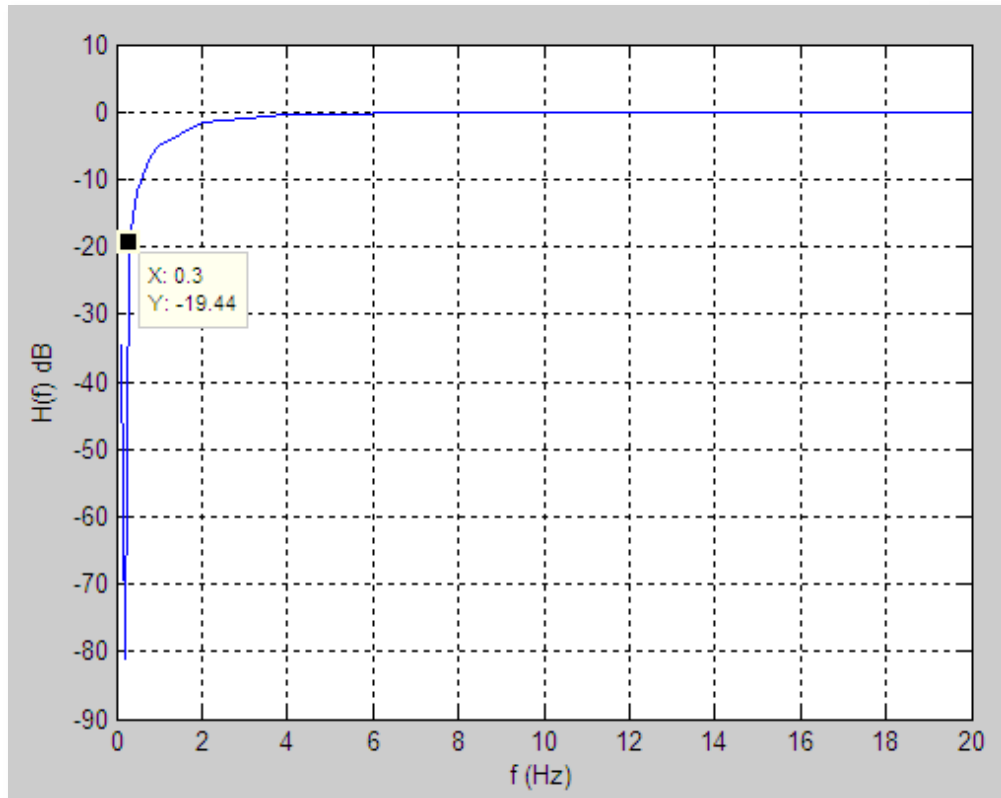


Figura 9.1. Respuesta frecuencial de la tarjeta de sonido utilizada para recepción.

### 9.3 Captura de las medidas

Se utilizará el dispositivo conversor A/D para capturar la señal temporal mediante Matlab, de la forma siguiente:

- Se indicará la **frecuencia de muestreo ( $f_s$ )** en Hz. En nuestro caso **8 kHz**, mucho más alta que la necesaria para cumplir el criterio de Nyquist (debería ser, como mínimo, el doble de la frecuencia del blanco, es decir,  $2 \cdot 5 \text{ Hz} = 10 \text{ Hz}$ ), pero es la mínima que nos permite escoger la tarjeta de sonido del PC.
- Se indicará la **frecuencia del blanco esperada**. En nuestro caso **5 Hz** para todas las pruebas que utilicen el altavoz como blanco.
- Se indicará el **número de periodos** a capturar. En nuestro caso **10 periodos**.
- Se calculará el **número de muestras (N)** obtenidas como (9.2):

$$N = \text{frecuencia de muestreo} * \frac{\text{número de periodos}}{\text{frecuencia del blanco}} \quad (9.2)$$

Una vez hecho esto, se utilizará la función **wavrecord(N,Fs,2,'int16')** de Matlab, para capturar ambos canales **en el dominio temporal** utilizando la tarjeta de sonido. A esta función le indicaremos el **número de muestras N**, la **frecuencia de muestreo Fs**, el **número de canales a capturar (2**, puesto que estamos capturando dos canales, que equivale a recibir en modo Stereo con la tarjeta de sonido) y el tipo de variable en qué queremos guardarlo (entero de 16 bits).

