

TRABAJO FIN DE GRADO
GRADO EN FÍSICA

Diseño de un sistema radar IQ para la detección
de la frecuencia cardiaca y respiratoria



Universidad de Valladolid

Facultad de Ciencias

Autor: Álvaro García Balsa
Tutores: Carlos Torres y José María Muñoz

Resumen

Entre las múltiples aplicaciones de la tecnología radar se encuentra especialmente interesante la relacionada con el campo biomédico. El hecho de poder medir la frecuencia cardíaca y respiratoria sin contacto representa una gran ventaja en el estudio y diagnóstico de problemas como el síndrome de muerte súbita del lactante o la apnea-hipoapnea del sueño.

Se va a realizar un estudio completo de un radar IQ, tanto el diseño hardware como la programación del software necesario para obtener medidas.

Se presentan dos algoritmos de procesamiento de la señal, por un lado la demodulación de arcotangente y por otro la proyección sobre eje de máxima sensibilidad, novedoso respecto a lo encontrado en la bibliografía sobre el tema.

Además se toman medidas con sujetos reales y se comparan con un estudio realizado con radar escalar. Estas medidas muestran cómo el uso de un radar IQ aplicado a las señales vitales resuelve el principal problema que presenta el radar escalar, la existencia de ceros de sensibilidad en función de la distancia. Adicionalmente se obtienen un mayor número de medidas satisfactorias bajo las mismas condiciones.

Abstract

Between the multiple fields of application of the Radar technology, it is on biomedical area where is especially interesting. The fact that we can monitor heart and respiration rates contactless suppose a great advantage on study and diagnose of various disease like sudden infant death or sleep apnea-hypoapnea syndrome.

A complete study of an IQ radar will be carried out, both the hardware design and the software needed to obtain relevant measurements.

Two signal processing algorithms are exposed. On the one hand the arctangent demodulation and on the other hand the projection over the maximum sensitivity axis, this one is not present in the consulted related bibliography.

Moreover, real subjects are monitored, and the results are compared with a similar work that use a scalar Radar. These measures shown that the application of an IQ Radar to acquire the cardio-respiratory rates solves the main problem that presents the scalar Radar, existence of null points depending on the distance. The IQ Radar improve the results obtaining a greater number of satisfactory measures on the same conditions.

Agradecimientos

Para empezar me gustaría agradecer los conocimientos y recursos puestos a mi disposición por mis tutores Jose María Muñoz y Carlos Torres para la realización de este Trabajo de Fin de Grado.

Por otra parte agradecer el apoyo y paciencia a todo aquel que me ha acompañado en algún momento en este camino que ha supuesto el grado y el presente trabajo. Gracias a mi familia, a mis amigos de diferentes círculos y a todas las personas que han pasado por mi vida y la han marcado de una forma u otra.

Por último –y por ello más importante– dar las gracias a la Libertad que siempre me han regalado mi Padre y mi Madre para tomar mis propias decisiones, celebrando los aciertos y apoyándome en los errores. Gracias a ello he ido creciendo como persona, tomando siempre mi propio camino.

Puedes estar tranquilo, ya ha terminado.

Índice general

I	Introducción al estudio	1
1.	Introducción	2
2.	Radar: antecedentes y aplicaciones generales	3
3.	Radar y detección de señales vitales	5
3.1.	Métodos de medida de FC y FR	5
3.2.	Ventajas y aplicaciones del radar para medir FC y FR	6
3.3.	Estado actual	8
4.	Objetivos	10
II	Aspectos teóricos	12
5.	Fundamentación teórica	13
5.1.	Principio radar	13
5.2.	Esquema básico de un radar	13
5.3.	Tipos de radar	14
6.	Radar CW	16
6.1.	Receptor homodino	17
6.2.	Efecto Doppler	18
6.3.	Radar vectorial	18
7.	Algoritmos	21
7.1.	Modelización del movimiento	21
7.1.1.	Anatomía y fisiología respiratoria	21
7.1.2.	Anatomía y fisiología cardiaca	23
7.1.3.	Ecuaciones del movimiento	26
7.1.4.	Armónicos	28
7.2.	Método de demodulación de la arcotangente	30
7.3.	Método de proyección sobre eje de máxima sensibilidad	34

8. Análisis espectral	38
8.1. Dominio del tiempo y dominio de la frecuencia	38
8.2. Transformada de Fourier	39
8.3. Transformada Chirp Z	40
9. Filtrado de la señal	43
III Realización práctica	45
10.Descripción del sistema de medida	46
10.1. Hardware: módulo de radar	47
10.2. Hardware: canntenas	49
10.3. Hardware: convertidor analógico-digital	51
10.4. Software: controlador	51
10.5. Auxiliar: generador de funciones y altavoz	53
10.6. Auxiliar: pulsioxímetro	54
11.Método experimental	55
11.1. Descripción del espacio de trabajo	55
11.2. Pruebas con señales simuladas	57
11.2.1. Simulación inicial	57
11.2.2. Simulación FFT vs CZT	57
11.2.3. Simulación arcotangente vs proyección	58
11.2.4. Diseño de filtro	58
11.2.5. Estudio de armónicos	59
11.2.6. Estudio con ruido ambiental	59
11.3. Pruebas a frecuencia conocida	60
11.4. Medidas con sujetos	61
11.4.1. Análisis respecto a la distancia	61
11.4.2. Sujetos de medidas	61
11.4.3. Tipos de medidas	61
11.4.4. Posición de medida	62
12.Análisis de medidas	63
12.1. Análisis de señales simuladas	63
12.1.1. Simulación inicial	63
12.1.2. Simulación FFT vs CZT	64
12.1.3. Simulación arcotangente vs proyección	66
12.1.4. Diseño de filtro	67
12.1.5. Estudio de armónicos	71
12.1.6. Estudio con ruido ambiental	72
12.2. Análisis de pruebas a frecuencia conocida	76
12.3. Análisis de medidas con sujetos	79
12.3.1. Medida auxiliar	79
12.3.2. Obtención de datos	80

13. Análisis de resultados	90
IV Conclusiones	95
A. Obtención del pulso cardiaco	98
B. Programas Matlab	100
B.1. Algoritmos	100
B.1.1. Método de demodulación de la arcotangente	100
B.1.2. Método de proyección sobre eje de máxima sensibilidad	101
B.2. Análisis espectral	101
B.2.1. Transformada rápida de Fourier	101
B.2.2. Transformada Chirp Z	102
B.3. Programa general	103

Índice de figuras

5.1. Esquema de un radar básico [I]	14
6.1. Señal emitida y recibida por un radar CW [II]	17
6.2. Esquema radar escalar con receptor homodino [III]	17
6.3. Variación de la sensibilidad de la banda base con la distancia [IV]	19
6.4. Esquema radar vectorial con receptor homodino [V]	20
7.1. Esquema de la anatomía respiratoria [VI]	22
7.2. Esquema anatomía cardiaca [VII]	23
7.3. Ciclo cardiaco [VIII]	24
7.4. Gráficas del ciclo cardiaco [IX]	25
7.5. Señales cardiorespiratorias simuladas [I]	28
7.6. Esquema de la señal recibida, representada en el plano complejo [X]	31
7.7. Algoritmo de continuidad de la arcotangente [I]	33
7.8. Producto escalar y proyección de un vector sobre otro [XI]	36
7.9. Ejemplo de proyección del punto P sobre el eje de máxima sensibilidad [I]	37
8.1. Relación entre el dominio del tiempo y el dominio de la frecuencia [XII]	39
8.2. Esquemización del un contorno arbitrario propio de la CZT [XIII]	41
9.1. Ejemplo de respuesta al impulso en filtros [XIV]	44
10.1. Esquema del sistema de medida implementado en el laboratorio [XV]	47
10.2. Módulo de radar [I]	48
10.3. Antenas usadas en el montaje [XVI]	49
10.4. Esquema para la construcción de las antenas [XVI]	50
10.5. Patrón de radiación de las antenas [XVII]	51
10.6. ADC U2351A (izquierda) y terminal de conexiones U2901A (derecha) [XVIII]	51
10.7. Programa en VEE para la toma de datos [I]	52
10.8. Generador de funciones <i>Agilent 33120A</i> [XIX]	53
10.9. Pulsioxímetro auxiliar <i>Polar M430</i> [XX]	54
11.1. Situación del espacio de trabajo para la toma de medidas en sujetos [I]	56
11.2. Disposición de las antenas [I]	56

12.1. Señales IQ simuladas en la que está presente el movimiento cardiaco y respiratorio (arriba). Espectro cardiaco y respiratorio por separado (abajo) [I]	63
12.2. Simulación del espectro cardiorespiratorio mediante FFT (arriba) y CZT (abajo) [I]	65
12.3. Simulación del espectro cardiorespiratorio mediante demodulación arcotangente (arriba) y proyección sobre eje de máxima sensibilidad (abajo) [I]	66
12.4. Detalles de diseño del filtro en la aplicación <i>Filter Builder</i> [I]	68
12.5. Respuesta del filtro elíptico en magnitud (arriba) y en fase (abajo) [I]	69
12.6. Simulación de la fase filtrada y sin filtrar (arriba) y espectros de la señal (abajo). [I]	70
12.7. Simulación del espectro de frecuencias para cuatro FC distintas comprendidas entre el 3 y 4 ^o armónico respiratorio [I]	71
12.8. Simulación de los canales IQ para distintos niveles de ruido ambiente [I]	72
12.9. Simulación espectro cardiorespiratorio para distintos niveles de ruido [I]	73
12.10 Simulación espectro cardiaco por el método de arcotangente para distintos niveles de ruido [I]	74
12.11 Simulación espectro cardiaco por el método de proyección para distintos niveles de ruido [I]	75
12.12 Pruebas a frecuencia conocida para $f = 2 Hz$ y A_{max} [I]	77
12.13 Pruebas a frecuencia conocida para $f = 2 Hz$ y A_{min} [I]	78
12.14 Pruebas a frecuencia conocida para $f = 1 Hz$ a A_{max} y A_{min} y para $f = 0,3 Hz$ a A_{max} [I]	79
12.15 Análisis en el espacio IQ y respecto al tiempo. Medida para <i>Hombre 2</i> con <i>respiración</i> en posición <i>trasera</i> [I]	81
12.16 Análisis espectral comparativo entre resultados obtenidos por método arcotangente (izda) y por método de proyección (dcha) [I]	83
12.17 Análisis espectral comparativo entre resultados obtenidos por método de proyección sin recortar la fase (izda) y por el mismo método recortando parte de la fase (dcha) [I]	86
12.18 Comparación de la fase respecto al tiempo para diferentes posiciones de medida [I]	88
13.1. Comparación entre las FC obtenidas en medidas con respiración y medidas en apnea, para cada sujeto en cada posición [I]	94

Índice de cuadros

11.1. Frecuencias a simular para el estudio de armónicos.	59
11.2. Amplitud de ruido a simular para el estudio con ruido ambiental.	59
12.1. Errores relativos de la FR y FC para el caso de señales simuladas mediante el método de demodulación arcotangente y análisis con CZT.	66
12.2. Errores relativos de la FR y FC para el caso de señales simuladas mediante el método de demodulación arcotangente y método de proyección sobre eje de máxima sensibilidad. Análisis espectral con CZT.	67
12.3. Productos de intermodulación de las frecuencias cardiaca y respiratoria. . .	71
12.4. Errores relativos de la FR para el caso de señales simuladas con distintos niveles de ruido. Método de arcotangente y CZT.	73
12.5. Errores relativos de la FC para el caso de señales simuladas con distintos niveles de ruido. Método de arcotangente y CZT.	74
12.6. Valores de frecuencias cardiacas de los pacientes obtenidos mediante pulsioxímetro auxiliar.	80
12.7. Comparación de las frecuencias obtenidas con y sin recorte en la muestra. .	85
12.8. Comparación y análisis de los máximos relevantes que aparecen en la gráfica central derecha de la fig. 12.17.	87
12.9. Comparación entre la relación de amplitud de fase del movimiento cardio-respiratorio entre las tres posiciones de medida.	89
13.1. Valores de frecuencia respiratoria obtenidos para los distintos sujetos, en distintas posiciones.	91
13.2. Valores de frecuencia cardiaca en medidas con respiración obtenidos para los distintos sujetos, en distintas posiciones.	92
13.3. Valores de frecuencia cardiaca en medidas en apnea obtenidos para los distintos sujetos, en distintas posiciones.	93

Parte I

Introducción al estudio

1. Introducción

Desde que en el año 1935 el físico e ingeniero R. Watson-Watt detectase mediante ondas de radio la presencia de un bombardero, en el conocido como «experimento de Daventry» [1], el sistema radar («RAdio Detecting And Ranging», Detección y medición de distancias por radio) no ha parado de evolucionar en todos sus aspectos: Diseño del sistema, método de medición, procesado de señal y, lo que es aún más importante para el avance de este tipo de tecnologías, en diversidad de aplicaciones.

Se entiende por radar aquel sistema capaz de medir la distancia y velocidad de un objeto por medio de ondas de radiofrecuencia (RF).

El esquema más básico de un radar consta de un generador de señal, dos antenas –emisora y receptora– y un software capaz de extraer información gracias a las diferencias entre la señal emitida y recibida. El proceso de medida consiste en enviar la señal en una dirección, la cual será reflejada en parte al chocar con los objetos que haya en el entorno y la antena receptora recogerá la señal reflejada.

Para extraer información acerca de la posición de un objeto se puede medir el tiempo que ha tardado en ir y volver el pulso electromagnético o bien estudiar el desfase entre la señal emitida y recibida. Para conocer la velocidad de un objeto se tiene en cuenta el efecto Doppler, es decir, el cambio de frecuencia producido al reflejarse una onda con un objeto en movimiento.

En este trabajo se pretende aplicar las bases de la tecnología radar para conseguir información acerca de las señales biológicas más importantes, a saber, la frecuencia cardiaca (FC) y respiratoria (FR). Para ello se usará un radar IQ modular de $2,7\text{ GHz}$ (Banda S) y se plantearán diferentes algoritmos de procesado de la señal para obtener las frecuencias desde un caso ideal hasta el caso real con sujetos.

2. Radar: antecedentes y aplicaciones generales

La invención del radar como tal no se le suele atribuir a una única persona puesto que fueron varios «hitos» los que marcaron su aparición.

Las bases teóricas para el desarrollo de esta tecnología fueron asentadas en 1865, año en que Maxwell publicó su trabajo sobre las leyes que rigen el electromagnetismo y más tarde, en 1866, cuando Hertz demostró que las ondas electromagnéticas sufren los fenómenos de transmisión y reflexión al cambiar de medio [2].

El primer instrumento capaz de detectar la presencia de objetos metálicos en la distancia mediante ondas de radio fue el «Telemobiloskop», diseñado y patentado por el físico alemán Hülsmeier en 1904 [3]. El principio de funcionamiento de este aparato era el mismo que lo que se entiende actualmente por radar; emitía una señal y, si obtenía de vuelta una señal lo suficientemente potente, hacía sonar una campana. Sin embargo, no se le considera el primer radar de la historia puesto que solo detectaba la presencia de objetos metálicos pero no era capaz de determinar ni la distancia a la que se encontraban ni su velocidad.

Esta tecnología no prosperó debido, entre otras cosas, al conflicto empresarial con el sistema de radio inventado unos años antes por Marconi. Además, a comienzos de siglo no se enfocaba el potencial de esta tecnología al entorno bélico puesto que no se respiraba en Europa el ambiente de hostilidad que surgió en las décadas posteriores.

No fue hasta los años 30 cuando comenzó el gran desarrollo del radar, consiguiéndose paralelamente en varios países sistemas de radar operativos como la «British Chain Home» consistente en una gran cadena de antenas de radar que se establecieron por toda la costa este y sur de Gran Bretaña para la detección de aviones enemigos durante la II Guerra Mundial.

En EEUU se enfocaba el desarrollo del radar en la detección marítima mejorando la transmisión para conseguir llegar a una mayor distancia con antenas cada vez menores. Los primeros en conseguir un sistema de detección fueron Taylor y Young en 1930 cuando detectaron el paso de embarcaciones a través del río Potomac [4]. El creciente interés en estos sistemas dio lugar incluso a la colaboración conjunta entre Inglaterra y EEUU a partir de 1940 por medio del recién creado Laboratorio de Radiación de Cambridge y el MIT respectivamente [5].

Mientras tanto Alemania, en lugar de potenciar el desarrollo de sus propios sistemas (a pesar de construir algunos como el radar de vigilancia aérea FREYA) estaban más

centrados en cómo despistar los radar aliados, lo que supone el comienzo de lo que se llamará «Guerra Electrónica».

Finalmente, la conclusión de la guerra no supuso en absoluto el olvido de esta tecnología. Por el contrario, se comenzó a estudiar opciones más allá de las bélicas para el radar.

Otro hecho clave para su desarrollo fueron los avances del procesado digital de la señal lo cual supuso que se mejorase la facilidad de construcción, versatilidad y costo de los radares puesto que se podían aplicar mejores algoritmos de procesado y añadir filtros digitales.

Hoy en día la aplicaciones del radar son muy variadas y abarcan multitud de áreas:

- Militar: Detección y búsqueda de objetivos, seguimiento de blanco.
- Control: Tráfico aéreo y marítimo.
- Cartográfico: Mapeo de territorios agrícolas, fondo marino, «imaging» en interiores para guiar a bomberos o policías en condiciones sin visibilidad.
- Seguridad: Control de velocidad en carreteras, prevención de colisiones, detección de armas en aeropuertos.
- Estructuras: Detección de irregularidades y testeo no destructivo en piezas y edificaciones, análisis de estructuras geológicas como fallas o pliegues.
- Meteorología: Pronóstico, prevención y seguimiento de grandes tormentas o tornados.
- Astronomía: Uso de radar como telescopio mediante interferometría.
- Biomedicina: Detección y motorización de movimientos fisiológicos. Detección prematura de cáncer de mama [6].

El desarrollo de este estudio está basado en el último área de aplicación, biomedicina. Por ello, en el siguiente apartado se llevará a cabo un análisis más concreto y detallado sobre las posibilidades que ofrece la tecnología radar para la obtención y procesado de las señales biológicas.

3. Radar y detección de señales vitales

La detección y monitorización de la FR y FC es esencial a la hora de cuidar y tratar a todo tipo de pacientes. Además tiene una mayor importancia conocerlo en grupos de población sensibles como son los ancianos y los bebés. A lo largo de los años se han desarrollado múltiples métodos para obtener dichos valores. Sin embargo todos los métodos existentes presentan el mismo inconveniente, estos requieren de contacto físico con el paciente y en ocasiones no es posible, bien por el cuadro clínico del mismo o bien por la incomodidad de monitorizarlos durante un largo periodo de tiempo.

Con esta motivación a finales de los años 70 se comenzó a aplicar el radar a la obtención de las señales vitales. Uno de los estudios pioneros fue [7] en el que se consiguió medir la respiración en conejos y seres humanos usando un radar Doppler de onda continua (CW). El interés por esta aplicación se ha mantenido hasta nuestros días con numerosos estudios, buscando la precisión y estandarización del sistema.

A continuación se exponen los métodos ya existentes para la obtención de las señales vitales, además se detallan las aplicaciones del radar como método alternativo para estas medidas y se revisa el estado actual de avance en la materia.

3.1. Métodos de medida de FC y FR

Los métodos usuales de medir la frecuencia cardiaca y respiratoria son:

- **Manualmente:** Es el más sencillo pero a su vez el más inexacto. Usado como exploración inicial o en casos de falta de medios alternativos. Para medir la FR se sitúa la palma de la mano sobre el paciente y se cuenta el número de respiraciones en un minuto gracias a la extensión y distensión del pecho. La medida de la FC se lleva a cabo situando los dedos índice y corazón, o bien en la arteria carótida situada en los laterales del cuello, o bien en la muñeca midiendo el pulso en la arteria radial. En ambos casos se puede usar un fonendoscopio para escuchar y contar directamente las pulsaciones.
- **Electrocardiografía (ECG):** Consiste en la medida de la señal eléctrica característica del corazón en función del tiempo. Es la técnica más extendida para la monitorización por un largo tiempo. La medida se consigue situando electrodos en determinados puntos del cuerpo para medir las diferencias de voltaje entre estos puntos. El número de electrodos puede ir desde un mínimo de tres hasta doce. Una de las ventajas de este método es la observación completa del ciclo cardiaco con lo que, a parte de

conocer la FC, se puede detectar distintas afecciones como arritmias, disminución de la FC tras un trasplante, disfunción miocárdica [8] entre otras.

- **Pulsioximetría:** Esta técnica permite conocer la FC mediante un dispositivo que se compone de emisores LED con una longitud de onda determinada y un fotodetector que recibe la luz reflejada por estos. Debido a la diferente concentración oxihemoglobina presente en la sangre a medida que se realiza el ciclo cardiaco y conociendo el coeficiente de absorción de esta para la longitud de onda usada, se puede calcular la saturación de O_2 en sangre y también la FC. Existen diferentes tipos, como el pulsioxímetro de pinza que se coloca en el dedo o una pulsera de actividad colocada en la muñeca.
- **Pletismografía torácica:** Etimológicamente pletismografía consiste en la medida de los cambios de volumen. En este caso, se mide los cambios en el volumen de la caja torácica para medir la FR. Existen principalmente dos métodos: La pletismografía de impedancia, donde se coloca una banda alrededor del pecho con electrodos que introducen una pequeña corriente eléctrica en el sujeto y miden la diferencia de impedancia cuando el pecho se llena y vacía de aire; y la pletismografía de inductancia en la que se coloca una banda formada por una bobina de cable, midiendo el cambio en la inductancia de la bobina y la frecuencia de este cambio se obtiene una señal de la respiración frente al tiempo [2, 9].

A parte de estos métodos que están totalmente estandarizados cabe mencionar uno más que está en fase de investigación y desarrollo:

- **Seismocardiografía (SCG):** En este caso se mide la aceleración de la caja torácica, en lugar del desplazamiento como el radar Doppler. Para ello, se colocan en el paciente acelerómetros de gran precisión y bajo ruido en ciertos puntos del tórax y, mediante el análisis de los datos obtenidos, se calcula la FC y FR [10, 11].

Como se ve existen múltiples métodos para la medida y monitorización de la FC y FR, las cuales cumplen su función satisfactoriamente. Sin embargo todas tienen una característica común, es imprescindible el contacto con el paciente. Esta es la principal motivación para buscar un nuevo método en el que se pueda conseguir el valor de estos datos de interés sin necesidad de tocar al sujeto.

3.2. Ventajas y aplicaciones del radar para medir FC y FR

La ventaja principal del radar Doppler para la medida de las señales biológicas es la capacidad de realizar un monitoreo remoto, pero se debe justificar el por qué este hecho se presenta como una necesidad.

Centrándose en los métodos ya existentes para la medida de FR y FC, se enumeran algunas de las desventajas que pueden suplirse con el uso de radar Doppler:

En caso de monitoreo de largo tiempo el más usado es el ECG. Es necesario que operarios cualificados sitúen los electrodos y para que la medida que se obtenga sea correcta, los

electrodos podrían irritar la piel del paciente o resultar incómodos por el hecho de llevar hasta doce cables conectados durante el tiempo que sea necesario controlar las constantes vitales. Además, un electrocardiógrafo es demasiado caro para uso personal, fuera del ámbito hospitalario, por ejemplo para el cuidado de bebés.

En cuanto al pulsioxímetro los precios para adquirirlos son más reducidos, sin embargo su uso para la medida prolongada también puede resultar incómodo para el paciente o bien no ofrecer datos con la exactitud requerida.

Todo eso se soluciona con un módulo radar de unos pocos centímetros. El radar puede situarse en el techo, encima de la cama del usuario y tener de forma no invasiva y a tiempo real los datos de FC y FR, que pueden ser enviados de forma inalámbrica a un monitor remoto en el cual los enfermeros, celadores o padres, según el caso, pueden ser informados de cualquier anomalía al instante.

Otra ventaja es que las ondas de radio atraviesan la ropa, por lo tanto sujeto puede estar cubierto con ropa o sábanas. Pero además abre una posibilidad de aplicación como es la detección de señales vitales a través de la pared (conocido en la literatura especializada por sus siglas en inglés «Through-the-wall radar» TWR).

Estas ventajas presentan aplicación directa en numerosos casos prácticos, se expone a continuación algunos de ellos más concretamente:

- Cuadros clínicos complicados: En casos en los que el paciente presente quemaduras, irritación o daños en la piel se hace imprescindible que la toma de datos se haga sin contacto. También en casos en los que exista riesgo para los enfermeros u otros usuarios debido a que el sujeto padezca una enfermedad contagiosa grave o exista algún tipo de riesgo biológico/químico.
- Aplicaciones TWR: En estas aplicaciones se busca conocer las señales vitales para detectar la presencia, o no, de seres humanos. Puede tener aplicación en la búsqueda de víctimas en catástrofes naturales, derrumbamientos o incendios. También como medida de seguridad para la detección de intrusos en edificios (viviendas, museos, negocios...). Se ha demostrado en algún documento [7, 12] la detección de señales vitales de conejos, esta utilidad del radar podría también aplicarse por ejemplo en control de plagas.
- Síndrome de muerte súbita del lactante: Se trata de la primera causa de muerte infantil en bebés con más de un mes de vida. No se conocen con exactitud las causas por la que se produce, sin embargo, una de las hipótesis más aceptadas es la inmadurez del control cardiorespiratorio [13]. El problema podría evitarse si se monitoriza las constantes vitales con un radar. En el momento que estas bajen a niveles anormales se alertaría a los padres pudiendo evitar el fallecimiento del bebé [14].
- Apnea-Hipopnea durante sueño: Consiste en la obstrucción completa o parcial, respectivamente, de las vías respiratorias durante el sueño. Se puede producir por diversas causas y es el trastorno durante el sueño más frecuente entre la población adulta. Según [15], entre el 24 % y 26 % de la población española sufre más de 54

periodos de apnea-hipopnea por hora mientras duerme. El mayor problema reside en la dificultad de diagnóstico pues los síntomas que produce son compartidos por otros trastornos del sueño, y además el propio paciente no puede detectarlo por si mismo puesto que está dormido. Se encontraría en el monitoreo vía radar una solución, puesto que al detectar bajadas en la FR o arritmias cardiacas –causadas por la bajada de pulsaciones en los periodos de apnea y la taquicardia al momento en el que se recupera la respiración normal– se podría detectar la enfermedad con bastante facilidad.

Además de estos ejemplos se podrían mencionar otras cuantas afecciones del corazón en las cuales el monitoreo remoto podría ser de gran utilidad como estudios pos-trasplante, arritmias, muerte súbita cardiaca o la medida de la variabilidad del ritmo cardiaco (HRV, «Heart Rate Variability») un indicador muy certero para la prevención y diagnóstico de todos estos problemas.

3.3. Estado actual

A día de hoy existen numerosos artículos que muestran el uso del radar para medir las señales vitales. Fundamentalmente los estudios se centran en dos tipos de radar: radar pulsado de Banda Ultra Ancha (UWB) y radar Doppler de CW [6].

Los radar UWB son aquellos que operan con un ancho de banda de más de 500 MHz, o bien el 25 % de su frecuencia central. Estos espectros de frecuencia tan anchos se consiguen con pulsos de muy corta duración. La principal ventaja de estos sistemas es el hecho de que al poseer un espectro con múltiples frecuencias pueden penetrar fácilmente a través de distintos materiales, enfocando la medida de señales vitales con UWB a las aplicaciones «Through-the-wall» mencionadas anteriormente. Algunos trabajos sobre esta aplicación con radar UWB son [16, 17].

En cuanto a los radar Doppler de CW fueron los primeros que se comenzaron a implementar y por los que la investigación ha optado con mayor frecuencia para las aplicaciones de monitoreo de larga duración y diagnóstico. En ellos se emite y recibe una señal senoidal y se mide la diferencia de fase entre ellas producido por la diferencia de caminos.

Esta tecnología de radar se divide a su vez en dos tipos. El primero en aparecer es el radar CW escalar que es aquel que emite, recibe y procesa una sola señal. Esta configuración es la más sencilla tanto en el montaje como en el procesamiento de datos.

No obstante, presenta puntos de sensibilidad nula en la señal recibida. Estos dependen de la distancia entre las antenas y el sujeto y aparecen cada $\lambda/4$. Esto supone un gran problema para los objetivos que se desean. A pesar de ello la literatura sobre este tipo de radar es abundante por su sencillez.

El problema se puede solucionar con distintas configuraciones espaciales o modificando la frecuencia a la que se envía la señal para cada situación concreta. Estas soluciones se proponen, por ejemplo, en [18].

Más tarde se propuso demodular la señal enviada y compararla con dos señales desfasadas una respecto a la otra 90° , obteniendo finalmente dos canales separados pero

con cierta relación de fase. Este modelo recibió el nombre de radar CW vectorial o en fase-cuadratura (IQ).

Con esto se consigue que si la distancia es tal que una señal está en el mínimo de sensibilidad la otra se encuentra en el máximo. Esto elimina el problema de los nulos por completo, pues basta con escoger el canal con mejor sensibilidad para esa distancia.

Sin embargo es interesante usar toda la información disponible y buscar una forma eficiente de extraer las señales vitales mezclando ambos canales mediante el procesado posterior de la señal. El grueso del presente trabajo consistirá en buscar algoritmos eficientes para obtener la FC y FR usando los canales IQ.

El primer artículo que se propuso en esta línea fue [19], en el cual propone la demodulación IQ mediante el método del arcotangente. Más adelante, se implementará este algoritmo –además de otro– comprobando su utilidad.

En definitiva, el radar para uso biomédico es un tema de estudio de total actualidad, sobre el que se están publicando nuevos artículos con regularidad y por tanto resulta de gran interés estudiar las posibilidades de esta tecnología en este documento.

4. Objetivos

Lo que se pretende mostrar en este estudio de forma general es reforzar la idea presentada en otros artículos de que la tecnología radar puede ser muy útil en el campo de la biofísica y medicina.

Por otra parte, exponer una forma sencilla y didáctica de construcción del sistema radar desde el punto de vista tanto del hardware, como del software. Lo cuál debería impulsar aún más éste método de medida con las grandes ventajas que presenta el hecho de que sea sin contacto.

Más concretamente, los objetivos son:

- Estudiar los defectos de un radar escalar y buscar solución a estos mediante un radar IQ.
- Diseñar un sistema de radar IQ capaz de medir y obtener las señales cardiaca y respiratoria.
- Proponer diferentes algoritmos para tratar la señal recibida tanto en un caso ideal como real.
- Comparar los resultados que se obtiene realizando el mismo análisis con un radar escalar y un radar IQ.

El trabajo se enfocará entonces partiendo de las ineficiencias del radar escalar basándonos, a modo de referencia, en los resultados de un trabajo anterior [20]. A partir de ahí, se busca por medio del ensayo-error distintos algoritmos de procesado y filtrado que se acerquen cada vez más a una situación real. Al final de este estudio se pretende obtener un algoritmo que permita conocer con suficiente exactitud y fiabilidad las constantes vitales mencionadas en sujetos reales y comparar estos resultados con el caso del radar escalar.

La estructura que seguirá el trabajo comenzará sentando las bases teóricas del funcionamiento de un radar, así como los principios físicos que subyacen a las medidas.

A continuación se mostrará brevemente los tipos de radar existentes centrándose en los radares de onda continua tanto escalar como vectorial, exponiendo las diferencias entre ambos y demostrando que el vectorial soluciona el problema de los ceros de sensibilidad del escalar.

Una vez fijadas las bases teóricas sobre el tema se realiza una revisión anatómica y fisiológica del movimiento cardiorespiratorio con el fin de matematizarlos. En base al

modelo desarrollado, se proponen dos algoritmos para obtener la fase de la señal recibida por el radar IQ y que suponen el principal aporte de este trabajo al campo que se trata.

El primero será la demodulación arcotangente ya mencionada [19] y el segundo, un procedimiento que se propone en este trabajo y consiste a grandes rasgos en usar los dos canales IQ para obtener un radar escalar en el máximo de sensibilidad sea cual sea el caso. Este algoritmo recibe el nombre de proyección sobre eje de máxima sensibilidad.

Se exponen dos métodos de análisis espectral, la Transformada Rápida de Fourier (FFT) y la transformada Chirp Z (CZT) y para refinar la medida se introducirán ciertos conceptos sobre filtrado de señal con el objetivo de eliminar el ruido presente y aislar la señal cardíaca del movimiento respiratorio.

La parte experimental, se inicia detallando en qué consiste el sistema de medida, se especificará cada componente del radar así como el funcionamiento completo del proceso desde que se crea la señal, se emite y se recibe para su procesamiento y posterior obtención de datos.

Ambos algoritmos serán puestos a prueba comenzando con señales simuladas por software, después se comprobará el correcto funcionamiento del hardware midiendo en un caso ideal, para ello se usa un reflector vibrando a frecuencia conocida, y por último se harán tomas de datos de FR y FC de distintos sujetos.

Una vez comprobado que se obtienen buenos resultados con un tratamiento de la señal determinado, se realizarán medidas de forma análoga a las realizadas con un radar escalar en [20] con el objetivo de ver las mejoras que introduce el uso del radar IQ que se diseña en este trabajo.

Finalmente se presentarán los resultados obtenidos, así como las conclusiones que se extraen de este estudio, posibles futuras líneas de investigación, aspectos a mejorar y demás observaciones.

Parte II

Aspectos teóricos

5. Fundamentación teórica

5.1. Principio radar

El fenómeno físico del que se sirve el radar para medir distancias y velocidades es el hecho de que la radiación electromagnética se propaga de forma constante en un medio y de que puede ser reflejada por los objetos. Así se puede medir la posición del objeto simplemente emitiendo un pulso de luz, conociendo la velocidad de propagación de la luz en el medio y midiendo el tiempo que tarda en ser recibida desde que se emitió.

Más aún, si se mide el cambio de frecuencia de la señal recibida respecto de la emitida se podrá medir la velocidad del objeto en cuestión. Esto es debido al cambio de frecuencia que se produce en una onda cuando esta se refleja sobre un objeto en movimiento, lo que se conoce como efecto Doppler.

Son estos dos sencillos y conocidos fenómenos los que permiten obtener medidas de distancia, velocidad y frecuencia de distintos sistemas.

Para hacer una analogía que haga que se entienda mejor lo que está pasando físicamente se puede pensar en el eco que se produce al emitir sonido frente a una pared a suficiente distancia para que nuestro oído pueda procesar las dos señales –emitida y reflejada– por separado. En este caso la perturbación que se propaga es el sonido, la variación de presión en el aire, mientras que en el caso del radar son ondas de radiofrecuencia (RF) en las que lo que se propaga es energía electromagnética.

Lógicamente detrás de estos dos sencillos fenómenos existe un tratamiento matemático y técnico, a la hora de cómo medir tanto tiempos como frecuencias, que complicarán este planteamiento tan simple y por tanto explicarlo es una de las ocupaciones de este documento. Además, este mismo principio se puede aprovechar con otras fuentes que no sea la RF como en el Sonar donde la señal son ondas acústicas o el Lidar que hace uso de pulsos de luz en el infrarrojo.

5.2. Esquema básico de un radar

A continuación se explica cómo se traduce este principio físico a un dispositivo experimental. Se esboza el modelo más sencillo de radar, que sería un radar de pulsos con una antena. Siguiendo el diagrama de bloques de la fig. 5.1 se distinguen las siguientes partes:

- Transmisor: Es el encargado de generar un pulso de RF de potencia suficientemente alta para que no se atenúe durante el tiempo de vuelo.

- Antena: Emitirá y recibirá el pulso generado y reflejado.
- Conmutador: Parte que cambiará la conexión de la antena para funcionar como transmisor o receptor.
- Receptor: Le llega la señal reflejada recogida por la antena y la procesa, amplificando o eliminando ruido si es necesario para sacar de ella información.
- Salida: Algún dispositivo que permita visualizar la señal ya procesada, para extraer los datos que interesen en la aplicación correspondiente.

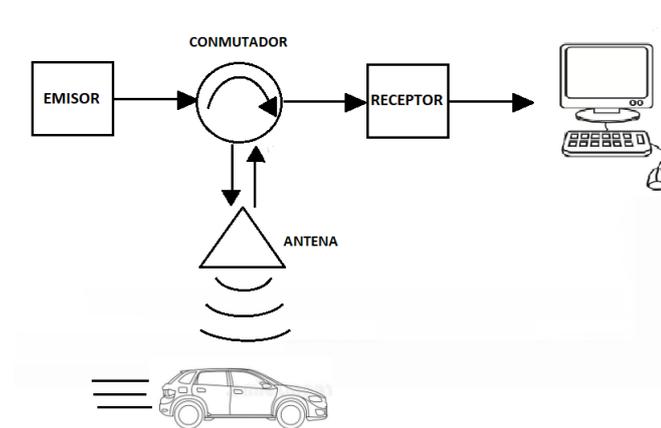


Figura 5.1: Esquema de un radar básico [1]

5.3. Tipos de radar

Existen distintas clasificaciones posibles para los radar. Se exponen a continuación las esenciales para englobar la mayoría de radar existentes:

- Según el número de antenas: radar monoestático aquel que presenta una única antena que emite y recibe la señal; biestáticos en el que una antena emite y otra recibe la señal y multiestáticos en el que un conjunto de antenas en distintos lugares combinan la información recibida en cada una de ellas.
- Según el eco recibido: Así se distingue entre radar primario en el que el eco recibido es simplemente la reflexión de la señal emitida al chocar con los blancos y secundario cuando el blanco objetivo lleva un transpondedor (TRANSMITTING resPONDER) que, al recibir la señal inicial, emite otra señal con información extra.
- Según la señal emitida: Esta clasificación es clave para el funcionamiento del radar. Existen tres tipos, en primer lugar radar de pulsos, en el que señales de corta duración, alta potencia y muy alta frecuencia se emiten. La información se extrae esencialmente del tiempo que tarda en volver el pulso. El segundo tipo es el radar de onda continua (CW). Se radia una señal de forma continua en el tiempo, el eco se recibe mientras se sigue emitiendo señal, por lo tanto se procesan las dos señales –emitida y recibida– simultáneamente. En este caso se extrae información midiendo

la diferencia de fase entre las señales o bien el cambio en frecuencia producido por el efecto Doppler. Por último, el radar de onda continua modulado en frecuencia (FMCW) en el que además de emitirse la onda de forma continua, se emite con una modulación en frecuencia, esto sirve para medir distancias puesto que da una referencia temporal.

