UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE MADRID

**ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE
INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN**

**CONTRIBUCIÓN A LA INTEGRACIÓN DE
CABEZALES DE RADIOFRECUENCIA Y
ESTRUCTURAS RADIANTES PARA
SISTEMAS RADAR DE EXPLORACIÓN
SUPERFICIAL CON CONFIGURACIÓN DE
ARRAY DIGITAL**

TESIS DOCTORAL

FERNANDO IBAÑEZ URZAIZ

INGENIERO DE TELECOMUNICACIÓN

2020

**DEPARTAMENTO DE SISTEMAS, SEÑALES Y
RADIOCOMUNICACIONES**

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIEROS DE TELECOMUNICACIÓN

**CONTRIBUCIÓN A LA INTEGRACIÓN DE
CABEZALES DE RADIOFRECUENCIA Y
ESTRUCTURAS RADIANTES PARA SISTEMAS
RADAR DE EXPLORACIÓN SUPERFICIAL CON
CONFIGURACIÓN DE ARRAY DIGITAL**

Autor:

Fernando Ibañez Urzaiz

Ingeniero de Telecomunicación

Director:

Javier Gismero Menoyo

Doctor en Ingeniería de Telecomunicación

Catedrático de Universidad del Dpto. de Señales, Sistemas y

Radiocomunicaciones. Universidad Politécnica de Madrid

2020

TESIS DOCTORAL

**CONTRIBUCIÓN A LA INTEGRACIÓN DE CABEZALES
DE RADIOFRECUENCIA Y ESTRUCTURAS
RADIANTES PARA SISTEMAS RADAR DE
EXPLORACIÓN SUPERFICIAL CON CONFIGURACIÓN
DE ARRAY DIGITAL**

AUTOR: Fernando Ibañez Urzaiz

DIRECTOR: Javier Gismero Menoyo

Tribunal nombrado por el Magfco. y Excmo. Sr. Rector de la Universidad Politécnica de Madrid,
el día X de X de 2020.

PRESIDENTE:

SECRETARIO:

VOCAL:

VOCAL:

VOCAL:

SUPLENTE:

SUPLENTE:

Realizado el acto de defensa y lectura de la Tesis el día X de X
de 2021. En la E.T.S de Ingenieros de Telecomunicación.

Calificación:

Resumen

Los trabajos presentados en esta tesis se enmarcan inicialmente en un proyecto de investigación (TEC2014-53815-R) de título “Array Digital en Recepción para Radares FMCW de Vigilancia Superficial (RAD-DAR)”. El objetivo del proyecto fue el desarrollo de un radar de vigilancia superficial, concretamente un radar ubicuo. Este sistema tiene una arquitectura de array digital en recepción y las contribuciones de esta tesis al proyecto se centran en esa parte.

El array digital en recepción está formado por N antenas receptoras con un receptor asociado cada una para llevar las señales a banda base para su posterior digitalización y procesamiento. Los objetivos de diseño de los elementos radiantes se justifican en función de la aplicación principal del sistema. En este trabajo se analizan diferentes parámetros de la antena (tipo de antena, tipo de alimentación, polarización...) y de su receptor asociado mediante simulaciones electromagnéticas y circuitales para explicar los diseños finales. Además, se presentan medidas de los diferentes subsistemas y del sistema completo para mostrar los objetivos cumplidos.

Una parte importante del procesamiento de señal en un radar de vigilancia superficial es la estimación de la dirección de llegada de las señales. Una de las técnicas más establecidas en los radares de vigilancia para la estimación de la dirección de llegada es la técnica monopulso. En este trabajo se analizan las particularidades de la técnica monopulso en arrays digitales en recepción. Además, gracias a la digitalización de las señales recibidas, se analiza la implementación de otros estimadores de la dirección de llegada.

Las tolerancias de los componentes, el acoplamiento entre antenas o los desequilibrios entre receptores entre otros efectos generan diferencias entre canales que limitan las prestaciones del sistema. La calibración del sistema persigue corregir los desequilibrios entre canales, idealizando sus respuestas lo que permite explotar todas las características del sistema desarrollado. El proceso de calibración se demuestra mediante simulaciones numéricas, para después aplicar los algoritmos implementados a datos experimentales.

Gracias a sus características se está extendiendo el uso de arquitecturas de array digital a otras aplicaciones y el grupo de investigación al que pertenece el autor ha desarrollado un sensor de tráfico con esta estructura. La contribución de esta tesis a ese sistema es el diseño, análisis y fabricación de sus elementos radiantes. La frecuencia de trabajo, el nivel de lóbulos secundarios o el diseño de las antenas receptoras son algunos de las dificultades de su diseño. En esta tesis se muestra todo el proceso de diseño seguido partiendo de los objetivos marcados para las antenas, siguiendo con las simulaciones electromagnéticas y terminando con las medidas de las mismas.

Abstract

The work presented in this Ph.D. thesis is initially framed in part of a research project (TEC2014-53815-R) named "Digital Array in Reception for Surface Surveillance FMCW Radars (RAD-DAR)". The objective of the project was the development of a surface surveillance radar, a ubiquitous radar. This system has a digital array architecture on receive and the contributions of this Ph.D. thesis to the project are focused on that part.

The digital array on receive is formed by N receiving antennas with an associated receiver each one. The receivers move the signals to the baseband for their later digitalization and processing. The design objectives of the radiating elements are justified according to the main application of the system. In this work, different parameters of the antenna (the type of antenna, type of feed, polarization...) and of its associated receiver are analyzed through simulations. Besides, measurements of the different subsystems are presented to show the objectives achieved. Measurements of the whole system are shown too.

A main element of the surface surveillance radar signal processing is the estimation of the direction of arrival of the signals. One of the most established techniques in surveillance radars for the estimation of direction of arrival is the monopulse technique. In this Ph.D. thesis, the characteristics of the monopulse technique in digital arrays on receive are analyzed. Besides, the implementation of other arrival direction estimators is analyzed as well.

Component tolerances, the coupling between channels, or imbalances between channels, generate differences between them that limit system performance. The calibration process corrects the imbalances between channels, idealizing their responses. The calibration allows us to exploit all the characteristics of the developed system. The calibration process is demonstrated through numerical simulations first, and then the algorithms implemented are applied to the experimental data.

The use of digital arrays is growing and the research group has developed a traffic sensor with this structure. The contribution of this Ph.D. thesis to this system is the design, analysis, and manufacture of its radiating elements. The working frequency, the level of secondary lobes, or the design of the receiving antennas are some of the challenges of this design. This Ph.D. thesis shows the whole design process followed: starting from the radiation objectives for the antennas, following by the electromagnetic simulations results and concluding with their measurements.

Agradecimientos

En primer lugar quiero agradecer a Javier Gismero como tutor de esta tesis doctoral su ayuda, comprensión, paciencia, por el trato recibido....por todo muchas gracias. A Alberto Asensio, los agradecimientos a Javier son extensibles a él. He aprendido y aprendo mucho de los dos. A Ana Martín y Álvaro Gámez, por su ayuda con el generador de señal, por enseñarme bares muy chulos o a hacer una tortilla de patatas. Muchas gracias a los dos. A Álvaro Duque, compañero de tesis, por sus ganas de ayudar y de enseñar. Tus alumnos tienen mucha suerte.

Quiero agradecer a todos los miembros del grupo de Microondas y Radar por el trato recibido todos estos años y su disposición a ayudar cuando lo he necesitado.