Para cada medida guardaremos en un archivo **.mat** la señal capturada con “wavrecord”, además de la frecuencia de muestreo, el número de muestras y el valor de la distancia a la cual se ha realizado la medida.

#### 9.4 Procesado de los datos

Una vez capturada la señal de ambos canales para todas las distancias (en el caso de las topologías 1 y 2) o de uno de los mismos (en el caso de las topologías 3 y 4) se cargarán uno a uno los ficheros creados y se hará lo siguiente:

- Se calculará la **transformada Chirp-Z (CZT)** [1][2] mediante el comando de Matlab **czt(x,m,w,a)**, de las dos señales capturadas indicando los parámetros:
  - **x** será el vector con los datos capturados del fichero **.mat (señal temporal)** al que aplicar la transformada Chirp-Z.
  - **m** será el número de muestras (en este caso, **m=2024**, escogido arbitrariamente).
  - **w** será el incremento a lo largo del contorno, lo calcularemos como:

$$w = e^{\frac{-2\pi j \cdot (f_2 - f_1)}{m \cdot f_s}} \quad (9.3)$$

Donde  $f_1 = 4 \text{ Hz}$  y  $f_2 = 6 \text{ Hz}$ . De esta forma estamos indicando que queremos centrarnos alrededor de **5 Hz**, la frecuencia a la cual esperamos recibir la señal dado que el generador que alimenta el altavoz está a 5 Hz. Por último,  $f_s$  será la frecuencia de muestreo, obtenida directamente del fichero **.mat** que estamos leyendo. Obviamente será de **8 kHz** para todos los ficheros guardados.

- **a** será el punto de inicio del contorno, dado que acabamos de calcular el incremento a lo largo del mismo utilizando la frecuencia inicial y final, se observa claramente que debe ser:

$$a = e^{\frac{-2\pi j \cdot f_1}{f_s}} \quad (9.4)$$

Internamente, el programa Matlab calculará (9.5), siendo los parámetros  $z$  (9.6) y  $k$  (9.7):

$$CZT(z) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) \cdot z^{-n} \quad (9.5)$$

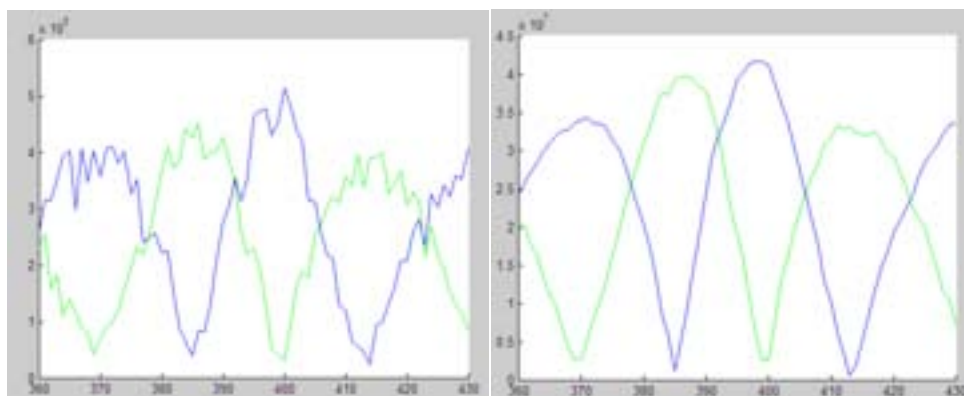
$$z = a \cdot w^{-k} \quad (9.6)$$

$$k = 0, 1, \dots, m - 1 \quad (9.7)$$

- Se obtendrá el valor máximo del valor absoluto de todos los puntos de la transformada. Notar que este valor sería el máximo que puede detectar para esa medida concreta, y será el que utilizaremos para representar las gráficas de amplitud de detección en función de la distancia (capítulos 3 y 4) o del desfasaje aplicado (capítulo 7). En diversidad por frecuencia (capítulo 8), para cada distancia habrá un seguido de frecuencias con sus correspondientes transformadas.
- En caso de querer representar únicamente la respuesta de uno o ambos canales para una distancia concreta, no se obtendría el máximo del vector con los puntos de la transformada Chirp-Z, simplemente se representaría el módulo de dicho vector en función de la frecuencia para un fichero .mat concreto.