- Según el número de canales: Se puede diferenciar –como ya se ha adelantado– entre radar escalar, el cual solo emite, recibe y procesa una señal; y vectorial que emite una señal que es mezclada y demodulada obteniendo dos canales, el canal I (In phase) y otro desfasado 90° con el primero llamado Q (Quadrature).

El radar que se usa en este trabajo es un radar CW, vectorial, biestático y primario. En el siguiente apartado se explicará con más detalle cómo funciona este tipo de radar.

6. Radar CW

A continuación se va a desarrollar el funcionamiento de este radar matemáticamente, para ello se comenzará abordando el problema de la forma más sencilla posible, con el fin de ser didácticos, hasta incluir los detalles del caso real que se pretende estudiar.

Supongamos que el radar CW envía una señal electromagnética hacia un blanco fijo. Se puede representar a su salida como una onda del tipo

$$T(t) = A \cdot \cos(\omega t) \quad (6.1)$$

donde ω es la frecuencia angular correspondiente a la frecuencia que da el generador y A la amplitud de la onda –en adelante, se omitirán los términos de amplitud puesto que no son relevantes en este estudio–.

Esta onda se propaga por el espacio y es reflejada por el blanco. La forma que tiene al ser recibida por la antena es

$$R(t) = \cos(\omega t + \varphi) \quad (6.2)$$

φ es el desfase presente en la onda recibida debido al retraso producido en su propagación. Esto se ilustra en la fig. 6.1. Este desfase depende de la distancia del objeto puesto que

$$\varphi = 2kr = 2\left(\frac{2\pi}{\lambda}\right)r \quad (6.3)$$

donde k es el número de onda, λ la longitud de onda, r la distancia al blanco y se introduce un factor dos debido a que recorre el camino de ida y vuelta desde el emisor al receptor.

En contra de lo que parece a simple vista, con este radar no se puede medir directamente la distancia puesto que, al tener periodicidad de 2π , no se puede distinguir la distancia total sin una referencia temporal. En cambio, si el objetivo está en movimiento se puede medir la velocidad de este midiendo cómo varía el desfase en el tiempo.

En el caso de poder conocer la fase φ , estaría el problema resuelto. Considerando que las señales vitales tienen un movimiento del orden de los centímetros o milímetros es necesario un radar que use una longitud de onda similar, lo que implica que la frecuencia de emisión sea del orden de los Gigahercios. Medir el desfase en una señal de tal frecuencia requeriría circuitería muy rápida, por ello se ha de buscar un método para poder medir una señal que varíe más lentamente.

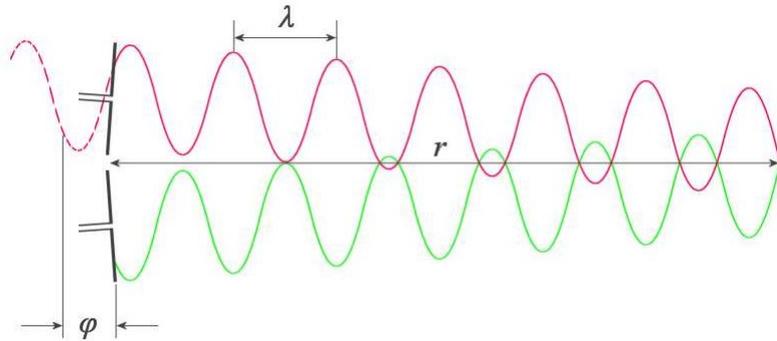


Figura 6.1: Señal emitida y recibida por un radar CW [II]

6.1. Receptor homodino

Existen diversos métodos para aislar el desfase de la señal recibida, en este trabajo se implementa un receptor homodino. En la fig. 6.2 se presenta el diagrama de bloques de un radar escalar con receptor homodino.

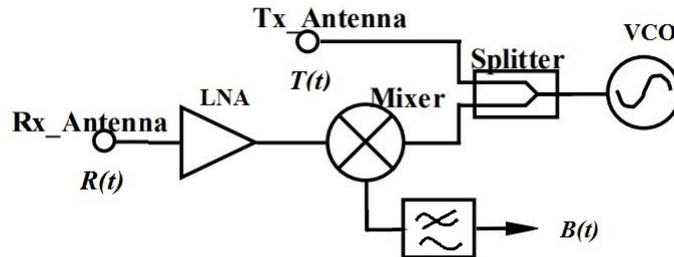


Figura 6.2: Esquema radar escalar con receptor homodino [III]

La técnica de homodina consiste en mezclar (multiplicar) la señal recibida con una copia de la señal que se está enviando. Por ello, en el esquema se ve que la señal de RF se divide en dos idénticas, una es transmitida y la copia se introduce a un mezclador. Por otro lado, al mezclador le llega la señal recibida con la información sobre el blanco.

Matemáticamente, se multiplican las ecuaciones (6.1) y (6.2) y, haciendo uso de las identidades trigonométricas, se tiene que

$$2 \cdot \cos(\omega t) \cdot \cos(\omega t + \varphi) = \cos(2\omega t + \varphi) + \cos(\varphi) \quad (6.4)$$

Se obtiene un término de frecuencia 2ω , muy alta, y otro término que sólo depende del desfase, a priori independiente del tiempo. Por lo tanto para poder conocer el desfase bastaría con pasar la señal obtenida por un filtro pasabaja.

La señal obtenida se conoce como banda base

$$B(t) = \cos(\varphi) \quad (6.5)$$

En este caso la señal obtenida es constante puesto que se ha supuesto que el blanco es fijo, a continuación se expondrá el caso en el que esté en movimiento.

6.2. Efecto Doppler

La aplicación más extendida del radar CW, como se ha comentado anteriormente, es la medida de velocidades. Si el objetivo está en movimiento implica que el desfase dependerá del tiempo y por tanto la banda base variará de forma periódica con cierta frecuencia angular.

Se debe demostrar entonces que la variación del desfase es mucho menor que la frecuencia de funcionamiento del radar ω para que el filtrado pasabaja solo elimine esta última parte de la señal, es decir, $2\omega t \gg \varphi(t)$.

El desfase varía porque lo hace la distancia del sujeto, según se vio en (6.3). La distancia del blanco se puede expresar en función de la velocidad a la que se desplaza y el tiempo, mientras que el número de onda se expresa en función de la frecuencia angular del emisor y la velocidad de la luz

$$\begin{cases} r(t) = vt \\ k = \frac{\omega}{c} \end{cases} \quad (6.6)$$

Por lo tanto el desfase, introduciendo (6.6) en (6.3) y reorganizando, queda de la forma

$$\varphi(t) = 2kr(t) = 2\omega t \frac{v}{c} \quad (6.7)$$

Se ha obtenido la misma expresión, $2\omega t$, multiplicada por un factor $v/c \equiv \beta$. Dicho factor corresponde velocidad del blanco relativa a la de la luz, que es mucho menor que 1 en casos no relativistas. Así queda demostrado que la variación del desfase será mucho más lenta que la del término con la frecuencia de emisión.

Este resultado no es sorprendente, lo que está sucediendo es el efecto Doppler, es decir, el cambio de frecuencia al interferir una onda con un objeto en movimiento. Se define la frecuencia Doppler como

$$\omega_D = 2\beta\omega \quad (6.8)$$

Midiendo la frecuencia Doppler se obtiene la velocidad del móvil, puesto que $\omega = 2\pi f$ y f es la frecuencia a la que se emite la señal.

La señal $B(t)$ recibida varía periódicamente en el dominio del tiempo, por lo tanto para obtener ω_D basta con pasar al dominio de la frecuencia. Existen numerosos métodos para realizar esta transformación, el más extendido y sencillo es la Transformada Rápida de Fourier (FFT) y será uno de los usados en este trabajo.

6.3. Radar vectorial

El principal problema que se encuentra en el radar escalar es que la sensibilidad de la medida varía con la distancia, a continuación se va a demostrar por qué sucede esto.

En la medida de señales vitales la señal se compone de una parte constante igual a la distancia hasta el sujeto, d_0 , que varía con el desplazamiento periódico del tórax $x(t)$

$$r(t) = d_0 + x(t) \quad (6.9)$$

La señal a la salida del mezclador será por tanto

$$B(t) = \cos \left(\theta_0 + \frac{4\pi}{\lambda} d_0 + \frac{4\pi}{\lambda} x(t) \right) \quad (6.10)$$

donde se han utilizado las expresiones (6.5), (6.3), (6.9) y se ha añadido un término que representa una fase fija, θ_0 , introducida por reflexiones con el entorno y ruido de la circuitería.

La fase presenta un término fijo dependiente de la distancia al sujeto principalmente, $\theta_0 + \frac{4\pi}{\lambda} d_0$. Si este término tiene un valor múltiplo impar de $\pi/2$ la sensibilidad presentará un mínimo. Por el contrario si es un múltiplo par de $\pi/2$ se encontrará un máximo de sensibilidad. La distancia entre un máximo y un mínimo es $d_0 = \lambda/8$. Esta variación de sensibilidad de la banda base con la distancia se esquematiza en la fig. 6.3 .

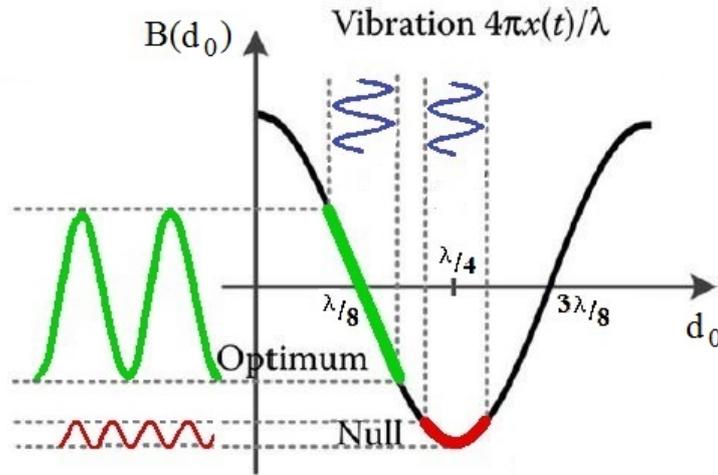


Figura 6.3: Variación de la sensibilidad de la banda base con la distancia [IV]

Se representa en el eje de ordenadas la amplitud de salida de la banda base en función de la distancia. La señal recibida por el radar es la vibración vertical azul a dos distancias diferentes. Se da una amplitud de salida máxima en la señal verde mientras que, para la misma señal de entrada a distancia diferente, se obtiene una amplitud de salida mínima en la onda roja.

Para solucionarlo se implementa un radar IQ con receptor homodino. Al montaje de la fig. 6.2 se añade, tras el primer divisor de señal, un divisor-desfasador obteniendo el circuito de la figura 6.4.

Esto divide de nuevo la señal en dos, y además a una de ellas la desfasa 90° obteniendo dos canales. Luego, ambas señales se mezclan –por separado– con la recibida usando la técnica de homodina. Se obtienen así dos canales en oposición de fase

$$B_I(t) = \cos(\varphi(t))$$

$$B_Q(t) = \sin(\varphi(t))$$
(6.11)

De esta manera se consigue tener siempre información puesto que cuando se da en un canal el mínimo de sensibilidad, el otro presenta simultáneamente un máximo y viceversa. No obstante, si se instala un radar IQ y solo se utilizase el canal con mayor sensibilidad, sería como tener dos radares escalares desfasados uno respecto del otro, pero independientes, de los cuales se desecha la información de uno de ellos.

Por lo tanto, para sacar el máximo partido a un radar IQ se pretende encontrar algoritmos que usen conjuntamente la información que dan los dos canales y así poder evitar otros problemas del radar escalar y mejorar los resultados obtenidos con este, lo cual ocupará la siguiente sección.

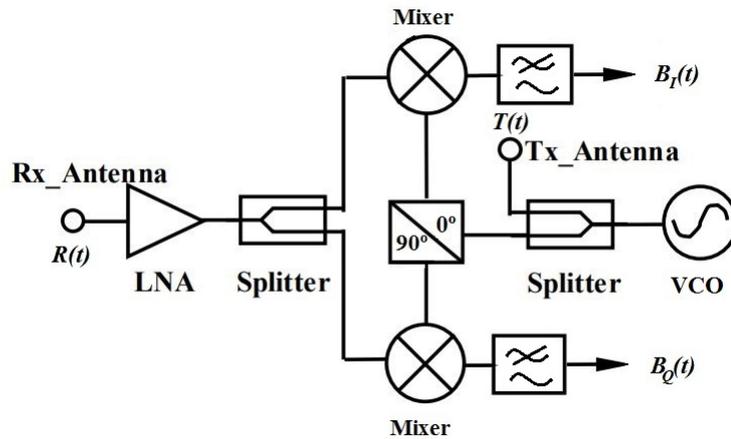


Figura 6.4: Esquema radar vectorial con receptor homodino [V]

7. Algoritmos

En este estudio se presentarán dos algoritmos diferentes para tratar los datos obtenidos de los canales IQ con el objetivo de obtener la FC y FR en sujetos reales. El primero de ellos recibe el nombre demodulación arcotangente –ya adelantado en la sección 3.3– y consiste, de forma muy resumida en obtener la fase dividiendo los datos de Q entre I aprovechando que están relacionados por el desfase de 90° y obteniendo su arcotangente.

El segundo método parte de representar los datos IQ en el plano complejo. Medir únicamente en un canal u otro, sería proyectar la nube de puntos en un eje coordenado u otro, dando lugar a distintos puntos de sensibilidad como ya se ha explicado. Asumiendo esto, surge la idea de que mediante una regresión lineal de los datos IQ se obtiene un eje donde la sensibilidad es siempre máxima.

En este apartado se van a presentar los detalles y las justificaciones de cada uno de estos algoritmos. Pero para ello antes se debe conocer la naturaleza del movimiento a estudiar, es decir el movimiento del tórax cuando se produce la respiración y el latido cardiaco, e idear un modelo matemático que los describa de la forma más acertada posible lo cual se desarrolla a continuación.

7.1. Modelización del movimiento

La señal del radar se dirigirá al pecho del paciente, midiendo el desplazamiento durante su movimiento. El mayor desplazamiento será debido al cambio de volumen de los pulmones al inspirar y espirar aire durante la respiración. Además, de forma casi imperceptible para el ojo humano, el golpeo del corazón contra los tejidos que lo rodean al bombear la sangre también produce una pequeña variación en la superficie torácica.

7.1.1. Anatomía y fisiología respiratoria

Los pulmones [21, 22] son órganos ligeros y muy elásticos situados a ambos lados de la caja torácica ocupando prácticamente la totalidad de esta. Para protegerse del resto de partes del cuerpo cada uno está envuelto en una pleura, que consiste en una membrana de dos capas con un pequeño espacio entre ellas lleno por una fina película de líquido pleural. Entre las cavidades pleurales se encuentra el mediastino, región en la que se sitúa el corazón. Debajo de los pulmones está el diafragma, un tejido muscular convexo formado por dos «bóvedas», su contracción es fundamental en el proceso respiratorio.

Los pulmones tienen forma aproximadamente de cono truncado siendo el derecho algo más corto debido al abombamiento mayor del diafragma en esta parte, sin embargo tiene

mayor volumen que el pulmón izquierdo puesto que el corazón se expande en su latido más hacia este otro lado.

La respiración se realiza para dotar de oxígeno a las células y comprende desde la inspiración de aire por la nariz, intercambio de oxígeno con la sangre a través de los alvéolos pulmonares y expulsión del aire cargado de dióxido de carbono. Este proceso fisiológicamente se realiza creando gradientes de presión entre los pulmones y el aire exterior. El ciclo se divide en inspiración y espiración.

En primer lugar durante la inspiración se contrae el diafragma y los músculos intercostales externos (músculos situados entre las costillas). Así se consigue presionar al abdomen y su contenido hacia abajo. Las costillas rotan «abriéndose» respecto a su posición de reposo. De esta forma la capacidad torácica aumenta. Los pulmones no tienen movimiento por sí mismos si no que, gracias a la pleura, se mueven acompañados con estos músculos.

Este aumento de volumen crea una presión negativa en el interior de los pulmones con respecto a la presión atmosférica y como consecuencia entra el aire en las vías respiratorias.

A continuación se produce la espiración que, en una respiración normal, es un proceso pasivo pues mediante la relajación del diafragma y los músculos intercostales aumenta la presión en los pulmones por encima de la presión atmosférica y el aire es expulsado sin que estos realicen ningún trabajo.

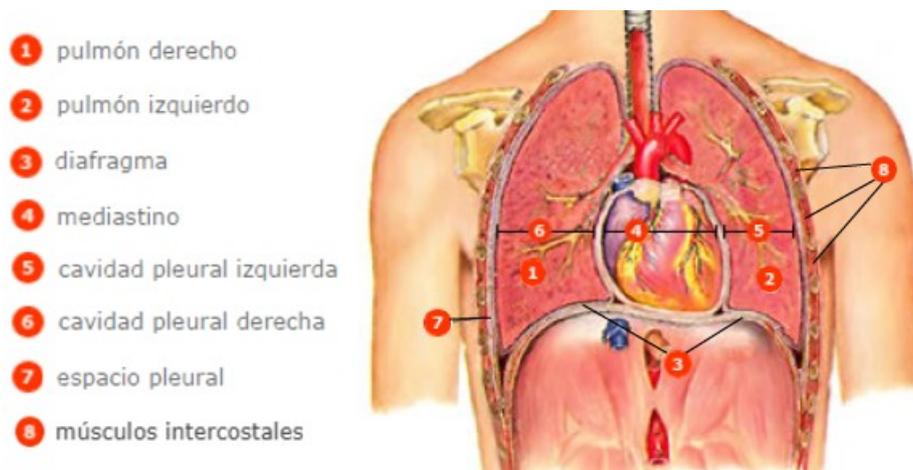


Figura 7.1: Esquema de la anatomía respiratoria [VI]

En casos de respiración forzada sí pueden intervenir los músculos del abdomen e incluso algunos músculos del cuello para que la ventilación de los pulmones sea rápida y completa [22].

El control de la respiración se hace a través de un sistema involuntario mediante un control químico de la composición de la sangre arterial y un control no químico debido a señales provenientes de distintas partes del cuerpo. Además existe un sistema voluntario que permite ajustar la frecuencia respiratoria y el volumen inspirado si es necesario.

Por esto, y para asegurar la oxigenación de la sangre en todo momento –incluso entre dos respiraciones– mediante el intercambio de oxígeno en los alvéolos, existe un volumen

residual de aire siempre presente en los pulmones y que no es posible eliminar ni en una respiración forzada.

A efectos biomecánicos, como consecuencia del volumen residual de aire y de que la espiración sea un proceso pasivo, el movimiento del pecho debido a la respiración no es un movimiento perfectamente simétrico pues el llenado será más rápido que el vaciado de los pulmones [27].

7.1.2. Anatomía y fisiología cardiaca

Como se mencionaba, en el centro del pecho –entre las cavidades pleurales y por encima del diafragma– se encuentra la región denominada mediastino y en dicho espacio está el corazón [23, 24, 25, 2]. Está recubierto por una membrana llamada pericardio la cual le da la libertad suficiente para latir pero lo mantiene fijo dentro del mediastino.

Es del tamaño de un puño y tiene forma de cono invertido, estando la punta dirigida hacia el lado izquierdo del pecho, de hecho aproximadamente dos terceras partes del corazón se encuentran en el lado izquierdo del tórax. La pared del corazón consta de tres capas, la interior y exterior son capas finas que recubren a la parte intermedia, el miocardio. Esta capa esta compuesta de tejido muscular el cual es el responsable de producir los latidos cardiacos mediante compresión y relajación de este tejido.

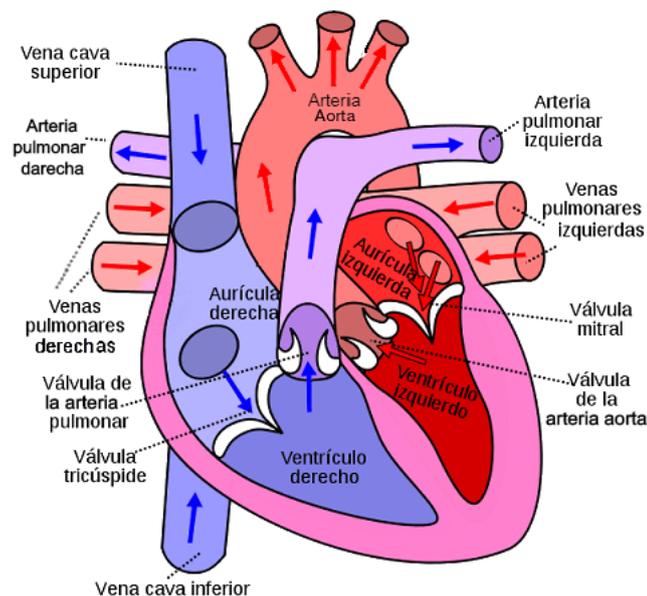


Figura 7.2: Esquema anatomía cardiaca [VII]

El interior esta formado por cuatro cavidades, se encuentra una aurícula y un ventrículo en la parte derecha y lo mismo en la parte izquierda, estando incomunicadas ambas partes.

Las aurículas se encuentran en la parte superior del corazón, a ellas les llega la sangre a través de la vena cava superior e inferior (aurícula derecha) y las cuatro venas pulmonares (aurícula izquierda).

Los ventrículos se encuentran en la parte inferior de corazón, ellos son los encargados de impulsar la sangre fuera del corazón. El ventrículo derecho impulsa la sangre sin oxígeno, que llega de la aurícula derecha, hacia los pulmones a través de las arterias pulmonares, mientras que el ventrículo izquierdo impulsa la sangre oxigenada hacia el resto del cuerpo a través de la arteria aorta.

El grueso de cada cavidad depende directamente de su función siendo las aurículas de paredes delgadas puesto que solo reciben la sangre y hacen de «antesala» para transferir la sangre a los ventrículos. En cambio, las paredes de los ventrículos son gruesas siendo la del ventrículo izquierdo de dos a cuatro veces mayor que la del derecho puesto que el derecho envía sangre solo a los pulmones y el izquierdo a todo el cuerpo.

La comunicación entre las aurículas y ventrículos y entre ventrículos y arterias se realiza a través de cuatro válvulas cuya función es dejar pasar la sangre de una cavidad a la siguiente y cerrarse a tiempo para que la sangre no pueda retroceder.

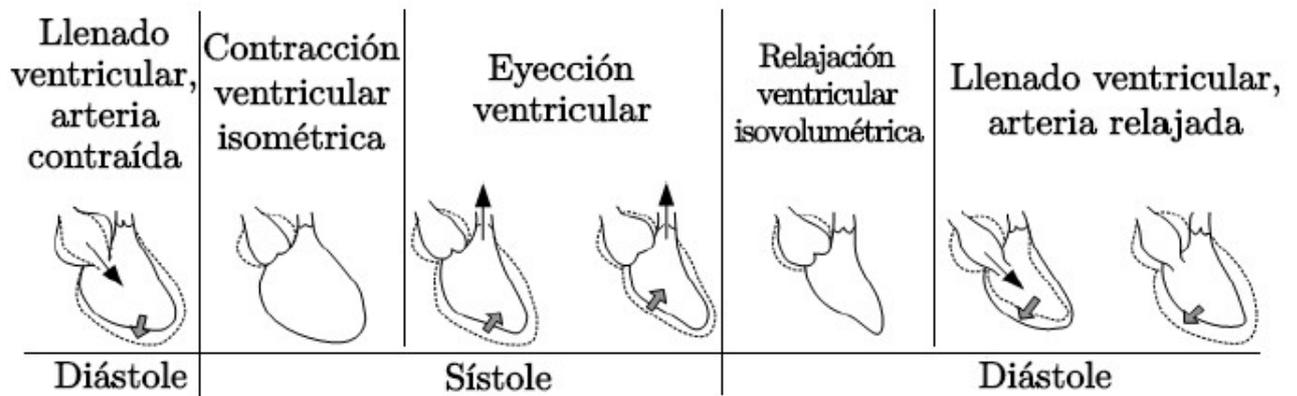


Figura 7.3: Ciclo cardíaco [VIII]

El ciclo cardíaco, fig. 7.3, se repite de forma ordenada y consta de dos fases –diástole y sístole– las cuales se realizan en paralelo por la parte derecha e izquierda del corazón.

En primer lugar, consideramos diástole desde el cierre de las válvulas arteriales –válvulas de conexión auriculo-ventriculares (CAV) abiertas– hasta el cierre de las válvulas CAV. En esta fase se produce el llenado de sangre de los ventrículos desde las aurículas, un 70 % de la sangre llega de forma pasiva por diferencia de presión mientras que el 30 % restante es impulsada por la contracción de las aurículas [25].

A continuación, se produce la sístole que se considera desde el cierre de las válvulas CAV –las válvulas arteriales se abren– hasta el cierre de las válvulas arteriales. En esta fase se contraen los ventrículos fuertemente, para vencer la presión arterial, impulsando la sangre a los pulmones y al resto del cuerpo.

Los sonidos que se escuchan a través del fonendoscopio –o bien se sienten palpando el pecho– es a lo que llamamos latidos del corazón y son los producidos por el cierre de las válvulas entre la diástole y la sístole.

El movimiento del corazón es controlado por el sistema nervioso de forma involuntaria. Para ello, el miocardio posee una red de células capaces de producir impulsos eléctricos

que estimulan al resto de células miocárdicas para que se contraigan y relajen de forma coordinada entre aurículas y ventrículos. Dichos impulsos eléctricos se propagan y atenúan por los diferentes tejidos del cuerpo, dando lugar a una señal eléctrica característica, el electrocardiograma (ECG).

Esta señal representa la polarización y repolarización de las aurículas y ventrículos, que coincide con el instante anterior a la contracción y relajación de estos.

Mientras que en otros trabajos referentes al estudio de estas señales con radar consideran el ECG como una señal de prueba para los algoritmos desarrollados, aquí no se seguirá esta línea puesto que el radar mide el movimiento del pecho y esto es debido al cambio de volumen del corazón al entrar y salir sangre de los ventrículos, lo que recibe el nombre de pletismograma. Parece razonable entonces que el movimiento del tórax al ser golpeado por el corazón durante sus latidos sea proporcional al cambio de volumen de este.

A continuación en la fig. 7.4 se detalla el ciclo cardiaco relacionando el ECG, con los sonidos cardiacos, así como la presión y el volumen en las distintas cavidades cardíacas:

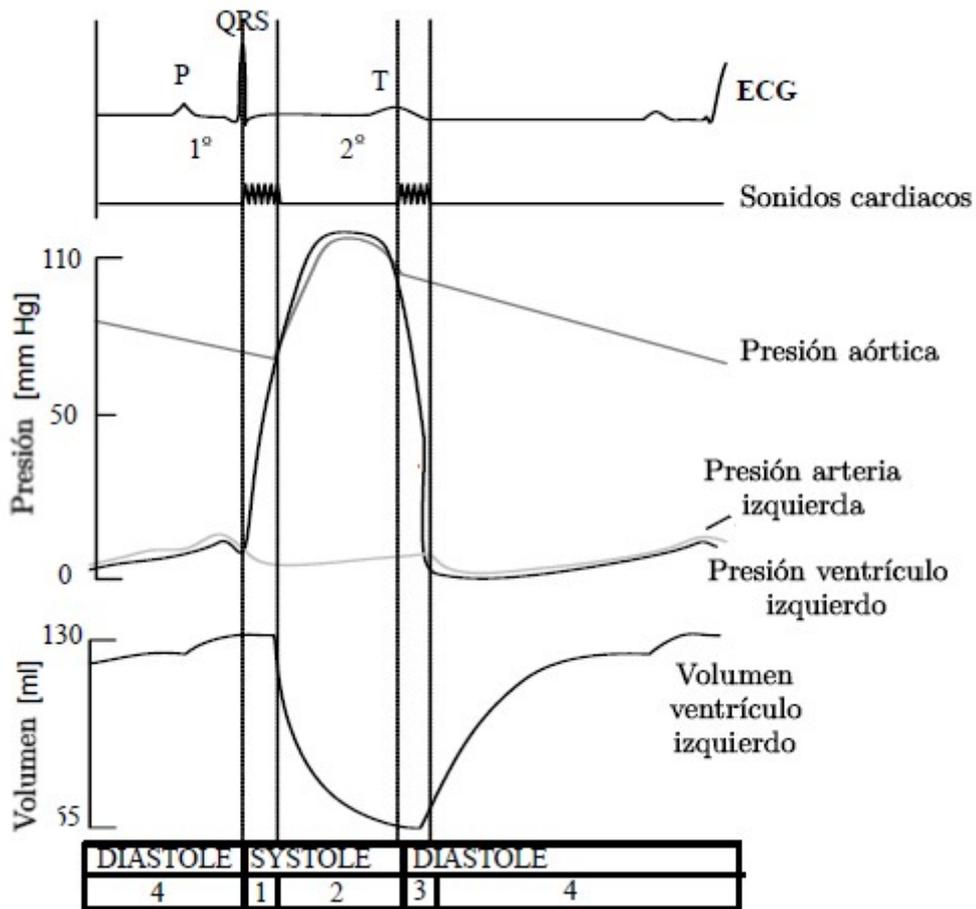


Figura 7.4: Gráficas del ciclo cardiaco [IX]

1. La onda QRS del ECG indica la señal eléctrica que contrae los ventrículos y relaja las aurículas. En este momento las válvulas están cerradas, la presión de ventrículo izquierdo (VI) sube rápidamente mientras el volumen se mantiene fijo.
2. Cuando la presión del VI es mayor que la presión arterial se abre la válvula arterial impulsando toda la sangre del VI y disminuyendo su volumen.
3. La onda T del ECG da la señal para la relajación del VI, se cierra la válvula arterial, produciendo el segundo sonido cardiaco, la presión en el VI baja por debajo de la presión de la aurícula izquierda (AI).
4. Se abre la válvula CAV, llenando por diferencia de presión el VI y al final de la diástole se ve la onda P que ordena la contracción de la AI para vaciarla del todo, mostrándose en el pletismograma un pequeño escalón.

Por lo tanto, si bien es cierto que el ECG y el pletismograma están relacionados como se ve en las gráficas de la fig. 7.4, en el presente trabajo se modelizará el movimiento del corazón buscando una ecuación matemática lo más cercana posible a la gráfica de variación de volumen ventricular de la fig. 7.4.

7.1.3. Ecuaciones del movimiento

Como movimientos periódicos que son ambos, el primer y más sencillo modelo que se puede proponer es el de un movimiento periódico sinusoidal de distintas amplitudes y frecuencias.

$$\begin{aligned}
 x_R(t) &= A_R \cdot \sin(2\pi f_R \cdot t) \\
 x_C(t) &= A_C \cdot \sin(2\pi f_C \cdot t)
 \end{aligned}
 \tag{7.1}$$

$$x(t) = x_R + x_C$$

siendo x la señal total, f la frecuencia de respiración o latido cardiaco, A amplitud de la señal y los subíndices R y C hacen referencia al movimiento respiratorio y cardiaco respectivamente.

Este modelo es demasiado poco realista por su simpleza como para usarlos de prueba para validar los algoritmos que se desarrollarán más adelante. Por ello, se proponen ecuaciones del movimiento más cerca de la realidad siguiendo la línea de [26] y se justifican a partir de las nociones anatómicas anteriores.

Al ser movimientos periódicos primero se va a definir un ciclo de la forma más aproximada posible.

El movimiento respiratorio a partir de la observación de datos experimentales [27], se puede aproximar con bastante precisión a medio ciclo de una onda sinusoidal.

Se parte del pecho únicamente con el volumen de aire residual, hinchándose durante la inspiración progresivamente y, tras la relajación del diafragma y músculos intercostales, se vacía lentamente de nuevo hasta la posición inicial. Esto justifica la forma de medio ciclo sinusoidal.

Sin embargo, el cambio de volumen pulmonar durante la transición de inspiración a espiración y viceversa no se hace de forma brusca si no que los cambios son suaves. El cambio de inspiración (pulmón lleno) a espiración (se comienza a vaciar) es inmediato debido a que la espiración es un proceso pasivo producido por la relajación de los músculos y supone el retorno a la posición inicial gracias a la fuerza elástica recuperadora.

Por lo tanto el pico superior de la senoide debería ser más estrecho que el pico inferior, el cual debe ser más ancho y suavizado gracias al volumen residual de aire y por que, además, los músculos respiratorios tienen que vencer la resistencia elástica para aumentar el volumen de los pulmones.

Estas apreciaciones se pueden traducir matemáticamente a elevar a cierta potencia al seno, p , lo cual hace que los máximos y los mínimos sean más suaves. El pulso respiratorio tendrá la forma

$$p_R(t) = \sin^p(\pi f_R \cdot t) \quad \text{para } 0 \leq t \leq \frac{1}{f_R} \quad (7.2)$$

El movimiento cardíaco se basa en la gráfica del volumen ventricular de la fig. 7.4. Como ya se ha adelantado, el movimiento del pecho debido al latido será proporcional al cambio de volumen en el ventrículo izquierdo durante el ciclo cardíaco puesto que es la mayor cavidad del corazón.

Matemáticamente se puede representar la rápida propulsión de la sangre hacia el resto del cuerpo por una exponencial negativa, con constante de tiempo τ . Además se puede comparar el ciclo cardíaco como un movimiento críticamente amortiguado, que matemáticamente coincide con un filtro Butterworth de segundo orden con frecuencia de corte f_0 . Uniendo ambas hipótesis, se tiene que el pulso cardíaco es

$$p_C(t) = e^{-t/\tau} + \left[\left(\frac{\sqrt{2}}{\omega_0 \tau} - 1 \right) \sin\left(\frac{\omega_0}{\sqrt{2}} t\right) - \cos\left(\frac{\omega_0}{\sqrt{2}} t\right) \right] e^{-\frac{\omega_0}{\sqrt{2}} t} \quad (7.3)$$

siendo $\omega_0 = 2\pi f_0$. La obtención detallada de este resultado se encuentra en el apéndice A.

Para obtener una simulación acertada de los movimientos deseados es necesario que los pulsos se repitan periódicamente a la frecuencia de latir del corazón o de los pulmones. La forma de conseguir esto es realizando un cambio de variable temporal.

En lugar de que el tiempo avance linealmente se define una variable temporal que aumenta linealmente desde cero hasta alcanzar un número entero de pulsos, momento en el que se reinicia la variable volviendo a cero y empezando la forma del pulso de nuevo. Esto debe suceder con una frecuencia propia del movimiento concreto, por ello se define una variable para cada movimiento.

La forma matemática de las nuevas variables temporales sería

$$\begin{aligned} t_R &= (t - [t \cdot f_R] \cdot \frac{1}{f_R}) \\ t_C &= (t - [t \cdot f_C] \cdot \frac{1}{f_C}) \end{aligned} \quad (7.4)$$

donde operador $[x]$ da como resultado el entero menor o igual que x . Si se representan estas variables con el tiempo resulta la clásica forma de diente de sierra. Una vez obtenidas,

lo que se hace es sustituir la variable t en los pulsos (7.2) y (7.3) por las expresiones de (7.4) según corresponda.

Las señales buscadas serán

$$\begin{aligned}x_R(t) &= A_R \cdot p_R(t_R) \\x_C(t) &= A_C \cdot p_C(t_C) \\x(t) &= x_R(t) + x_C(t)\end{aligned}\tag{7.5}$$

En la fig. 7.5 se pueden ver representadas las señales cardiaca y respiratoria, para unas frecuencias de 80 y 15 *bpm* respectivamente, además se representa la suma de ambas señales teniendo en cuenta que la amplitud del movimiento cardiaco se estima unas veinte veces menor que la del movimiento respiratorio. Estas se usarán para probar los algoritmos que se desarrollen. El valor de las restantes constantes se han elegido de forma que encajen con un caso estándar.