Gracias también a mi familia, a Marta y a mis amigos por apoyarme y animarme con la tesis doctoral.

Por último quiero agradecer al proyecto “Array Digital en Recepción para Radares FMCW de Vigilancia Superficial (RAD-DAR)” (TEC2014-53815-R) y al proyecto "Comunicaciones con transceptores en MIMO LTE-A/MMW para servicios avanzados en transporte de alta movilidad" (TEC2017-87061-C3-1-R (CIENCIA/AEI/FEDER, UE)) por su apoyo.

Este trabajo ha superado todas mis expectativas iniciales tanto a nivel profesional como personal. La docencia impartida me ha permitido conocer mi Universidad desde dentro y entender mejor a todos mis profesores. Ha sido una experiencia mucho mejor de lo que había imaginado.

¡Mucha gracias a todos!

Índice

1. Introducción	1
1.1 Introducción y estado del arte	1
1.2 Contexto. Objetivos de la tesis doctoral	4
1.3 Estructura de la tesis doctoral.....	5
1.4 Medios utilizados	6
1.5 Bibliografía	6
2. Análisis, diseño e implementación de subsistemas de radiofrecuencia para un radar persistente en banda X.....	9
2.1 Introducción	9
2.1.1 Arquitectura general de un radar ubicuo.....	9
2.1.2 Parámetros operativos del sistema RAD-DAR.....	19
2.2 Antenas microstrip	22
2.2.1 Parches alimentados mediante acoplamiento por apertura	27
2.2.2 Modelado y diseño de los parches del sistema RAD-DAR.....	29
2.3 Diseño de las antenas del sistema RAD-DAR	33
2.4 Medidas de las antenas microstrip	41
2.5 Diseño de receptores para un radar ubicuo	46
2.5.1 Integración final de los subsistemas de radiofrecuencia	56
2.6 Resultados de las pruebas de campo	58
2.7 Conclusiones.....	60
2.8 Bibliografía	61
3. Análisis e implementación de técnicas de estimación del acimut de los blancos para sistemas radar con arquitectura multireceptora	63
3.1 Introducción	63
3.2 Monopulso	64
3.2.1 Introducción a la técnica monopulso	64
3.2.2 Implementación de la técnica monopulso en un array digital en recepción	69
3.2.3 Monopulso utilizando los diagramas de radiación medidos de las antenas.....	90
3.3 Otros estimadores de DoA	100
3.3.1 Interferometría.....	100
3.3.2 Método Sum-Delay	102
3.3.3 MUSIC.....	103
3.4 Conclusiones.....	104
3.5 Bibliografía	105

4. Implementación de técnicas de calibración para sistemas con arquitectura multireceptora.	107
4.1 Introducción	107
4.1.1 Leyenda	108
4.1.2 Introducción al modelo de señal	108
4.1.3 Revisión bibliográfica	114
4.2 Implementación y simulación de los algoritmos de calibración activa	117
4.2.1 Algoritmo de See	117
4.2.2 Algoritmo de Jaffer	125
4.2.3 Algoritmo de Li	129
4.2.4 Análisis conjunto de los algoritmos de calibración activa implementados	135
4.2.5 Modelos de señal	140
4.3 Calibración del sistema RAD-DAR	141
4.3.1 Análisis inicial de los experimentos de calibración	141
4.3.2 Cálculo de la matriz de distorsión	145
4.3.1 Desequilibrios en amplitud y fase tras la calibración	147
4.3.2 Estudio del enventanado tras la calibración	150
4.3.3 Efecto de la calibración en los estimadores del acimut de los blancos	151
4.4 Conclusiones	161
4.5 Bibliografía	162
5. Análisis, diseño e implementación de estructuras radiantes aplicadas a sensores de tráfico con arquitectura multireceptora.	165
5.1 Introducción	165
5.2 Diseño del array individual	169
5.2.1 Revisión bibliográfica	169
5.2.2 Diseño del parche individual	171
5.2.3 Diseño de la red de alimentación	174
5.3 Diseño Multicapa	185
5.3.1 Diseño de la antena transmisora	187
5.3.2 Diseño de las antenas receptoras	190
5.4 Fabricación y medidas de las antenas del aforador	198
5.4.1 Fabricación de las antenas del aforador	198
5.4.2 Medidas de las antenas del aforador	200
5.5 Pruebas de campo del aforador	209
5.6 Conclusiones	212
5.7 Bibliografía	212

6. Conclusiones generales y líneas de trabajo futuras.....	217
6.1 Conclusiones generales.....	217
6.2 Líneas de trabajo futuras.....	219
6.3 Publicaciones del autor relacionadas con la tesis	220
6.4 Bibliografía	221

Índice de figuras

Capítulo 1

Figura 1: Arquitectura de array digital en recepción a nivel de elemento	3
--	---

Capítulo 2

Figura 1: Arquitectura general de un radar ubicuo.....	9
Figura 2: Organización de los datos capturados en forma de cubo.....	10
Figura 3: Diagrama de la frecuencia de la señal transmitida y de un eco	11
Figura 4: Diagrama de una matriz distancia-Doppler	12
Figura 5: Diagrama de las diferencias de caminos en un array lineal para un mismo frente de onda	13
Figura 6: Diferencia de caminos entre dos antenas para un mismo frente de onda.....	13
Figura 7: Diferencia de fase entre canales en función de la dirección de llegada para diferentes $\Delta x/\lambda$	14
Figura 8: Factor de array en función de N para $\Delta x/\lambda=0.5$ y $\theta_s=0^\circ$	15
Figura 9: Factor de array en función de θ_s con $N = 8$ y $\Delta x/\lambda = 0.5$	15
Figura 10: Ancho de haz conseguido en función de θ_s y del número de canales con un enventanado uniforme para $\Delta x/\lambda=0.5$	16
Figura 11: Diagrama de radiación final teniendo en cuenta el elemento individual con $N=8$, $\Delta x/\lambda=0.5$ y $\theta_s=30^\circ$	16
Figura 12: Factor de array con $N=8$ y $\theta_s=40^\circ$ para dos relaciones $\Delta x/\lambda$	17
Figura 13: Diagrama del cálculo del umbral con la técnica CA-CFAR.....	18
Figura 14: Ejemplo de cálculo del umbral con la técnica CA-CFAR	19
Figura 15: SNR en función de la distancia	21
Figura 16: Probabilidad de detección para distintas probabilidades de falsa alarma en función de la distancia.....	22
Figura 17: Estructura general de una antena microstrip	23
Figura 18: Alimentaciones monocapa de antenas microstrip.....	24
Figura 19: Alimentación mediante conector coaxial.....	25
Figura 20: Alimentación por acoplamiento.....	25
Figura 21: Alimentación mediante acoplamiento por apertura	26
Figura 22: Estructura planteada para la interconexión entre antenas y receptores.	26
Figura 23: Elementos de la alimentación mediante acoplamiento por apertura	27
Figura 24: Estructura de capas de las antenas microstrip del sistema RAD-DAR	29
Figura 25: Circuito equivalente de la alimentación mediante acoplamiento por apertura.....	29
Figura 26: Implementación del circuito equivalente en ADS.....	30
Figura 27: Adaptación de un parche para diferentes simuladores.....	30
Figura 28: Respuesta en adaptación del parche	31