El hecho de utilizar la transformada Chirp-Z en lugar de trabajar con la transformada de Fourier se debe a que con esta transformada se pueden utilizar todas las muestras concentradas alrededor de unas frecuencias concretas y, por lo tanto, **augmentar la resolución** de la señal recuperada. Si utilizáramos la transformada de Fourier todas las frecuencias tendrían el mismo número de muestras, y por tanto, la resolución se reduciría ya que las 2024 muestras se deberían repartir entre un mayor rango de frecuencias.

A continuación veremos un ejemplo en la *Figura 9.2* sobre una de las medidas para comprobar cómo mejora la transformada Chirp-Z las gráficas y resultados que se han mostrado en el proyecto respecto usar la transformada de Fourier. Notar que no se ha multiplicado por el factor de corrección (9.1) para convertir los niveles de la escala a niveles de tensión, se muestra únicamente a modo cualitativo para comprobar la mejora.



**Figura 9.2.** Comparación entre el uso de la FFT (izquierda) y la CZT (derecha) para procesar la señal

## 9.5 Referencias bibliográficas

[1] A. Frickey, "Using the Inverse Chirp-Z Transform for Time-Domain Analysis of Simulated Radar Signals", Publication, Proceedings of the 5th international conference on Signal Processing Applications and Technology, Dallas TX, Oct. 18-21, pp. 1366-1371, 1994.

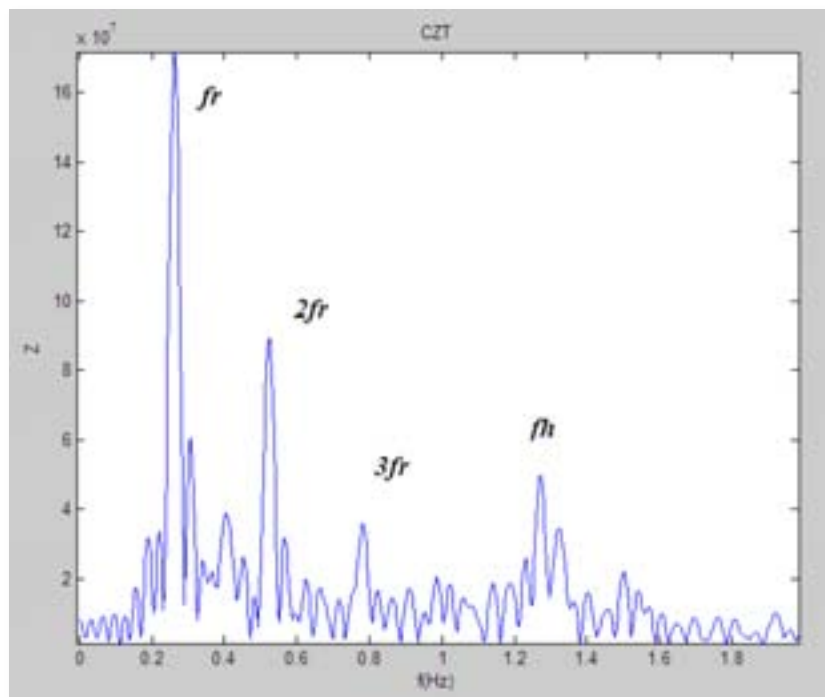
[2] [https://iie.fing.edu.uy/ense/asign/sisdsp/proyectos/2002/detector\\_notas/tranfo.html](https://iie.fing.edu.uy/ense/asign/sisdsp/proyectos/2002/detector_notas/tranfo.html)

## 10 Medidas de signos vitales sobre un sujeto real

En este último capítulo se mostrarán medidas de respiración reales tomadas sobre un sujeto. Dichas medidas se muestran a modo informativo, puesto que el objetivo del proyecto es solucionar el problema de ceros de detección en función de la distancia, y no evaluar el uso del sistema sobre personas, pero no se ha creído conveniente presentar estos resultados para demostrar la viabilidad de los sistemas presentados en casos reales.