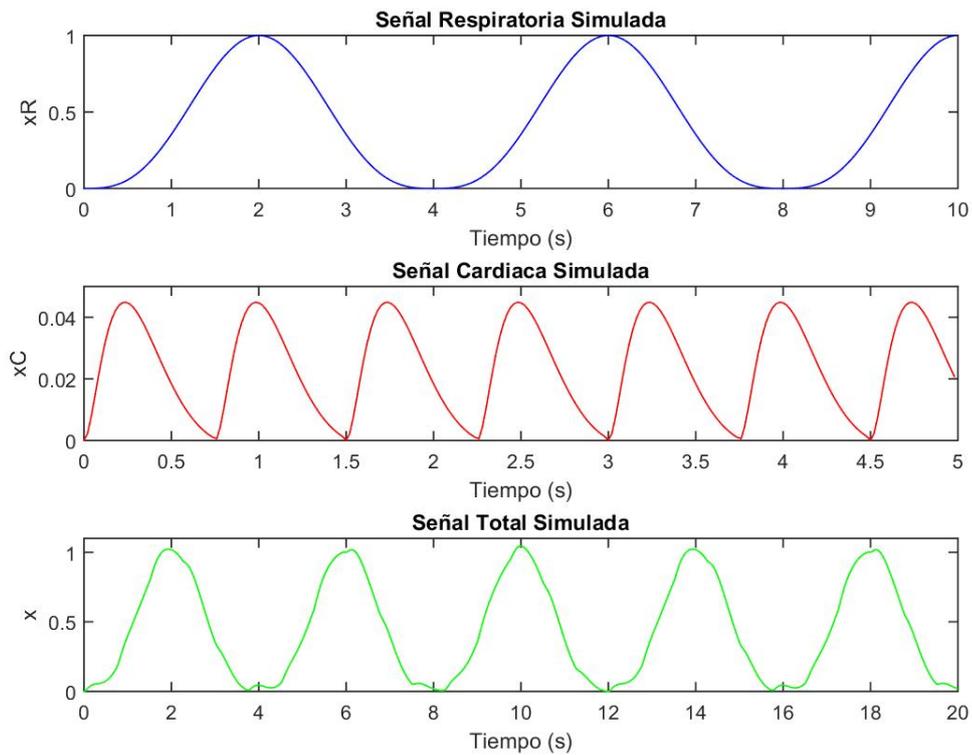


Figura 7.5: Señales cardiorespiratorias simuladas [I]

Se han fijado los siguientes valores $f_s = 50Hz$, $N = 1000$, $f_C = 80bpm$, $f_R = 15bpm$, $f_0 = 1Hz$, $\tau = 0,05s$, $p = 3$, $A_R = 1$, $A_C = 0,05$

7.1.4. Armónicos

Al estar trabajando con señales periódicas hay que tener en cuenta la presencia de armónicos. Los armónicos de una señal periódica son componentes sinusoidales cuya fre-

cuencia es múltiplo de una frecuencia fundamental y su amplitud va decreciendo a medida que aumenta la frecuencia. Todas las señales periódicas pueden ser representadas por una serie de senos y cosenos.

En el caso que ocupa este trabajo, los armónicos son problemáticos puesto que lo que se quiere conocer es la frecuencia respiratoria y cardiaca. Como la frecuencia respiratoria es de unos 15-20 bpm por lo general y la cardiaca entre 60-80 bpm es fácil que el 3^{er}, 4^o o 5^o armónico respiratorio coincida con la frecuencia fundamental de la frecuencia cardiaca, falseando así la medida.

Para ilustrar la presencia de armónicos en el funcionamiento del radar se va a estudiar el caso de un solo movimiento, el cardiaco por ejemplo, con el modelo más simple dado en (7.1).

Sustituyendo esto en la ecuación de la señal recibida por el radar se tiene

$$B(t) = \cos(\theta + A \sin(\varphi(t))) \quad (7.6)$$

donde θ agrupa todas las constantes debidas a reflexiones con el entorno, A es la amplitud del movimiento respiratorio y $\varphi(t) = 2\pi f_C t$ la fase que interesa conocer puesto que es directamente proporcional a la frecuencia cardiaca.

Haciendo uso de la ecuación de Euler, $e^{i\phi} = \cos(\phi) + i \sin(\phi)$, se expresa el coseno en forma de exponencial compleja

$$B(t) = \text{Re} [e^{i(\theta + A \sin(\varphi(t)))}] = \text{Re} [e^{i\theta} \cdot e^{iA \sin(\varphi(t))}] \quad (7.7)$$

la primera exponencial es una constante, mientras que la segunda se corresponde con la expresión de las series de Jacobi-Anger que relacionan las exponenciales complejas de funciones trigonométricas con una serie infinita compuesta por funciones de Bessel y sus coeficientes asociados. Esta relación para el caso del seno se expresa como

$$e^{iz \sin(\phi)} = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(z) \cdot e^{in\phi} \quad (7.8)$$

Sustituyendo en (7.7), usando las propiedades de la exponencial y obteniendo la parte real, de nuevo, con la ecuación de Euler

$$\begin{aligned} B(t) &= \text{Re} \left[e^{i\theta} \cdot \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(A) \cdot e^{in\varphi(t)} \right] \\ &= \text{Re} \left[\sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(A) \cdot e^{i(\theta + n\varphi(t))} \right] \\ &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} J_n(A) \cdot \cos(\theta + n\varphi(t)) \end{aligned} \quad (7.9)$$

dando como resultado una suma infinita de cosenos cuya frecuencia va aumentando un número entero de veces, n , respecto de la fundamental y cuya amplitud va disminuyendo conforme va disminuyendo el valor de los coeficientes de Bessel, $J_n(A)$. Cada término de

esta suma infinita es a lo que se llama armónico de la señal, siendo el correspondiente a $n = 1$ la frecuencia fundamental.

Todo esto se verá más claramente al hacer un estudio de las señales en el dominio de frecuencia, puesto que en ese estudio se obtendrán picos correspondientes a las diferentes frecuencias presentes en la señal. El pico correspondiente a la frecuencia fundamental será el de mayor valor absoluto.

Este análisis se puede extender a dos o más señales, en este caso a una señal con información cardiaca y respiratoria. Gracias a las propiedades de la exponencial, que permite factorizar las exponenciales, y así hacer la expansión de Jacobi-Anger a cada señal por separado.

Siguiendo estas indicaciones y con las mismas técnicas usadas arriba se llega a

$$\begin{aligned}
 B(t) &= \cos(\theta + A_C \sin(\varphi_C(t)) + A_R \sin(\varphi_R(t))) \\
 &= \operatorname{Re} [e^{i\theta} \cdot e^{iA_C \sin(\varphi_C(t))} \cdot e^{iA_R \sin(\varphi_R(t))}] \\
 &= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} \sum_{m=-\infty}^{+\infty} J_n(A_C) J_m(A_R) \cdot \cos(\theta + n\varphi_C(t) + m\varphi_R(t))
 \end{aligned} \tag{7.10}$$

Por lo tanto unos de los objetivos es minimizar el efecto de los armónicos. O bien vía hardware, aumentando la longitud de onda de trabajo del radar ya que de (6.3) se tiene que si la longitud de onda es mayor, la variación de fase será menor y el peso de los armónicos será menor. O bien vía software usando un radar vectorial y los algoritmos que se presentan a continuación.

7.2. Método de demodulación de la arcotangente

Para abordar el problema de obtener el desfase y por consiguiente la frecuencia biológica correspondiente en el caso de radar escalar no hay más opción que usar la única señal disponible o bien en el dominio del tiempo o bien en el dominio de la frecuencia.

Sin embargo, en el radar vectorial se dispone de dos canales IQ diferentes que además están relacionados por estar en oposición de fase. Se podrían usar por separado, escogiendo el de mayor sensibilidad en cada caso aunque lo más interesante es combinarlos de alguna forma para conseguir una medida más refinada.

Un posible enfoque es considerar cada canal es una coordenada en el plano complejo, de forma que se puede definir la señal como

$$z(t) = I(t) + iQ(t) \tag{7.11}$$

así se puede representar el movimiento en el plano complejo. Lo que se obtiene en \mathbb{C} es un vector complejo o fasor con la información que recibe el radar al reflejarse la señal. La posición y evolución temporal del fasor resultante corresponde a la presencia de tres tipos de *scattering*:

- *Background (BG)*: Es debido a las reflexiones con el entorno, la pared y demás objetos fijos de la habitación donde se realice la medida. Esto supone un fador constante en el plano complejo que estará siempre presente en cualquier medida que se realice pero que será diferente según cómo se encuentre el entorno en cada caso.
- *Movimientos no cardiopulmonares (NCP)*: Son desviaciones debido a pequeños movimientos involuntarios del sujeto o movimientos presentes en la habitación durante el proceso de medida. En el plano complejo se manifiesta como un fador que varía de forma más o menos aleatoria respecto del fador constante de BG.
- *Movimiento cardiopulmonar (CP)*: Este movimiento es el que se desea conocer. Al ser un movimiento periódico de amplitud prácticamente fija, su representación en el plano complejo será un arco de circunferencia o una circunferencia completa, dependiendo de la amplitud del movimiento respecto a la longitud de onda de la señal emitida por el radar. El arco que describe éste fador «móvil» tiene el centro en el fador resultante a cada instante del scattering debido al BG y los movimientos NCP.

En un caso ideal, en el que el sujeto estuviese completamente estático y no hubiese scattering debido al BG, se obtendría un arco de circunferencia perfectamente centrado en el origen de coordenadas. Sin embargo, el hecho de que para cada medida exista una componente constante de BG y además movimientos aleatorios NCP imposibles de predecir hacen que se complique la medida. Un esquema de una situación real en el que los tres tipos de movimientos están presentes se encuentra en la fig. 7.6.

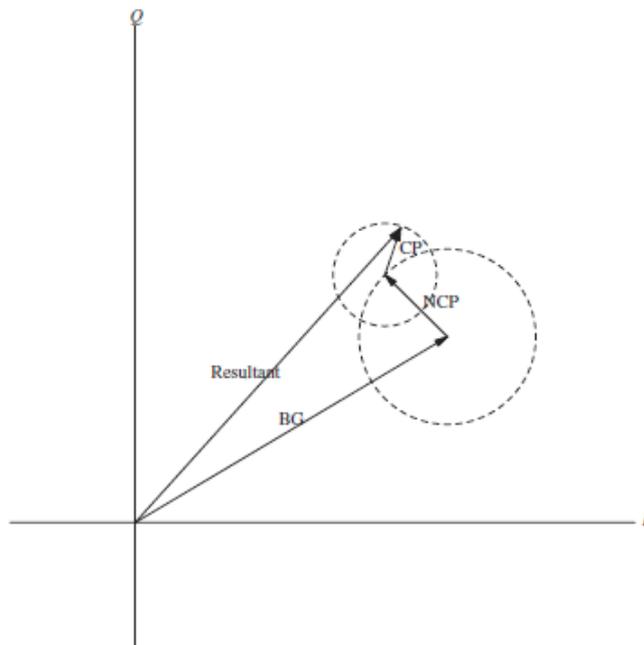


Figura 7.6: Esquema de la señal recibida, representada en el plano complejo [X]

Teniendo esta forma de representar el movimiento surge la idea [19] de medir el ángulo que subyace al arco de circunferencia que describe el movimiento CP, para ello bastaría en

un caso ideal con calcular la arcotangente de las componentes de la señal $z(t)$ considerando las ecuaciones (6.10) y (6.11)

$$\varphi(t) = \arctan\left(\frac{B_I(t)}{B_Q(t)}\right) = \arctan\left(\frac{\cos\left(\theta_0 + \frac{4\pi}{\lambda}d_0 + \frac{4\pi}{\lambda}x(t)\right)}{\sin\left(\theta_0 + \frac{4\pi}{\lambda}d_0 + \frac{4\pi}{\lambda}x(t)\right)}\right) \quad (7.12)$$

$$\varphi(t) = \theta_0 + \frac{4\pi}{\lambda}d_0 + \frac{4\pi}{\lambda}x(t)$$

A pesar de tener las constantes debidas al BG y movimiento NCP, en principio no sería problema puesto que al trabajar en el dominio de la frecuencia, todas esas constantes o pequeños movimientos aleatorios tendrían menor peso que la componente periódica del movimiento a estudiar y serían fáciles de corregir mediante un filtro pasa banda.

Uno de los problemas que da este algoritmo es debido a que la función tangente es periódica y discontinua, por lo tanto la arcotangente de una tangente será también periódica con periodo igual al doble del periodo de la tangente –debido a que el salto se produce al existir una indeterminación cuando el coseno vale 0 y esto sucede dos veces por cada 2π – y el salto de la discontinuidad será de π , puesto que el recorrido de la función arcotangente está restringido al intervalo abierto $\left(-\frac{\pi}{2}, \frac{\pi}{2}\right)$.

Dado que el análisis que se va a realizar es en el dominio de la frecuencia, no se puede permitir tener por respuesta una fase periódica como consecuencia del algoritmo utilizado –ya que la fase es inherentemente periódica debido al movimiento que estamos midiendo–. Si fuera así, se introduciría en el espectro la frecuencia cardiopulmonar un término de frecuencia correspondiente al periodo de la arcotangente que falsearía la medida.

Para ello se debe programar un algoritmo que asegure la continuidad en la respuesta de la arcotangente. Una vez obtenidos los datos y obtenida la arcotangente para cada instante, se calcula la diferencia entre el valor de la arcotangente de cada punto con el inmediatamente anterior, de forma que si el valor absoluto de esta diferencia es mayor que $\pi/2$ indica que se ha producido un salto.

$$\varphi_i^{DIS} = \arctan\left(\frac{Q_i}{I_i}\right) \quad \text{con} \quad i = 1, \dots, L$$

$$j = i - 1$$

$$\forall i > 1 \quad \varepsilon_i = |\varphi_i^{DIS} - \varphi_j^{DIS}| \quad (7.13)$$

$$\text{si } \varepsilon_i > \frac{\pi}{2} \implies \delta_k = \varepsilon_i$$

donde i y j son índices que representan cada punto de los datos, siendo j el punto anterior a i ; L el número total de datos; φ^{DIS} representa la fase obtenida directamente y que puede presentar discontinuidades; ε_i es una constante auxiliar igual a la diferencia entre dos puntos consecutivos y que permite discriminar si entre dos puntos se ha producido el salto o no.

En caso de que se haya producido, se define un δ_k con valor igual al ε_i que haya «detectado» el salto. Esta otra constante auxiliar, δ , se va acumulando a medida que se van produciendo las M discontinuidades y se suma al valor de la fase para asegurar la

continuidad. Se define entonces φ^{CON} como la fase una vez ha pasado por el proceso de continuidad

$$\delta = 0 + \sum_{k=1}^M \delta_i \quad (7.14)$$

$$\varphi_i^{CON} = \varphi_i^{DIS} + \delta$$

Esto es un proceso iterativo punto a punto y, en caso de haber salto, el valor δ acumulado se mantiene para todos los puntos posteriores hasta que se produzca la siguiente discontinuidad.

El resultado de este proceso y su efectividad se ilustra en la fig. 7.7.

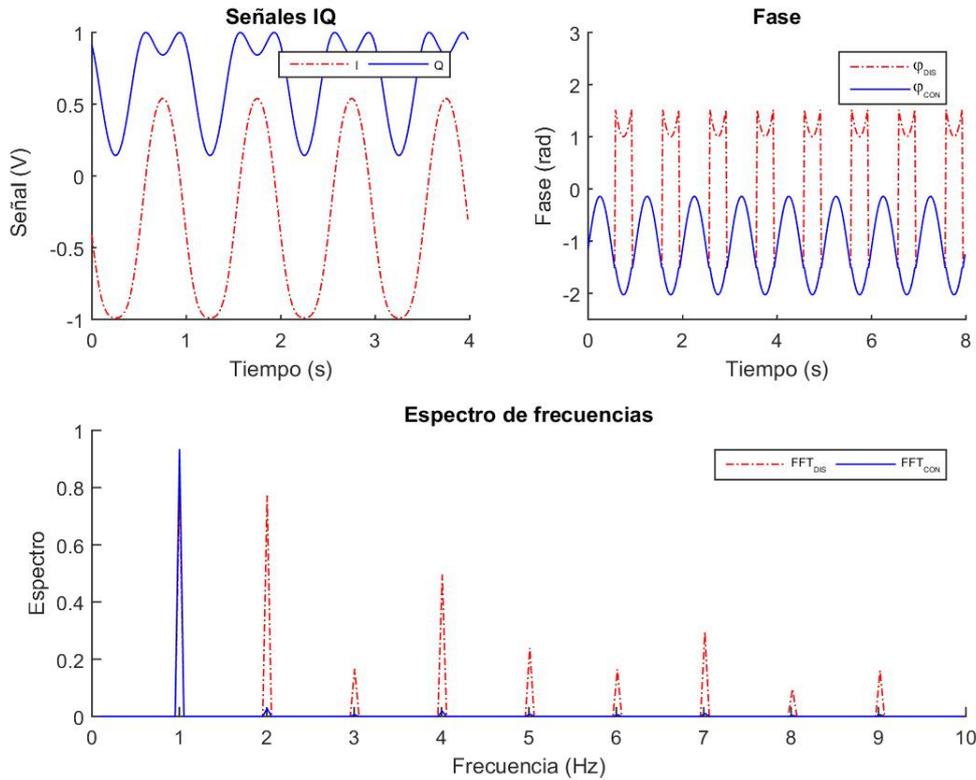


Figura 7.7: Algoritmo de continuidad de la arcotangente [I]

Arriba a la izquierda se representan canales IQ para el ritmo cardiaco según las ec. (7.1), habiendo establecido una $f_C = 1Hz = 60bpm$. Arriba a la derecha la arcotangente, en rojo discontinua y en azul continua tras usar el algoritmo (7.13),(7.14). Abajo se representa la FFT de ambas, dando para la continua un pico exactamente en 1 Hz. En cambio, la discontinua presenta dos picos predominantes, uno superpuesto a la continua en 1 Hz y otro pico en 2 Hz, justo el doble de la frecuencia real programada como se ha explicado en el texto. Además se observa una gran presencia de armónicos para el caso discontinuo, mientras que en el caso continuo son prácticamente despreciables.

Sin embargo, en un caso real además de presentar el posible problema de discontinuidad inherente a la señal que se va a medir se encuentra otro problema, el hecho de que los canales IQ se encuentren descompensados.

La obtención de la fase por este método funciona gracias a que los canales IQ están desfasados 90° facilitando una representación trigonométrica por coseno y seno respectivamente y gracias a esto, matemáticamente, dividiendo un canal entre el otro se obtiene una función tangente.

Pero en un caso real los canales IQ presentarán cierto error en la fase, ϕ_e , y en la amplitud, A_e , así como ciertas constantes diferentes para cada canal, V_I , V_Q , conocidas en la literatura como «DC offset». Todo ello es debido a imperfecciones del hardware, el aislamiento de los distintos componentes del montaje, las pérdidas en las antenas y otros factores.

Esto hace que matemáticamente no se pueda obtener una función tangente al dividir los canales. La ecuación para el caso real sería

$$\varphi(t) = \arctan\left(\frac{B_I(t)}{B_Q(t)}\right) = \arctan\left(\frac{V_I + A_e \cos\left(\phi_e + \theta_0 + \frac{4\pi}{\lambda}d_0 + \frac{4\pi}{\lambda}x(t)\right)}{V_Q + \sin\left(\theta_0 + \frac{4\pi}{\lambda}d_0 + \frac{4\pi}{\lambda}x(t)\right)}\right) \quad (7.15)$$

que si la comparamos con la del caso ideal (7.12), se entiende fácilmente por qué la demodulación arcotangente no daría buenos resultados al llevarlo a la práctica.

Se han propuesto soluciones más o menos satisfactorias para los problemas mencionados de este algoritmo, como por ejemplo en [19]. Sin embargo, en el presente trabajo se ha optado por buscar solución mediante otro método, el cual se presenta en el siguiente apartado.

7.3. Método de proyección sobre eje de máxima sensibilidad

En esta otra forma de proceder se parte de nuevo de la representación de las señales IQ en \mathbb{C} y la relación entre la medida con este tipo de radar y la medida con un radar escalar.

En el radar escalar lo que se tendría únicamente es un conjunto de puntos situados justo en uno de los dos ejes, ya fuera I o Q, obteniendo así vectores complejos de la forma $z_{escalar}(i, 0)$ o bien $z_{escalar}(0, q)$.

Si los datos se consideran como una nube de puntos en \mathbb{C} –debido a que en condiciones reales, el arco de circunferencia que se espera obtener teóricamente se ve deformado a un conjunto con forma aproximadamente ovalada más o menos definido según la medida–, cada dato del radar escalar sería entonces una proyección del fasor correspondiente sobre uno de los ejes y la variación periódica del módulo de esta proyección es la que contiene información sobre la FC y FR.

El problema de esto surge cuando se presenta un punto de sensibilidad nula, para ello el radar IQ cuenta con un canal en cuadratura que se encuentra en un máximo de sensibilidad.

Cuando sucede una situación de este estilo, en el plano lo que se muestra es una nube de puntos muy estrecha en el eje que se encuentra el mínimo de sensibilidad, mientras que en el eje correspondiente al máximo la nube tendrá una forma muy alargada. Siendo la variación del módulo de las proyecciones muy pequeña para el eje del mínimo de sensibilidad, y muy grande en el eje que se encuentra el máximo.

Teniendo en cuenta este comportamiento surge la idea de combinar los canales IQ para «construir» un eje tal que al proyectar los puntos sobre él se obtenga siempre máxima sensibilidad.

Uno de los ejes que tiene esta propiedad se consigue haciendo un ajuste por mínimos cuadrados del conjunto de las parejas de datos IQ a una recta, pues la recta de ajuste minimiza el error cuadrático entre sus puntos y los puntos experimentales, lo cual se traduce en que el eje tiende a pasar exactamente por los puntos de la gráfica y queda orientado atravesando la nube de datos de la forma más alargada posible. Matemáticamente la suma, S , extendida a L datos, a minimizar es

$$S = \sum_{k=1}^L (q_k - (mi_k + n))^2 \quad (7.16)$$

donde q_k son los datos del canal Q; i_k los datos del canal I; m y n la pendiente y ordenada en el origen respectivamente de la recta de ajuste. La condición de minimización es hacer 0 la primera respecto de los coeficientes m y n

$$\begin{aligned} \frac{\partial S}{\partial m} &= 0 \\ \frac{\partial S}{\partial n} &= 0 \end{aligned} \quad (7.17)$$

Se obtiene un sistema de dos ecuaciones y dos incógnitas, m y n , al resolverlo y conseguir el valor de los dos coeficientes, la recta de ajuste, r , es

$$r = f(i_k) = mi_k + n \quad (7.18)$$

nótese que el dominio de la recta es igual al dominio de los datos medidos.

Una vez obtenido dicho eje, la magnitud que se desea medir es la variación de la proyección de cada punto $z_{P_k}(i_k, q_k)$ –donde $k = 1, 2, \dots, L$ – sobre la recta de ajuste. Para ello es necesario elegir un punto de referencia perteneciente a la recta, se toma el punto medio de dicho dominio.

$$i_{med} = \frac{i_{max} - i_{min}}{2}$$

$$f(i_{med}) = mi_{med} + n \quad (7.19)$$

$$z_O(i_{med}, f(i_{med})) \in r$$

Desde el punto de referencia se define un vector director de la recta de ajuste conocidos dos puntos de ella, por ejemplo el que va desde el punto de referencia, z_O , hasta el primer punto de la recta de ajuste $z_A(i_{min}, f(i_{min}))$. Además, se define el vector correspondiente a cada punto, $z_{P_k}(i_k, q_k)$, de los datos respecto del punto de referencia del eje, z_O .

$$z_{OA} = z_A - z_O \quad (7.20)$$

$$z_{OP_k} = z_{P_k} - z_O$$

La proyección se calcula apoyándose en los conceptos geométricos de \mathbb{R}^2 aplicados al plano complejo. Concretamente la definición de producto escalar de los vectores, \vec{u} y \vec{v} , y la relación trigonométrica entre un vector \vec{u} , y su proyección, \vec{P}_{uv} sobre otro vector \vec{v}

$$\vec{u} \cdot \vec{v} = |\vec{u}| \cdot |\vec{v}| \cdot \cos \alpha$$

$$\cos \alpha = \frac{|\vec{P}_{uv}|}{|\vec{u}|}$$
(7.21)

siendo $||$ el módulo y α el ángulo formado entre los vectores correspondientes. Esto se ilustra en la fig. 7.8



Figura 7.8: Producto escalar y proyección de un vector sobre otro [XI]

Ahora hay que aplicar esto al plano \mathbb{C} . El producto escalar de dos puntos z_1 y z_2 del plano complejo se define como el producto de las partes reales más el producto de la parte imaginaria de z_1 por el conjugado de la parte imaginaria de z_2

$$z_1 * z_2 = Re(z_1) \cdot Re(z_2) - Im(z_1) \cdot Im(z_2)$$
(7.22)

Si en (7.21) se sustituye el coseno en la fórmula del producto escalar, se despeja el módulo de la proyección y se aplica al caso de números complejos se obtiene

$$|P_{OP_k OA}| = \frac{z_{OP_k} * z_{OA}}{|z_{OA}|}$$
(7.23)

que es el módulo de la proyección del vector complejo de cada dato, z_{OP_k} , sobre el vector director de la recta de ajuste z_{OA} .

Como se ha adelantado, la variación temporal de esta magnitud lleva implícita la información de fase de la FC y FR, según la medida que se haya realizado, con la ventaja de que se ha conseguido la máxima sensibilidad combinando los canales IQ. Una vez obtenido se realiza el estudio en el dominio de la frecuencia y se obtienen los valores de las frecuencias buscados.

Un ejemplo gráfico de este algoritmo se representa en la fig. 7.9 donde se esquematiza la proyección de un punto P de los datos sobre el eje de máxima sensibilidad calculado. Este proceso se realiza iterativamente para todos los puntos P_k de los datos experimentales.

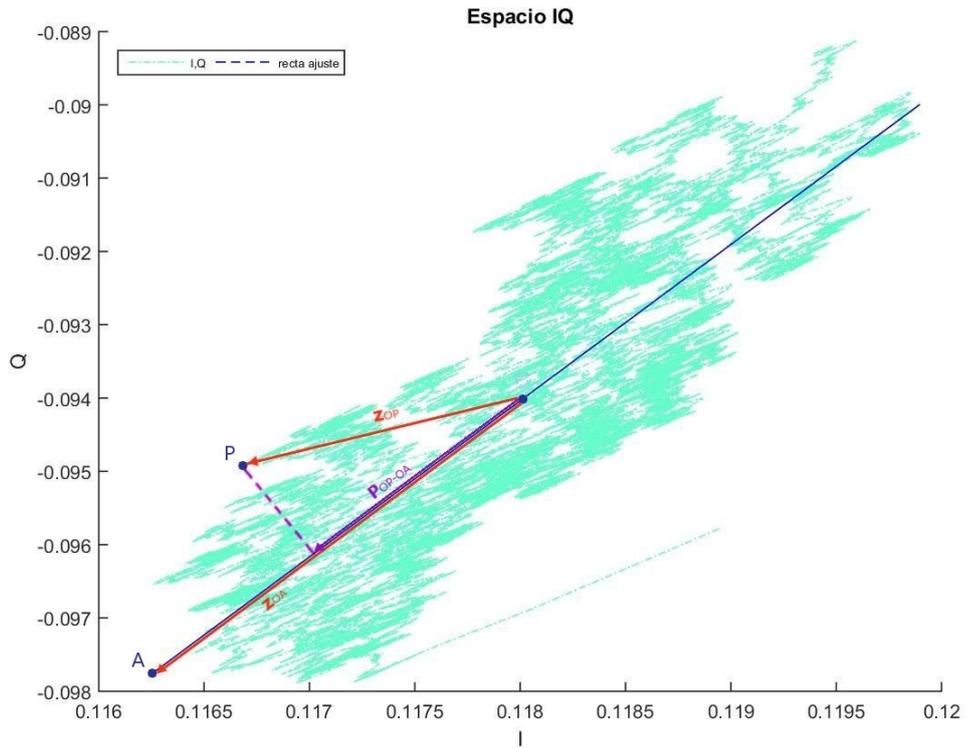


Figura 7.9: Ejemplo de proyección del punto P sobre el eje de máxima sensibilidad [I]
 Se han usado para ello datos obtenidos experimentalmente que son los representados en azul celeste, marcados en la leyenda de la gráfica como I,Q.

8. Análisis espectral

8.1. Dominio del tiempo y dominio de la frecuencia

De ambos algoritmos se obtiene una fase respecto al tiempo de forma más o menos senoidal, si esta respuesta tuviese una forma armónica simplemente contando cuántos periodos por segundo aparecen en la onda respecto del tiempo sería suficiente para conocer la frecuencia que se pretende medir.

El problema se da en el caso real cuando se presentarán al menos dos frecuencias predominantes, debido a que es un movimiento compuesto del movimiento causado por la respiración y el latido del corazón. A esto hay que añadirle el ruido producido por movimientos involuntarios del sujeto, del espacio de medida y el introducido por el hardware u otras fuentes.

El resultado que se obtiene suele ser una señal en la que se puede «intuir» cierta periodicidad pero que no se puede extraer la información deseada, con precisión, a simple vista.

A fin de determinar las frecuencias de interés se recurre a representar la señal en el dominio de la frecuencia, concepto ya adelantado varias veces a lo largo del trabajo.

Para entenderlo se puede pensar en una onda que es la suma infinita de de senos y cosenos de frecuencia proporcional y amplitud decreciente

$$g(t) = \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos(2\pi n f \cdot t) + b_n \sin(2\pi n f \cdot t) \quad (8.1)$$

si las constantes a_n y b_n se definen adecuadamente, la representación respecto al tiempo corresponde muy aproximadamente a una señal escalón, pudiendo pensar que la periodicidad del cambio en la señal escalón es debido solo a una frecuencia.

Sin embargo, como es claro según su definición (8.1), la forma de la función $g(t)$ es resultado de la contribución de múltiples ondas sinusoidales de frecuencias distintas con una contribución mayor o menor de cada una de ellas.

Se tendría una información precisa acerca de las frecuencias que contiene la señal si se representa en unos ejes la amplitud que cada frecuencia que compone $g(t)$ aporta a la forma final.

En el ejemplo que se ha presentado, como las frecuencias que componen la señal son discretas, el resultado será picos de distinta altura para cada frecuencia que compone la onda, múltiplos de la frecuencia fundamental.

A esta representación de amplitud respecto de frecuencia se le llama espectro de frecuencias o representación en el dominio de la frecuencia y tiene sentido para aquellas señales periódicas en el tiempo o al menos en un cierto intervalo de tiempo.

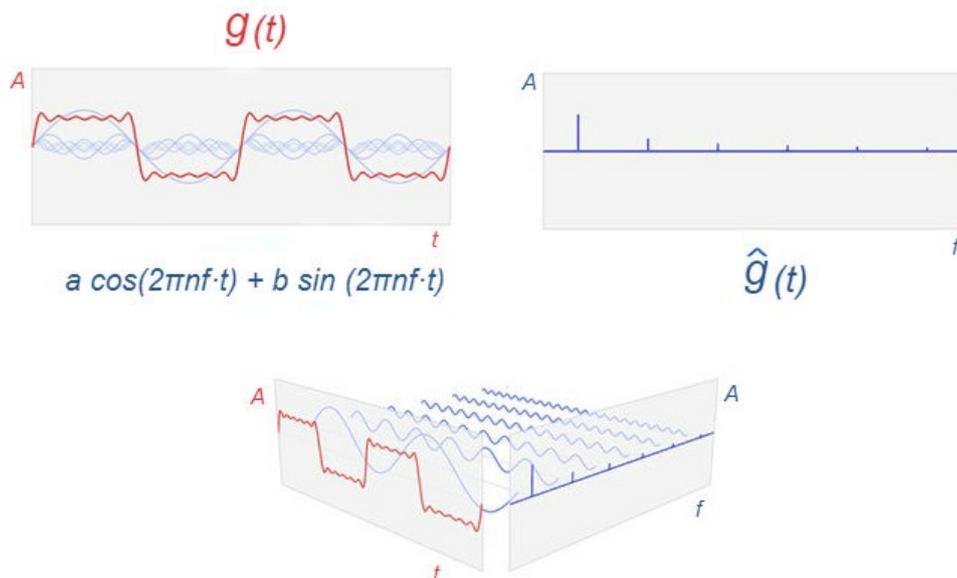


Figura 8.1: Relación entre el dominio del tiempo y el dominio de la frecuencia [XII]
 En la figura de la izquierda se representa la función que se ha definido en (8.1) en rojo y superpuestas en azul cada término de la serie. Debajo, se ve en una representación de 3D la relación entre los dominios del tiempo y de la frecuencia, las dimensiones A - t , en rojo, corresponden al dominio del tiempo mientras que la proyección de los términos de la serie que forman $g(t)$ en los ejes A - f , en azul, forman la representación en el dominio de la frecuencia. Por último, a la derecha se representa estas dos últimas dimensiones donde se ve un pico de la altura correspondiente a la frecuencia de cada término de la serie.

8.2. Transformada de Fourier

Experimentalmente los datos se obtienen de forma natural en el dominio del tiempo, por lo tanto para trabajar en el dominio de la frecuencia es necesario un mecanismo matemático que lo permita. Se recurre así a las transformadas integrales.

Una transformada T es una función que tiene por argumento otra función $f(t)$ que da como salida una función $F(u)$. Esto se hace mediante la integración de $f(t)$ por la función núcleo $K(t, u)$ que depende tanto de la variable de la función de entrada, t , como de la variable de la función de salida, u . La definición general de estas transformadas es

$$T(f(t)) = \int_{t_1}^{t_2} K(u, t) f(t) dt = F(u) \quad (8.2)$$

Existen múltiples tipos de transformadas, según el objeto de su aplicación, desde el procesamiento de imágenes o el estudio espectral de señales, hasta la resolución de ecuaciones diferenciales. Formalmente lo que las diferencia es la función núcleo, $K(t, u)$.

Para el caso del estudio espectral en el dominio del tiempo y de la frecuencia también existen varias opciones como Wigner-Ville, Wavelets, Matching Pursuit [28] o la transformada Chirp Z (CZT) que también será usada en este trabajo. Sin embargo, la más extendida por su sencillez de implementación y por que históricamente fue la primera es la transformada de Fourier (FT).

Su desarrollo viene originariamente del desarrollo en serie propuesto por Fourier en 1822 para la resolución de la ecuación de conducción del calor en una lámina de metal. Estas series son muy similares al ejemplo puesto en (8.1). A pesar de que esta solución fue muy criticada en sus inicios por matemáticos por su sencillez, su utilidad propició que se desarrollará mucho este nuevo ámbito de estudio.

La definición formal de la FT es la siguiente:

Sea $f(x)$ una función integrable Lebesgue:

$$f \in L^1(\mathbb{R}) \text{ o } f \in L^1(\mathbb{C})$$

Se define la transformada de Fourier de f como la función:

$$\mathcal{F}\{f\} : \xi \mapsto \hat{f}(\xi) := \int_{-\infty}^{\infty} f(x) e^{-2\pi i \xi x} dx$$

Como se ve la FT es válida para funciones continuas, sin embargo, en el presente trabajo se trabaja con series de datos discretas al muestrear la señal continua recibida por el radar. Por lo tanto se debe adaptar la FT a un caso discreto lo que se conoce como transformada de Fourier discreta (DFT) [29].

La DFT transforma la serie de datos discretos $x[n]$ en otra serie de datos $X[k]$ con la siguiente relación

$$X[k] = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] e^{-\frac{2\pi i}{N} kn} \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (8.3)$$

Por último, con el paso del tiempo se ha trabajado en buscar algoritmos para el cálculo de esta transformada de forma que sea más eficiente computacionalmente. Es decir, se busca el menor número de cálculos computacionales para obtener la transformada.

Calcular de forma directa la DFT requiere de N^2 operaciones, sin embargo aprovechando las simetrías de la exponencial, si el número de datos es una potencia entera de 2, entonces se puede reducir el número de operaciones hasta $N \log_2 N$ mediante el algoritmo de Cooley-Tukey [30].

Realizar la DFT con estas condiciones y el uso de este último algoritmo recibe el nombre de transformada rápida de Fourier (FFT) y será la implementada en este trabajo.

8.3. Transformada Chirp Z

Ya se había adelantado que, a pesar de ser la DFT la más extendida para la aplicación que nos ocupa, existen opciones que pueden mejorar los resultados. Entre las múltiples posibilidades se elige la transformada Chirp Z (CZT) por considerarse similar a la DFT

pero dando la posibilidad de ser selectivos en el rango de frecuencias a estudiar, lo cual supone un aumento de la resolución espectral [31, 32].

Ambas transformadas son casos particulares de una transformada discreta más general que es la transformada Z y ésta última es el equivalente discreto a la transformada de Laplace.

La transformada Z unilateral –solo para $n \geq 0$ – para un conjunto de n datos $x[n]$ se define como

$$X[z_k] = \mathcal{Z}\{x[n]\} = \sum_{n=0}^{N-1} x[n] z_k^{-n} \quad (8.4)$$

donde z_k es un conjunto finito de números complejos arbitrarios que deben cumplir que la serie converja.

Si se impone que el conjunto z_k sea

$$z_k = e^{\frac{2\pi i}{N}k} \quad k = 0, \dots, N-1 \quad (8.5)$$

se obtiene la DFT. El significado geométrico de esta elección es hacer que los puntos z_k estén distribuidos de forma equiespaciada en la circunferencia unidad del plano complejo, separados entre ellos por un ángulo de $2\pi/N$ radianes.