Figura 29: Diagramas normalizados de radiación del parche individual.....	31
Figura 30: Respuesta en adaptación del parche en función de su longitud	32
Figura 31: Respuesta en adaptación del parche en función de su ancho	32
Figura 32: Respuesta en adaptación en función de: a) la longitud de la apertura y b) el ancho de la apertura.....	33
Figura 33: Respuesta en adaptación en función de la longitud final de la línea de alimentación	33
Figura 34: Diagrama de la polarización del parche en función de la orientación.....	34
Figura 35: Diagramas de las simulaciones para el estudio del acoplamiento: a) Por plano H y b) Por plano E	35
Figura 36: Diagramas normalizados de radiación en elevación para las dos polarizaciones.....	36
Figura 37: Diagramas normalizados de radiación en acimut para las dos polarizaciones.....	36
Figura 38: Diseño de la tarjeta de 8 antenas receptoras con 8 elementos en elevación cada una: a) Cara superior con los elementos radiantes y b) Cara inferior con el plano de alimentación.	38
Figura 39: Respuesta en adaptación de las ocho antenas receptoras.....	38
Figura 40: Diagramas normalizados de radiación en elevación simulados de las 8 antenas receptoras	39
Figura 41: Diagramas normalizados de radiación en acimut simulados de las 8 antenas receptoras	39
Figura 42: Diagramas normalizados de radiación simulados de la antena transmisora.....	40
Figura 43: Diagramas normalizados de radiación en elevación simulados de las 8 antenas receptoras con 4 parches cada una	41
Figura 44: Caras superior e inferior de la tarjeta de antenas	42
Figura 45: Medidas y simulaciones de los diagramas de radiación normalizados de las antenas receptoras con 8 elementos en elevación	43
Figura 46: Medidas de los diagramas de radiación dentro de la banda de trabajo del sistema	44
Figura 47: Medida y simulación de los diagramas de radiación normalizados de la antena transmisora	45
Figura 48: Medidas y simulaciones de los diagramas de radiación normalizados de 4 antenas receptoras con 4 elementos de array	46
Figura 49: Diagrama de bloques de un receptor homodino	47
Figura 50: Diagrama de bloques del receptor individual	48
Figura 51: Diagrama de bloques del proceso de mezcla.....	49
Figura 52: Diagrama de bloques del diseño de los receptores	50
Figura 53: Simulación de: a) la ganancia del receptor y b) la figura de ruido	51
Figura 54: Estructura de capas de la tarjeta de receptores	52
Figura 55: Capa superior e inferior de la tarjeta de receptores.....	53
Figura 56: Medida y simulación de la ganancia y de la figura de ruido de un receptor	53
Figura 57: Respuesta en frecuencia de los 8 receptores	54
Figura 58: Respuesta de los receptores a diferentes frecuencias de batido y potencias de entrada	55
Figura 59: Instalación del transmisor del sistema.....	56
Figura 60: Canales receptores dentro de la mecánica final	57
Figura 61: Demostrador tecnológico.....	57
Figura 62: <i>Beamforming</i> digital.....	58
Figura 63: Fotografía del experimento.....	58
Figura 64: Matriz distancia-Doppler con datos experimentales apuntando a 0°	59
Figura 65: Matriz distancia-Doppler para diferentes direcciones de apuntamiento.....	59

Figura 66: Comparación del umbral CA-CFAR con la amplitud de una columna de la matriz distancia-Doppler	59
Figura 67: Detecciones de los blancos en la matriz distancia-Doppler	60

Capítulo 3

Figura 1: Diagramas de radiación de las antenas individuales desapuntados 0.5°	65
Figura 2: Ejemplo de diagramas $\Sigma(\theta)$ y $\Delta(\theta)$ del monopolso de amplitud	66
Figura 3: Ejemplo de una función monopolso de amplitud	66
Figura 4: Ejemplo de una arquitectura de monopolso de fase	67
Figura 5: Ejemplo de una función monopolso de fase teórica para $d=0.5\lambda$	68
Figura 6: Diagrama de bloques del sistema receptor con $N=8$	69
Figura 7: a) Haces en recepción conformados con $N=8$ y normalizados, b) Diagramas normalizados $\Sigma(\theta)$ (azul) y $\Delta(\theta)$ (rojo) del monopolso de amplitud	70
Figura 8: Función monopolso de amplitud (<i>squint angle</i> 5°)	70
Figura 9: Diagramas normalizados Suma y Diferencia ideales con un enventanado uniforme para la dirección de 0° con $N=8$	72
Figura 10: Monopolso de fase con un enventanado uniforme para una dirección de apuntamiento de 0° y $N=8$	72
Figura 11: Funciones monopolso según el número de canales con un enventanado uniforme y $\theta_s = 0^\circ$	74
Figura 12: Funciones monopolso según el nivel de lóbulos secundarios de la ventana con $N=8$ y $\theta_s = 0^\circ$	74
Figura 13: Diagramas normalizados $\Sigma(\theta)$ y $\Delta(\theta)$ para las direcciones de: a) 40° , b) 20° y c) 0° ...	75
Figura 14: Funciones monopolso teóricas del sistema RAD-DAR	76
Figura 15: Error rms teórico del monopolso con un enventanado convencional (rojo) y la cota de Cramer-Rao (azul) para una dirección de llegada de 0° de un sistema con 8 canales	77
Figura 16: Error rms para una dirección de llegada de 0° en función de la SNR con un enventanado convencional	78
Figura 17: Error rms con un enventanado convencional para las direcciones de llegada de: a) 20° y b) 40°	79
Figura 18: Diagrama Suma, Diferencia convencional y Diferencia Bayliss para la dirección de 0°	80
Figura 19: Funciones monopolso con un enventanado convencional y de Bayliss para la dirección de 0°	80
Figura 20: Diagrama Suma, Diferencia Convencional, Diferencia Bayliss y Diferencia Takahashi para la dirección de 0°	82
Figura 21: Funciones monopolso convencional, Bayliss y Takahashi para una dirección de $\theta_s = 0^\circ$	83
Figura 22: Error rms con un monopolso convencional, de Bayliss y de Takahashi para una dirección de 0°	83
Figura 23: Error rms con un monopolso convencional, de Bayliss y de Takahashi para una dirección de: a) 20° y b) 40°	84
Figura 24: Error rms en la estimación del DoA de un blanco en 0° ante la presencia de una interferencia en 15° y con un nivel $JNR=60$ dB.	85
Figura 25: Diagramas $\Sigma(\theta)$ (azul) y $\Delta(\theta)$ (convencional (rojo) y de Takahashi (amarillo)) con $\theta_j=25^\circ$	86
Figura 26: Funciones monopolso con una señal interferente y un blanco con una dirección de $\theta_s = 0^\circ$	87