### 10.1 Medidas de armónicos de la respiración

Se mostrará la transformada Chirp-Z de la señal temporal obtenida a un sujeto en condiciones normales a una distancia de 90 cm del radar en la *Figura 10.1*.



**Figura 10.1.** Respuesta frecuencial de la señal obtenida sobre una persona

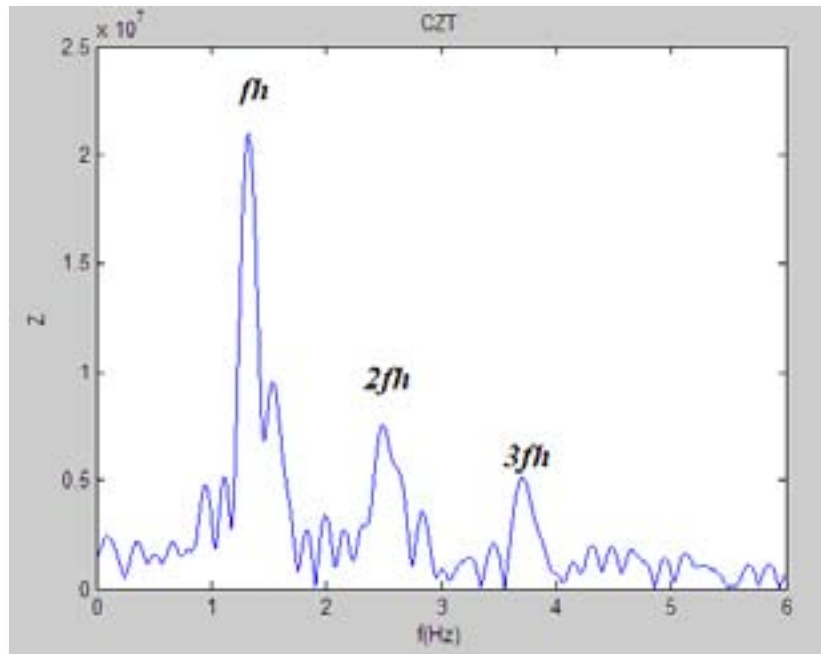
Se puede observar lo siguiente:

- Pico en 0.2609 Hz, correspondiente a la frecuencia de respiración ( $f_r$ )
- Pico en 0.5217 Hz, correspondiente a la frecuencia doble de la respiración, es decir, segundo armónico de la misma.
- Pico en 0.7826 Hz, correspondiente a la frecuencia triple de la respiración (tercer armónico).
- Pico en 1.275 Hz, no relacionado con  $f_r$  en forma de múltiplo entero y perteneciente a la frecuencia del corazón o pulsaciones ( $f_h$ ).

Con estas medidas se puede observar la presencia de armónicos explicada en la sección 2.2, y cómo su amplitud podría afectar a la del señal del corazón. Sin embargo, a la frecuencia del cuarto/quinto armónico de la respiración no se puede detectar ningún pico, y sí a una frecuencia completamente distinta, que corresponde a las pulsaciones del corazón.

## 10.2 Medidas de armónicos del corazón

En este caso, el sujeto mantendrá la respiración durante la prueba, para obtener únicamente la señal correspondiente a las pulsaciones del corazón. Las condiciones son las mismas que en el caso anterior. Se muestra el resultado en la *Figura 10.2*.



**Figura 10.2.** Respuesta frecuencial de la señal obtenida sobre una persona, mientras mantenía la respiración

Se observan los siguientes máximos:

- Pico en 1.325 Hz, correspondiente a la frecuencia del corazón ( $f_h$ )
- Pico en 2.493 Hz, correspondiente de forma aproximada al doble de la frecuencia del corazón. Notar cómo al detectar movimientos de mucha menor amplitud, el armónico no es tan ideal como en el caso de la sección 10.1.
- Pico en 3.706 Hz, correspondiente de forma aproximada al triple de la frecuencia del corazón. De nuevo, se aleja más del valor teórico.