Otra elección del conjunto z_k es

$$z_k = AW^{-k} \quad k = 0, \dots, M-1 \quad (8.6)$$

que describe una distribución en espiral, donde A es un número complejo arbitrario que indica el punto inicial, W^{-k} cuyo módulo expresa el ratio y sentido de giro y su fase el espaciado angular entre los puntos de la espiral. Nótese que el número M de valores de salida, $X[z_k]$ ya no es necesariamente igual a los N valores de entrada, $x[n]$ como sí lo era en la DFT.

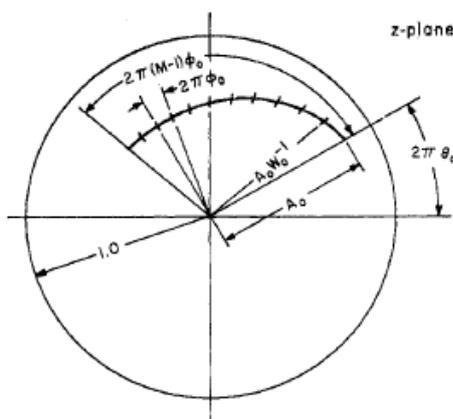


Figura 8.2: Esquemización de un contorno arbitrario propio de la CZT [XIII]
 En la figura se representa el círculo unidad en el plano \mathbb{C} y la espiral cuyos parámetros son $A = A_0 e^{2\pi\theta_0 i}$, $W = W_0 e^{2\pi\phi_0 i}$ y $M = 12$. Cada segmento que corta la espiral representa un punto z_k .

Esta elección abre una infinidad de contornos sobre los que realizar la transformación. Sin embargo, en el caso de aplicación a las señales vitales lo interesante es usar la CZT para hacer un efecto de «zoom espectral» en el conjunto de salida, de forma que la transformada se haga en la parte del espectro de frecuencias que cabe esperar de las dos señales estudiadas, en lugar de tomar en cuenta el espectro completo como hace la DFT.

Para ello se escogen A y W con módulo igual a 1 para no salir de la circunferencia unidad. Ahora bien, se distinguen tres casos dependiendo de si el número M de puntos escogidos y la separación angular entre ellos –dependiente de la fase de W – cubren o no la circunferencia:

- Si se cubre solo una parte de la circunferencia unidad, la transformada será solamente una parte del espectro de frecuencias.
- Si se cubre por completo la circunferencia unidad, la transformada cubre el espectro de frecuencias completo (caso DFT).
- Si se cubre más de una vez la circunferencia unidad, aparecerán frecuencias duplicadas.

Debido a que se busca ampliar una región del espectro de frecuencias, será el primer caso en el que la CZT presente ventajas sobre la DFT. La mejora en los resultados se ve por tanto en una mejor resolución a la hora de analizar la medida.

Teniendo en cuenta que para algunos casos la resolución que ofrece la DFT es suficiente, se usará esta como primera opción salvo que el zoom espectral que ofrece la CZT mejore considerablemente la medida.

9. Filtrado de la señal

Como última consideración a la hora de presentar todos los aspectos teóricos necesarios a desarrollar en la parte práctica se estudia el filtrado de la señal [33, 34].

En el proceso de medida cabe esperar que aparezca ruido debido al entorno o a movimientos involuntarios del sujeto. Es más, la propia naturaleza de la medida obliga a estudiar dos movimientos distintos en la misma región, es por estas razones por las que se hará necesario el uso del filtrado para separar las señales y limpiar imperfecciones que impidan visualizar los datos de FC y FR que se buscan.

El objetivo principal de un filtro es atenuar un rango de frecuencias, ya sea eliminar todas las frecuencias a partir de una concreta (filtro pasa baja), dejar pasar todas las frecuencias a partir de una concreta (pasa alta) o atenuar todas las frecuencias fuera del intervalo entre dos frecuencias dadas (pasa banda), entre otros tipos.

A la hora de filtrar existen múltiples posibilidades, en primer lugar es necesario elegir si el tipo de filtrado se quiere hacer analógico o digital. El primero se implementa mediante condensadores, bobinas y resistencias de forma física en el circuito, actúan a tiempo real y suelen ser muy baratos. En cambio, el filtrado digital suele tener mucho mejor desempeño y flexibilidad de cara a probar distintos filtros para comprobar cual es el que más se ajusta a las necesidades del trabajo.

Como contra del filtrado digital está que suele ser más caro debido, entre otras cosas, a que se requiere de un convertidor analógico-digital (ADC). Sin embargo, como el estudio de la señal que se va a realizar es ya digital, el montaje lleva incluido el ADC así que esto no supone inconveniente para el filtrado digital, siendo este el tipo de filtrado que se elige.

Otra clasificación importante de los filtros es según su respuesta al impulso, distinguiéndose:

- FIR (Finite Impulse Response), son filtros definidos por convolución de forma que se obtiene una respuesta al impulso que decae en amplitud de forma finita, es decir para cierto valor la amplitud de la respuesta es igual a cero. Además son causales, es decir que operan a tiempo real y la salida del filtro en cada instante es resultado de la muestra actual y las pasadas. Por último, una gran ventaja que presentan es que la respuesta es lineal en la fase, algo que según la aplicación que se de al filtrado puede ser de gran relevancia.
- IIR (Infinite Impulse Response), son filtros definidos mediante una ecuación recursiva de forma que se obtiene una respuesta al impulso que decae en amplitud de forma infinita. Debido a esta definición son no causales, pues la ecuación recursiva

se calcula a través de los coeficientes de recursión y en ellos se involucran valores anteriores y posteriores a la muestra en cuestión. La mayor ventaja que poseen estos filtros es que son de orden bajo, es decir que para obtener el valor de una muestra necesitan pocos valores anteriores o posteriores. Esto hace que la carga computacional sea menor y en su aplicación se pueden permitir anchos de banda menores. La desventaja es que no son lineales en la fase lo cual hace que al filtrar la señal, retrasan algunas frecuencias más que otras, produciéndose así una distorsión en la forma de la señal.

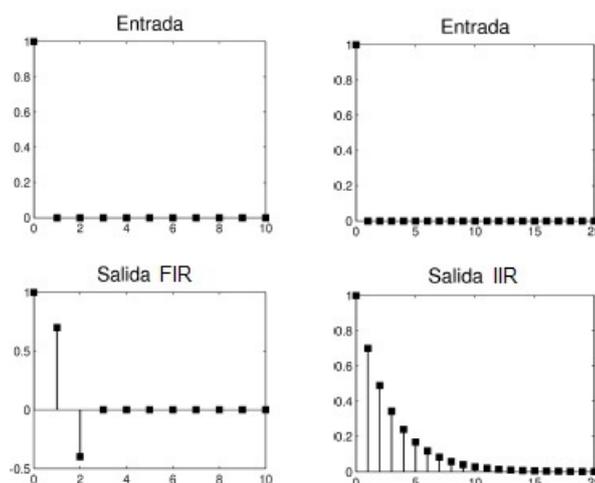


Figura 9.1: Ejemplo de respuesta al impulso en filtros [XIV]

Arriba se presenta un impulso discreto, a la izquierda abajo se presenta la respuesta finita de un filtro FIR y a la derecha la respuesta infinita de un filtro IIR.

En la aplicación que se va a hacer de los filtros se usará un ancho de banda muy estrecho, aproximadamente entre 1 Hz y 3 Hz –equivalente a 60 y 180 bpm – rango esperable de la FC, es por ello que interesan más los filtros IIR. Pero como el estudio que se hace posteriormente en el dominio de la frecuencias es la clave para que el resultado sea el correcto, se debe solucionar el problema de linealidad de fase.

Esto se resuelve aprovechando que la señal es digital. Es posible invertir el orden temporal de la señal y pasarla de nuevo por el filtro, de forma que el desfase introducido por el filtro en una «dirección» se compensa con el desfase producido al aplicarlo inversamente y, puesto que el filtro deja pasar las frecuencias de interés sin apenas variación, se obtendrá el resultado deseado.

Parte III

Realización práctica

10. Descripción del sistema de medida

En el presente apartado se va a detallar minuciosamente el sistema de medida diseñado. Se va a emplear un radar modular a una frecuencia de trabajo de $f = 2,7\text{GHz}$. Se ha optado por un enfoque más didáctico en lugar de estar integrado en una placa base de apenas unos cuatro centímetros [20] con objetivo de su posterior estandarización y comercialización.

Este enfoque didáctico y la razón por la cual se le da el nombre de radar modular es debido a que cada función está contenida en una pequeña caja –o módulo– con conectores. De esta forma queda mucho más visual el montaje de cara a prácticas en laboratorio o bien para implementar y probar posibles mejoras, que en caso de ser útiles se podrían plantear para su impresión en placas base.

Además las antenas también se han diseñado siguiendo un enfoque didáctico, empleando latas de turrón metálicas y cilíndricas, con el objetivo de llevar la teoría de las clases al laboratorio utilizando además elementos cotidianos.

Ambos diseños han sido realizados siguiendo como referencia los cursos del M.I.T [35] sobre la construcción de las antenas y el prototipo de radar modular, siendo este modificado según la documentación de la UVa [36] para obtener el radar modular IQ que se usa este trabajo.

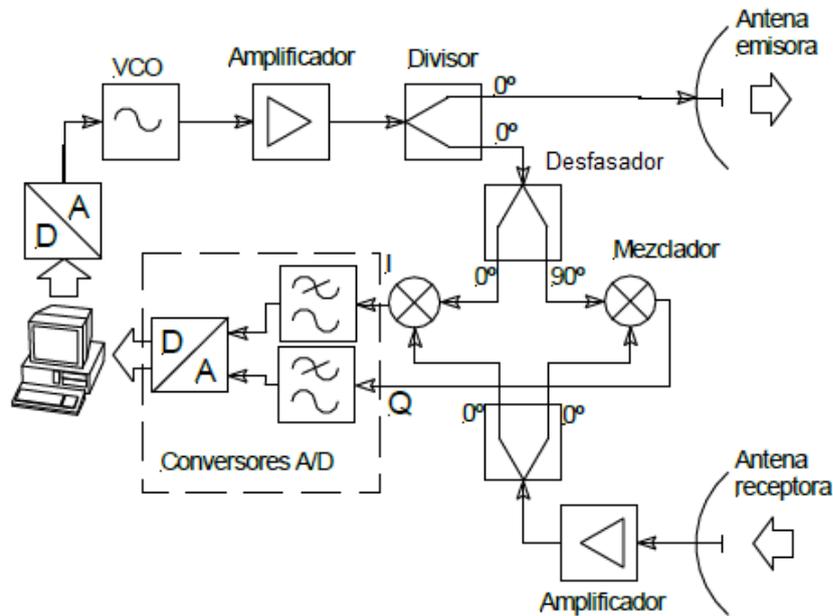


Figura 10.1: Esquema del sistema de medida implementado en el laboratorio [XV]

En la fig. 10.1 se puede observar el montaje esquemático que se lleva a cabo en el laboratorio. Comienza con un software instalado en un ordenador que, mediante el DAC (Convertor Digital Analógico), manda una señal de voltaje al VCO (Oscilador Controlado por Voltaje). Este genera la señal de RF, que es amplificada y enviada al divisor de señal.

Una vez aquí el proceso es como se ha explicado en el apartado 6.3. Una de las señales es transmitida mediante la antena emisora y la otra es duplicada, desfasando 90° una de ellas respecto de la otra. Ambas señales van a mezcladores.

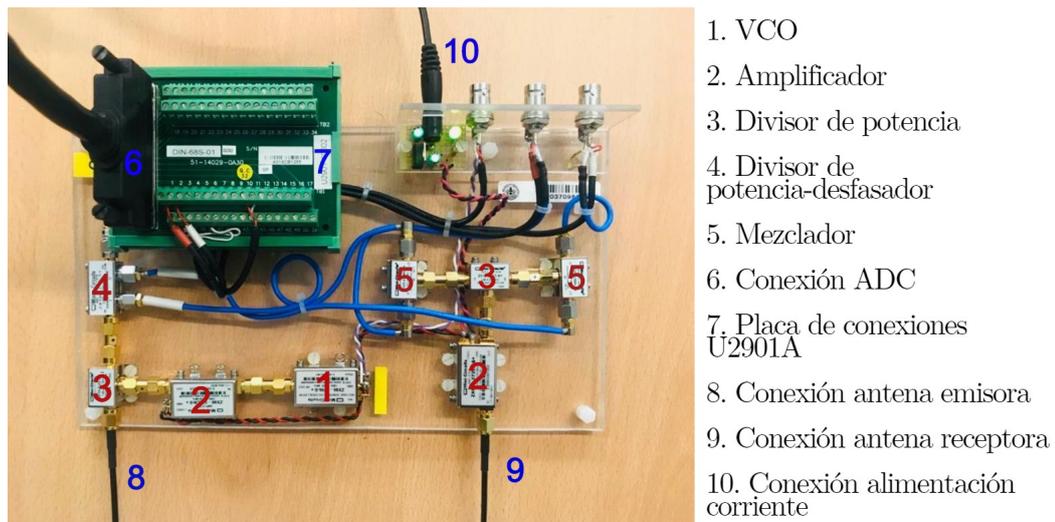
Por otro lado la señal recibida en la antena receptora, es amplificada, se divide y se envían a los mezcladores donde se encontraban la señal sin desfasar, de donde se obtiene el canal I y la señal desfasada, de donde se obtiene el canal Q. Ambos canales son enviados de nuevo al ADC para ser digitalizados, habiendo finalizado el proceso de medida.

Posteriormente mediante un software de procesamiento de señal, en este caso se ha usado Matlab, se filtran y analizan los datos con los algoritmos presentados en los apartados a lo largo de los apartados 7, 8 y 9.

Los distintos códigos de procesamiento programados en Matlab se han añadido al apéndice B.

10.1. Hardware: módulo de radar

Se considera el módulo de radar a todo el montaje comprendido entre el VCO y los mezcladores que van hacia el ADC. En la fig. 10.2 se muestra cada componente. Las conexiones entre cada componente están realizadas mediante conectores SMA de $50\ \Omega$ de impedancia, son conectores roscados para cable coaxial y son los más extendidos para este tipo de aplicaciones de RF hasta los $18\ \text{GHz}$ [37].



1. VCO
2. Amplificador
3. Divisor de potencia
4. Divisor de potencia-desfasador
5. Mezclador
6. Conexión ADC
7. Placa de conexiones U2901A
8. Conexión antena emisora
9. Conexión antena receptora
10. Conexión alimentación corriente

Figura 10.2: Módulo de radar [I] .

Están numeradas del 1 al 5 las piezas que lo componen, mientras que del 6 al 9 se indican las conexiones con el resto de componentes del sistema de medida

1. VCO: Aquí se genera la señal de RF a la que trabaja el radar. Estos dispositivos funcionan mediante circuitos resonantes que ante una señal de entrada continua, dan como salida una señal armónica de una frecuencia determinada [38]. La frecuencia de salida es controlada por voltaje de forma aproximadamente lineal, que según las hojas de especificaciones detalla que para un «voltaje de sintonizado» (conexión en el terminal V_{tune}) de entre 0 y 5 V se da una salida entre 2315 y 2536 Hz. Sin embargo, a la hora de ponerlo en marcha en el laboratorio y realizar la calibración se ha comprobado un funcionamiento más estable para voltajes algo más altos, siendo utilizado finalmente $V_{tune} = 8 V$ obteniendo como frecuencia de trabajo $f = 2,7 GHz$. La potencia que se obtiene a la salida es de 6 dBm.
2. Amplificador: Se añaden dos idénticos al circuito, uno a la salida del VCO para trabajar con una buena amplitud durante el resto del proceso y otro a la entrada de la antena receptora para asegurarse una buena señal a pesar de las pérdidas que haya podido sufrir en el tiempo de vuelo. Son amplificadores de bajo ruido, en concreto de unos 0,8 dB, con una ganancia para la frecuencia elegida de 13,5 dB y potencia de salida de 19 dBm.
3. Divisor de potencia: Dispositivo que mediante el acople de la energía entre dos líneas de transmisión lo suficientemente juntas se consigue dos canales con la misma información de RF. La señal de entrada va por el puerto S y las salidas por los puertos 1 y 2. En este caso son modelos de muy bajas pérdidas de inserción entre los dos canales, como máximo 0,2 dBm, mientras que las perdidas totales en cada canal rondan los 3,19 dBm.
4. Divisor de potencia-desfasador: Funciona de igual forma que el divisor, sin embargo presenta un par de bobinados que al realizar el acople se produce un desfase de 90° . Dispone de cuatro puertos, la señal de entrada va por el puerto IN , las salidas por los puertos 1 y 2 y el último puerto al que se le debe conectar una carga de 50 Ohm

para mantener el acoplamiento en la línea de transmisión. Presenta bajas pérdidas de inserción entre los dos canales, como máximo $0,7\text{ dBm}$, mientras que las pérdidas totales en cada canal para la frecuencia de trabajo son $3,23\text{ dBm}$ y $3,68\text{ dBm}$.

5. Mezclador: Mediante un montaje de bobinas y diodos se multiplican dos señales de entrada, es decir se consigue una única señal de salida con un ancho de banda distinto a las dos anteriores. Posee tres puertos, las entradas se realizan por *RF* y *LO* mientras que la salida se da en *IF*. Hay dos mezcladores montados en el circuito y la salida de cada uno de ellos son los canales *I* y *Q* a analizar posteriormente mediante software. Presenta unas pérdidas en el proceso de 6 dBm .

Las especificaciones técnicas completas de cada módulo se pueden consultar en la página del fabricante, en las siguientes referencias [39, 40, 41, 42, 43]

El precio estimado de este radar es aproximadamente unos 370€ [44], sin incluir el coste de las antenas que es de unos 30€ . Comparado al precio de un módulo estandarizado ya en placa base, que se puede encontrar sobre los $5\text{\$}$ [45], es una diferencia importante. Sin embargo, por la finalidad didáctica y su versatilidad a la hora de intercambiar módulos de cara al trabajo de laboratorio, justifica su inversión.

10.2. Hardware: canntenas

Las antenas son un dispositivo usado en telecomunicaciones formado por un conductor metálico que al llegarle una corriente alterna comienza a radiar ondas electromagnéticas al espacio libre. Es decir, transforman una señal de voltaje en una onda EM. Un conductor de forma general radia en todas las direcciones, sin embargo para la aplicación del radar es necesario usar antenas con patrones de radiación direccionales.

Para conseguirlo se usan guías de ondas y en este caso la peculiaridad es que se usa una lata metálica de turrón o café cilíndrica como guía de ondas circular para la antena puesto que por un extremo esta abierta y por el otro se encuentra una pared metálica que será la que aporte direccionalidad al patrón de radiación. El nombre que se les da a estas antenas es «Latenas» o en inglés «Canntenas» y están bastante extendidas en aplicaciones caseras como por ejemplo la recepción de una señal Wi-Fi débil.



Figura 10.3: Antenas usadas en el montaje [XVI]

Su construcción es simple, basta con conectar un monopolo a la línea coaxial, en este caso se usa de nuevo un conector SMA, y este introducirlo mediante un pequeño taladro en la lata metálica.

Sin embargo, tanto el monopolo como su situación en la lata deben cumplir la condición de $\lambda/4$, esto es porque se busca que se produzca una interferencia constructiva entre la radiación que sale directamente hacia la parte abierta de la lata y la que viaja hacia la pared metálica, se refleja y sale.

El camino de la señal reflejada debe introducir un desfase de 360° para que realice una interferencia constructiva. Una onda que se refleja en una pared metálica sufre un desfase de 180° , entonces la distancia que tiene que viajar para ir es un cuarto de longitud de onda, lo que supone un desfase de 90° , y otro cuarto para volver al punto inicial.

Así se debe construir de forma que:

- El monopolo debe tener una longitud igual a $\lambda/4$.
- La distancia que debe haber entre el monopolo sea $\lambda_g/4$, siendo λ_g la longitud de onda dentro de una guía de ondas circular, dependiente del diámetro D . Esta es igual a

$$\lambda_g = \frac{\lambda}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda}{1,702D}\right)^2}} \quad (10.1)$$

En este caso como se va a trabajar con una frecuencia de $2,7\text{GHz}$, la longitud de onda es igual a $\lambda = 0,111\text{m}$, el diámetro de la lata es $D = 9,9\text{cm}$ y dentro de la guía de ondas $\lambda_g = 0,147\text{m}$

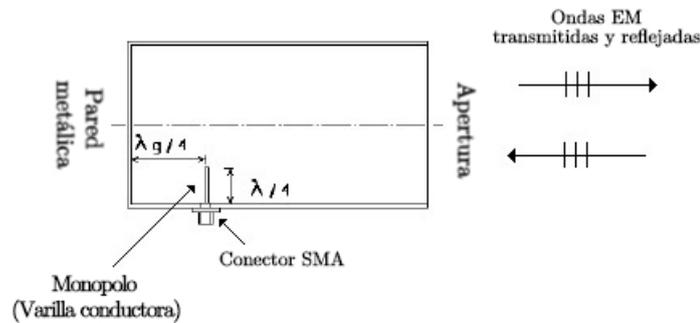


Figura 10.4: Esquema para la construcción de las antenas [XVI]

En la fig. 10.5 se presentan los patrones de radiación de unas antenas construidas de forma idénticas a las que se usan en este trabajo. Las medidas han sido realizadas para frecuencias de $2,4\text{GHz}$ y $2,5\text{GHz}$ obteniendo en ambos un ganancia máxima de $7,2\text{dB}$.

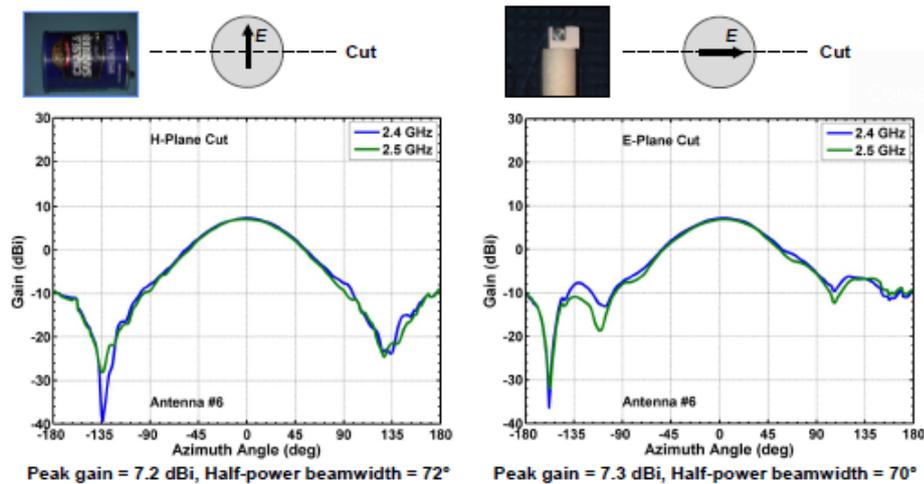


Figura 10.5: Patrón de radiación de las antenas [XVII]

10.3. Hardware: convertidor analógico-digital

La función de ADC es realizada por un módulo multifunción modelo Agilent U2351A.

Entre sus características [46] se encuentra la digitalización con una resolución de 16 bits en hasta 16 canales a una velocidad de 250.000 muestras por segundo y dos canales de salida analógica de nuevo con 16 bits de resolución y una velocidad de 1 millón de muestras por segundo.



Figura 10.6: ADC U2351A (izquierda) y terminal de conexiones U2901A (derecha) [XVIII]

En cuanto a las conexiones, con el ordenador se realiza mediante USB y con el módulo de radar se dispone de un terminal auxiliar modelo U2901A, ambos controlados mediante lenguaje SCPI (Standar Command for Programmable Instruments). Este es compatible con multitud de software como VEE, MATLAB, LabVIEW.

10.4. Software: controlador

De todos los lenguajes compatibles para controlar el sistema y configurar la toma de datos se ha escogido programarlo en VEE, debido a que es un lenguaje basado en flujo de datos organizado en bloques, lo cual sigue en sintonía con la construcción modular de este sistema de radar.

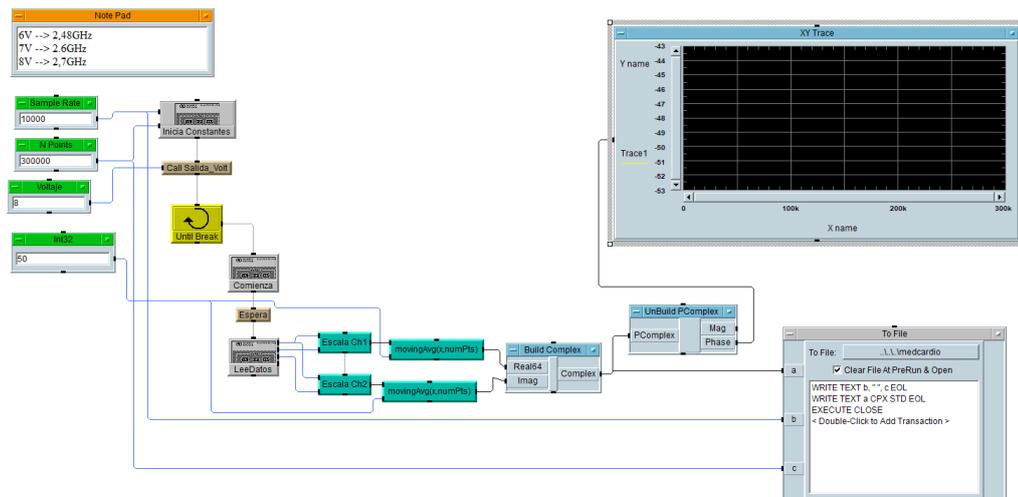


Figura 10.7: Programa en VEE para la toma de datos [1]

El programa comienza con una inicialización de constantes, los bloques en verde son para seleccionar el valor que se desea y estos bloques se deben conectar a bloques de funciones para trabajar con ellos. De arriba a abajo se establece el valor de:

- Velocidad de muestreo (*Sample Rate*), es decir cuántos puntos se van generar por segundo.
- Número de puntos (*N Points*), es el número total de puntos a medir. Dividiendo el número de puntos entre la velocidad de muestreo se obtiene el tiempo total de medida. En el caso de la imagen correspondería a una medida de 30 s, sin embargo esos valores se variarán según la medida que se desee hacer.
- *Voltaje*, que se selecciona como entrada al VCO y obtener la frecuencia de trabajo deseada. Además en el cuadro naranja (*Note Pad*) se ha tabulado la frecuencia que se obtiene en el VCO para cada voltaje habiendo medido la frecuencia de salida con un analizador de espectro auxiliar.
- Número de puntos de la media móvil (*Int32*), esta constante da cuántos puntos se tienen en cuenta en la media móvil que se explicará a continuación.

Se conectan *Sample Rate* y *N Points* a la función *Inicia Constantes* y *Voltaje* se conecta *Call Salida_Volt*, este bloque llama una función que controla el VCO para que empiece a generar RF. A continuación los bloques *Until break*, *Comienza* y *Espera* continúan el proceso de pasar los datos digitales que se han inicializado a formato analógico y empieza a enviar y recibir señal el radar.

El siguiente bloque *Lee datos* hace lo propio con los datos recibidos después de pasar por el ADC y los graba en dos canales en los bloques *Escala Ch1* y *Escala Ch2* que serán el canal I y Q respectivamente.

Llegados a este punto se realiza por separado en cada canal una media móvil en los bloques *movingAvg(x,numPts)*. La media móvil es una técnica de análisis estadístico que

consiste en crear una serie de promedios, de forma que cada punto de la serie es la media de un subconjunto de datos anteriores. En este caso se ha escogido 50 términos, por lo tanto una vez leídos los datos que llegan del radar, se realiza esta media móvil obteniendo que cada dato es el resultado de la media de los 50 anteriores.

Esta técnica se usa para evitar fluctuaciones en una serie de datos, es decir, sirve para eliminar ruido de alta frecuencia fruto del proceso de medida. Se puede considerar que esta aplicación actúa como un primer filtro pasabaja.

Como el número de puntos medidos es de al menos 30000, el hecho de promediar 50 anteriores no falsea los resultados.

El bloque se conecta a los datos que debe leer y a *Int32* que fija el número de términos que se tienen en cuenta para la media.

Una vez mejorada la medida con este proceso se juntan los canales IQ para construir un número complejo en *Build Complex*. Este bloque saca dos salidas, en una se «descompone» el número complejo a forma polar en *UnBuild Complex* que a continuación pasa a graficar –en *XY trace*– los datos en el plano complejo para tener una primera idea de los datos que se han tomado antes de ser procesados posteriormente; en la otra salida se envían los datos al bloque *To File*.

En este último bloque se graban en primer lugar los valores de *Sample Rate* y *N Points* y a continuación el vector de datos IQ, todo ello se guarda en un archivo '.txt' para su análisis.

10.5. Auxiliar: generador de funciones y altavoz

En el proceso experimental se realizarán unas medidas a frecuencia conocida para comprobar que el sistema de medida, en conjunto con los algoritmos, funciona correctamente.

Para ello se usa un generador de funciones, en este caso el *Agilent 33120A* [47] cuyo funcionamiento para este propósito es muy sencillo, sencillamente hay que seleccionar la forma de onda senoidal y ajustar la frecuencia y amplitud deseada para cada prueba que se realice.



Figura 10.8: Generador de funciones *Agilent 33120A* [XIX]

El generador de funciones va conectado a un dispositivo que consiste en un soporte al que se le ha instalado un altavoz usual. Al conectar el altavoz al generador de funciones, se mueve con la amplitud y frecuencia seleccionada.

Como las frecuencias a estudiar serán del orden de $0,3\text{ Hz}$ a 2 Hz el movimiento será visible a simple vista, siempre y cuando se seleccione la amplitud de movimiento máxima.

Acoplado al altavoz, y a su movimiento controlado se ha adherido una tapa metálica que servirá para aumentar la reflectividad ante RF del altavoz.

10.6. Auxiliar: pulsioxímetro

Además de asegurarse que el modulo de radar y los algoritmos funcionan de forma correcta, es conveniente conocer de antemano la FC de los pacientes, por un método auxiliar fiable, para comprobar si las medidas entran dentro de lo esperado.

El método escogido es un pulsioxímetro de muñeca, sistema que llevan incorporado algunos relojes deportivos. En este caso es el *Polar M430*.



Figura 10.9: Pulsioxímetro auxiliar *Polar M430* [XX]

Este modelo lleva incorporado en la parte trasera del reloj un fotosensor y, rodeándolo, seis LEDs verdes. El principio de este sistema se basa en medir la variación de la intensidad luminosa reflejada por los capilares sanguíneos en función de si la sangre presenta mayor o menor concentración de hemoglobina, como ya se detalló en la sección 3.1 que hablaba de este tipo de medidas.

La puesta en marcha es muy intuitiva mediante el display de la pantalla y los botones laterales. La única precaución para obtener buenas medidas son colocar el sensor por encima del hueso de la muñeca de forma que se encuentre en total contacto con la piel, sin apretar en exceso la correa para que no impida el flujo sanguíneo.

Según la hoja de características del fabricante [48] tiene una precisión de $\pm 1\%$ de la FC por lo tanto, para el propósito que se busca en él, es suficiente.

11. Método experimental

La forma de proceder en el estudio está basada en el ensayo-error de la siguiente forma: En la parte teórica se han presentado múltiples opciones para abordar el estudio que abarcan desde señales simuladas del movimiento cardiaco y respiratorio, dos algoritmos de procesado, dos métodos de análisis espectral, hasta una parte de filtrado de señal.

Toda esa información se va a usar empezando por los métodos más estándar. Se inicia con un estudio en señales simuladas para comprobar el funcionamiento de todos estos procedimientos de software, continuando con pruebas a frecuencias conocidas de forma que se asegure la correcta toma de datos del hardware construido y por último aplicando los métodos a medidas con sujetos.

En ese proceso, si un algoritmo o método no da unos resultados de la calidad esperada, se aplicará una de las otras opciones aquí presentadas hasta la obtención de unos resultados satisfactorios.

Una vez conseguidas medidas concluyentes en sujetos, el otro pilar metodológico que se va a seguir es la comparación con los resultados que ofrece un radar escalar, como se ha establecido en uno de los objetivos.

Para conseguir esto se tomará como modelo de radar escalar el estudio [20]. En concreto se realizará una serie de medidas con el radar IQ en las que las condiciones experimentales sean lo más parecidas posible a las realizadas en dicho trabajo con un radar escalar.

De este modo los resultados serán contrastables y se compararán los fallos del escalar respecto a las mejoras que presenta el radar vectorial.

En esta sección se va a comentar cómo se dispone el espacio de trabajo donde se toman las medidas, el procedimiento a seguir para tomarlas y qué medidas concretas se van a tomar, con el objetivo de garantizar la repetibilidad de los experimentos que se realizan.

11.1. Descripción del espacio de trabajo

La fase experimental se ha realizado en el laboratorio del departamento de electricidad y electrónica de la UVa, en el cual en una mesa de trabajo se ha dispuesto el módulo de radar, junto con el ADC, las antenas, el generador de funciones, una computadora con el programa VEE de adquisición de datos y otra con Matlab para su posterior tratamiento. El uso de dos ordenadores no es imprescindible, sin embargo por comodidad en este caso se ha optado por esta opción.



Figura 11.1: Situación del espacio de trabajo para la toma de medidas en sujetos [I]

La única salvedad a la hora de realizar las mediciones es que la disposición de las antenas debe ser tal que los monopolos queden prácticamente alineados, de forma que las latas queden en paralelo y con una pequeña distancia entre ellas para evitar, en medida de lo posible, que la RF enviada en la antena emisora a la salida de esta no interfiera directamente en la recepción.

A su vez, como resulta obvio observando los patrones de radiación, la salida de las antenas debe apuntar al pecho del paciente.



Figura 11.2: Disposición de las antenas [I]

Por otra parte, también se debe cuidar que el puesto del experimentador este algo alejado del montaje y preferiblemente detrás de las antenas y que la sala este libre de

tránsito de personas para que conseguir que el único ruido presente sea el estático propio de los objetos presentes en la habitación y el introducido en el proceso de medida.

De este modo se intenta que la antena receptora lo único que reciba sea señal reflejada por el sujeto.

11.2. Pruebas con señales simuladas

Se comienza el estudio experimental por la parte de software. Antes de comenzar a medir con el radar se comprueba que los algoritmos de procesado que se han programado en Matlab funcionan correctamente.

Para ello se usan, como medida del movimiento cardiorespiratorio, las ecuaciones (7.5) que se dedujeron en la parte 7.1.3. Esas ecuaciones del movimiento $x(t)$ se sustituyen en (6.10) y (6.11) obteniendo así los canales IQ.

Las expresiones así obtenidas son un caso completamente ideal, sin embargo cabe esperar ciertos efectos derivados del montaje experimental como se detalla en las ecuaciones (7.15), donde se añaden ciertas constantes respecto del caso ideal.

La forma de programar todas esas constantes es añadiéndolas de forma aleatoria. Simplemente son necesarias unas constantes que hagan de origen inicial de cada canal, V_I y V_Q ; otra que modifique la amplitud del canal I respecto del Q, A_e ; y una última que introduzca un pequeño desfase residual entre I respecto de Q, ϕ_e .

$$\begin{aligned} I &= V_I + A_e \cos(\phi_e + x(t)) \\ Q &= V_Q + \sin(x(t)) \end{aligned} \tag{11.1}$$

Estas señales IQ se establecen como entrada para el algoritmo obtención de fase.

11.2.1. Simulación inicial

En una primera aproximación inicial se presentarán las señales IQ frente al tiempo de forma que se compruebe que se obtiene una simulación realista y se procesarán por separado la señal respiratoria de la cardiaca mediante el algoritmo de demodulación de arcotangente y FFT, a priori, los algoritmos más estándar. Es decir:

- Señales IQ frente al tiempo para una FR y FC fijas.
- Espectro de frecuencias respiratorio y cardiaco procesados por separado usando el método arcotangente y FFT.

11.2.2. Simulación FFT vs CZT

Puesto que el análisis que se va a realizar es únicamente en el dominio de la frecuencia se estudian los métodos de análisis espectrales. Ambos métodos se pueden incorporar indistintamente a un algoritmo u otro. Así para hacer estas pruebas de simulación se comprueban los dos métodos espectral en un solo algoritmo, puesto que el objetivo es ver qué transformada ofrece mayores ventajas.

Las medidas, ambas con la misma elección de FR y FC, serán:

- Espectro de frecuencias cardiorespiratorio usando el método de arcotangente y FFT.
- Espectro de frecuencias cardiorespiratorio usando el método de arcotangente y CZT.

11.2.3. Simulación arcotangente vs proyección

Se pasa a comprobar la validez de los algoritmos de obtención de la fase, los que suponen la pieza más importante en la parte de software del procesado de la señal.

De nuevo para frecuencias fijas y usando como análisis espectral la CZT se procesan las señales IQ con cada uno de los métodos disponibles, es decir:

- Espectro de frecuencias cardiorespiratorio usando el método de arcotangente y CZT.
- Espectro de frecuencias cardiorespiratorio usando el método de proyección y CZT.

11.2.4. Diseño de filtro

A continuación, con el fin de obtener con claridad la señal cardiaca, se define un filtro IIR mediante la aplicación *Filter Builder* disponible en *Matlab Signal Processing Toolbox* y se aplica en las medidas que se realicen sobre la señal cardiaca.

Se debe escoger el filtro que presente las mejores propiedades en este caso de aplicación. Estas necesidades son que deje pasar una banda de frecuencias esperable para la FC, que presente una rápida atenuación en la banda de transición y que sea lineal en la fase, puesto que el análisis que se realiza es en el dominio de la frecuencia por lo tanto la linealidad en la fase es imprescindible.