Figura 27: Error rms en la estimación del DoA utilizando monopolso dinámico y estático	87
Figura 28: Error rms en la estimación del DoA en función de la dirección de la señal interferente	88
Figura 29: Histogramas para una SNR=25 dB y diferentes direcciones de la interferencia.....	89
Figura 30: Diagramas Suma y Diferencia con la señal interferente en diferentes direcciones ..	89
Figura 31: Funciones monopolso para diferentes direcciones de la señal interferente.....	90
Figura 32: Módulo y fase de los diagramas de radiación dentro de la cobertura acimutal del sistema	91
Figura 33: Diagrama Suma ideal (traza discontinua) y con desequilibrios (traza continua) para diferentes niveles de SLL: a) -25 dB, b) -35 dB y c) -40 dB	92
Figura 34: Diagramas Suma (azul), Diferencia convencional (amarillo) y Takahashi (naranja) para diferentes direcciones de apuntamiento: a) 0°, b) 20° y c) 40°	93
Figura 35: Funciones monopolso con un inventariado convencional (traza discontinua) y de Takahashi (traza continua) del RAD-DAR utilizando los diagramas de radiación medidos	93
Figura 36: Funciones monopolso ideal y real (con desequilibrios debido a las antenas) para la dirección de 0°.....	94
Figura 37: Error rms según la función monopolso utilizada para calcular el DoA ($\theta_s = 0^\circ$)	95
Figura 38: Diagramas Suma (azul) y Diferencia (Convencional (rojo) y Takahashi (amarillo)) incluyendo los desequilibrios de los receptores	96
Figura 39: Diagramas $\Sigma(\theta)$ y $\Delta(\theta)$ con desequilibrios para las direcciones de 20° y 40°	97
Figura 40: Funciones monopolso con desequilibrios de los receptores (traza continua) y utilizando diagramas de radiación ideales (traza discontinua).....	97
Figura 41: Error rms en la estimación del DoA dependiendo de la función monopolso utilizada	98
Figura 42: Error rms en la estimación del DoA dentro del haz principal para diferentes valores de SNR	99
Figura 43: $\Sigma(\theta)$ y $\Delta(\theta)$ adaptativos con datos experimentales.....	100
Figura 44: Error rms ante la presencia de desequilibrios en la estimación del DoA mediante interferometría.....	101
Figura 45: Error rms ante la presencia de desequilibrios con el método Sum-Delay	102
Figura 46: Error rms ante la presencia de desequilibrios utilizando MUSIC.....	104

Capítulo 4

Figura 1: Estructura de los datos generados en la simulación.....	109
Figura 2: Espectro MUSIC en el caso ideal para una señal con DoA=-30°, SNR=100 dB y 8192 muestras.....	110
Figura 3: Espectro MUSIC en el caso ideal para una señal con DoA=-30°, SNR=0 dB y 8192 muestras.....	111
Figura 4: Espectro MUSIC para una señal con desequilibrios entre canales, DoA=-30°, SNR=0 dB y 8192 muestras	113
Figura 5: Diagrama de bloques para una FFT en el dominio de la distancia.....	121
Figura 6: Módulo de la FFT de un tono a 6 MHz, SNR=10 dB con desequilibrios entre canales y 512 muestras.....	121
Figura 7: Diferencia en amplitud entre canales con respecto al canal 1 para el blanco simulado	121
Figura 8: Diferencia de fase entre canales consecutivos para el blanco simulado.....	122
Figura 9: RMSE en el cálculo de la matriz de distorsión en función de la SNR con el algoritmo de See	122

Figura 10: RMSE de Z en función del número de muestras para una SNR=10 dB con el algoritmo de See	123
Figura 11 RMSE de la matriz de distorsión en función de la SNR para diferentes FoC con el algoritmo de See	123
Figura 12: RMSE de la matriz de distorsión en función de la SNR variando el número de señales de calibración con el algoritmo de See	124
Figura 13: RMSE del DoA en función de la SNR con el algoritmo de See.....	124
Figura 14: RMSE en la estimación de Z en función de la SNR para el algoritmo de Jaffer.....	128
Figura 15: RMSE de Z en función del número de muestras capturadas para el algoritmo de Jaffer	128
Figura 16: RMSE del DoA en función de la SNR con el algoritmo de Jaffer	129
Figura 17: RMSE de la matriz de distorsión en función del nivel de SNR para el algoritmo de Li	133
Figura 18: RMSE en función del número de muestras para una SNR=10 dB con el algoritmo de Li	134
Figura 19: RMSE del DoA en función del nivel de SNR para el algoritmo de Li.....	134
Figura 20: RMSE de Z en función de la SNR para los tres algoritmos de calibración implementados	135
Figura 21: RMSE de Z en función del número de muestras con una SNR=10 dB de los tres algoritmos implementados	136
Figura 22: RMSE del DoA en función del nivel de SNR para los tres algoritmos de calibración implementados	136
Figura 23: RMSE de Z en función de la SNR para el algoritmo de Jaffer y Li corrompiendo con una matriz de distorsión sin aproximaciones.....	137
Figura 24: RMSE del DoA en función de la SNR corrompiendo los datos con Z sin aproximaciones	137
Figura 25: Diferencias de fase entre canales consecutivos en función de la matriz de distorsión utilizada para corregir	138
Figura 26: Diferencias en módulo entre canales en función de la matriz de distorsión utilizada para corregir.....	138
Figura 27: RMSE de Z en función de la SNR para el algoritmo propuesto	139
Figura 28: RMSE de Z para todos los algoritmos implementados con 8192 muestras.....	140
Figura 29: RMSE del estimador monopolso en función del modelo de señal	141
Figura 30: Parámetros S medidos de la línea de retardo	143
Figura 31: Diagrama de bloques del experimento de calibración del sistema RAD-DAR	143
Figura 32: Módulo de la FFT de una de las rampas capturadas del cubo de 0°	144
Figura 33: Módulo de la FFT promediado para 512 rampas del cubo de 0°	144
Figura 34: Módulo de la FFT tras la integración coherente del cubo de 0°	145
Figura 35: Diferencias entre canales para diferentes señales de calibración: a) 40°, b) 30°, c) 20°, d) 10° y e) 0°	149
Figura 36: Diagrama normalizado Suma con un enventanado de Taylor con SLL=-30 dB.....	150
Figura 37: Diagrama normalizado Suma con un enventanado de Taylor con SLL=-35 dB.....	151
Figura 38: Diagrama normalizado Suma con un enventanado de Taylor con SLL=-40 dB.....	151
Figura 39: Funciones monopolso teniendo en cuenta todo el canal receptor	152
Figura 40: Comparación de las funciones monopolso en función de los datos utilizados en su generación.....	152
Figura 41: Diagramas Suma y Diferencia de los datos calibrados e ideales.....	154

Figura 42: Funciones monopolso tras la calibración (traza continua) e ideales (marcadores circulares) para la dirección de 0°	155
Figura 43: Funciones monopolso del sistema tras la calibración.....	155
Figura 44: Espectro MUSIC para los datos de 0° tras la integración coherente	158
Figura 45: Espectro MUSIC para los datos de calibración tras la integración coherente: a) 40°, b) 30°, c) 20° y d) 10°	159