También existen los armónicos, tal y como se explicó teóricamente en la sección 2.2, para la frecuencia del corazón. Sin embargo, estos son más difíciles de detectar por el sistema.

A pesar de ello, se puede comprobar cómo las medidas sobre una persona real son perfectamente viables aunque no son tan ideales como las realizadas sobre un altavoz, y requieren de un procesamiento de datos mucho más complejo. Por este motivo se ha usado el altavoz para todo el análisis de ceros de detección.

## 11 Conclusiones finales y líneas futuras

Mediante la realización de este proyecto, se ha comprobado experimentalmente el funcionamiento de cuatro topologías distintas para solucionar el problema de ceros de detección de signos vitales mediante radar Doppler.

Como se ha visto, las cuatro topologías presentan ventajas e inconvenientes, y, en función de la precisión o del coste que se requiriera se podría escoger una u otra.

**Las dos topologías de desfase fijo** proponen un sistema sencillo y fácil de implementar, más barato que las dos últimas, pero podrían presentar, en casos muy concretos, y de forma teórica, problemas cuando el blanco se inclina, al requerir dos antenas.

Estas dos topologías podrían simplificarse más aún, ya que al tener dos receptores idénticos, utilizando un simple conmutador (switch) que cambie entre una u otra antena, el sistema tendría un único sistema receptor, abaratando el montaje y reduciendo el número de componentes.

**La topología con desfasador variable** propone un sistema más complejo que las de desfase fijo, ya que el receptor debe enviar órdenes al desfasador para colocarse en una posición de máximo. Esto requiere de una lógica computacional mayor, además de tener que añadir al sistema el coste del propio desfasador.

Por contrapartida, el sistema utiliza únicamente una antena en recepción, evitando el problema de inclinación del blanco, y además el ajuste de la fase se puede realizar de forma muy precisa, consiguiendo medidas mucho mejores que en las topologías de desfase fijo.

**La topología de diversidad por frecuencia** propone el sistema más complejo de todos, ya que añade un oscilador variable controlado por tensión que debe modificar el receptor de forma dinámica.

La fiabilidad de la topología está precisamente en la velocidad y tiempos de adquisición de dicho oscilador. Actualmente el coste del oscilador a las bandas que hemos presentado, fabricado en grandes cantidades, no es excesivamente alto ya que trabaja en las mismas bandas que productos populares como WiFi o WiMAX, que también los utilizan. Sin embargo, el coste computacional sí que es más elevado que en las otras tres topologías, no sólo por la capacidad de proceso del sistema, sino por la memoria ya que debe recoger muchas más medidas para saber cuál es la frecuencia idónea.

Esta última topología, a pesar de todo, ha mostrado los mejores resultados para el margen de distancias, y al no tener dos antenas, no sufre del posible problema cuando el blanco se inclina.

En definitiva, las topologías propuestas deberían utilizarse según lo siguiente:

- Para aplicaciones de monitorización **durante largos periodos de tiempo**, donde es más importante la detección en sí que la precisión de la medida, las topologías de desfase fijo son un sistema barato, sencillo y fiable a largas distancias.

- Para aplicaciones de monitorización **puntuales**, donde se busca una mayor precisión, la topología de desfasador variable es un sistema más caro pero más fiable. Si se quiere aumentar aún más la fiabilidad, se puede optar por una topología de **diversidad por frecuencia** con un oscilador muy rápido y preciso en realizar saltos de frecuencia.

Por lo que respecta a líneas futuras, se han demostrado un buen número de ideas para implementar radares para detección de signos vitales, pero el siguiente paso sería su integración (miniaturización) y control automático de aquellas topologías que lo requieren, Este control automático tendría que ser remoto, usando por ejemplo redes de sensores tipo “ZigBee”, que además permitiesen además adquirir remotamente la información que produce el radar.