Los parámetros cuantitativos que se buscan son:

- Banda de paso $0,8 - 3 \text{ Hz}$, $-48 - 180 \text{ bpm}$.
- Atenuación en la banda de corte de 60 dB .

Para comprobar la respuesta del filtro respecto del espectro de frecuencias, se realiza:

- Respuesta en amplitud.
- Respuesta en fase.

Una vez diseñado el filtro y presentado sus propiedades, se aplica a la señal IQ y se procesa mediante los dos algoritmos para comprobar la respuesta de estos en el rango de la FC. Se debe medir:

- Fase obtenida con y sin filtrar usando el método de arcotangente y CZT.
- Fase obtenida con y sin filtrar usando el método de proyección y CZT.
- Espectro de frecuencias filtrado usando el método de arcotangente y CZT.
- Espectro de frecuencias filtrado usando el método de proyección y CZT.

11.2.5. Estudio de armónicos

Para una obtención correcta de la FC se debe estudiar el efecto de interferencia de los armónicos respiratorios con la frecuencia fundamental del pulso cardiaco, como se indicó en la sección 7.1.4.

Para ello se establece una FR fija y se varía la FC comprobando si los armónicos se superponen con la FC y si se puede realizar una medida fiable de esta última.

El procesado se hará de nuevo con el método de arcotangente y CZT.

Frecuencia respiratoria Frecuencia (bpm)	Armónico relevante Frecuencia (bpm)	Frecuencia cardiaca Frecuencia (bpm)
15	60	60
15	60	65
15	75	70
15	75	75

Cuadro 11.1: Frecuencias a simular para el estudio de armónicos.

Las medidas a realizar son:

- Cuatro gráficas del espectro de frecuencias filtrado usando el método de arcotangente y CZT, habiendo establecido como valores de la FR y FC los que aparecen en la tabla 11.1.

11.2.6. Estudio con ruido ambiental

El último estudio con señales simuladas que se debe realizar para acercarse lo máximo a un caso real es añadiendo ruido a las señales IQ.

Se escoge ruido blanco para ello pues es un tipo señal aleatoria en la que los puntos correspondientes a dos tiempos distintos no guardan ninguna relación estadística, por lo tanto se da el mismo peso a todas las frecuencias del espectro.

La amplitud del ruido se da por defecto entre ± 1 y multiplicándolo por la constante adecuada se consiguen diferentes niveles de ruido. Cómo el rango del movimiento respiratorio es razonablemente grande, no se espera que se presente tanto ruido durante la medida como para añadir ruido de amplitud similar a la amplitud de esa señal. De modo que se elige como referencia para el ruido la amplitud del movimiento cardiaco, A_C .

Se comienza añadiendo ruido por un valor máximo igual a la mitad de A_C y se va doblando la cantidad de ruido hasta llegar una perturbación máxima de cuatro veces A_C .

Ruido (proporcional a A_C)	0.5	1	2	4
----------------------------------	-----	---	---	---

Cuadro 11.2: Amplitud de ruido a simular para el estudio con ruido ambiental.

La FR y FC en este caso se mantienen fijas de nuevo en dos valores razonables para cada una y se añadirán los cuatro niveles de ruidos a ambos algoritmos, filtrados y sin filtrar. En total las medidas a presentar son:

- Cuatro gráficas de los canales IQ, una para cada amplitud de ruido indicado en la tabla 11.2.
- Cuatro gráficas del espectro de frecuencias sin filtrar usando el método de arcotangente y CZT, una para cada amplitud de ruido indicado en la tabla 11.2.
- Cuatro gráficas del espectro de frecuencias sin filtrar usando el método de proyección y CZT, una para cada amplitud de ruido.
- Cuatro gráficas del espectro de frecuencias filtrado usando el método de arcotangente y CZT, una para cada amplitud de ruido.
- Cuatro gráficas del espectro de frecuencias filtrado usando el método de proyección y CZT, una para cada amplitud de ruido.

11.3. Pruebas a frecuencia conocida

Las pruebas a frecuencia conocida tienen como objetivo comprobar que el sistema de medida funciona correctamente, por ello se usa una señal con frecuencia determinada por el experimentador y se comprueba que los resultados que se obtienen tras la medida son los correctos.

Estas medidas se realizan con el montaje del altavoz que se ha descrito en el apartado 10.5. El altavoz junto con el reflector moviéndose a frecuencias similares a las de los movimientos que se desean medir simula el movimiento periódico que se espera del cuerpo humano en una situación real, siendo un modelo de pruebas bastante realista.

La disposición de las diferentes herramientas que se usan es la misma con la salvedad de que las antenas esta vez deben apuntar hacia el reflector conectado al altavoz, por lo tanto en esta ocasión se situarán las antenas en vertical debajo del reflector manteniendo las precauciones, antes expuestas, en cuanto a la colocación de las antenas.

En estas medidas se conecta el generador de funciones en el modo de onda senoidal. El rango de frecuencias que se puede esperar del movimiento respiratorio en reposo es $15 - 20 \text{ bpm}$ y del corazón $60 - 120 \text{ bpm}$ –siendo 120 un caso extremo de FC en reposo–, en Hercios corresponde a $0,25 - 0,3 \text{ Hz}$ y $1 - 2 \text{ Hz}$ respectivamente.

Por lo tanto las medidas que se deben realizar son:

- Frecuencia 2 Hz a amplitud máxima y mínima.
- Frecuencia 1 Hz a amplitud máxima y mínima.
- Frecuencia $0,3 \text{ Hz}$ a amplitud máxima y mínima.

Con estas medidas se comprueba que tanto el funcionamiento como la recepción del módulo radar y de las antenas es correcta.

11.4. Medidas con sujetos

Una vez verificado el correcto funcionamiento de los algoritmos y del sistema de medida, llega el objetivo final del trabajo que es conseguir la FC y FR de la forma más exacta posible en sujetos reales. Para ello el sistema de medida se configura de la forma que se muestra en la fig. 11.1.

Las medidas a realizar son las realizadas en [20], a fin de comparar los resultados del radar escalar que se usa en ese documento con los obtenidos en este caso con un radar vectorial.

11.4.1. Análisis respecto a la distancia

No se ha hecho especial hincapié en el estudio de la distancia óptima a la que medir los sujetos pues, como se adelantaba en la parte teórica, en el radar IQ no existen puntos ciegos.

Por lo tanto la distancia tiene que ser lo suficientemente cercana para que la señal del radar se refleje sobre el objetivo y obtener buena señal pero sin que sea excesivamente cerca pues podría saturar la medida.

Teniendo esto en cuenta, se ha considerado la distancia de aproximadamente un metro como una distancia razonable.

Respecto a la altura, se debe intentar que las antenas queden frente al pecho del paciente, a pesar de que hay buena respuesta por parte de las antenas en cuanto a la elevación, se dispone de una banqueta de altura regulable para este propósito.

11.4.2. Sujetos de medidas

El conjunto de pacientes que se ha estudiado son 4 hombres y 2 mujeres de entre 23 y 25 años, procurando que muestren distintas fisionomías para abarcar en lo posible la variabilidad de la medida según el cuerpo del sujeto. Además, a fin de comprobar también su eficacia con distinta vestimenta, un hombre y una mujer irán vestidos con sudadera y camiseta mientras que el resto solamente vestirán una camiseta.

11.4.3. Tipos de medidas

Se tomarán dos tipos de medidas, unas con una duración de 60 segundos con una respiración relajada con el objetivo de medir la FR, y otras con duración de 30 segundos en las cuales los pacientes deben contener la respiración. Ésto es para que el movimiento respiratorio no se produzca y se detecte únicamente el movimiento cardiaco y así calcular la FC.

Un problema derivado de esta medida es que los pacientes pueden realizar movimientos involuntarios al comienzo y al final de la medida debido a esta situación de apnea, pero se puede minimizar su efecto recortando los primeros y/o los últimos segundos de la medida.

Antes de las medidas se tomará la FC de los sujetos mediante el pulsioxímetro de pulsera, de forma que así se tiene una referencia de la FC del paciente para poder contrastarla con los resultados obtenidos posteriormente.

Cabe esperar que los resultados obtenidos con el radar sean más exactos que los obtenidos con este pulsómetro auxiliar que se usa únicamente como una medida de control.

11.4.4. Posición de medida

Atendiendo a la posible aplicación del radar para la medida de las constantes vitales en situaciones reales, es conveniente medir al sujeto en diferentes posiciones, también en consonancia con lo expuesto en el trabajo antes mencionado.

Estas medidas consistirán en tomar los datos de cada paciente con el radar apuntando en tres orientaciones posibles.

- Frontal: El sujeto se coloca sentado con las indicaciones antes mencionadas de forma que el pecho esté frente a la salida de las antenas. La espalda debe estar erguida y los brazos relajados a ambos lados del cuerpo, o bien, apoyando las manos en las rodillas sin dificultar el movimiento del pecho. La posición tiene que ser cómoda para el paciente de forma que minimice los posibles movimientos involuntarios. Esta posición es la más deseable tanto para el movimiento respiratorio como para el movimiento cardiaco.
- Lateral izquierda: El sujeto se coloca de forma que su brazo izquierdo sea la parte más cercana a la salida del radar. De nuevo debe tener la espalda erguida y los brazos relajados en este caso con especial importancia de que no impida el movimiento del tórax. Esta posición es interesante debido a que el corazón se encuentra hacia la izquierda en la caja torácica como se explicó en 7.1.2. Sin embargo, a priori, es la peor para captar el movimiento respiratorio pues se realiza perpendicularmente a las antenas.
- Trasera: El sujeto se coloca de igual forma que Frontal pero esta vez de espaldas al radar. En esta posición se detecta también el movimiento torácico y por tanto resulta interesante estudiarla.

Se han descartado otras posiciones o bien por dificultades técnicas, como una medida en movimiento o a través de la pared, o bien por no aportar información de interés como por ejemplo la medida lateral derecha. Esta supone una posición desfavorable para el movimiento respiratorio, como ocurre en el caso de la lateral izquierda, pero además por la situación del corazón en el pecho se espera también una mala recepción del movimiento cardiaco.

Resumiendo, las medidas que se realizarán reunirán las siguientes condiciones:

- Seis sujetos: cuatro hombres y dos mujeres, vistiendo un hombre y una mujer ropa gruesa.
- Tres posiciones para cada sujeto: frontal, trasera y lateral izquierda.
- Dos tipos de medida para cada posición y cada sujeto: una de 60 segundos con el objetivo de obtener la FR y la FC mediante filtrado de la señal y otra de 30 en situación de apnea respiratoria para obtener la FC.

12. Análisis de medidas

Una vez detallado el método a seguir y realizar en el laboratorio las medidas, se presentan y analizan de forma ordenada y pormenorizada en el presente capítulo .

12.1. Análisis de señales simuladas

12.1.1. Simulación inicial

En una primera aproximación se simulan las ecuaciones (11.1) en Matlab, para unos valores de $f_R = 15 \text{ bpm}$ y $f_C = 80 \text{ bpm}$. Usando para la obtención de la fase el método de demodulación de arcotangente. Esto se presenta en la figura 12.1.

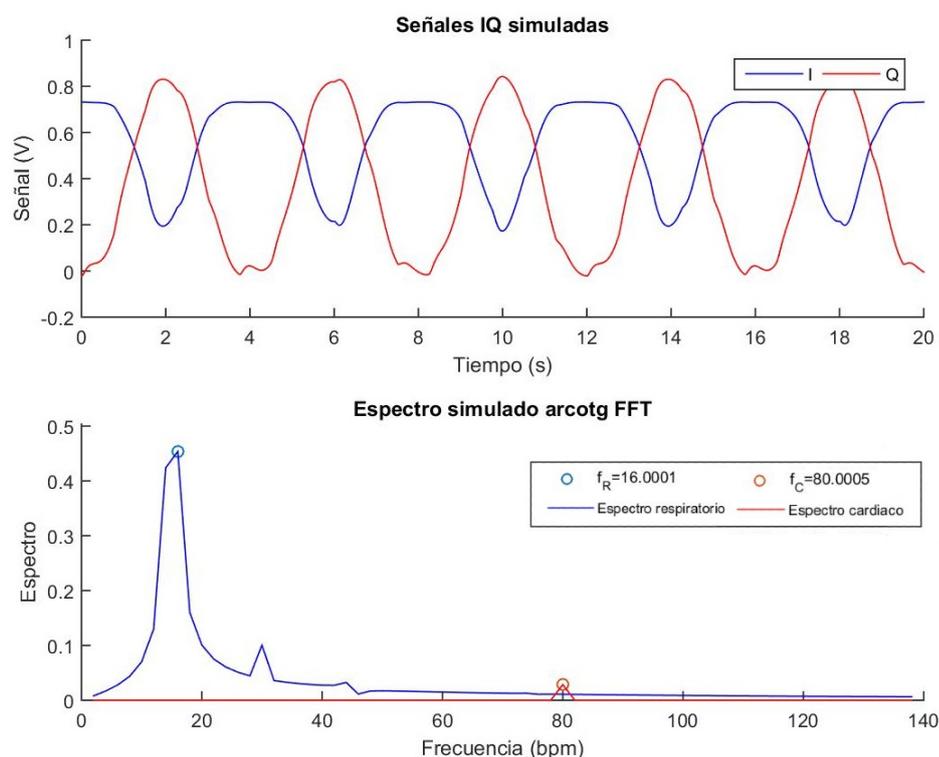


Figura 12.1: Señales IQ simuladas en la que está presente el movimiento cardiaco y respiratorio (arriba). Espectro cardiaco y respiratorio por separado (abajo) [I]

Se obtienen los canales IQ de forma muy aproximada a lo que se podrá encontrar en un caso real con la salvedad de que no presentan ruido ambiental, solamente el error

producido por el montaje experimental como se había establecido. El análisis espectral se realiza de los movimientos respiratorio y cardiaco por separado.

Se comprueba la diferencia de amplitudes entre los máximos correspondientes a cada movimiento. Como se programó, la diferencia de amplitudes es aproximadamente 20 veces una respecto de la otra.

$$\frac{A_R}{A_C} = \frac{0,4574}{0,0246} = 18,6 \quad (12.1)$$

En la gráfica sobresale el pico de la FC muy poco respecto al espectro correspondiente a la señal respiratoria pudiendo quedar camuflado con los armónicos respiratorios cuando el estudio se realice de ambas señales en conjunto. Posteriormente se estudia hasta que punto afectan los armónicos respiratorios a la detección de la frecuencia cardiaca.

Mientras que en la señal respiratoria se pueden distinguir únicamente los tres primeros picos, correspondientes a la frecuencia fundamental y los dos primeros armónicos, correspondientes a 30 y 45 *bpm* respectivamente.

La frecuencia fundamental, que debería ser de 15 *bpm*, se detecta a los 16 *bpm* con otro pequeño repunte a los 14 *bpm*. Esto refleja claramente el problema de resolución que puede presentar la FFT.

Como la resolución que ofrece la FFT es igual a la inversa del tiempo total de medida, que en este caso ha sido 30 s, la mínima frecuencia que se puede distinguir entre dos puntos es de 0,03 *Hz* que en *bpm* corresponde a 2 *bpm*.

Al establecer una FR impar, la FFT no puede detectarla y el resultado que ofrece es un pico a medio camino entre las dos frecuencias «detectables» más cercanas, en este caso corresponde a un pico entre 14 y 16 *bpm*.

Esto no ocurre en el caso de la FC puesto que se ha establecido una frecuencia par, entrando en lo permitido por la resolución de la FFT y obteniendo un pico claro en 80 *bpm*.

12.1.2. Simulación FFT vs CZT

Con objetivo de comparar y mejorar la resolución de la FFT se presenta ahora una simulación en la que se mantienen las FC y FR, así como el algoritmo de obtención de la fase. En este caso el análisis espectral no se hace de la señal cardiaca y la respiratoria por separado sino que se han sumado ambas señales.

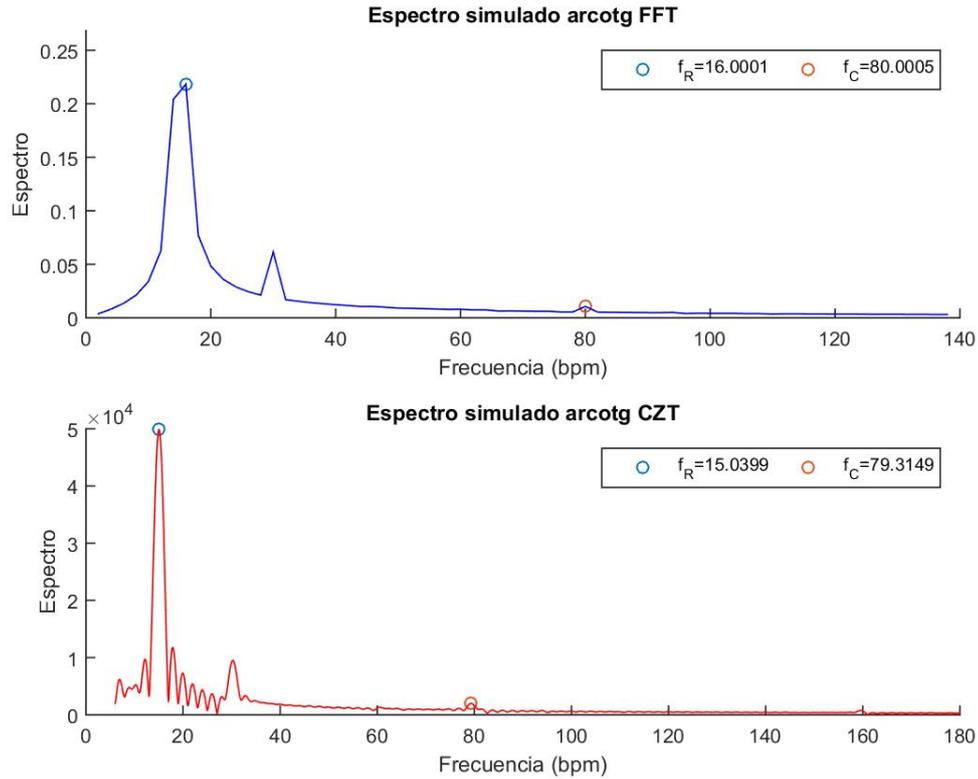


Figura 12.2: Simulación del espectro cardiorespiratorio mediante FFT (arriba) y CZT (abajo) [1]

En la gráfica 12.2 se refleja la mejor resolución de la CZT frente a la FFT puesto que como se explicó en la parte de teoría, la CZT solo estudia una parte del espectro mientras que la FFT estudia el espectro al completo.

El intervalo de frecuencias escogido para la CZT es $f_{min} = 6 \text{ bpm}$ y $f_{max} = 180 \text{ bpm}$, que abarcan casos límites de la FR, como cota inferior, y de la FC como cota superior.

Mediante la CZT se obtiene una frecuencia respiratoria de $f_R = 15,04 \text{ bpm}$ frente a los $f_R = 16,00 \text{ bpm}$ con la FFT, resolviendo de forma efectiva los problemas de resolución que esta última planteaba. Observando la frecuencia cardiaca, esta presenta una «falsa» ventaja en exactitud la FFT frente a la CZT, que da como resultado $f_C = 79,32 \text{ bpm}$.

Esta ventaja es «falsa» en tanto que la cuantización de las frecuencias en el caso de la FFT no le permite llegar a una buena exactitud en los casos en que la resolución supone un problema.

El error obtenido con la CZT respecto de la frecuencia programada puede ser debido a las constantes de error que se han introducido en los canales IQ para simular la circuitería. En cualquier caso el error es aceptable

ε_R	+0.26 %
ε_C	-0.85 %

Cuadro 12.1: Errores relativos de la FR y FC para el caso de señales simuladas mediante el método de demodulación arcotangente y análisis con CZT.

En cuanto a la presencia de armónicos respiratorios que dificulten la lectura de la señal cardiaca, ambos métodos de análisis parece que dan una buena respuesta a priori. Se da una rápida atenuación de estos armónicos, identificando a simple vista el primero, correspondiente a 30 bpm.

Se puede concluir que es más conveniente usar la transformada CZT debido a la mejor resolución que presenta.

12.1.3. Simulación arcotangente vs proyección

A continuación, se pasa al estudio de los algoritmos de obtención de la fase. Para ello se sigue con las mismas condiciones de entrada que en el apartado anterior, procesándose por separado.

En la gráfica 12.3 se presenta arriba el espectro obtenido mediante el algoritmo de demodulación de arcotangente y abajo se muestra el espectro procesado mediante el algoritmo de proyección sobre eje de máxima sensibilidad para la misma entrada.

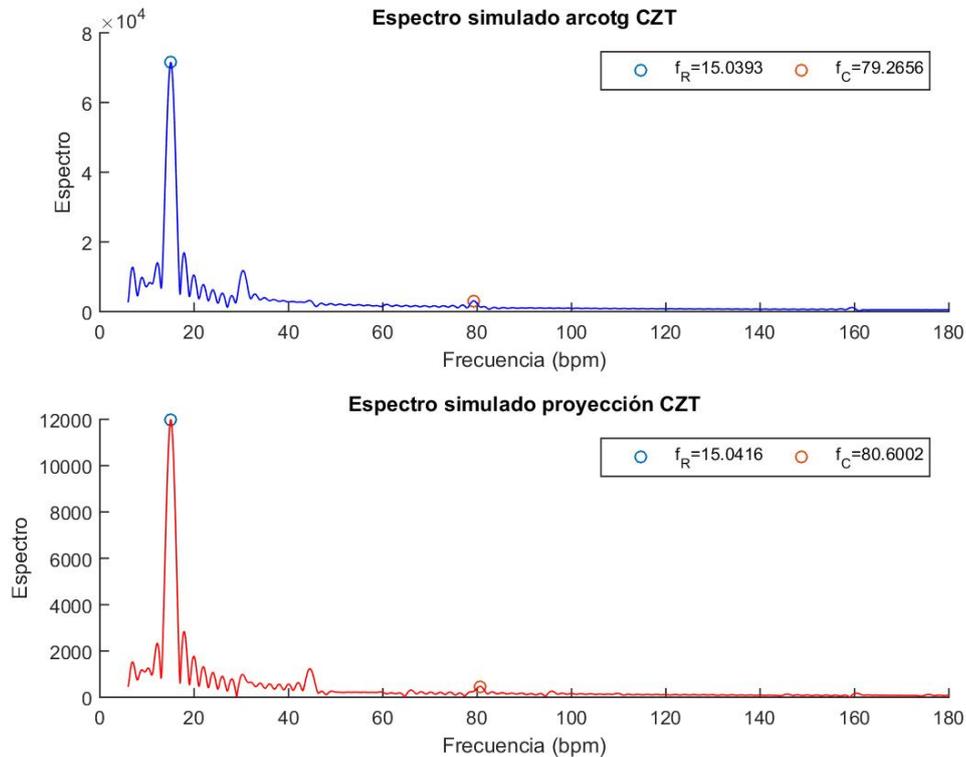


Figura 12.3: Simulación del espectro cardiorespiratorio mediante demodulación arcotangente (arriba) y proyección sobre eje de máxima sensibilidad (abajo) [I]

A fin de comparar de forma efectiva los dos algoritmos en ambos el estudio espectral ha sido el mismo, CZT.

Los resultados muestran que para ambos algoritmos el resultado es muy bueno, sin destacar especialmente un algoritmo respecto a la exactitud. Los errores relativos en cada caso son

	Arcotangente	Proyección
ε_R	+0.26 %	+0.28 %
ε_C	-0.92 %	+0.75 %

Cuadro 12.2: Errores relativos de la FR y FC para el caso de señales simuladas mediante el método de demodulación arcotangente y método de proyección sobre eje de máxima sensibilidad. Análisis espectral con CZT.

Siendo en en el caso respiratorio menor del $\pm 0,3\%$ y en el cardiaco menor del $\pm 1\%$.

Donde sí se puede apreciar diferencia entre los algoritmos es en cuanto a los armónicos. En el algoritmo de proyección se observa menor atenuación de los armónicos respiratorios, llegando a distinguirse hasta el segundo armónico.

Por este motivo, junto a que matemáticamente resulta más correcto, se decide usar la demodulación de arcotangente en primer lugar.

Sin embargo, aún queda comprobar mediante un estudio de los armónicos que las observaciones hechas hasta ahora en este aspecto son correctas y realizar un estudio con ruido ambiental simulado, que dará una idea de cual será más apropiado en un caso real.

12.1.4. Diseño de filtro

Resulta de mayor interés realizar estos análisis en el rango de la frecuencia cardiaca pues, debido a su pequeña amplitud de movimiento, es donde más acusado se verá el efecto de los armónicos respiratorios y el ruido ambiental.

Por ello se diseña un filtro IIR, concretamente elíptico. Se ha escogido este tipo debido a que es el que minimiza el espacio entre la banda de paso y bandas de corte. Esto es imprescindible en la aplicación que se le quiere dar puesto que la banda de paso es muy estrecha.

Concretamente se elige $0,8 - 3\text{ Hz}$, $-48 - 180\text{ bpm}$. Además se escoge una atenuación en la banda de corte de 60 dB .

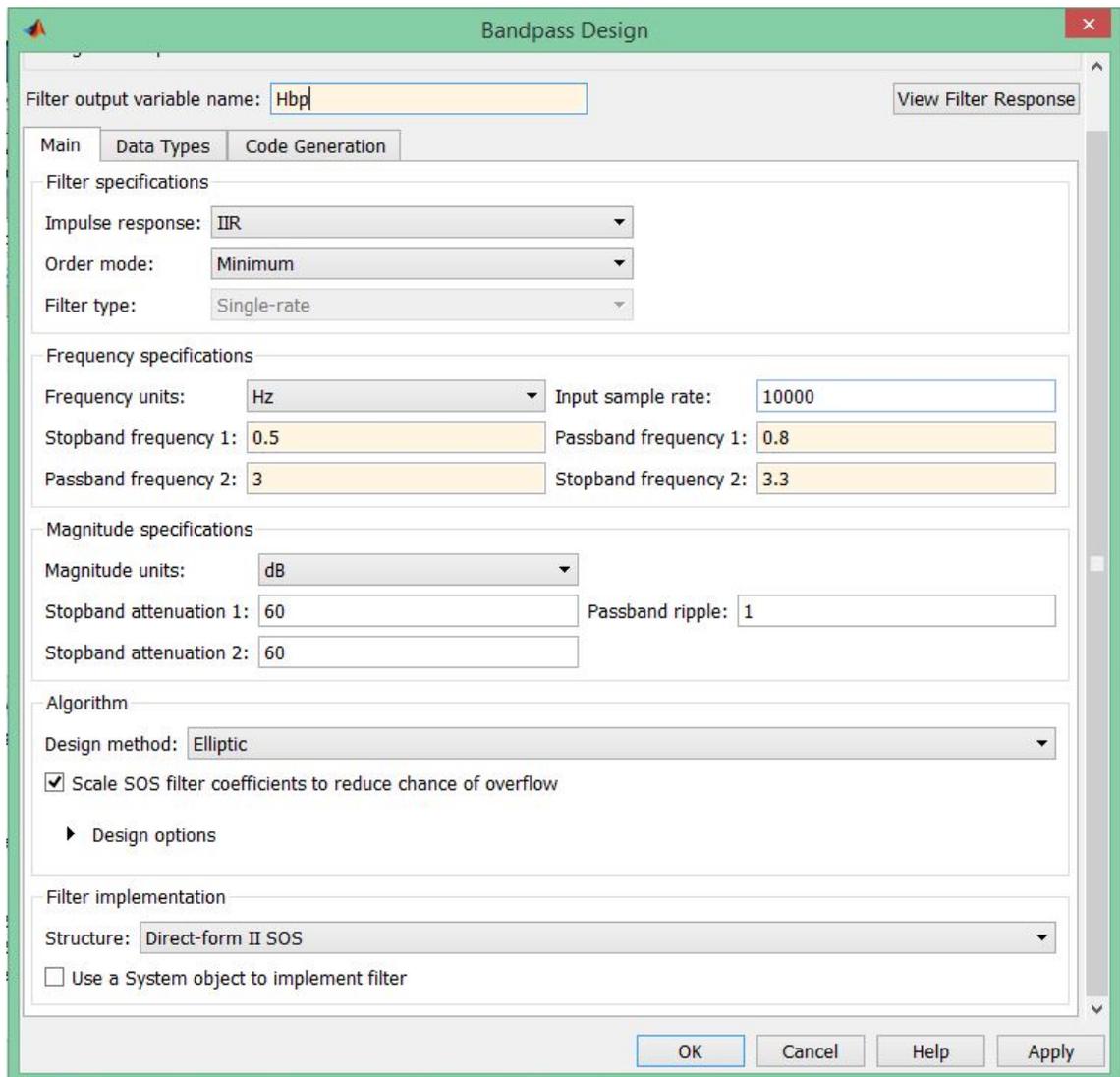


Figura 12.4: Detalles de diseño del filtro en la aplicación *Filter Builder* [I]

La contrapartida es que el filtro elíptico es el de mayor desfase en frecuencias. Esto se resuelve –como ya se adelantó en la sección 9– pasando la señal por el filtro, a continuación invertir temporalmente la señal filtrada y desfasada y pasar de nuevo esta por el filtro.

Así se realiza el desfase en frecuencias en un sentido y lo mismo en el sentido contrario, dejando las frecuencias en cuestión intactas.

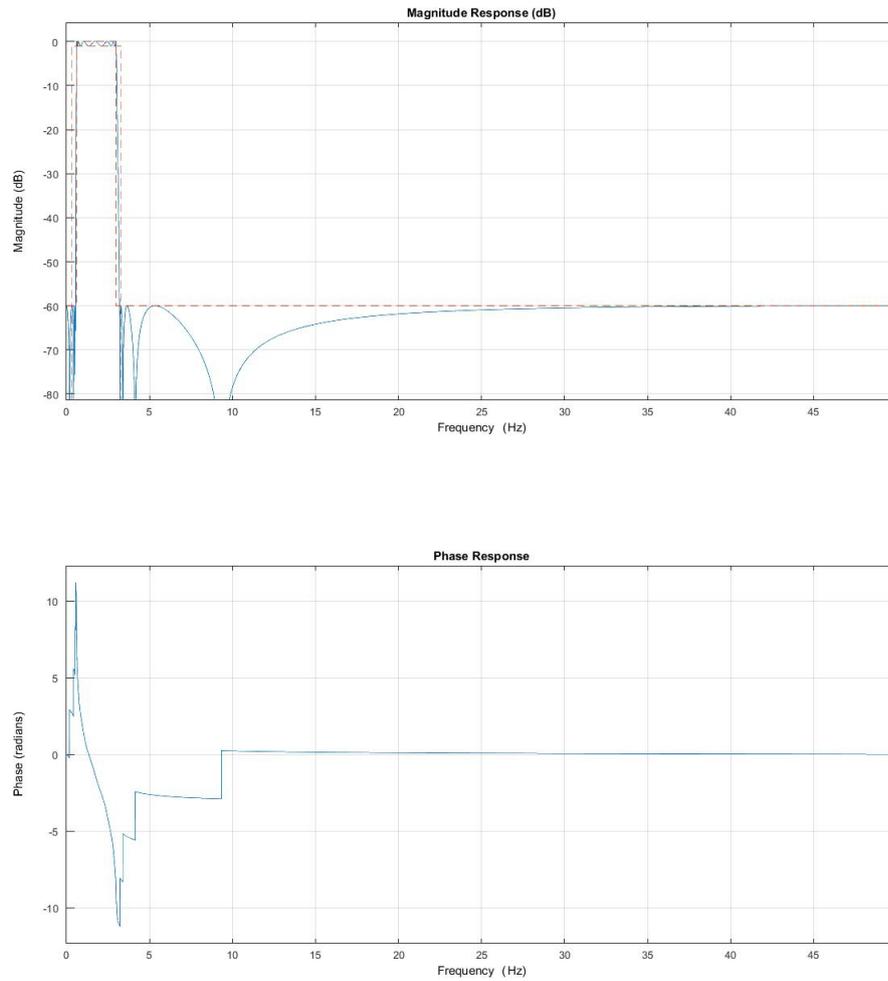


Figura 12.5: Respuesta del filtro elíptico en magnitud (arriba) y en fase (abajo) [I]

Hay que hacer notar que el filtro no se aplica a las señales IQ, que son la entrada para los algoritmos, si no que se aplica a la salida de estos de forma previa al análisis espectral.

Filtrando la señal en este punto se consigue que toda la información recogida por las antenas esté presente a la hora de obtener la fase proporcional al movimiento cardiorespiratorio. En el proceso se elimina tanto ruido de alta y baja frecuencia, como la información del movimiento respiratorio que salga de los límites impuestos por el filtro.

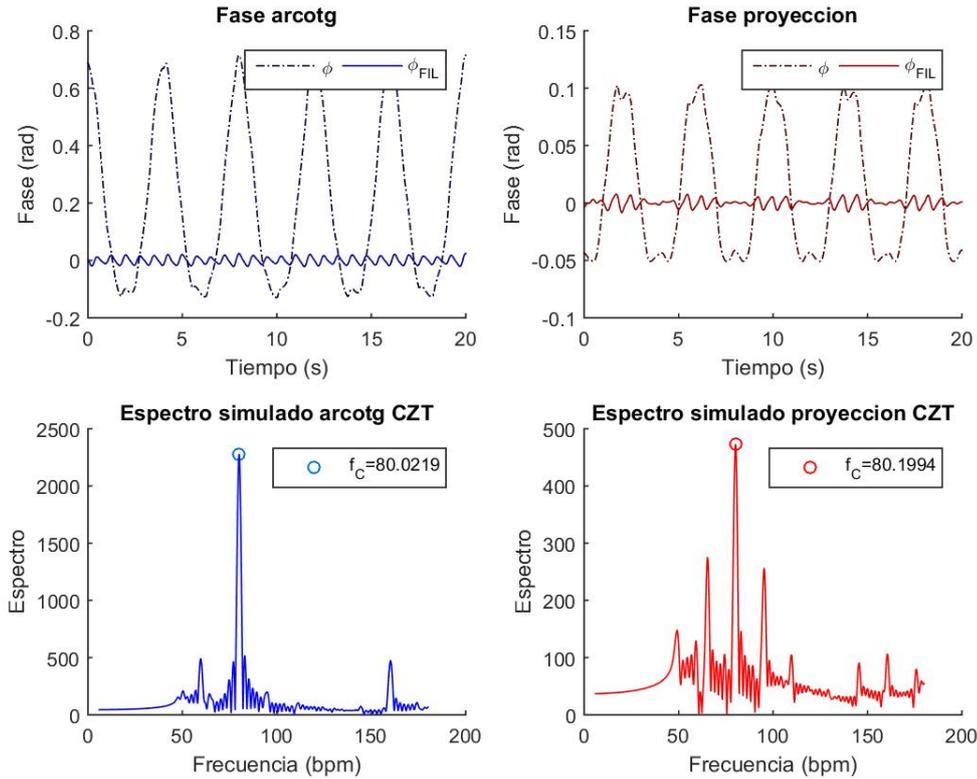


Figura 12.6: Simulación de la fase filtrada y sin filtrar (arriba) y espectros de la señal (abajo). [I]

En las figuras de la izquierda se ha usado para obtener la fase el método de arcotangente mientras que en las de la derecha el de proyección

En las gráficas de 12.6 se muestra cómo actúa el filtro sobre la fase obtenida gracias a los algoritmos.

Se ve de forma clara la diferencia de amplitud entre la fase correspondiente al movimiento cardíaco y la correspondiente al respiratorio, pues al eliminar la información de frecuencias correspondiente al movimiento respiratorio, la amplitud de la señal resultante es mucho menor. Además se observa, sobretodo en la que ha sido obtenida mediante arcotangente, que la frecuencia de esta onda es mucho mayor que la que no esta filtrada.

Si se analiza el espectro de frecuencias, en ambos se da un valor acorde a los 80 *bpm* fijados para la FC. Sin embargo la presencia de picos secundarios es mucho mayor cuando se ha usado el método de proyección, como ya se había advertido en el caso sin filtro.

De hecho los dos grandes picos que aparecen a izquierda y derecha del correspondiente a la FC no son armónicos de la frecuencia respiratoria, si no que son los productos de intermodulación de segundo orden.

Estos aparecen cuando el sistema es no lineal y la señal de entrada está compuesta por dos o más frecuencias. En este caso corresponden a la suma y la resta de ambas señales.

	Frecuencia teórica (bpm)	Frecuencia experimental (bpm)	Variación (bpm)
$f_C - f_R$	65	65.4	+0.4
$f_C + f_R$	95	95.5	+0.5

Cuadro 12.3: Productos de intermodulación de las frecuencias cardíaca y respiratoria. .
Aparecen al procesar la señal mediante el algoritmo de proyección en presencia de no linealidades

12.1.5. Estudio de armónicos

Para ver hasta que punto dificulta la medida interferencia de armónicos respiratorios con la FC se realiza este estudio en el que se ha variado la FC con valores intermedios entre dos armónicos respiratorios.

Se programan las frecuencias que aparecen en la tabla 11.1, y se procesan con el algoritmo del arcotangente puesto que no presenta el acople de FC y FR y solo manifiesta armónicos puros del movimiento respiratorio. Además se filtra la fase para estudiar con claridad el rango de interés, correspondiente al de la FC.