Capítulo 5

Figura 1: Posición del sistema radar para control de tráfico [Asensio_19].....	165
Figura 2: Diagrama del efecto del cambio de reflector principal del blanco [Asensio_19]	167
Figura 3: Historia Doppler de diferentes blancos [Asensio_19].....	168
Figura 4: Diagrama de bloques del aforador DAR.....	168
Figura 5: Esquema de un array con red de alimentación paralelo-serie	170
Figura 6: Diagrama de un parche con alimentación <i>inset-fed</i>	172
Figura 7: Diseño del parche individual	173
Figura 8: Adaptación del parche diseñado: Dimensiones teóricas (azul) y dimensiones optimizadas (rojo)	174
Figura 9: Diagramas normalizados de radiación del parche con las dimensiones optimizadas	174
Figura 10: Diagrama normalizado de radiación teórico para diferentes números de elementos del array	176
Figura 11: Diagrama de la mitad de la red de alimentación	177
Figura 12: Elementos de una unión en T utilizando transformadores de lambda cuartos.....	178
Figura 13: Diagrama de los componentes de la red de alimentación entre dos parches.....	179
Figura 14: Elementos de la simulación circuital de una unión en T con elementos ideales.....	180
Figura 15: Semired de alimentación diseñada	181
Figura 16: Resultados de la simulación electromagnética de los parámetros S de la semired de alimentación.....	182
Figura 17: Ventana conseguida por la semired de alimentación de la simulación electromagnética para diferentes frecuencias del sistema	183
Figura 18: Array individual diseñado.....	184
Figura 19: Adaptación del array individual diseñado	184
Figura 20: Comparación del diagrama normalizado de radiación del acimut del array simulado y del teórico	184
Figura 21: Diagramas normalizados de radiación en acimut del array individual para las frecuencias inicial, central y final de trabajo	185
Figura 22: Diagramas normalizados de radiación en elevación del array individual para las frecuencias inicial, central y final de trabajo	185
Figura 23: Estructura de capas del aforador	186
Figura 24: Diagrama de la transición microstrip-microstrip diseñada	186
Figura 25: Resultados de la adaptación de la línea individual y de la línea con la transición microstrip-microstrip	187
Figura 26: Resultados del S21 de la línea individual y de la línea con la transición microstrip-microstrip	187
Figura 27: Diagrama normalizado de radiación en elevación teórico según el número de filas	188
Figura 28: Diseño de la antena transmisora.....	188
Figura 29: Adaptación de la antena transmisora	189

Figura 30: Diagramas normalizados en acimut de la antena transmisora a la frecuencias inicial, central y final.....	189
Figura 31: Diagramas normalizados en elevación de la antena transmisora a la frecuencias inicial, central y final.....	190
Figura 32: Diseño inicial de las antenas receptoras	191
Figura 33: Diagrama normalizado de radiación en acimut de la antena transmisora de 16 elementos con un enventanado en amplitud de Chebyshev de -25 dB de SLL	191
Figura 34: Diagrama normalizado de radiación en acimut de las antenas receptoras de 8 elementos con un enventanado en amplitud de Chebyshev de -20 dB de SLL	191
Figura 35: Cálculo de los diagramas normalizados Suma y Diferencia en acimut con la configuración inicial de las antenas receptoras	192
Figura 36: Direcciones en las que el módulo del diagrama Suma está por encima del módulo del Diferencia con la configuración inicial de antenas receptoras	192
Figura 37: Diseño alternativo de las antenas receptoras.....	193
Figura 38: Diagrama normalizados de radiación en acimut de las antenas receptoras con el diseño alternativo	193
Figura 39: Diagramas normalizados Suma y Diferencia con el diseño alternativo de las antenas receptoras	193
Figura 40: Direcciones en las que el diagrama Suma está por encima del Diferencia con la configuración propuesta	194
Figura 41: Diseño de las antenas receptoras del aforador	194
Figura 42: Parámetros S de las antenas receptoras simuladas en CST	195
Figura 43: Diagramas normalizados de radiación en acimut y elevación de las antenas receptoras a 24 GHz	195
Figura 44: Diagramas normalizados de radiación en acimut y elevación de las antenas receptoras a 24.125 GHz	195
Figura 45: Diagramas normalizados de radiación en acimut y elevación de las antenas receptoras a 24.25 GHz	196
Figura 46: Diagramas normalizados Suma y Diferencia de las antenas receptoras en acimut a 24 GHz	196
Figura 47: Diagramas normalizados Suma y Diferencia de las antenas receptoras en acimut a 24.125 GHz	197
Figura 48: Diagramas normalizados Suma y Diferencia de las antenas receptoras en acimut a 24.25 GHz	197
Figura 49: Adaptación de la fila individual diseñada para diferentes constantes dieléctricas del sustrato	198
Figura 50: Diagrama normalizado de radiación en acimut de la fila individual diseñada para diferentes constantes dieléctricas del sustrato	199
Figura 51: Panel fabricado.....	200
Figura 52: Fila individual fabricada.....	200
Figura 53: Adaptación de la medida y de la simulación de la fila individual.....	201
Figura 54: Diagramas normalizados de radiación medidos y simulados del array individual a la frecuencia central del sistema	202
Figura 55: Diagramas normalizados de radiación medidos y simulados a las frecuencias inicial y final del sistema	203
Figura 56: Antena transmisora fabricada.....	203
Figura 57: Medida de la adaptación de la antena transmisora fabricada (traza continua) y de la simulación (traza discontinua)	204

Figura 58: Comparación de los diagramas normalizados de radiación medidos con los obtenidos en las simulaciones de la antena transmisora para las frecuencias inicial, central y final del sistema	205
Figura 59: Antenas receptoras fabricadas.....	205
Figura 60: Adaptaciones medidas de las antenas receptoras fabricadas (traza continua) y las simulaciones electromagnéticas (traza discontinua)	206
Figura 61: Diagramas normalizados de radiación medidos de las antenas receptoras	206
Figura 62: Diagramas normalizados Suma y Diferencia calculados con las medidas (traza continua) y con las simulaciones (traza discontinua).....	207
Figura 63: Diagramas normalizados Suma y Diferencia del conjunto transmisor y receptor para las frecuencias inicial, central y final del sistema.....	209
Figura 64: Ubicación del experimento de validación del aforador [Asensio_19]	210
Figura 65: Demostrador aforador ubicado en el experimento [Asensio_19]	210
Figura 66: Salida del procesador de señal [Asensio_19]	211
Figura 67: Historia Doppler de diferentes blancos con respecto al acimut [Asensio_19]	211

Índice de tablas

Capítulo 2

Tabla 1: Reducción del máximo del haz conformado en función del tipo de ventana para $N = 8$ y $SLL = -25$ dB	17
Tabla 2: Parámetros operativos del sistema RAD-DAR	21
Tabla 3: Dimensiones del parche optimizado	31
Tabla 4: Estudio del nivel de acoplamiento mutuo entre parches en función de la polarización y la distancia.....	35
Tabla 5: Resultados de las simulaciones del ancho de haz y de la ganancia de las antenas receptoras	40
Tabla 6: Anchos de haz de las simulaciones y de las medidas de las antenas del RAD-DAR	43
Tabla 7: Ganancias de las antenas del RAD-DAR simuladas y medidas	44
Tabla 8: Características del LNA	48
Tabla 9: Características del mezclador.....	49
Tabla 10: Características del amplificador de OL	49
Tabla 11: Característica del amplificador de banda base	49
Tabla 12: Potencia de salida de los receptores para dos señales de entrada con frecuencias 8.74 GHz y 8.76 GHz	54
Tabla 13: P1dB de los ocho receptores para diferentes frecuencias de batido.....	55

Capítulo 3

Tabla 1: Valores del vector $\mathbf{d}_m$ en el sistema RAD-DAR.....	73
Tabla 2: Desequilibrios introducidos en las simulaciones.....	95
Tabla 3: Desequilibrios en módulo y fase introducidos en las simulaciones	96

Capítulo 4

Tabla 1: Autovalores asociados a la matriz $\mathbf{R}$ para una señal con $\text{DoA} = -30^\circ$, $\text{SNR} = 100$ dB y 8192 muestras.....	110
Tabla 2: Autovector asociado al autovalor mayor de $\mathbf{R}$ de una señal con $\text{DoA} = -30^\circ$, $\text{SNR} = 100$ dB y 8192 muestras.....	110