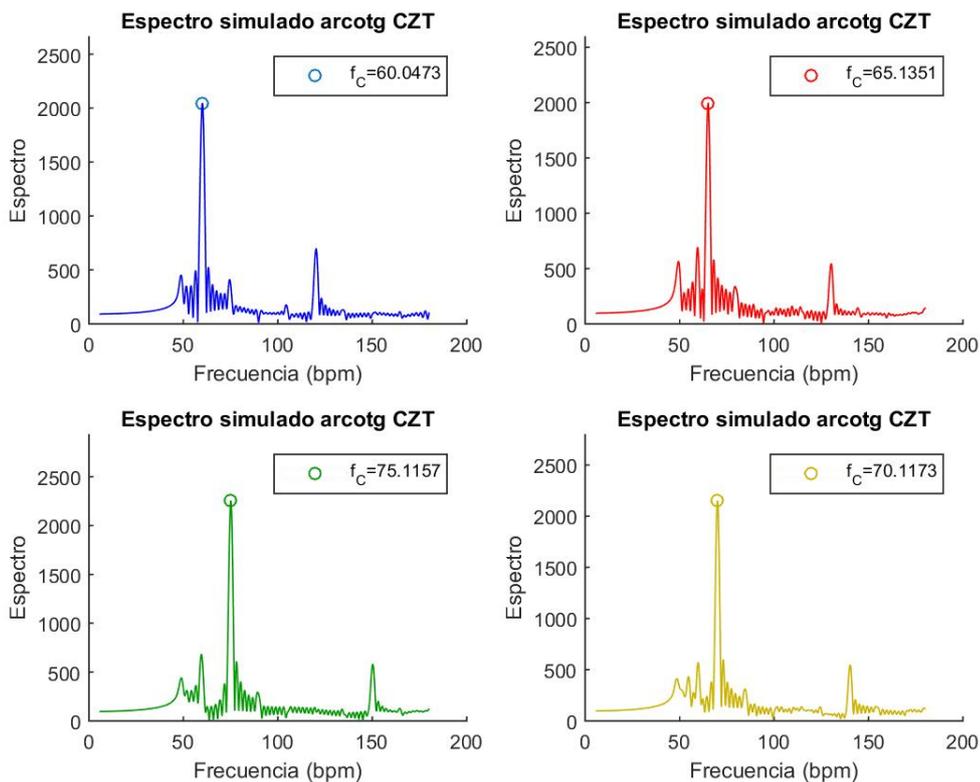


Figura 12.7: Simulación del espectro de frecuencias para cuatro FC distintas comprendidas entre el 3 y 4º armónico respiratorio [I]

En las gráficas se observa de forma clara el pico correspondiente a la FC con una exactitud similar a lo que se ha venido presentando en otros apartados.

En los casos de frecuencia cardíaca coincidentes con un armónico, representadas a la izquierda en la figura 12.7, la FC y el armónico correspondiente de la FR coinciden dando un perfil más suave en las frecuencias colindantes.

Se puede ver en todas las gráficas el primer armónico de la señal cardíaca entre 120 y 150 *bpm* según el caso. Además en los casos más cercanos al 4^o armónico respiratorio se puede distinguir bien el máximo correspondiente al 3^o.

En cualquier caso se puede concluir que con los métodos utilizados y habiendo filtrado la señal para ampliar el espectro en la zona donde se encontrará la FC no se debería presentar problemas relacionados únicamente con los armónicos para una correcta obtención de la misma.

12.1.6. Estudio con ruido ambiental

Para finalizar con el estudio de señales simuladas queda probar el caso en el que se añade ruido blanco, simulando el ruido ambiental. En primer lugar se presentan las señales IQ para distintos niveles de ruido de amplitud constante. La amplitud del ruido se añade en relación a la amplitud de la señal cardíaca.

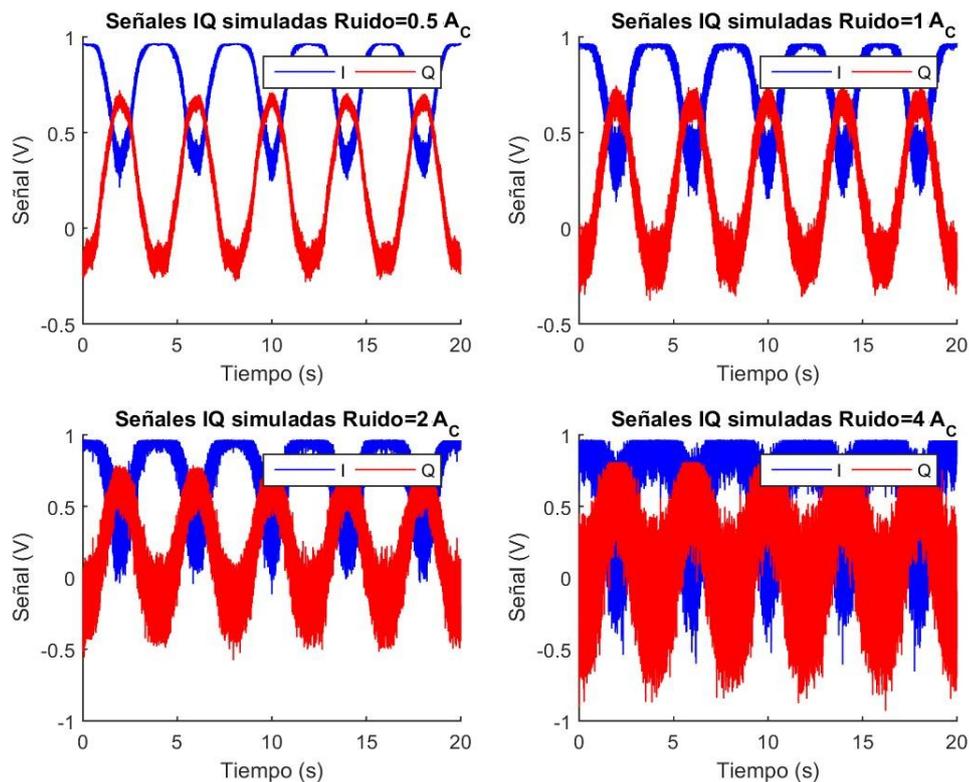


Figura 12.8: Simulación de los canales IQ para distintos niveles de ruido ambiente [I]

Las señales representadas en 12.8 muestran como, para perturbaciones de hasta dos veces la amplitud de movimiento cardíaco, la forma de la señal respiratoria se puede

distinguir razonablemente. Para el caso de una amplitud igual a cuatro el movimiento respiratorio se hace completamente borroso.

El movimiento cardiaco no se puede reconocer a simple vista, pero se puede anticipar que a partir de un ruido del doble de su amplitud este será difícilmente detectable.

En cualquier caso, encontrar unos resultados con estos niveles de ruido tan altos, en las condiciones que se va a realizar el experimento es complicado y en caso de suceder el propio experimentador determinaría si desechar la medida y repetirla de nuevo.

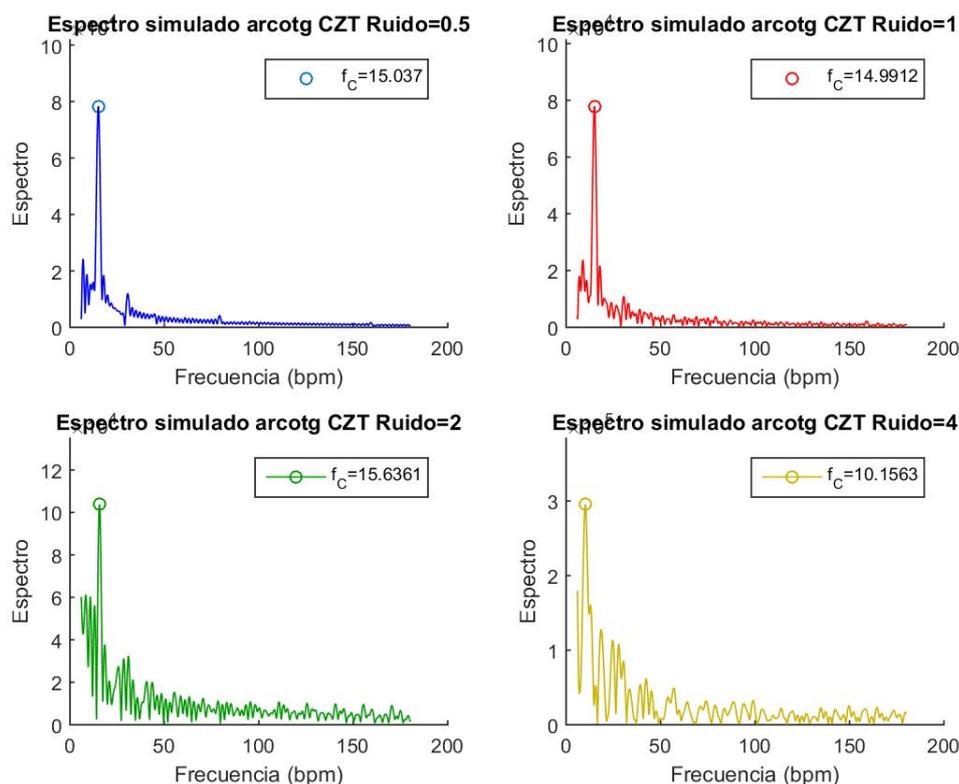


Figura 12.9: Simulación espectro cardiorespiratorio para distintos niveles de ruido [1]

Los resultados para la simulación del espectro completo realizado con el método de arcotangente entran dentro de lo esperado, para los niveles bajos de ruido la deformación del espectro es casi inapreciable, para el ruido igual al doble de la amplitud cardiaca se observa que el fondo del espectro presenta valores más altos pero igualmente permite una buena detección del pico respiratorio. En el caso de ruido máximo la detección que se hace de la FR es errónea.

Ruido	0.5	1	2	4
ε_R	+0.25 %	-0.06 %	+4.24 %	-32.29 %

Cuadro 12.4: Errores relativos de la FR para el caso de señales simuladas con distintos niveles de ruido. Método de arcotangente y CZT.

En vista de estos resultados se puede considerar que para la detección de la FR no se encontrará ningún problema bajo las condiciones de experimentación que se han establecido y por ello se omite el estudio del ruido para el espectro completo usando el método de proyección.

La figura 12.10 presenta el espectro obtenido mediante el método de arcotangente de nuevo pero esta vez con la señal filtrada para estudiar el efecto sobre la detección cardiaca. En este caso el efecto de añadir perturbación es mucho mayor.

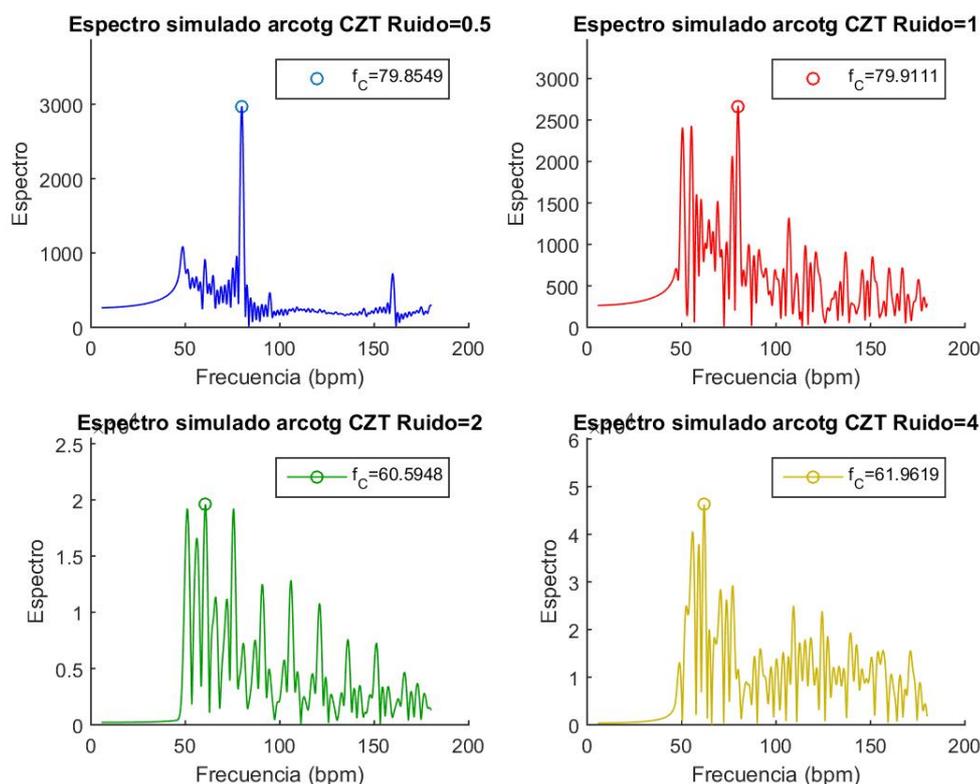


Figura 12.10: Simulación espectro cardiaco por el método de arcotangente para distintos niveles de ruido [I]

En la situación de menor ruido la detección es adecuada, para el ruido de amplitud igual a la cardiaca se observa mucho ruido pero aun así se puede detectar correctamente el máximo cardiaco y se obtiene la FC programada. Sin embargo para casos con ruido igual a 2 y 4 la FC se pierde entre la gran cantidad de picos que aparecen.

Ruido	0.5	1	2	4
ε_R	-0.18 %	-0.11 %	-24.26 %	-22.89 %

Cuadro 12.5: Errores relativos de la FC para el caso de señales simuladas con distintos niveles de ruido. Método de arcotangente y CZT.

Para terminar con el estudio de señales simuladas se exponen los espectros filtrados pero esta vez obtenidos mediante el algoritmo de proyección, en 12.11. Aquí se encuentra un resultado interesante pues, a pesar de encontrar los picos en las frecuencias en las que se acopla la FR y la FC, el espectro apenas se ve afectado por el ruido incluso en el caso máximo.

Este fenómeno se puede explicar entendiendo cómo se ha generado la perturbación de los datos y cómo funciona este algoritmo.

El ruido se consigue sumando una señal de ruido blanco aleatorio a cada punto. La principal característica del ruido blanco es que la potencia espectral para todas las frecuencias se mantiene igual, es decir que estadísticamente la desviación que añadirá a la señal se va a compensar casi totalmente.

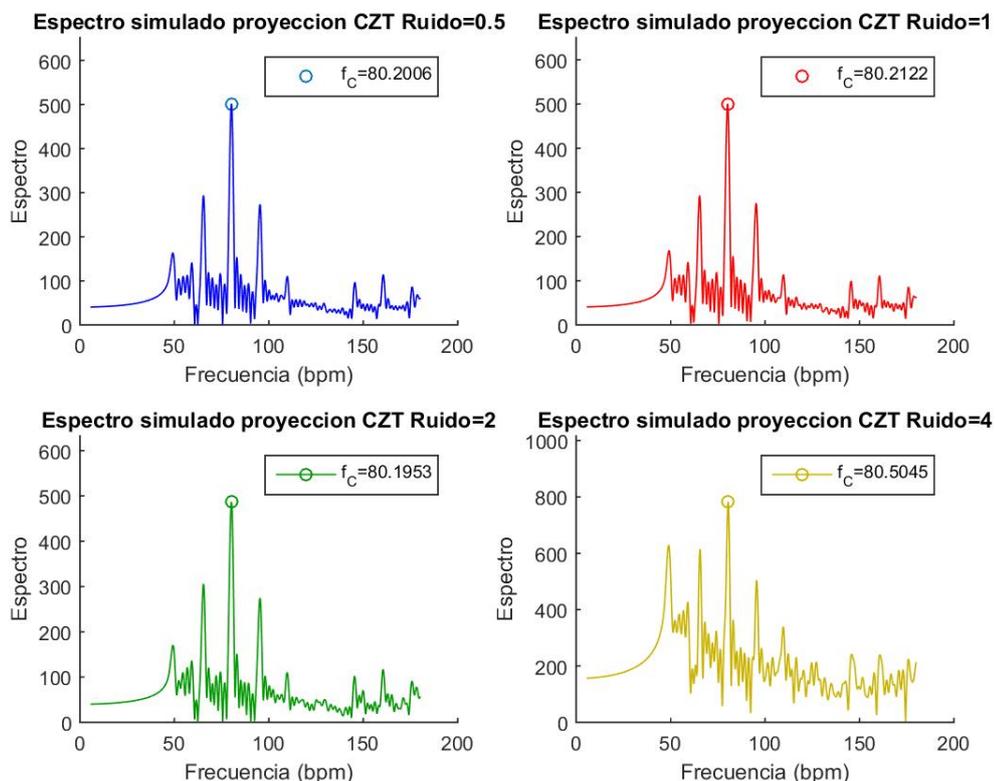


Figura 12.11: Simulación espectro cardiaco por el método de proyección para distintos niveles de ruido [I]

El método de proyección radica su utilidad básicamente en realizar un ajuste lineal a todos los datos IQ, mientras que el método de demodulación arcotangente va calculando la fase punto a punto.

Por este motivo el ruido blanco añade mucho error a la fase al ser obtenida mediante arcotangente por que añade error punto a punto, mientras que este tipo de señal no perturba apenas el espectro obtenido con el método de proyección puesto que realiza un ajuste estadístico a las señales IQ por completo.

En vista de los resultados cabe esperar una mejor respuesta al ruido –introducido por el ambiente o por movimientos involuntarios del sujeto– usando el algoritmo de proyección sobre eje de máxima sensibilidad.

A pesar de ello, dado que el algoritmo de demodulación de arcotangente es más correcto matemáticamente se usará en las pruebas a frecuencia conocida, que se estudian en el siguiente apartado.

No obstante, con objetivo de obtener de la forma más aproximada posible la FC se opta por realizar además medidas en las que el sujeto aguante la respiración eliminando la presencia del movimiento respiratorio.

Esta decisión queda justificada puesto que, aun habiendo intentado encontrar soluciones vía software, en un caso real la presencia de irregularidades en la detección se espera mayor que en estas pruebas con señales simuladas.

12.2. Análisis de pruebas a frecuencia conocida

Para comprobar el correcto funcionamiento del montaje de hardware se realizan las pruebas a medida conocida. Para analizar los datos que se obtengan del reflector conectado a un altavoz se aplican las conclusiones obtenidas en el apartado anterior con señales simuladas.

Puesto que la placa metálica presenta un gran coeficiente de reflexión, se espera que el ruido ambiente sea más bien bajo, por ello se decide procesar las señales mediante el algoritmo de demodulación arcotangente y usar la FFT.

En primer lugar, se comienza con la una frecuencia de 2 Hz y la amplitud máxima disponible en el generador de ondas.

En la fig. 12.12 se muestra el espacio IQ, es decir el plano complejo. Ahí se puede distinguir, salvando la inexactitud que supone la medida, el arco de circunferencia que se espera del movimiento cardiorespiratorio y que se mostraba en un caso ideal en la fig. 7.6.

A la derecha se representa la fase obtenida tras realizar la demodulación arcotangente respecto del tiempo, en ella se puede ver el movimiento periódico.

Hacer notar que a pesar de que en la leyenda aparece como punteado en rojo la fase discontinua, pero esta se encuentra superpuesta a la continua y solo se puede distinguir una señal en la gráfica. Esto indica que en la medida que se ha realizado, no se ha alcanzado ningún valor para el cual el arcotangente ha sufrido una discontinuidad.

Abajo en la figura se grafica el espectro obtenido, mostrando claramente un pico a los 2 Hz como se había seleccionado en el generador.

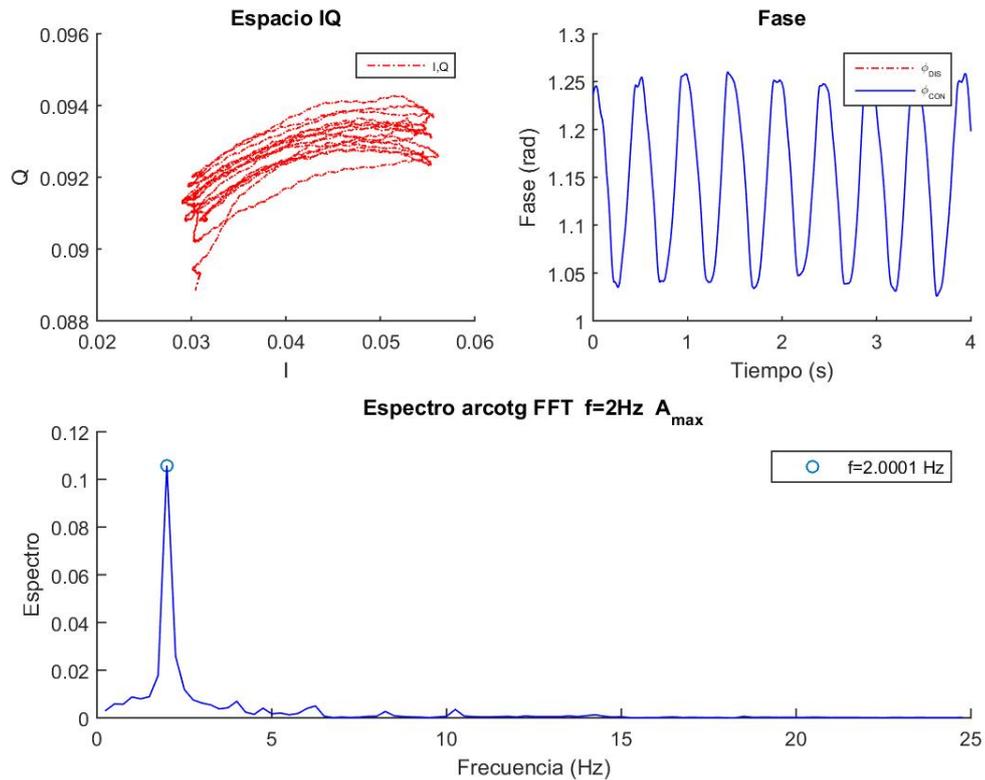


Figura 12.12: Pruebas a frecuencia conocida para $f = 2 \text{ Hz}$ y A_{max} [I]

A continuación se selecciona, para la misma frecuencia, la amplitud mínima disponible para compararlo con el caso anterior (fig. 12.13) .

En el espacio IQ ahora ya no se logra distinguir nada parecido a un arco de circunferencia. Esto puede ser debido a que el movimiento de tan poca amplitud haga que la longitud del arco sea demasiado estrecha, o bien por que no sea un movimiento con una única componente de frecuencia lo cual emborrona esta representación.

En la gráfica de la fase se sigue observando cierta periodicidad pero esta vez no es una forma sinusoidal monofrecuencial si no que tiene forma de una onda con varias frecuencias.

Estos indicios se confirman en la representación del espectro de frecuencias, en la que se observa perfectamente el pico correspondiente a 2 Hz pero no es el predominante pues aparece un pico mayor en 5 Hz .

El motivo de este máximo inesperado es debido un efecto mecánico. El movimiento del altavoz produce un bamboleo en el soporte en el que está montado el dispositivo y curiosamente ese bamboleo es detectado perfectamente por las antenas. Por lo tanto están recibiendo el movimiento compuesto por la vibración de 2 Hz del altavoz como se había programado y el movimiento del soporte a 5 Hz .

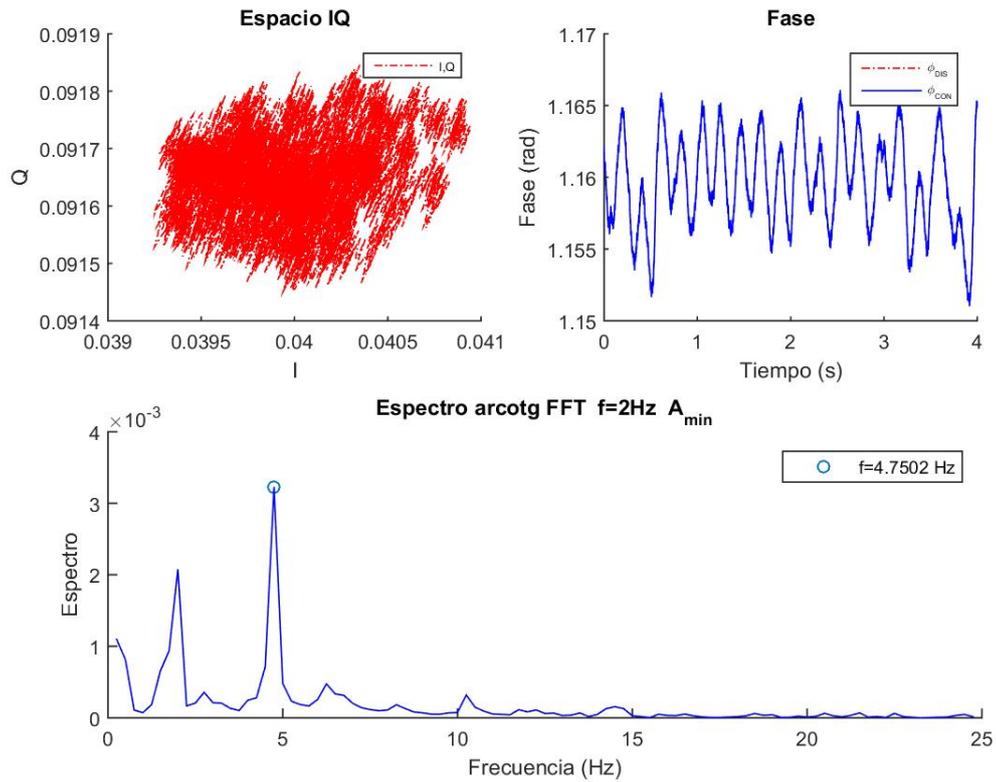


Figura 12.13: Pruebas a frecuencia conocida para $f = 2 \text{ Hz}$ y A_{min} [I]

Este movimiento estaba presente igualmente en el caso de amplitud máxima, pero no salía a la luz debido a que el movimiento del reflector producido por el generador de ondas era mucho mayor que el movimiento del soporte.

Para finalizar el análisis de medidas a frecuencia conocida se grafican en el fig. 12.14 las otras dos frecuencias de interés, 1 Hz y $0,3 \text{ Hz}$. Solo se representan los espectros de frecuencia por que no se encuentra nueva información relevante en los gráficos IQ y de la fase.

En los espectros se puede ver de nuevo una medida perfecta de la frecuencia seleccionada en cada caso, incluso en el de A_{min} correspondiente a 1 Hz . En esta situación el pico predominante es el correcto debido a que al ser un movimiento de menor frecuencia el soporte se balancea menos, aunque aparece otro pico menor a $3,1 \text{ Hz}$ con origen similar al ya explicado.

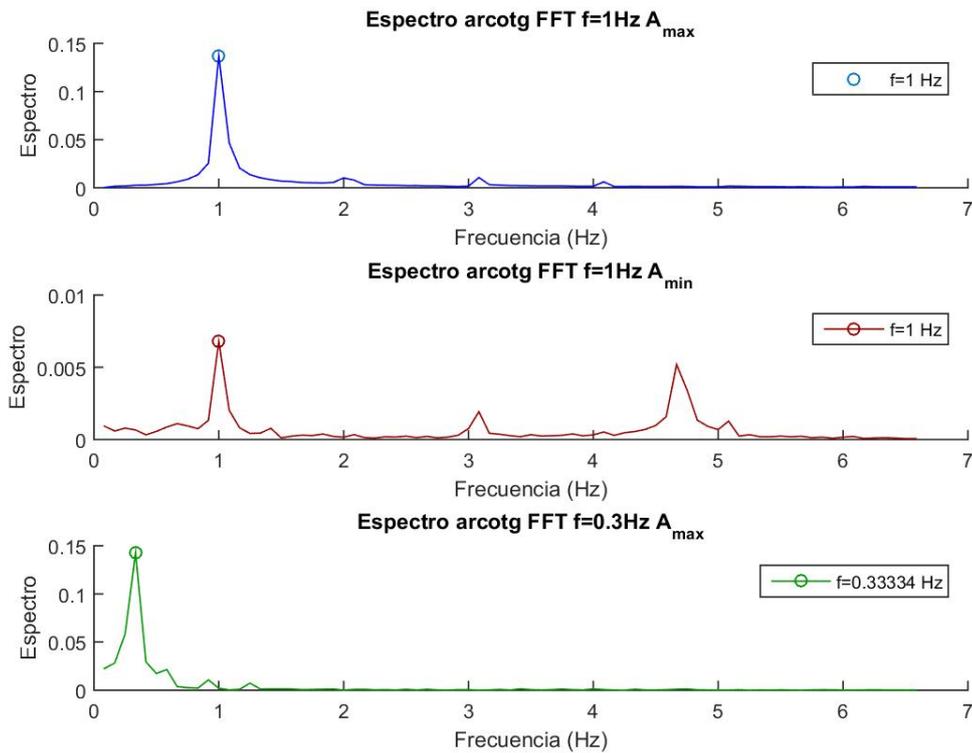


Figura 12.14: Pruebas a frecuencia conocida para $f = 1 Hz$ a A_{max} y A_{min} y para $f = 0,3 Hz$ a A_{max} [1]

No se ha podido presentar la gráfica correspondiente a $f = 0,3 Hz$ a A_{min} debido también a efectos mecánicos del montaje. Al seleccionar una frecuencia de vibración tan baja y además seleccionar la amplitud mínima el altavoz no era capaz de vencer el rozamiento mecánico y el movimiento que realizaba no era continuo si no que avanzaba de forma escalonada, por lo tanto las medidas obtenidas de esta forma eran erróneas.

12.3. Análisis de medidas con sujetos

12.3.1. Medida auxiliar

Antes de iniciar las medidas con radar a los sujetos de estudio se les realiza previamente una medida de su FC con el pulsioxímetro auxiliar presentado en 10.6.

Puesto que las medidas en cada posición para cada sujeto se realizarán de forma consecutiva y en un estado de reposo, se espera que la FC del paciente no varíe mucho durante el proceso de medida que conlleva menos de diez minutos.

Se toman cinco medidas consecutivas separadas unos diez segundos entre cada una de ellas antes de tomar las medidas correspondientes la radar para el sujeto de estudio en ese momento. Una vez tomadas las cinco medidas auxiliares se promedian y aproximan a la unidad.

Esta información es útil a la hora de tener una referencia sobre la fiabilidad de la detección de FC y en ciertos casos, donde se presentan varios picos significativos debido al ruido, ayuda a discriminar cual puede ser el adecuado.

Un caso de aplicación puede ser el de una persona con 80 pulsaciones en reposo durante la medida auxiliar y a continuación en la medida con radar, sin un esfuerzo significativo entre las dos medidas, se obtenga una medida de 59 *bpm*.

Esto, observando el espectro, nos puede indicar que se ha producido demasiado ruido en la medida y que hay que desecharla; o bien, si hay otro pico significativo por la región correspondiente a 80 *bpm*, nos dice que el pico observado a baja frecuencia es consecuencia de un armónico respiratorio y que la FC real del paciente es la correspondiere al máximo presente en 80.

Los resultados así obtenidos se muestran en la siguiente tabla:

Sujeto	Frecuencia cardiaca (bpm)
<i>Hombre 1</i>	65
<i>Hombre 2</i>	70
<i>Hombre 3</i>	80
<i>Hombre 4</i>	75
<i>Mujer 1</i>	70
<i>Mujer 2</i>	75

Cuadro 12.6: Valores de frecuencias cardiacas de los pacientes obtenidos mediante pulsioxímetro auxiliar.

12.3.2. Obtención de datos

Se comienza la toma de datos con el tipo de medidas que se han establecido en la sección 11.4. Para ello se presenta una medida de referencia para los diversos análisis que se realiza sobre ella, y extraer conclusiones de cara a las medidas con los demás sujetos.

Se escoge una medida realizada a *Hombre 2* en un caso *con respiración en posición trasera*. Se usa esta medida por su carácter ilustrativo, ya que es una medida de la cual se pueden extraer los datos correctos que se buscan pero con cierta necesidad de procesado por parte del experimentador. En esta sección de obtención de datos se muestra el proceso que se sigue hasta obtener los resultados deseados.

En primer lugar, siguiendo la fig. 12.15, se representan en rojo los canales en el espacio IQ y en azul la recta de ajuste de datos que servirá de eje de máxima sensibilidad en caso de obtener la fase mediante el método de proyección sobre dicho eje. En esta gráfica se puede ver cómo, en los datos reales, se puede intuir de alguna forma ese movimiento cardiopulmonar correspondiente a un arco de circunferencia alejado del centro.

A parte de que el arco está algo distorsionado ya que se trata de un caso real que presenta cierto ruido ambiental, se puede observar en algunas zonas de la serie que puntos consecutivos se separan erráticamente de los datos inmediatamente anteriores, cuando la

separación entre un dato y el siguiente debería ser suave debido a la continuidad de los movimientos periódicos estudiados.

Esto es debido a movimientos involuntarios del sujeto y conecta con las otras dos gráficas que se presentan en dicha figura, que son una representación frente al tiempo de la fase obtenida por los dos algoritmos propuestos a partir de los mismos datos IQ. Además se ha añadido la fase filtrada en cada uno de los casos.

Observando los primeros segundos de estas representaciones se aprecia una variación en la fase que no responde a ningún patrón hasta aproximadamente el segundo 10, en el que se estabiliza la señal y ya se puede observar el movimiento periódico cardiopulmonar. Esta variación al inicio de la medida corresponde a los puntos erráticos antes mencionados en la representación IQ.

Obviamente estos datos deben ser eliminados antes de procesar la muestra pues añadirá ruido muy sensible a las frecuencias que se desean obtener. Por suerte estos movimientos involuntarios del sujeto suelen presentarse al inicio o al final de la toma debido a que el sujeto se está acomodando a la posición o bien la incomodidad que puede suponer la apnea en caso de que la medida requiera de ella. Remover estos puntos es sencillo, simplemente se ha de recortar la señal y es aquí donde el experimentador debe ser crítico.

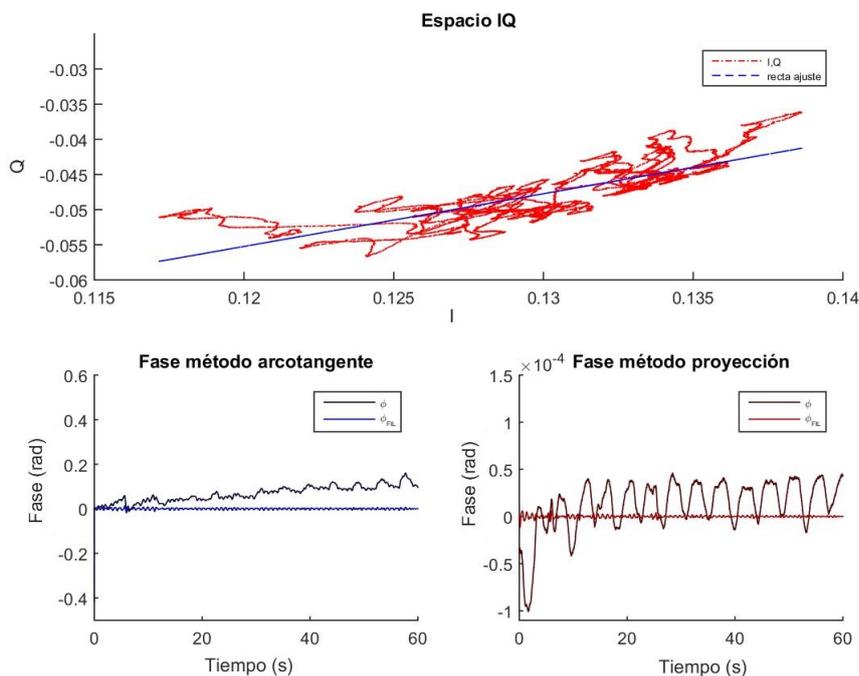


Figura 12.15: Análisis en el espacio IQ y respecto al tiempo. Medida para *Hombre 2* con respiración en posición trasera [I]

Se representa arriba el espacio IQ y la recta de ajuste. Abajo la fase obtenida por los algoritmos de arcotangente (izda) y de proyección (dcha) y la fase filtrada en cada caso.

Otra conclusión que se puede extraer de estas gráficas es la diferencia de amplitud entre la señal cardiaca y respiratoria puesto que la fase obtenida es proporcional a dicha

amplitud de movimientos. Para el método de arcotangente

$$\frac{A_R}{A_C} = \frac{0,02896}{0,008683} = 3,3 \quad (12.2)$$

Para el método de proyección

$$\frac{A_R}{A_C} = \frac{5,07 \cdot 10^{-5}}{0,40 \cdot 10^{-5}} = 12,7 \quad (12.3)$$

Ambos están por debajo de la relación de amplitudes igual a 20 que se estableció en apartados anteriores. La razón de esto es que al ser la medida en posición trasera, el pecho se desplaza mucho menos puesto que la mayor parte de la expansión torácica se hace hacia el frente. Más adelante se compara la amplitud y la forma del movimiento obtenida comparando entre las tres posiciones que se medirán.

Si se deseara hacer un estudio en el dominio del tiempo, en vista de estas gráficas se podría realizar pues se ve claramente la forma de la onda escogiendo por ejemplo el intervalo de tiempo entre los 20 y 40 s y contando cuantas longitudes de onda completas hay en él.

Sin embargo, esto no será tan claro en otras medidas debido al ruido ambiental o a la recepción en distintas posiciones. Además este análisis es muy poco preciso en comparación con la sensibilidad que se puede obtener realizando el análisis en el dominio de la frecuencia.