Tabla 3: Comparación de los módulos del vector de dirección y del vector de dirección medido con DoA=-30°, SNR=100 dB y 8192 muestras	111
Tabla 4: Comparación de las diferencias de fase entre canales consecutivos del vector de dirección y del vector de dirección medido con DoA=-30°, SNR=100 dB y 8192 muestras	111
Tabla 5: Comparación de los módulos del vector de dirección y del vector de dirección medido con DoA=-30°, SNR=0 dB y 8192 muestras	112
Tabla 6: Comparación de las diferencias de fase entre canales consecutivos de los vectores de dirección y del vector de dirección medido con DoA=-30°, SNR=0 dB y 8192 muestras.....	112
Tabla 7: Comparación de los módulos del vector de dirección y del vector de dirección medido con DoA=-30°, SNR=0 dB, desequilibrios entre canales y 8192 muestras	114
Tabla 8: Comparación de las diferencias de fase entre canales consecutivos del vector de dirección y del vector de dirección medido con DoA=-30°, SNR=0 dB, desequilibrios entre canales y 8192 muestras	114
Tabla 9: Vector de desequilibrios entre canales	119
Tabla 10: Desequilibrios en módulo y fase introducidos por el vector de desequilibrios	119
Tabla 11: Vector de acoplamientos entre antenas	119
Tabla 12: Módulo y Fase de los acoplamientos entre antenas.....	120
Tabla 13: SNR estimadas por canal para una rampa del cubo de 0°	145
Tabla 14: Autovalores asociados a la matriz de covarianzas del cubo de 0°	146
Tabla 15: Autovalores asociados a la matriz de covarianzas del cubo de 0° tras el filtrado.....	146
Tabla 16: Errores rms en la amplitud de los blancos para las diferentes direcciones y métodos de calibración	149
Tabla 17: Errores rms en la diferencia de fase entre canales consecutivos de los receptores para las diferentes direcciones y métodos de calibración	149
Tabla 18: DoA estimado para las diferentes direcciones y métodos de calibración con la técnica monopolso	156
Tabla 19: Error rms de los estimadores monopolso para el cubo de 0° teóricos y experimentales	157
Tabla 20: DoA estimado para las diferentes direcciones y métodos de calibración con la interferometría.....	157
Tabla 21: DoA estimado para las diferentes direcciones y métodos de calibración con la técnica MUSIC.....	160
Tabla 22: DoA estimado para las diferentes direcciones y métodos de calibración con la técnica Sum-Delay	160

Capítulo 5

Tabla 1: Revisión bibliográfica de antenas con alimentación paralelo-serie	171
Tabla 2: Dimensiones teóricas del parche	173
Tabla 3: Ancho de haz teórico en función del número de elementos	175
Tabla 4: Ancho de haz teórico y utilizando el diagrama de radiación del parche en función del número de elementos.....	176
Tabla 5: Valores de la ventana escogida	177
Tabla 6: Potencia normalizada de cada parche.....	177
Tabla 7: Ratio de potencia de cada unión T	178
Tabla 8: Valores de las impedancias, del ancho y del largo de cada transformador de la unión T	180
Tabla 9: Comparación de los valores teóricos y simulados idealmente de una unión T	180

Tabla 10: Comparación de los valores teóricos y conseguidos en los parámetros S de la semired de alimentación..... 181

Tabla 11: Parámetros optimizados en la simulación electromagnética 181

Tabla 12: Valores de los parámetros S de la semired de alimentación a la frecuencia central 182

Tabla 13: Análisis del ancho de haz en elevación en función del número de elementos..... 188

Tabla 14: Características principales de las antenas diseñadas 197

Tabla 15: Comparación de diferentes parámetros de las antenas en función de la constante dieléctrica del sustrato..... 199

Tabla 16: Características principales de las antenas diseñadas 209

1. Introducción

1.1 Introducción y estado del arte

En la actualidad, el estado del arte en radares de vigilancia se encuentra en los sistemas que utilizan arrays activos de exploración electrónica (Active Electronically Scanned Arrays (AESAs), [Wang_13], [Brookner_10]. En este tipo de sistemas se utilizan subarrays alimentados por módulos TR (Transmisor y Receptor) que contienen desfasadores y atenuadores digitales de microondas para conformar y orientar el haz en la dirección deseada. La utilización de los circuitos monolíticos de microondas, MMICs, es intensiva en estos sistemas. Son capaces de escanear con los haces conformados el área bajo vigilancia y de optimizar sus recursos para realizar diferentes tareas (normalmente de manera secuencial), por lo que se les suele llamar multifunción. Se pueden encontrar en la literatura numerosos ejemplos de sistemas de este tipo, pero casi en todos los casos aplicados a sistemas de defensa de tecnología punta [Brookner_10]. El escudo antimisiles de los Estados Unidos es un ejemplo claro de ello. La complejidad tecnológica y el precio tanto de desarrollo y fabricación, han impedido que este tipo de tecnología haya sido utilizada en aplicaciones radar de índole civil. Sin embargo, algún ejemplo civil, como los radares para la detección de basura espacial [Ender_11], [Isoda_06] implementa también esta arquitectura. En cualquier caso son aplicaciones de largo alcance y vigilancia aérea. El ancho de banda de la forma de onda que transmiten es moderadamente bajo, no sobrepasan los 10MHz, ya que no requieren alta resolución en distancia debido a que su sensibilidad está limitada por ruido y no por clutter (ecos no deseados por el sistema). Además la banda de frecuencias de estos sistemas suele ser L o S debido al alcance requerido. Esto redundaría en un mayor espacio físico para los módulos TR.

El presente tecnológico en la arquitectura de sistemas radar descrito en el párrafo anterior no ha llegado todavía a los radares para aplicaciones de vigilancia superficial tanto terrestre como costera. Estas aplicaciones se extienden tanto dentro del campo civil como militar: vigilancia de aeropuertos, detección de FOD en aeropuertos, vigilancia costera, vigilancia terrestre de fronteras e infraestructuras críticas, sistemas de vigilancia para el despliegue rápido de tropas, detección de periscopios.... Los requerimientos de estos sistemas son muy diferentes a los de los radares de vigilancia aérea:

- a) Precisan menos alcance, lo que permite trabajar en las bandas de frecuencia X, Ku, Ka y W. El inconveniente que esto representa para configurar un AESA es el espacio físico entre elementos.
- b) Precisan mejor resolución para combatir el hecho de que su sensibilidad está limitada por clutter. El inconveniente que esto representa para configurar un AESA es que deben trabajar con mayor ancho de banda en las formas de onda que utilizan para limitar la potencia de clutter.

Por estas razones, en la actualidad la mayoría de los radares de vigilancia superficial utilizan para la exploración azimutal un elemento mecánico de rotación, salvo en casos excepcionales donde se utiliza el efecto squint de un array para mover la dirección del haz generado [Radford_04].

Esto pone en un compromiso dos parámetros operativos fundamentales:

a) La velocidad de renovación de la información o velocidad de giro de la antena. Interesa una alta velocidad para muestrear a mayor velocidad la trayectoria de los blancos. Los sistemas actuales de mejores prestaciones utilizan 60 rpm como velocidad de giro de la antena, 1 dato cada segundo.

b) La elevada velocidad de giro de la antena implica un limitado tiempo de iluminación de haz sobre el blanco y el clutter, lo que se compensa energéticamente transmitiendo más potencia. Pero además, el llamado efecto exploración que ensancha el espectro de clutter limita la detección de los blancos en zonas de clutter intenso, y el margen de velocidades radiales de los blancos donde el sistema es útil. Son sistemas cuya sensibilidad está limitada por clutter.

Se han estudiado ampliamente las ventajas que ofrece digitalizar las señales cerca de los receptores [Chappell_10], [Wu_11] ya que se añaden grados de libertad en el procesamiento, y a su vez, permiten la implementación de técnicas como el conformado digital de haz (DBF, *digital beamforming*, por sus siglas en inglés).

El DBF evita el uso de componentes electrónicos necesarios en el caso del conformado analógico, como los desfasadores o atenuadores variables, lo que permite la reducción en tamaño y peso de los sistemas. El DBF en recepción, digitalizando las señales recibidas por los distintos elementos del array, realiza el apuntamiento usando técnicas de procesamiento de señal en el dominio digital. En este dominio aparecen ventajas adicionales, entre otras: mayor flexibilidad en el apuntamiento ya que no hay limitación en el número de haces posibles, posibilidad de haces simultáneos, capacidad de situar nulos en los diagramas sintetizados para evitar interferencias o la posibilidad de optimizar los diagramas sintetizados a los efectos de mejorar la estimación angular de los blancos.

Un sistema en particular que permite explotar las capacidades de un DBF en recepción es el radar persistente o radar ubicuo [Skolnik_02], [Rabideau_03], [Skolnik_03], [Alter_04]. En este sistema la antena transmisora es fija, de manera que ilumina la escena de manera continua. Al mismo tiempo, un número fijo de haces sintetizados en recepción ilumina la zona de vigilancia también de manera constante. Estos haces se conforman con las respuestas de N canales en recepción. Para explotar las características de los radares ubicuos, en recepción se utilizan arquitecturas de array digital a nivel de elemento. Esta arquitectura se presenta en la figura 1 para $N=8$ [Talisa_16]. Cada antena receptora tiene asociado un receptor que lleva las respuestas de los ecos captados a banda base, para su posterior digitalización y procesamiento. Al utilizar en el procesamiento las señales digitalizadas se pueden realizar diferentes funciones de manera simultánea, ya que permite trabajar en paralelo con diferentes tipos de procesamiento como se desarrolla más adelante.

Figura 1: Arquitectura de array digital en recepción a nivel de elemento

La idea de utilizar radares multifunción que pudieran realizar múltiples tareas de manera simultánea y no secuencial no es un concepto nuevo, y ya se planteó en los años cincuenta y sesenta. En aquella época se utilizaban redes de Butler o sistemas analógicos de *beamforming* que limitaban las prestaciones. Esto, unido a las limitaciones tecnológicas de la época en el procesamiento de señal, hizo que no se desarrollaran muchos sistemas con esta característica [Skolnik_03]. Superada la barrera tecnológica con el desarrollo de las tecnologías digitales de *beamforming* y con los avances en el procesamiento de señal, se ha retomado el análisis de los radares ubicuos, aquellos que “looks everywhere all the time”.

En los radares de vigilancia hay dos parámetros clave: el tiempo de iluminación y la velocidad de renovación de la información [Duque_16]. La PIRE de un radar ubicuo es baja debido a que tiene una antena transmisora con un ancho de haz en acimut grande, es poco directiva, en comparación con los sistemas de vigilancia convencionales. Esto provoca que se dificulte la interceptación de la señal transmitida, pero también que para el mismo tiempo de iluminación se obtenga menos energía de los blancos que con sistemas convencionales. Para contrarrestar este efecto los radares ubicuos deben aumentar el tiempo de iluminación. Si se aumenta el tiempo de iluminación sobre los blancos se aumenta la energía recibida de los mismos (aumenta el alcance), se maximiza la capacidad de filtrado del clutter y la resolución Doppler. Aumentar el tiempo de iluminación, por otro lado, implica reducir la velocidad de renovación de la información, empeorándose las características de los algoritmos de seguimiento. Los sistemas convencionales, con apuntamiento mecánico o electrónico, deben establecer un equilibrio entre ambos parámetros. Por el contrario, un radar ubicuo en tiempo real está iluminando la escena de manera constante y puede trabajar con diferentes configuraciones en paralelo. Estos sistemas pueden detectar blancos de muy diferentes dinámicas con los tiempos de velocidad de renovación de la información y de iluminado optimizados a las propiedades del blanco.

Además de las propiedades ya comentadas un radar ubicuo tiene las siguientes ventajas [Steyskal_87], [Steyskal_89], [Skolnik_03]:

- No se reduce la SNR en la manipulación de las señales recibidas durante el enventanado o apuntamiento de los haces receptores, ya que se hace tras la digitalización y la SNR queda establecida a la salida de cada antena receptora.
- La arquitectura de array digital a nivel de elemento facilita la calibración y la corrección (en el dominio digital) de los desequilibrios entre canales receptores producidos en la parte analógica del sistema de antena DBF. Esta calibración requiere la inyección de señales de test perfectamente conocidas en cada elemento de antena. El acoplamiento mutuo entre antenas también puede ser compensado.
- Se sintetizan en recepción haces con bajos lóbulos secundarios gracias a la calibración. En sistemas muy directivos con bajos lóbulos secundarios tanto en transmisión como en recepción, se obtiene un fuerte rechazo a señales fuera del ancho de haz principal. Sin embargo, en los radares ubicuos, la antena transmisora no tiene bajos lóbulos secundarios y el rechazo a señales fuera del ancho de haz se debe solo a los diagramas en recepción, por lo que es necesaria una buena calibración.
- Al realizar el enventanado de manera digital es posible colocar nulos en posiciones deseadas al detectar señales interferentes.
- Se pueden colocar los elementos en superficies planas lo que facilita la instalación, por ejemplo, en sistemas embarcados en aviones.

Un ejemplo de radar ubicuo aplicado a vigilancia superficial es el *Alarm Radar* de la empresa Qinetiq. Es un radar de aplicación militar, tiene una cobertura de 120° en acimut y 30° en elevación, trabaja con formas de onda FMCW en la banda C (alrededor de 5.5 GHz), consta de 18 receptores y un único transmisor. Los 18 receptores se organizan en 6 columnas con tres receptores cada una, donde cada columna cubre un sector de 20° en acimut. En [Harman_15] y en [Harman_15b] se presenta la mejora de los resultados con respecto a sistemas con apuntamiento electrónico para detectar morteros y UAVs.

Otro ejemplo de radar ubicuo aplicado a vigilancia superficial es el *Omega 360* que se analiza en [Carta_15]. El sistema trabaja en banda X, está formado por un transmisor y más de 200 columnas en recepción que se colocan sobre una superficie cónica, otorgándole una cobertura acimutal de 360° . En recepción, los datos de cada receptor se digitalizan y agrupan conformando 8 haces que cubren toda la zona de vigilancia.

1.2 Contexto. Objetivos de la tesis doctoral

El trabajo presentado en esta Tesis Doctoral se enmarca inicialmente en un proyecto de investigación (TEC2014-53815-R) de título “Array Digital en Recepción para Radares FMCW de Vigilancia Superficial (RAD-DAR)” [CICYT_15]. Este proyecto se llevó a cabo en el seno del Grupo de Microondas y Radar (GMR) de la Universidad Politécnica de Madrid.