Comparando entre ambos métodos se muestra que en la fase obtenida por proyección el patrón periódico correspondiente a la señal sin filtrar es mucho más claro. En el caso del algoritmo de arcotangente la variación de menor frecuencia, debido a la frecuencia respiratoria, se aprecia con menor amplitud y mayor presencia del movimiento cardiaco. Ésto último es el reflejo de que la diferencia de amplitudes entre movimiento cardiaco y respiratorio –obtenida en el anterior párrafo– en el caso del arcotangente es muy baja.

Para ver si realmente se obtienen resultados con menor precisión por este último método en la fig. 12.16 se ha realizado el análisis espectral para estas medidas tanto la obtención de la FR como de la FC por medio del filtrado, y se ha añadido el espectro para una medida con apnea respiratoria de la que se obtiene la FC, en este caso ha sido *Hombre 2 en apnea posición trasera*.

Cómo se había anticipado, el resultado que da el método de arcotangente para el espectro respiratorio no es satisfactorio, muestra sucesivos picos en todas las frecuencias con amplitud decreciente, sin mostrar claramente un máximo para la FR. Sí se puede observar claramente un máximo con estas características si el análisis se realiza por el método de proyección, en el que no cabe duda de que la medida realizada es válida. La frecuencia respiratoria da un valor de

$$f_R^{pro} = 14,0 \text{ bpm} \quad (12.4)$$

En las gráficas centrales, en rojo, se muestra el espectro para la medida con respiración pero habiendo filtrado la fase obtenida con una frecuencia de corte de 60 bpm. En este

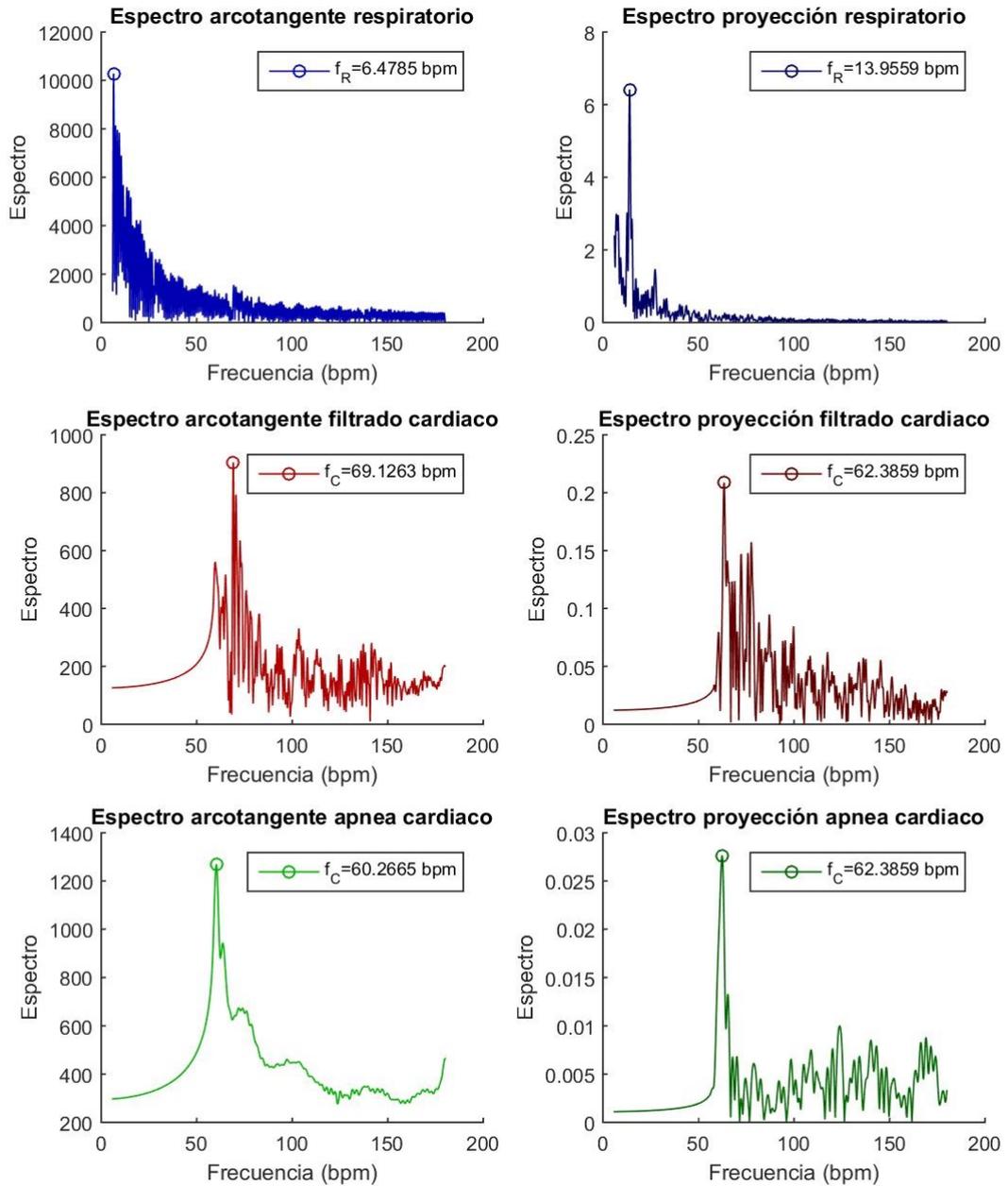


Figura 12.16: Análisis espectral comparativo entre resultados obtenidos por método arco-tangente (izda) y por método de proyección (dcha) [I]

De arriba a abajo: espectro respiratorio (Hombre 2 respiración trasera), espectro cardiaco (Hombre 2 respiración trasera filtrada) y espectro cardiaco (Hombre 2 apnea trasera).

caso ambos métodos dan un resultado plausible, sin embargo distinto según el método utilizado

$$f_C^{atg} = 69,1 \text{ bpm} \tag{12.5}$$

$$f_C^{pro} = 63,4 \text{ bpm}$$

A priori no se puede conocer cual es el resultado adecuado, pero observando el espectro y conociendo la FR se puede discriminar si las medidas son correctas o no.

En primer lugar, el armónico relevante es el correspondiente a 70 bpm . Si la FC estuviese cerca de dicho armónico, en ambos algoritmos se debería obtener un gran máximo por el acople con el armónico respiratorio y tomar valores muy bajos en las frecuencias colindantes. Se ve que en el caso de la proyección el máximo para la FC se obtiene para una frecuencia más baja y además en ambos casos se observan varios picos de altura considerable entre 70 y 80 bpm .

Todo apunta a que en ese intervalo se encuentra la FC del sujeto pero que ningún algoritmo da una buena respuesta.

Estos argumentos indican que se precisa de un paso más en el procesado de la señal y este será, como se anticipaba, realizar un recorte en los primeros segundos de la señal que presentaban movimientos involuntarios que dificultan la obtención de resultados.

Las últimas gráficas en la fig. 12.16 muestran los espectros de frecuencias para una medida de 30 segundos de duración en la cual el sujeto estaba en situación de apnea respiratoria, por lo tanto no se obtienen datos acerca de la FR. Lo primero que se advierte es que la resolución es menor puesto que se ha tomado menor número total de muestras, por lo tanto los máximos son más anchos.

El espectro obtenido mediante proyección da un pico predominante respecto del resto del resto de frecuencias por lo tanto se puede considerar que es la FC correcta, siendo

$$f_C^{pro} = 62,4 \text{ bpm} \tag{12.6}$$

Por el contrario, en el caso del arcotangente se aprecia un nivel continuo muy alto de ruido en todo es espectro. a pesar de ello muestra un máximo que podría ser la FC pero no se puede confiar a priori de este resultado.

Observando la fase respecto del tiempo –que no se incluye puesto que no se seguirá por este método– se puede mostrar un movimiento en los primeros segundos de la medida, recortando esta parte se obtiene una buena medida también en el caso de arcotangente, sin embargo sigue siendo mejor el resultado obtenido por el otro algoritmo.

Recopilando resultados se tiene que en el caso del algoritmo de arcotangente, el espectro respiratorio obtenido no es posible estudiarlo, la FC cardiaca calculada filtrando esta medida parece aceptable a priori, mientras que en la medida en una situación de apnea respiratoria el espectro obtenido es muy sensible a movimientos aleatorios del sujeto y se obtiene, de forma general, medidas con mucho ruido continuo a todas las frecuencias.

Con estas conclusiones se opta por usar como único algoritmo para las medidas con sujetos en el laboratorio el de proyección sobre el eje de máxima sensibilidad, ya que

obtiene buenos resultados para todos los tipos de medidas realizados y además es más robusto frente a movimientos del sujeto, que supone la principal fuente de ruido.

Para terminar de refinar los resultados obtenidos con este último método se realiza un recorte en la fase. Como se adelantaba, este recorte es admisible solo si se eliminan datos del comienzo y/o del final de la medida, sin posibilidad de «arreglar» movimientos indeseables en mitad del proceso de medida.

Sería posible además añadir un bloque al programa de procesado que detectase fluctuaciones de amplitud muy alta y frecuencia baja al inicio/final de la medida y los desechase automáticamente, evitando así el tener que hacerlo a mano y caso por caso.

El número de segundos a recortar se debe seleccionar para cada medida por separado, en función de si se ha detectado un movimiento anómalo, dejándolo al criterio del experimentador. Incluso en el mejor de los casos, a pesar de mostrar algún movimiento, el algoritmo responde de forma correcta sin demasiado ruido ofreciendo buenas medidas.

En la medida *Hombre 2 con respiración en posición trasera* se decide recortar 20 segundos al inicio de la señal, mientras que en la medida *Hombre 2 en apnea en posición trasera* se recorta 5 segundos al inicio de la señal.

En la fig. 12.17 se comparan los espectros que resultan de estas medidas cuando no se recorta la señal (columna izquierda) y cuando sí se recorta (columna derecha).

El resultado de recortar la señal se ve reflejado en que en las tres gráficas presentan menor ruido en todo el espectro de frecuencias, lo que hace que en el punto donde aparece el máximo correspondiente a la FR o FC según sea el caso, se vea más claro.

Tanto en la medida de la FR como en la medida de FC con apnea, la variación que da en el resultado es muy pequeña y se podría concluir que la medida que se había obtenido era la correcta.

	Frecuencia sin recorte (bpm)	Frecuencia con recorte (bpm)	Variación (bpm)
f_R	14.0	13.6	-0.4
f_C filtro	63.4	77.0	+13.6
f_C apnea	62.4	62.0	-0.4

Cuadro 12.7: Comparación de las frecuencias obtenidas con y sin recorte en la muestra.

En contraste con esto, el recorte es crucial para obtener la FC en el caso de la medida con respiración. Inicialmente calculando el espectro de la señal durante los 60 segundos de la medida se había obtenido una $62,4\text{ bpm}$, a priori ese máximo podría parecer una buena medida pero se advertían ciertos picos también importantes en la zona entre $70 - 80\text{ bpm}$.

Tras realizar el recorte, el resultado que se obtiene confirma que esos picos eran más relevantes de lo que la otra medida ofrecía, pues aparece ahora el máximo correspondiente a la FC en $77,0\text{ bpm}$.

Aun más, puede corroborar que esta es la frecuencia correcta aprovechando en nuestro favor uno de los fallos que presentaba el método de proyección.

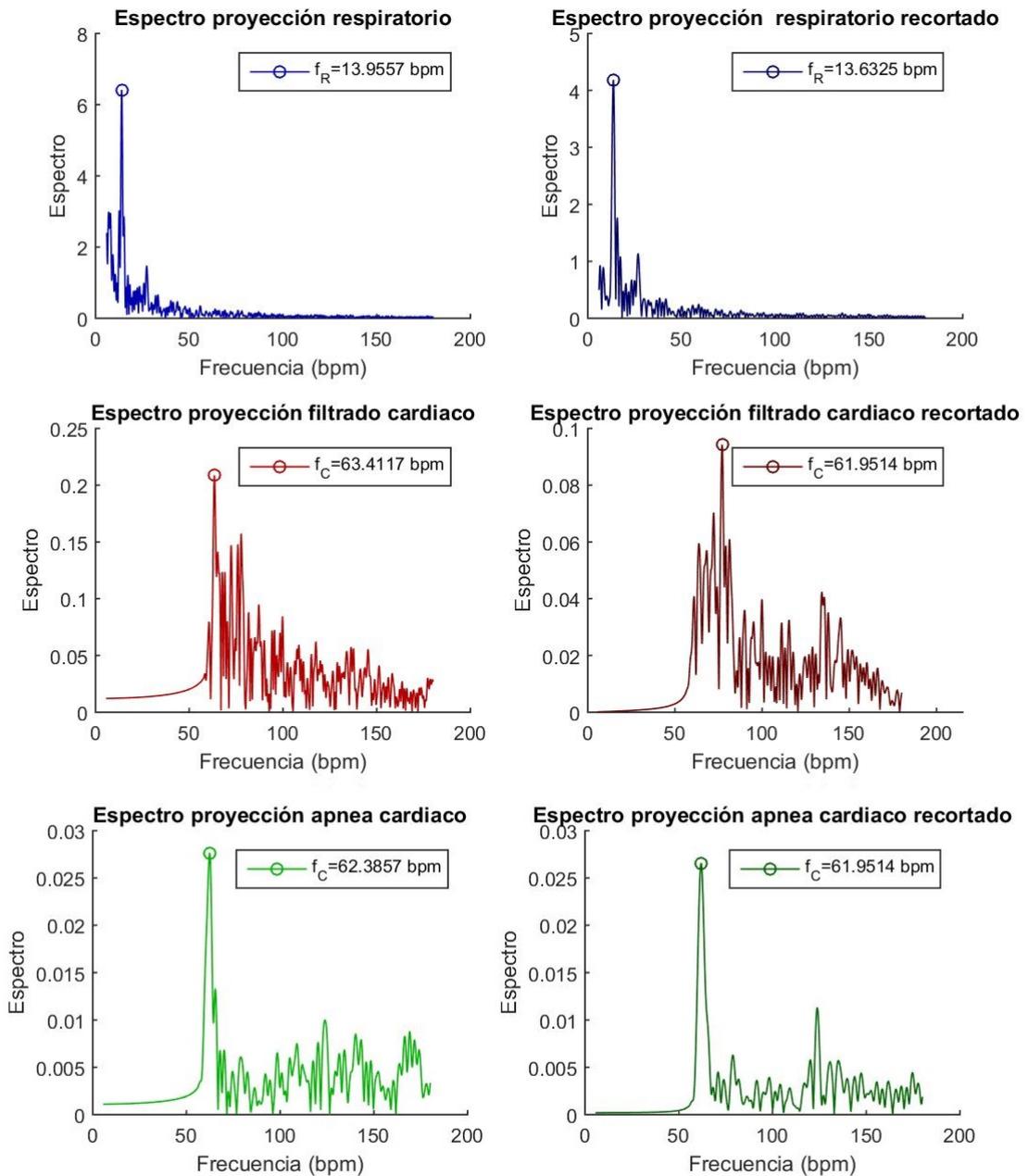


Figura 12.17: Análisis espectral comparativo entre resultados obtenidos por método de proyección sin recortar la fase (izda) y por el mismo método recortando parte de la fase (dcha) [I]

De arriba a abajo: espectro respiratorio (Hombre 2 respiración trasera, recorte de los 20 segundos iniciales), espectro cardiaco (Hombre 2 respiración trasera filtrada, recorte de los 20 segundos iniciales) y espectro cardiaco (Hombre 2 apnea trasera, recorte de los 5 segundos iniciales).

En la tabla 12.3 se mostraba que los espectros en los que la fase había sido obtenida por este algoritmo se producía un acople del máximo de FC con el valor fundamental de la FR en dicha medida, apareciendo dos picos secundarios que eran resultado de sumar y restar la FR a la FC, además de los correspondientes a los armónicos relevantes.

Pues bien, si comprobamos los valores de los máximos relativos que aparecen a izquierda y derecha de la FC detectada se obtienen datos, presentados en la tabla 12.8, que concuerdan con lo predicho teóricamente.

	Frecuencia teórica (bpm)	Frecuencia experimental (bpm)	Variación (bpm)
f_R	—	13.6	—
$f_C - f_R$	63.4	63.7	+0.3
$5 \cdot f_R$	68.0	68.1	+0.1
f_C	—	77.0	—
$6 \cdot f_R$	81.6	81.0	-0.6
$f_C + f_R$	90.6	89.8	-0.8

Cuadro 12.8: Comparación y análisis de los máximos relevantes que aparecen en la gráfica central derecha de la fig. 12.17.

Corresponde al espectro cardiaco filtrado y recortado de la medida con respiración. En la tabla se representan los valores teóricos y experimentales de las FR y FC, así como los valores del acople resultante entre ellos ($f_C \pm f_R$) y los armónicos respiratorios relevantes, en este caso el 4^o y 5^o armónico ($5 \cdot f_R$ y $6 \cdot f_R$) respectivamente.

El último análisis que se debe hacer de la toma y obtención de datos en sujetos es comparar la fase obtenida para las diferentes posiciones de medida.

En la fig. 12.18 se muestran seis gráficas de la fase respecto del tiempo correspondientes a seis medidas diferentes de *Hombre 2*.

En la columna izquierda se han representado medidas con respiración junto con la misma señal filtrada. Se ha respetado la misma escala en las tres posiciones para comprobar cómo la amplitud del movimiento registrada disminuye con las distintas posiciones.

Como cabía esperar, la posición frontal es la que mayor señal registra pues es donde se encuentra la mayor expansión torácica gracias a la movilidad de las costillas. En valores intermedios de amplitud se encuentra la posición trasera. En la gráfica inferior, que se muestra la posición lateral izquierda, aparece la menor amplitud de movimiento pues el desplazamiento en esta zona es el correspondiente únicamente a la rotación de las costillas flotantes, que no están unidas al esternón.

Si se compara la amplitud de la señal correspondiente al movimiento completo del pecho, con la de la señal filtrada, que atendería únicamente al movimiento cardiaco se obtiene un interesante resultado, los datos se muestran en la tabla 12.9.

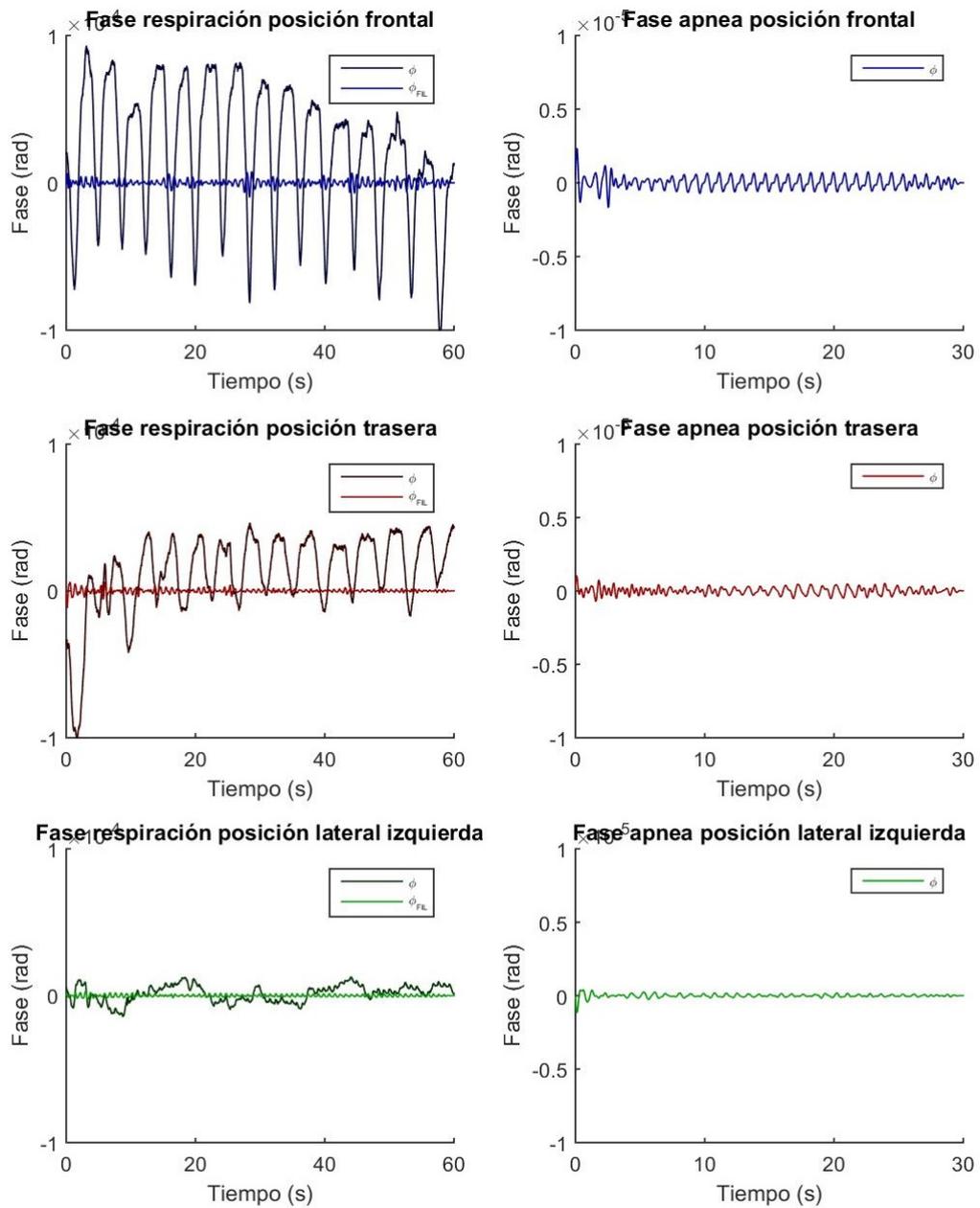


Figura 12.18: Comparación de la fase respecto al tiempo para diferentes posiciones de medida [1]

De arriba a abajo: Medidas en posición frontal, trasera y lateral izquierda. En la columna de la izquierda medidas con respiración, mostrando la fase obtenida y la fase filtrada. En la columna de la derecha medidas en apnea. Cada gráfica corresponde a una medida independiente del Hombre 2, en las condiciones indicadas anteriormente.

	A_R	A_C	A_R/A_C
Frontal	$1,4 \cdot 10^{-4}$	$6,4 \cdot 10^{-6}$	21,9
Trasera	$5,1 \cdot 10^{-5}$	$3,9 \cdot 10^{-6}$	12,7
Lateral	$1,3 \cdot 10^{-5}$	$2,3 \cdot 10^{-6}$	5,5

Cuadro 12.9: Comparación entre la relación de amplitud de fase del movimiento cardio-respiratorio entre las tres posiciones de medida.

La relación de amplitudes en el caso de una medida frontal corresponde con la estimación de 20 que se había realizado acorde con la bibliografía consultada. Sin embargo, esta relación no se mantiene en las posiciones en las que la intensidad de la señal recibida es menor si no que va disminuyendo aproximadamente a la mitad en el caso de medida trasera y a un cuarto para la medida lateral.

Esto quiere decir que mientras que la recepción del movimiento de la superficie torácica es mucho menor entre unas medidas y otras, la recepción del movimiento cardiaco no se ve tan afectado por las distintas posiciones y su amplitud de movimiento no se reduce tanto.

Atendiendo a la forma de la señal, en las medidas con respiración para las posiciones frontal y trasera se puede observar de forma muy clara cómo el modelo matemático elegido para el movimiento respiratorio es acertado. Incluso, se pueden apreciar las perturbaciones correspondientes al movimiento cardiaco, también presente en la señal.

En la columna derecha se presentan, para las mismas posiciones, medidas con apnea respiratoria por lo que únicamente se detecta el movimiento cardiaco. Se han graficado directamente filtradas para ver claramente y sin ruido dicho movimiento. En ellas también se puede apreciar la disminución de amplitud antes mencionada y de nuevo se ajustan de forma muy aproximada a la forma de las ecuaciones deducidas para simular el movimiento cardiaco en el apartado 7.5.

Hacer notar para finalizar que en la mayoría de estas medidas se pueden observar irregularidades en los primeros segundos, los cuales serán recortados en el análisis individual de cada medida como se ha expuesto anteriormente.

13. Análisis de resultados

Los resultados obtenidos durante las distintas medidas se presentan a continuación.

En las tablas aparece en la columna de la izquierda el sujeto al que corresponde cada medida. Se han realizado medidas para seis sujetos en total, siendo cuatro hombres y dos mujeres intentado formar un grupo lo más heterogéneo posible presentando distintas fisionomías de un sujeto a otro.

Además en las medidas los voluntarios vestían camisetas finas de algodón a excepción de *Hombre 4* y *Mujer 2*, que se han realizado ambas con una sudadera gruesa con el fin de observar si afectaba o no a la medida.

En la segunda columna se indica la posición durante la medida. En la tercera, la frecuencia obtenida experimentalmente habiéndose ya realizado el procesado y recorte según corresponda en cada medida. Todas ellas se han obtenido mediante el algoritmo de proyección y análisis espectral mediante CZT.

En la última columna se presenta si se logró o no obtener una medida satisfactoria con un radar escalar siguiendo –como ya se ha mencionado varias veces– los resultados presentados en [20], a fin de comprobar la mejora con el sistema del presente trabajo. Se representa con «✓» si sí se obtuvo medida y con «—» si no se consiguió. Se ha optado por ésta notación y no por incluir los valores de FR y FC obtenidos en aquel trabajo puesto que no sería representativo dado que los voluntarios que se prestaron a cada estudio han sido diferentes.

En la tabla 13.1 se presentan las FR obtenidas para medidas realizadas durante 60 s. Se ha obtenido resultados satisfactorios en todos los casos, presentando un gran pico sin apenas ruido.

En los casos *H4* y *M2*, se observa algo de ruido de baja frecuencia sin que esto impida la medida. En la medida *M2 trasera* en concreto, sí ha afectado el ruido de baja frecuencia sin embargo se ha podido obtener la FR gracias a que el máximo correspondiente al primer armónico respiratorio se distinguía con claridad.

Sujeto	Posición	Frecuencia respiratoria (bpm)	Medida radar escalar
<i>Hombre 1</i>	<i>Frente</i>	9.7	✓
	<i>Trasera</i>	10.3	✓
	<i>Lateral izquierda</i>	9.3	✓
<i>Hombre 2</i>	<i>Frente</i>	14.8	✓
	<i>Trasera</i>	13.6	✓
	<i>Lateral izquierda</i>	12.5	✓
<i>Hombre 3</i>	<i>Frente</i>	14.9	✓
	<i>Trasera</i>	15.6	✓
	<i>Lateral izquierda</i>	15.1	✓
<i>Hombre 4</i>	<i>Frente</i>	15.5	✓
	<i>Trasera</i>	21.2	✓
	<i>Lateral izquierda</i>	21.1	✓
<i>Mujer 1</i>	<i>Frente</i>	14.5	✓
	<i>Trasera</i>	13.7	✓
	<i>Lateral izquierda</i>	13.6	✓
<i>Mujer 2</i>	<i>Frente</i>	12.8	✓
	<i>Trasera</i>	14.4	✓
	<i>Lateral izquierda</i>	12.9	✓

Cuadro 13.1: Valores de frecuencia respiratoria obtenidos para los distintos sujetos, en distintas posiciones.

En la última columna se indica si para la medida análoga con radar escalar en [20] se obtuvo un resultado satisfactorio (✓) o no (—).

La comparación con el caso de radar escalar es inmediata pues en ambos se han conseguido con total precisión las medidas de FR.

Los valores de respiración son muy estables durante las medidas presentando una variabilidad entre distintas posiciones para el mismo sujeto en la mayoría de los casos menor a $\pm 0,5 \text{ bpm}$. Como excepción aparecen las medidas de H_4 que presenta dos valores bastante altos al rededor de 21 bpm mientras que de frente se obtiene 15 bpm . Esto no implica que la medida sea incorrecta, pues el espectro da claramente el máximo en estos valores.

A las mismas medidas experimentales realizadas con respiración sobre los sujetos se aplica a la señal el filtro pasabanda diseñado con el objetivo de eliminar las frecuencias por debajo de 60 bpm y así conseguir información sobre la FC. Esto se presenta en la tabla 13.2.

De nuevo en este caso se obtiene la FC para todos los casos. Los espectros presentan bastante ruido pero de amplitud mucho menor que el máximo correspondiente a la frecuencia buscada en la mayoría de los casos.

En las tres posiciones de H_4 y en $M2$ trasera se encontraron varios picos de amplitud comparable al correspondiente a la FC dificultando la obtención, lo cual muestra de nuevo que la vestimenta influye en la medida.

Sujeto	Posición	Frecuencia cardiaca Medida con respiración (bpm)	Medida radar escalar
<i>Hombre 1</i>	<i>Frente</i>	64.2	✓
	<i>Trasera</i>	61.1	✓
	<i>Lateral izquierda</i>	66.8	✓
<i>Hombre 2</i>	<i>Frente</i>	69.7	✓
	<i>Trasera</i>	77.0	—
	<i>Lateral izquierda</i>	71.0	—
<i>Hombre 3</i>	<i>Frente</i>	82.5	—
	<i>Trasera</i>	83.5	—
	<i>Lateral izquierda</i>	76.5	—
<i>Hombre 4</i>	<i>Frente</i>	77.5	—
	<i>Trasera</i>	73.3	—
	<i>Lateral izquierda</i>	70.8	—
<i>Mujer 1</i>	<i>Frente</i>	71.5	—
	<i>Trasera</i>	68.7	—
	<i>Lateral izquierda</i>	68.0	—
<i>Mujer 2</i>	<i>Frente</i>	78.8	—
	<i>Trasera</i>	74.6	—
	<i>Lateral izquierda</i>	77.9	—

Cuadro 13.2: Valores de frecuencia cardiaca en medidas con respiración obtenidos para los distintos sujetos, en distintas posiciones.

En la última columna se indica si para la medida análoga con radar escalar en [20] se obtuvo un resultado satisfactorio (✓) o no (—).

Los valores de FC obtenidos se puede decir que entran entre lo esperado para cada sujeto de acuerdo con su FC en reposo estimada por el método auxiliar en la tabla 12.6.

Además comparándolo con la FR, el movimiento cardiaco presenta mayor variabilidad dado que es un movimiento más rápido. Las diferencias entre medidas al mismo sujeto varían entre $\pm 1,5 \text{ bpm}$ hasta $\pm 3 \text{ bpm}$.

Lo más interesante de esta medida es la mejora respecto a la medida con radar escalar. Como se muestra en la tabla, el escalar únicamente fue capaz de obtener FC en el caso con respiración mediante el filtrado de la señal en 4 de las 18 medidas que fueron tomadas. Sin embargo, con el radar vectorial y los algoritmos de procesado aquí presentados se ha conseguido medidas satisfactorias en todos los casos.

Esto supone el cumplimiento de uno de los objetivos principales del trabajo de forma cualitativa pues se ha obtenido resultados satisfactorios en un mayor número de casos que el radar escalar. Quedaría comprobar de forma cuantitativa si, para un mismo conjunto de pacientes, el radar vectorial obtiene mejor precisión o fiabilidad en dichas medidas.

Una vez comprobado que se puede obtener la FC mediante filtrado de una medida con respiración realizada durante un tiempo suficiente, no habría necesidad de realizar medidas con apnea respiratoria para obtener la FC.

Sin embargo, por completitud y por finalizar la comparación con el estudio de radar escalar de [20] se han realizado dichas medidas.

Sujeto	Posición	Frecuencia cardiaca Medida en apnea (bpm)	Medida radar escalar
<i>Hombre 1</i>	<i>Frente</i>	55.3	✓
	<i>Trasera</i>	75.0	✓
	<i>Lateral izquierda</i>	66.7	✓
<i>Hombre 2</i>	<i>Frente</i>	67.2	✓
	<i>Trasera</i>	61.8	—
	<i>Lateral izquierda</i>	69.0	✓
<i>Hombre 3</i>	<i>Frente</i>	87.0	—
	<i>Trasera</i>	78.9	—
	<i>Lateral izquierda</i>	76.4	✓
<i>Hombre 4</i>	<i>Frente</i>	76.5	✓
	<i>Trasera</i>	78.6	✓
	<i>Lateral izquierda</i>	62.7	✓
<i>Mujer 1</i>	<i>Frente</i>	66.5	✓
	<i>Trasera</i>	61.9	✓
	<i>Lateral izquierda</i>	64.8	✓
<i>Mujer 2</i>	<i>Frente</i>	80.0	—
	<i>Trasera</i>	73.6	✓
	<i>Lateral izquierda</i>	65.0	—

Cuadro 13.3: Valores de frecuencia cardiaca en medidas en apnea obtenidos para los distintos sujetos, en distintas posiciones.

En la última columna se indica si para la medida análoga con radar escalar en [20] se obtuvo un resultado satisfactorio (✓) o no (—).

Los resultados estas últimas medidas, realizadas durante 30 s pidiendo al sujeto que aguante la respiración, se muestran en la tabla 13.3.

Una vez más se consiguen medidas satisfactorias en todos los casos. Comparándolo con el caso de las medidas de FC con respiración se obtiene menor resolución espectral, lo cual es lógico por que el tiempo de medida se ha reducido a la mitad, sin embargo no compromete a la medida. El ruido presente también es menor en general puesto que no se produce el movimiento respiratorio. Obteniéndose para todos los casos máximos claramente reconocibles para la FC.

Las medidas con ropa gruesa de *H4* y *M2* muestran mayor ruido aunque «menos molesto» que si se compara con el caso de FC con respiración. En la medida *H1 frente* se ha tenido que filtrar la señal a 50 *bpm* en lugar de los 60 *bpm* como venía siendo habitual puesto que el paciente presentaba pulsaciones muy bajas.

Comparando con el radar escalar de nuevo se consigue una mejora, pues hasta en cinco medidas no obtiene resultados mientras que en el estudio con radar vectorial se ha alcanzado resultados en todas ellas.

A pesar de que los máximos de FC son claros, comparando con las medidas auxiliares realizadas se advierte que en general las FC medidas en los casos de apnea respiratoria están por debajo de lo esperado según esta medida.

Con el fin de comprender el por qué de este desacuerdo entre lo obtenido y lo esperado, se realiza una comparación mediante un gráfico de barras entre las FC obtenidas en medidas con respiración y en medidas en apnea para cada sujeto en cada posición, que aparecen en la figura 13.1.

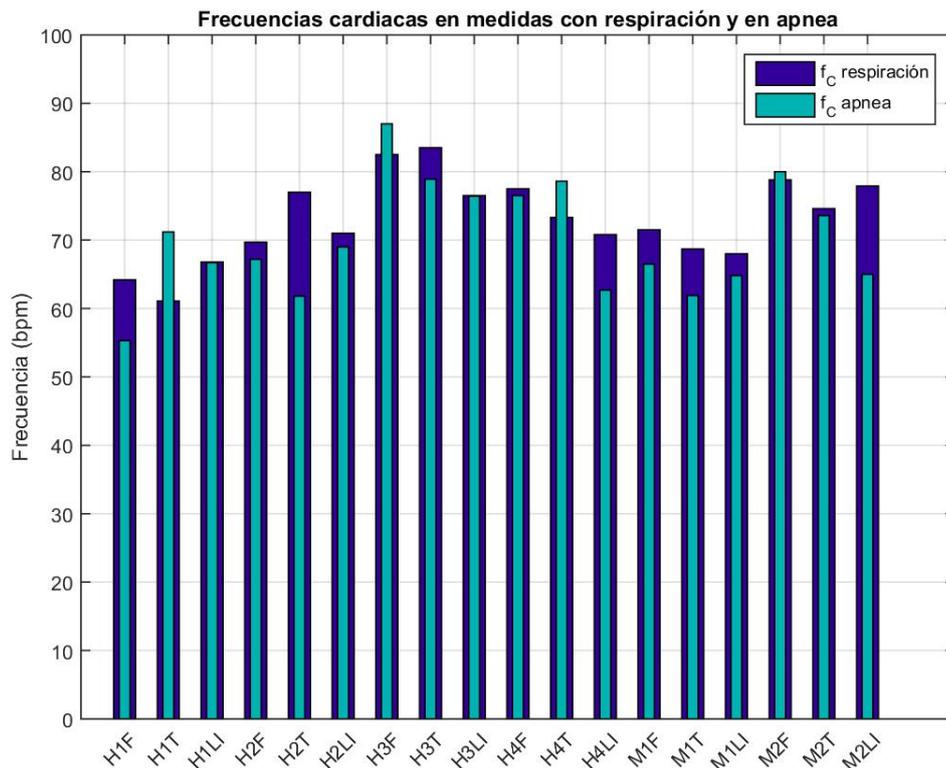


Figura 13.1: Comparación entre las FC obtenidas en medidas con respiración y medidas en apnea, para cada sujeto en cada posición [I]

Vuelve a observarse, de forma generalizada, que las medidas obtenidas en apnea son inferiores a las registradas durante la respiración. Revisando en la bibliografía especializada [49] se encuentra que este resultado era previsible bajo estas condiciones.

Cuando el organismo se encuentra en apnea respiratoria, la demanda de oxígeno de las células no se puede cubrir con normalidad por lo tanto la respuesta del organismo a esta situación es bombear con menor frecuencia la sangre para prolongar y aprovechar al máximo el oxígeno disponible en los pulmones.

Este último análisis que se ha realizado no habría sido posible en el caso del radar escalar puesto que no se obtuvo un conjunto de datos suficientemente extenso en las medidas de FC y por lo tanto pasó inadvertido en dicho trabajo. Una muestra más de que la obtención de señales vitales mejora notablemente con el uso del radar vectorial.

Parte IV

Conclusiones

Se ha conseguido finalmente diseñar el hardware y software necesario para construir un radar IQ que sea capaz de medir el movimiento cardiorespiratorio sin contacto de forma satisfactoria, lo cual conformaba el objetivo principal de este estudio.

Se ha logrado medir con exactitud los valores de frecuencia cardiaca y respiratoria de un conjunto de seis sujetos de diferente sexo y complejión. Las medidas realizadas han sido pruebas con respiración durante 60 s y en apnea respiratoria durante 30 s, y en tres posiciones distintas, frontal, trasera y lateral izquierda.

Esto supone la consecución de otro de los objetivos del trabajo, se pretendía mostrar como el radar IQ mejora los resultados respecto al uso de un radar escalar.

El principal problema que presentaba este tipo de radar era la presencia de puntos nulos de forma periódica en función de la distancia a la que se encuentre el paciente de las antenas. En la sección 6.3 se demuestra que el uso del sistema IQ no presenta esta dificultad, por lo tanto no es necesario hacer un estudio previo a las medidas de sensibilidad frente a la distancia.

Para la obtención de la fase que, combinando los dos canales IQ, contenga la información del movimiento cardiorespiratorio se han propuesto dos algoritmos diferentes.

En primer lugar, en 7.2 se presenta el método de «demodulación de arcotangente», común en la bibliografía sobre radar IQ.

Consiste en medir el ángulo que describe el fasor correspondiente al movimiento del tórax representando cada canal en un eje del plano complejo. Este método se mostró eficiente en las pruebas con señales simuladas y pruebas a frecuencias conocidas, sin embargo no obtuvo resultados satisfactorios en el caso real con sujetos.

Por este motivo se estudió un segundo método en 7.3, del cual no se han encontrado referencias bibliográficas anteriores, al que nos hemos referido como método de «proyección sobre eje de máxima sensibilidad».

Partiendo de la desventaja de un radar escalar, que «proyecta» los datos IQ en un único eje y de ahí la variación de sensibilidad con la distancia, surge la idea de buscar en cada caso un eje de máxima sensibilidad realizando una regresión lineal a los datos y proyectándolos sobre él. Obteniendo la información de fase a través de la variación del módulo de la proyección.

Con este método han sido logrados los valores finales de frecuencia cardiaca y respiratoria debido a que dio muy buenos resultados en las medidas con sujetos.

La fase obtenida por los algoritmos se ha analizado en el dominio de la frecuencia presentando en la sección 8 dos métodos para realizar el análisis espectral, así como el diseño de un filtro digital para facilitar el estudio de la frecuencia cardiaca.

La opción más sencilla y extendida de análisis espectral es mediante la Transformada Rápida de Fourier (FFT) que da buenos resultados. A pesar de ello, presenta una baja resolución espectral y para intentar obtener resultados más exactos se ha utilizado en el análisis final la Transformada Chirp Z (CZT) con la cual se ha conseguido un zoom espectral en el rango de las frecuencias cardiorespiratorias, entre 5 y 180 *bpm*.

Además, para facilitar el estudio de la frecuencia cardiaca se ha diseñado en la sección 9 un filtro IIR pasabanda. Este filtro elimina el ruido de baja frecuencia y la información correspondiente al movimiento respiratorio, en el caso de haberla.

Por último, a la hora de tomar medidas se han escogido unas condiciones idénticas a las tomadas en un estudio previo con radar escalar para que estas medidas, junto a las medidas obtenidas con el radar IQ de este trabajo, conformen un estudio cualitativo de un tipo de radar frente al otro en el registro de las frecuencias cardiaca y respiratoria.

En esta comparación conjunta queda patente la superioridad del radar IQ en la detección de las señales vitales, pues mientras que el radar escalar obtuvo 13 medidas de un total de 18 en medidas de la FC en situación de apnea respiratoria y solo 4 de 18 en medidas de FC cuando el sujeto respiraba con normalidad, el radar IQ consiguió medidas satisfactorias para todos los sujetos y todas las posiciones.

De cara a estudios posteriores sería interesante el diseño de un radar que actúe a la vez como radar escalar e IQ y realizar un estudio cuantitativo de un radar frente al otro para valorar la fiabilidad de cada sistema y la exactitud comparando uno con el otro. Esto se puede llevar a cabo con el mismo radar utilizado en este trabajo, tomando únicamente uno de los canales –I o Q– y aplicándole directamente el método de análisis espectral escogido.

En cuanto a las líneas futuras que se pueden seguir de este estudio son múltiples, pues es una tecnología de actualidad y con múltiples aplicaciones de interés. Para avanzar en la aplicación a casos reales del radar biomédico se deben hacer estudios en sujetos en movimiento, realizando medidas en sujetos alejándose de las antenas, acercándose y en un movimiento de vaivén.

Se podrían también realizar medidas sobre el rango de detección máxima del radar o medidas «a través de la pared». Estas medidas consisten en situar una pared entre el sujeto y las antenas, estudiando así la capacidad de obtención de resultados y la precisión de los mismos en casos con paredes de distintos materiales o grosores.

Incluso el estudio de incorporar mejoras al sistema de medida como la propuesta en [50] de realizar la medida con dos sistemas de detección independientes situados adelante y atrás del paciente, consiguiendo así al comparar ambos registros la compensación de los movimientos aleatorios del sujeto durante la medida.

Por último, en el diseño del radar desde el punto de vista del hardware se ha optado por un enfoque didáctico, utilizando los materiales disponibles en el laboratorio de la Facultad de Ciencias de la Universidad de Valladolid. Por esta razón, el radar se ha construido de forma modular como se detalla en el apartado 10. El coste de un radar así realizado ronda los 400€ en total.

Así, una vez alcanzados los objetivos que se habían propuesto para el presente Trabajo de Fin de Grado, queda abierta la adaptación de este modelo de laboratorio a un modelo de radar miniaturizado basando su construcción en circuitos integrados –pudiendo reducir su precio por debajo de los 50€– y preparado para la aplicación y comercialización de esta interesante aplicación de la radiofrecuencia al campo de la medicina.

A. Obtención del pulso cardiaco

A continuación se detalla la obtención del pulso cardiaco en el apartado 7.1.3.

Las hipótesis que se habían realizado eran:

- El ventrículo se vacía con la forma de una exponencial negativa.
- El ciclo cardiaco es un movimiento críticamente amortiguado.

Para cumplir la segunda hipótesis se propone pasar la exponencial por un filtro Butterworth de segundo orden. La expresión matemática de ambos movimientos respectivamente es

$$x(t) = e^{-t/\tau} \tag{A.1}$$

$$y(t) = \frac{\sqrt{2}}{\omega_0} \sin\left(\frac{\omega_0}{\sqrt{2}} t\right) e^{-\frac{\omega_0}{\sqrt{2}} t}$$

donde la función $y(t)$ es la respuesta al impulso del filtro Butterworth.

Analíticamente aplicar un filtro a una señal corresponde a un producto de convolución. Para realizar este cálculo se puede usar la transformada de Laplace que cambia de dominio las funciones y una de sus propiedades es que el producto de convolución de dos funciones es igual al producto algebraico de sus transformadas de la Laplace

$$\mathcal{L}\{x(t) * y(t)\} = X(s) \cdot Y(s) \tag{A.2}$$

se tiene, gracias a las tablas, que las transformadas de (A.1) son

$$X(s) = \mathcal{L}\{x(t)\} = \frac{1}{s+1/\tau} \tag{A.3}$$

$$Y(s) = \mathcal{L}\{y(t)\} = \frac{1}{s^2 + \sqrt{2}\omega_0 s + \omega_0^2}$$

usando (A.2), haciendo algunas operaciones algebraicas y obviando una constante sin relevancia para lo que se pretende, se obtiene la expresión

$$X(s) \cdot Y(s) = \frac{1}{s+1/\tau} + \left(\frac{1}{\tau} - \sqrt{2}\omega_0\right) \frac{1}{s^2 + \sqrt{2}\omega_0 s + \omega_0^2} - \frac{s}{s^2 + \sqrt{2}\omega_0 s + \omega_0^2} \tag{A.4}$$

Ahora bien, se necesita hacer la transformada de Laplace inversa para volver a obtener una expresión en el dominio del tiempo. Sin embargo, esta expresión no aparece en las tablas.

El primer sumando es idéntico en forma a la transformada de la exponencial, $X(s)$, y el segundo sumando es igual a una constante multiplicada a la transformada del filtro, $Y(s)$, lo cual no presenta problemas gracias a la linealidad de la transformada de Laplace. En cambio no se conoce a priori la transformada inversa del tercer sumando.

Para obtenerlo, se aplica la propiedad de derivación a $y(t)$

$$\mathcal{L}\{y'(t)\} = s \cdot \mathcal{L}\{y(t)\} - f(0)$$

$$y'(t) = \left[\cos\left(\frac{\omega_0}{\sqrt{2}} t\right) - \sin\left(\frac{\omega_0}{\sqrt{2}} t\right) \right] e^{-\frac{\omega_0}{\sqrt{2}} t} \quad (\text{A.5})$$

$$\mathcal{L}\{y'(t)\} = \frac{s}{s^2 + \sqrt{2}\omega_0 s + \omega_0^2}$$

que es justamente el tercer sumando salvo por el signo menos.

Por lo tanto, recopilando los resultados de (A.3), (A.4) y (A.5), ya se puede aplicar la transformada inversa para obtener el resultado deseado

$$\mathcal{L}^{-1}\{X(s) \cdot Y(s)\} = \mathcal{L}^{-1}\{X(s)\} - \mathcal{L}^{-1}\{Y'(s)\} + \left(\frac{1}{\tau} - \sqrt{2}\omega_0\right) \mathcal{L}^{-1}\{Y(s)\} \quad (\text{A.6})$$

Simplemente sustituyendo y simplificando la expresión se llega a la ecuación propuesta para la simulación del pulso cardíaco

$$p_C(t) = x(t) * y(t) = e^{-t/\tau} + \left[\left(\frac{\sqrt{2}}{\omega_0 \tau} - 1 \right) \sin\left(\frac{\omega_0}{\sqrt{2}} t\right) - \cos\left(\frac{\omega_0}{\sqrt{2}} t\right) \right] e^{-\frac{\omega_0}{\sqrt{2}} t} \quad (\text{A.7})$$

B. Programas Matlab

B.1. Algoritmos

B.1.1. Método de demodulación de la arcotangente

```
1 %Se inicializan arrays de longitud igual al número total de datos
2
3 %'FDIS' corresponde a la arcotangente calculada directamente que
4 %puede presentar discontinuidades
5 FDIS = zeros(1,L);
6
7 %'FCON' corresponde a la arcotangente una vez eliminados los saltos
8 FCON = zeros(1,L);
9
10 %Constante auxiliar que almacena el valor del salto para hacer
11 %continua la función
12 off=0;
13
14 for i=1:L
15
16     %Se calcula la arcotangente para el punto 'i'
17     FDIS(1,i)=atan(Q(1,i)/I(1,i));
18
19     %Se da el mismo valor para la función
20     %continua y discontinua
21     FCON(1,i)=FDIS(1,i);
22
23     %A continuación se comprueba a partir del segundo punto (i>1)
24     %si se ha producido un salto
25
26     %Esto se almacena en la variable auxiliar 'dif'
27     j=i-1;
28     if i>1
29         dif=FDIS(1,i)-FDIS(1,j);
30
31     %Si la diferencia es mayor de pi/2 indica que se ha producido
32     %un salto
33
34     %Para eliminar el salto, se resta ese valor a la variable
35     %auxiliar acumulativa 'off'
36     if abs(dif) > pi/2
37         off=off-dif;
38     end
39
40     %Por último se almacena en la variable 'FCON' el valor
41     %en el punto 'i' de la arcotangente 'FDIS' más el
42     %valor necesario para eliminar la discontinuidad 'off'
43
44     FCON(1,i)=FDIS(1,i)+off;
45 end
```

```

46 end
47
48 %Se cambia de nombre al array de la fase obtenido
49 %por este método
50 FI = FCON;

```

B.1.2. Método de proyección sobre eje de máxima sensibilidad

```

1 %Se calculan los coeficientes de ajuste lineal 'coef'
2 %correspondientes a las variables (I,Q) y se calcula
3 %la recta resultante 'f1' que será el eje de máxima sensibilidad
4 coef = polyfit(I,Q,1);
5 f1= polyval(coef,I);
6
7 %Se definen los datos(I,Q) y la recta como arrays en el
8 %plano complejo
9 P=I+1i*Q;
10 eje=I+1i*f1;
11
12 %A continuación se define el vector director del eje 'AO' desde
13 %el punto medio de la recta 'O' hasta el punto inicial de
14 %la misma, 'A'
15 A=min(eje);
16 C=max(eje);
17 O=(C+A)/2;
18 OA=(A-O);
19
20 %Se inicializan arrays de longitud igual al número total de datos
21
22 %'OP' vector que va desde el punto medio de la recta hasta
23 %el punto 'P' de los datos
24 OP=zeros(1,L);
25
26 %'FI' array donde se almacena la fase obtenida
27 FI=zeros(1,L);
28
29 %En el bucle, para cada dato 'i' se calcula el valor del vector
30 %respecto de la referencia 'OP' y a continuación se
31 %calcula el producto escalar complejo, obteniendo la fase en 'FI'
32
33 for i=1:L
34     OP=(P(1,i)-O);
35     FI(1,i)=real(OA)*real(OP)+imag(OA)*(-imag(OP));
36 end

```

B.2. Análisis espectral

B.2.1. Transformada rápida de Fourier

```

1 %Se calcula la transformada normalizada de la fase.
2 y = fft(FI)/L;
3
4 %Se escoge una parte del espectro simétrico
5 z=2*abs(y);
6
7 %Se define el eje de frecuencias en Hz
8 f = (fs/2)*linspace(0,1,L/2);
9
10 %Se cambia de unidades a bpm
11 fbpm = f*60;

```

B.2.2. Transformada Chirp Z

```
1 %Se escogen el intervalo de frecuencias en el que calcular la CZT
2 F2=3;
3 F1=0.1;
4
5 %Se definen los parámetros necesarios para su cálculo en función del rango
6 %escogido, la frecuencia de sampleo 'fs' y el número total de datos 'L'
7 m=L;
8 w= exp((complex(0,1)*2*pi*(F2-F1))/(m*fs));
9 a= exp((-complex(0,1)*2*pi*F1)/(fs));
10
11 %Se realiza la transformada y se toma su valor absoluto y=czt(FI,m,w,a);
12 z=abs(y);
13
14 %Se define el eje de frecuencias en Hz
15 fn = (0:m-1)'/m;
16 fz = (F2-F1)*fn + F1;
17
18 %Se cambia de unidades a bpm
19 fbpm=fz*60;
```

B.3. Programa general

```
1 clear all
2 format long
3
4 %Se selecciona el archivo que se desea abrir en 'nombre'
5 %y se importan los datos
6 nombre = 'Hombrelapnea';
7 vari = [nombre, '.txt'];
8 datos= importdata(vari);
9
10 %Se leen la frecuencia de muestreo 'fs' y el número total de
11 %datos 'L' de la primera línea del archivo
12 fs=datos(1,1);
13 L=datos(2,1);
14
15 %Se define el eje temporal 't' y el tiempo total de la medida 'Ttot'
16 t = (0:L-1)/fs;
17 Ttot=L/fs;
18
19 %Se inicializan arrays de longitud igual al número total de
20 %datos para cada canal y se leen y almacenan desde el
21 %archivo mediante un bucle
22 I = zeros(1,L);
23 Q = zeros(1,L);
24 for i=1:L
25     I(1,i)=(datos(1,i+1));
26     Q(1,i)=(datos(2,i+1));
27 end
28
29 %A continuación se añade el algoritmo por el que se
30 %quiere calcular la fase (B.1.1/B.1.2)
31
32 %Se define el filtro elíptico y se filtra la fase
33 %almacenándolo en la variable 'FIL'
34 Hbp = filtro_eliptico(fs);
35 FIL = filter(Hbp,FI);
36
37 %Para evitar la no linealidad de la fase que introduce este tipo
38 %de filtro se invierten los datos mediante la función 'fliplr'.
39 %Así el último dato pasa a ser el primero y así sucesivamente
40 FIL = fliplr(FIL);
41
42 %Se vuelve a filtrar la fase, introduciendo la no linealidad de
43 %nuevo que se compensa con la producida anteriormente.
44 FIL = filter(Hbp,FIL);
45
46 %Se invierte por último la fase para recuperarla en su forma
47 %original, ya filtrada y lineal en cuanto a la fase
48 FIL = fliplr(FIL);
49
50 %A continuación se añade el método de análisis espectral por el
51 %que se quiere calcular la fase (B.2.1/B.2.2)
52
53 %Se grafican los resultados obtenidos
54
55 %Representación de los canales (I,Q) en el plano complejo y
56 %eje de máxima sensibilidad (en caso de haber escogido
57 %dicho método, B.1.2)
58 subplot(2,2,1)
59 hold on
60 plot(I,Q, 'r-.')
61 plot(I,f1, 'b--')
62 legend({'I,Q', 'recta ajuste'}, 'Location', 'northeast')
```

```

63     title('Espacio IQ')
64     xlabel('I')
65     ylabel('Q')
66     hold off
67
68     %Representación de la fase 'FI' y la fase filtrada 'FIL'
69     %respecto del tiempo
70     subplot(2,2,2)
71     hold on
72     plot(t,FI,'r-.')
73     plot(t,FIL,'b-')
74     legend({'\phi','\phi_{FIL}'},'Location','northeast')
75     title('Fase')
76     xlabel('Tiempo (s)')
77     ylabel('Fase (rad)')
78     hold off
79
80     %Representación del espectro de frecuencias sin filtrar,
81     %de donde se obtiene la frecuencia respiratoria
82     subplot(2,2,3)
83     hold on
84     %Encuentra el máximo del espectro
85     [VAL, POS] = max(z);
86     %Representa el máximo en la gráfica con un círculo
87     plot(fbpm(POS),VAL,'o')
88     plot(fbpm,z);
89     leyenda = ['f_R=',num2str(fbpm(POS)),' bpm'];
90     legend(leyenda,'Location','northeast')
91     title('Espectro de frecuencias')
92     xlabel('Frecuencia (bpm)')
93     ylabel('Espectro')
94     hold off
95
96     %Representación del espectro de frecuencias filtrado, de donde se
97     %obtiene la frecuencia cardiaca
98     subplot(2,2,4)
99     hold on
100    %Busca y representa el máximo de la gráfica
101    [VAL, POS] = max(z2);
102    plot(fbpm(POS),VAL,'o')
103    plot(fbpm,z2);
104    leyenda = ['f_C=',num2str(fbpm(POS)),' bpm'];
105    legend(leyenda,'Location','northeast')
106    title('Espectro de frecuencias filtrado')
107    xlabel('Frecuencia (bpm)')
108    ylabel('Espectro')
109    hold off
110
111    %Se pregunta si se quiere recortar la fase
112    fprintf('\n\n ¿Es necesario recortar la fase?\n');
113    d=input('Presiona "1" si NO es necesario recortar la fase, si Sí se desea recortar pulse ...
114           "2": \n');
115
116    if(d==1)
117        %Se guarda el archivo y se finaliza el programa
118        print(nombre,'-djpeg')
119
120    else(d==2)
121        %Se indican los segundos que se desean recortar
122        si=input('¿Cuántos segundos recortar al comienzo de la señal?:\n');
123        sf=input('¿Cuántos segundos recortar al final de la señal?:\n');
124
125        %Se eliminan el número de datos correspondiente a los
126        %muestreados en ese tiempo al total de datos
127        RI=fs*si;
128        RF=fs*sf;

```

```

128 L=L-RI-RF;
129
130 %Se redefine el eje temporal
131 tR = (0:L-1)/fs;
132
133 %En dos nuevos arrays 'FIR' y 'FILR' (fase y fase
134 %filtrada Recortadas) se graban los datos
135 %correspondientes a los segundos seleccionados.
136
137 %Por ello el bucle va hasta la 'L' redefinida y la
138 %toma de datos comienza en el dato 'RI'
139
140 for i=1:L
141     FIR(1,i)=FI(1,i+RI);
142     FILR(1,i)=FIL(1,i+RI);
143 end
144
145 %A esta fase hay que realiarle el análisis espectral
146 %de nuevo, añadiendo B.2.1 o B.2.2
147
148 %Se vuelven a gráficar los datos, esta vez para
149 %las señales recortadas
150
151 %(I,Q) y eje de máxima sensibilidad en el plano complejo
152 subplot(2,2,1)
153 hold on
154 plot(I,Q,'r-.')
155 plot(I,f1,'b--')
156 legend({'I,Q','recta ajuste'},'Location','northeast')
157 title('Espacio IQ')
158 xlabel('I')
159 ylabel('Q')
160 hold off
161
162 %Fase y la fase filtrada respecto del tiempo
163 subplot(2,2,2)
164 hold on
165 plot(t,FI,'r-.')
166 plot(t,FIL,'b-')
167 legend({'\phi','\phi_{FIL}'},'Location','northeast')
168 title('Fase')
169 xlabel('Tiempo (s)')
170 ylabel('Fase (rad)')
171 hold off
172
173 %Espectro sin filtrar
174 subplot(2,2,3)
175 hold on
176 [VAL, POS] = max(z);
177 plot(fbpm(POS),VAL,'o')
178 plot(fbpm,z);
179 leyenda = ['f_R=',num2str(fbpm(POS)),' bpm'];
180 legend(leyenda,'Location','northeast')
181 title('Espectro de frecuencias')
182 xlabel('Frecuencia (bpm)')
183 ylabel('Espectro')
184 hold off
185
186 %Espectro filtrado
187 subplot(2,2,4)
188 hold on
189 [VAL, POS] = max(z2);
190 plot(fbpm(POS),VAL,'o')
191 plot(fbpm,z2);
192 leyenda = ['f_C=',num2str(fbpm(POS)),' bpm'];
193 legend(leyenda,'Location','northeast')

```

```
194     title('Espectro de frecuencias filtrado')
195     xlabel('Frecuencia (bpm)')
196     ylabel('Espectro')
197     hold off
198
199     %Se guarda el archivo añadiendo que ha sido recortada
200     %en el nombre
201     nombre = [nombre, '_recortada'];
202     print(nombre, '-djpeg')
203 end
```

Bibliografía

- [1] *Foro histórico de las Telecomunicaciones* <<http://forohistorico.coit.es/index.php/personajes/personajes-internacionales/item/robertwattson-watt>> [Última consulta 14 de Mayo de 2020]
- [2] DROITCOUR, A.D. (2006). *Non-contact measurement of heart and respiration rates with a single-chip microwave doppler radar*. Tesis doctoral. Stanford: Stanford University
- [3] GALATI, G. (2016). *100 Year of radar*. Suiza: Springer
- [4] AMIN, M. G. (2018). *Radar for Indoor Monitoring Detection, Classification, and Assessment*. Boca Raton: CRC Press
- [5] SANFUENTES, J. (2000). "Historia del radar" en *Revista de Marina. Armada de Chile*. Santiago, páginas 1-7.
- [6] AARDAL, Ø. y HAMMERSTAD, J. (2010) "Medical radar literature overview"
- [7] LIN, J. C. (1975). "Noninvasive microwave measurement of respiration" en *Proceedings of the IEEE*, vol. 63, número 10, páginas 1530-1530.
- [8] GÁMIZ, J. L. *et al* (2000). "Guías de práctica clínica de la Sociedad Española de Cardiología en la monitorización ambulatoria del electrocardiograma y presión arterial" en *Revista española de cardiología*, vol. 53, número 1, páginas 91-109.
- [9] LUNA-LOZANO, P. y PALLAS-ARENY, R. (2009) "Detección oculta de la frecuencia cardiaca y la frecuencia respiratoria en personas sentadas" en *XXVII Congreso Anual de la Sociedad Española de Ingeniería Biomédica*. Cádiz: Copistería San Rafael. Páginas 78-82.
- [10] ZULUAGA, J. P. y BONAVERI, P. (2016). "Precordial signal detection system by seismocardiography" en *Prospectiva*, vol. 14, número 1, páginas 89-95.
- [11] MAZLOUMAN, S. J., TAVAKOLIAN, K., Mahanfar, A., y KAMINSKA, B. (2009). "Contact-less assessment of in-vivo body signals using microwave Doppler radar" en *Biomedical Engineering*, vol. 13, páginas 239-260.
- [12] LIN, J.C., DAWE, E. y MAJCHEREK, J. (1977) "A noninvasive microwave apnea detector" en *Proceedings of the San Diego Biomedical Symposium*, páginas 441-443.

- [13] CAMARASA PIQUER, F. (2003) "Evolución del síndrome de muerte súbita del lactante en los países desarrollados. Situación actual en España" en *Síndrome de la Muerte Súbita del Lactante (SMSL) LIBRO BLANCO 2^a edición*. Camarasa Piquer, F. Mahadahonda: Ediciones Ergon. Páginas 1-14.
- [14] LI, C. *et al* (2009). "Radar remote monitoring of vital signs" en *IEEE Microwave Magazine*, vol. 10, número 1, páginas 47-56.
- [15] LLOBERES, P. *et al* (2011). "Diagnóstico y tratamiento del síndrome de apneas-hipopneas del sueño " en *Arch Bronconeumol*, vol. 47, número 3, páginas 143-56.
- [16] OSSBERGER, G. *et al* (2004). "On-invasive respiratory movement detection and monitoring of hidden humans using ultra wideband pulse radar" en *2004 International Workshop on Ultra Wideband Systems Joint with Conference on Ultra Wideband Systems and Technologies*. Tokio. Páginas 395-399.
- [17] IMMOREEV, I. Y., SAMKOV, S., y Tao, T. H. (2005). "Short-distance ultra wideband radars" en *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, vol. 20, número 6, páginas 9-14.
- [18] RAMOS FELIX, A. (2010). *Nuevas topologías de radar para detección remota de signos vitales*. Trabajo fin de grado. Tarragona: Universidad Rovira i Virgili
- [19] PARK, B. K., BORIC-LUBECKE, O., y LUBECKE, V. M. (2007). "Arctangent demodulation with DC offset compensation in quadrature Doppler radar receiver systems" en *IEEE transactions on Microwave theory and techniques*, vol. 55, número 5, páginas 1073-1079.
- [20] AMEZUA VILLEGAS, M. (2018). *Diseño de un sensor radar para la detección de la actividad cardíaca y respiratoria*. Trabajo de fin de grado. Valladolid: Universidad de Valladolid.
- [21] REIRIZ PALACIOS, J. *Fisiología y anatomía del sistema respiratorio* <https://www.infermeravirtual.com/esp/actividades_de_la_vida_diaria/ficha/generalidades/sistema_respiratorio> [Última consulta el 14 de Mayo del 2020]
- [22] BEECKMAN, L., y LIOCE, M. (2004). "Guía de NIOSH sobre entrenamiento en espirometría" en *Departamento de Salud Y Servicios Humanos, Centros para el Control y la Prevención de Enfermedades, Instituto Nacional para la Seguridad y Salud Ocupacional*.
- [23] TORTOSA I MORENO, A. *Fisiología y anatomía del sistema cardiaco* <https://www.infermeravirtual.com/esp/actividades_de_la_vida_diaria/ficha/corazon/sistema_cardiovascular_y_sistema_linfatico> [Última consulta el 14 de Mayo del 2020]
- [24] BALLESTEROS, P. A. (2009). "Anatomía del corazón" en *Libro de la salud cardiovascular del Hospital Clínico San Carlos y la Fundación BBVA*. Bilbao: Fundación BBVA, páginas 35-40.

- [25] GARCÍA RUBIRA, J.C. (2009). "Fisiología cardíaca" en *Libro de la salud cardiovascular del Hospital Clínico San Carlos y la Fundación BBVA*. Bilbao: Fundación BBVA, páginas 41-47.
- [26] MORGAN, D. R. y ZIERDT, M. G. (2008) "Novel signal processing techniques for Doppler radar cardiopulmonary sensing" en *Signal processing*, vol. 89, número 1, páginas 45-66.
- [27] CAUSA MORALES, L., (2009) *Procesamiento de señales respiratorias a un modelo biomecánico y a registros polisomnográficos*. Tesis doctoral. Santiago: Universidad de Chile
- [28] CORTÉS, J. A., MEDINA, F. A., y CHAVES, J. A. (2007). "Del análisis de fourier a las wavelets análisis de fourier" en *Scientia et technica*, vol. 1, número 34.
- [29] BORBOR PINEDA, E. L. (2020). *Comparación de métodos de análisis de señales en el dominio del tiempo-frecuencia, considerando la resolución en tiempo, resolución en frecuencia, detección y carga computacional*. Tesis de licenciatura. Quito: Escuela Politécnica Nacional.
- [30] COOLEY, J. W., y TUKEY, J. W. (1965). "An algorithm for the machine calculation of complex Fourier series" en *Mathematics of computation*, vol. 19, número 90, páginas 297-301.
- [31] RABINER, L.R., SCHAFER, R.W. y RADER,C.M. (1969) "The Chirp Z-Transform Algorithm" en *IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics*, vol 17, número 2, páginas 86-92.
- [32] MARTIN, G. D. (2005). "Chirp z-transform spectral zoom optimization with MATLAB" en *Sandia National Laboratories Report*, SAND2005-7084.
- [33] PAZ, M. E., RODRÍGUEZ, O. A., y GALASSO, C. L. (2016). "Uso de la placa Discovery para el cálculo e implementación de filtros FIR e IIR" en *XIX Concurso de Trabajos Estudiantiles*. Trabajo de cátedra. Buenos Aires: Sociedad Argentina de Informática e Investigación Operativa.
- [34] JURE, L., LÓPEZ, E. y ROCAMORA, M. (2011) "Introducción a los Filtros Digitales, clase 10" en *Introducción a la Teoría del (DSP) de Audio*. EUM-eMe.
- [35] CHARVAT, G. *et al.* (2011) "Build a Small radar System Capable of Sensing Range, Doppler, and Synthetic Aperture radar Imaging" en *2011 MIT Independent Activities Period*. MIT.
- [36] MUÑOZ, J.M. y TORRES, C. (2018) "Guión radar Doppler y radar FMCW" en *Técnicas experimentales de la Física IV*.Universidad de Valladolid.
- [37] WIKIMEDIA COMMONS. *SMA (conector)* <https://es.wikipedia.org/wiki/SMA_%28conector%29> [Última consulta 14 de Mayo de 2020]

- [38] GARCIA MORENO, E. "Tema 6: Osciladores" es *Sistemas Electrònics de Comunicació*. UIB
- [39] MINICIRCUITS *Voltage Controlled Oscillator (VCO)* <<https://www.minicircuits.com/pdfs/ZX95-2536C+.pdf>> [Última consulta 14 de Mayo de 2020]
- [40] MINICIRCUITS *Low Noise Amplifier* <<https://www.minicircuits.com/pdfs/ZX60-272LN+.pdf>> [Última consulta 14 de Mayo de 2020]
- [41] MINICIRCUITS *Power Splitter/Combiner 2 Way-0°* <<https://www.minicircuits.com/pdfs/ZX10-2-42+.pdf>> [Última consulta 14 de Mayo de 2020]
- [42] MINICIRCUITS *Power Splitter/Combiner 2 Way-90°* <<https://www.minicircuits.com/pdfs/ZX10Q-2-27+.pdf>> [Última consulta 14 de Mayo de 2020]
- [43] MINICIRCUITS *Frequency Mixer* <<https://www.minicircuits.com/pdfs/ZX05-43MH-S+.pdf>> [Última consulta 14 de Mayo de 2020]
- [44] MINICIRCUITS <<https://www.minicircuits.com/>> [Última consulta 14 de Mayo de 2020]
- [45] AMAZON *Módulo de radar por microondaas* <https://www.amazon.es/movimiento-rendimiento-HW-MS03-microondas-Arduino/dp/B07ZNPWR3N/ref=sr_1_1?__mk_es_ES=%C3%85M%C3%85%C5%BD%C3%95%C3%91&keywords=modulo+radar+2%2C4+Ghz&qid=1583950846&sr=8-1> [Última consulta 14 de Mayo de 2020]
- [46] KEY SIGHT *U2300A Series USB Modular Multifunction Data Acquisition Devices* <<https://www.keysight.com/es/en/assets/7018-03510/data-sheets/5991-0566.pdf>> [Última consulta 14 de Mayo de 2020]
- [47] KEY SIGHT *33120A Function/Arbitrary Waveform Generator* <<https://www.keysight.com/es/en/assets/7018-06809/data-sheets/5968-0125.pdf>> [Última consulta 14 de Mayo de 2020]
- [48] POLAR ELECTRO OY (2018). *Polar M430: Manual de usuario*. Kempele: Polar Electro Oy.
- [49] GUERRERO, J. *et al* (2007). "Modificación de la frecuencia del electroencefalograma y del ritmo cardíaco en apneas obstructivas" en *Vigilia Sueño*, vol. 19, número 1, páginas 25-31.
- [50] LI, C. *et al* (2013). "A review on recent advances in Doppler radar sensors for non-contact healthcare monitoring" en *IEEE Transactions on microwave theory and techniques*, vol. 61, número 5, páginas 2046-2060.

Bibliografía de imágenes

- [I] Elaboración propia
- [II] CHRISTIAN WOLFF *Conceptos básicos de la tecnología de radar* <<https://www.radartutorial.eu/02.basics/Continuous%20Wave%20radar.en.html>> [Última consulta 14 de Mayo de 2020]
- [III] LI, C., XIAO, Y., & LIN, J. (2007). "Design guidelines for radio frequency non-contact vital sign detection" en *29th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, página. 1653. Figura 4a
- [IV] AMIN, M. G. (2018). *Radar for Indoor Monitoring Detection, Classification, and Assessment*. Boca Raton: CRC Press. Figura 9.16
- [V] LI, C., XIAO, Y., & LIN, J. (2007). "Design guidelines for radio frequency non-contact vital sign detection" en *29th Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society*, página. 1653. Figura 4b
- [VI] THIBODEAU G.A., PATTON K.T. (1995). *Anatomía y Fisiología*. Madrid: Mosby-Doyma Libros; p. 594.
- [VII] WIKIMEDIA COMMONS. *Diagram of the human heart* <[https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Diagram_of_the_human_heart_\(cropped\)_pt.svg](https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Diagram_of_the_human_heart_(cropped)_pt.svg)> [Última consulta 14 de Mayo de 2020]
- [VIII] DROITCOUR, A.D. (2006). *Non-contact measurement of heart and respiration rates with a single-chip microwave doppler radar*. Tesis. Figura 3.4
- [IX] DROITCOUR, A.D. (2006). *Non-contact measurement of heart and respiration rates with a single-chip microwave doppler radar*. Tesis. Figura 3.5
- [X] MORGAN, D. R. y ZIERDT, M. G. (2008) "Novel signal processing techniques for Doppler radar cardiopulmonary sensing" en *Signal processing*, vol, 89, número 1, páginas 45-66. Figura 2
- [XI] *Ekuatio* <<https://ekuat.io/proyeccion-de-un-vector-sobre-otro-vector-ejercicios-resueltos/>> [Última consulta 14 de Mayo de 2020]
- [XII] BARBOSA, L.V. *Fourier transform time and frequency domains* <[https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Fourier_transform_time_and_frequency_domains_\(small\).gif](https://commons.wikimedia.org/wiki/File:Fourier_transform_time_and_frequency_domains_(small).gif)> [Última consulta 14 de Mayo de 2020]
- [XIII] RABINER, L.R., SCHAFER, R.W. y RADER, C.M. (1969) "The Chirp Z-Transform Algorithm" en *IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics.*, vol. 17, número 2, páginas 86-92. Figura 2a
- [XIV] JURE, L., LÓPEZ, E. y ROCAMORA, M. (2011) "Introducción a los Filtros Digitales, clase 10" en *Introducción a la Teoría del (DSP) de Audio*. EUM-eMe. Diapositiva 23 y 25.
- [XV] MUÑOZ, J.M. y TORRES, C. (2018) "Guión radar Doppler y radar FMCW" en *Técnicas experimentales de la Física IV*. UVa. Figura 3
- [XVI] MUÑOZ, J.M. y TORRES, C. (2018) "Guión radar Doppler y radar FMCW" en *Técnicas experimentales de la Física IV*. UVa. Figura 4
- [XVII] FENN, A.J.(2011) "Antenna Design for the Laptop radar Project" en *2011 MIT Independent Activities Period*. MIT. Diapositiva 25
- [XVIII] KEYSIGHT <<https://www.keysight.com/en/pd-823138-pn-U2351A/16-channel-250ksa-s-usb-modular-multifunction-data-acquisition?nid=-33239.384457.00&cc=ES&lc=spa>> [Última consulta 14 de Mayo de 2020]

[XIX] KEYSIGHT <[https://www.keysight.com/en/pd-1000001289 %3Aeps%3Apro/function-arbitrary-waveform-generator-15-mhz?nid=-536902324.536881979.00&cc=ES&lc=spa](https://www.keysight.com/en/pd-1000001289-%3Aeps%3Apro/function-arbitrary-waveform-generator-15-mhz?nid=-536902324.536881979.00&cc=ES&lc=spa)> [Última consulta 14 de Mayo de 2020]

[XX] POLAR <<https://www.digitaltrends.com/mobile/polar-m430-news/>> [Última consulta 14 de Mayo de 2020]