El objetivo del proyecto fue el desarrollo de un demostrador de radar ubicuo en banda X que permitiera ahondar en las capacidades reales de este tipo de sistemas. Las expectativas iniciales sin duda se vieron superadas por las capacidades y versatilidad del sistema de manera que a la fecha de redacción de esta tesis se continúan realizando pruebas de campo en muy diferentes escenarios operativos [Duque_19].

En concreto los objetivos de esta tesis, en relación con el sistema RAD-DAR son:

1. Diseño, implementación y fabricación de los diferentes elementos radiantes y su integración con el resto de subsistemas de radiofrecuencia del sistema RAD-DAR.
2. Estudio de estimadores de la dirección de llegada de las señales para sistemas con arquitectura de array digital en recepción y su implementación práctica en el sistema RAD-DAR.
3. Análisis de procesos de calibración para sistemas con arquitectura de array digital en recepción. Diseño e implementación de un proceso de calibración para el sistema RAD-DAR.

Como se ha comentado, se está popularizando la digitalización de señales cerca de la antena permitiendo la conformación de los haces receptores digitalmente. Esta propiedad resulta atractiva también en los sistemas radar aplicados al control de tráfico (como los aforadores). También en el seno del GMR, se ha desarrollado un aforador con una arquitectura de array digital. La contribución de esta tesis al aforador desarrollado es:

4. Análisis, diseño e implementación de los elementos radiante del aforador.

Las contribuciones realizadas a los sistemas desarrollados y los posteriores estudios que han permitido optimizar alguna de sus funcionalidades justifican y motivan la realización de esta tesis doctoral.

1.3 Estructura de la tesis doctoral

La tesis doctoral está compuesta por 6 capítulos, siendo este el primero en el que se fijan los objetivos y estructura del trabajo.

En el capítulo 2 se presenta de manera superficial la arquitectura y el procesado del radar persistente desarrollado para entender los parámetros operativos que fijan los objetivos de los subsistemas de radiofrecuencia. La contribución de este trabajo al desarrollo del sistema consiste en el diseño, análisis e implementación de las antenas del sistema y la implementación e integración con sus receptores asociados. Gracias a su facilidad de integración con otros circuitos de microondas se escoge la tecnología microstrip para las antenas del Rad-Dar. La excursión en frecuencia de la señal transmitida o la cobertura acimutal del sistema fijan los objetivos de diseño de las antenas. En este capítulo se analizan posibles formas de alimentación de los parches y se justifica la elección de la alimentación mediante acoplamiento por apertura. Además, se presentan las simulaciones electromagnéticas realizadas en la etapa de diseño para después compararlas con las medidas de la cámara anecoica de las antenas fabricadas. Asimismo, también se presenta la implementación del diseño de los receptores con las simulaciones realizadas previas a la fabricación y sus medidas posteriores. Por último, se muestran resultados de pruebas de campo con el sistema completo.

En el capítulo 3 se estudian diferentes estimadores de la dirección de llegada de las señales en sistemas con array digital en recepción. El uso de la técnica monopulso está muy establecido en los sistemas de vigilancia y su implementación práctica en el Rad-Dar se estudia de manera intensiva en ese capítulo. Se analizan las peculiaridades de la técnica monopulso en sistemas con array digital a nivel de elemento en la conformación del diagrama Diferencia, junto con las ventajas que tiene la conformación digital de los haces. Partiendo de las expresiones teóricas tanto de las funciones monopulso como del error del estimador, se van añadiendo posibles

fuentes de desequilibrios entre canales para analizar su efecto en el estimador monopulso. Por último, se implementan otros estimadores de la dirección de llegada de las señales para sistemas con array digital a nivel de elemento.

En el capítulo 4 se presenta el proceso de calibración seguido en el Rad-Dar. En primer lugar, se analiza el modelo de señal que utilizan la mayoría de estudios sobre algoritmos de calibración y se hace una revisión bibliográfica de diferentes técnicas de calibración. Seguidamente, se analiza mediante simulaciones la implementación de los tres procesos de calibración activa que mejor se adaptan a las características del sistema bajo estudio. Además, se valida con simulaciones un algoritmo de calibración propio uniendo las propiedades de dos de los algoritmos implementados. Por último, se presenta la calibración experimental del Rad-Dar analizando primero el *set-up* utilizado para después estudiar los desequilibrios residuales tras la calibración.

En el capítulo 5 se muestra el diseño de las estructuras radiantes del aforador desarrollado. En este capítulo se plantea el problema del *glint* que sufren estos sistemas y las características del diseño del aforador que justifican los objetivos de diseño de las antenas. En este capítulo se analiza el proceso de diseño seguido partiendo de las expresiones teóricas, siguiendo con las simulaciones electromagnéticas y terminando con las medidas en la cámara anecoica. La frecuencia de trabajo, el inventariado de los elementos individuales antes de la digitalización, la relación entre las antenas receptoras y los posibles problemas en la fabricación debido a variaciones de los parámetros del sustrato son algunos de los retos que se han superado en el diseño de estas antenas.

En el capítulo 6 se resumen las conclusiones de cada capítulo y se plantean diferentes líneas de trabajo futuras.

1.4 Medios utilizados

La instrumentación y los medios que se han utilizado durante la realización de la tesis doctoral son los propios del Grupo de Microondas y Radar, así como el uso de la cámara anecoica del departamento de Señales, Sistemas y Radiocomunicaciones.

1.5 Bibliografía

- [Alter_04] J. J. Alter, R. M. White, F. F. Kretschmer, I. D. Olin, and C. L. Temes, "Ubiquitous Radar: An implementation concept," in *IEEE National Radar Conference - Proceedings*, 2004, pp. 65–70, doi: 10.1109/nrc.2004.1316397.
- [Brookner_10] E. Brookner, "Never ending saga of phased array breakthroughs," in *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, 2010, pp. 61–73, doi: 10.1109/ARRAY.2010.5613392.
- [Carta_15] P. Carta, G. Galati, E. G. Piracci, F. Madia, and R. Ronconi, "Implementation of the ubiquitous radar concept with a conformal array," in *2015 European Radar Conference, EuRAD 2015 - Proceedings*, 2015, pp. 441–444, doi: 10.1109/EuRAD.2015.7346332.
- [Chappell_10] W. Chappell and C. Fulton, "Digital Array Radar panel development," in *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, 2010, pp. 50–60, doi: 10.1109/ARRAY.2010.5613391.

- [CICYT_15] CICYT, “TEC2014-53815-R Proyectos de I+D ‘EXCELENCIA’ y Proyectos de I+D+I ‘RETOS INVESTIGACIÓN’, Dirección General de Investigación Científica y Técnica, Subdirección General de Proyectos de Investigación, Ministerio de Economía y competitividad. Convocatoria 20,” 2015.
- [Duque_16] Á. Duque, F. Ibañez, J. Gismero, and A. Asensio, “Diseño de un radar ubicuo en banda X,” in *URSI*, 2016.
- [Duque_19] Á. Duque, F. Ibañez, J. Gismero, and A. Asensio, “Drone detection and radar-cross-section measurements by RAD-DAR,” *IET Radar, Sonar Navig.*, vol. 13, no. 9, pp. 1437–1447, 2019, doi: 10.1049/iet-rsn.2018.5646.
- [Ender_11] J. Ender, L. Leushacke, A. Brenner, and H. Wilden, “Radar techniques for space situational awareness,” *Int. Radar Symp. IRS 2011 - Proc.*, pp. 21–26, 2011.
- [Harman_15] S. Harman, “A comparison of staring radars with scanning radars for UAV detection: Introducing the Alarm™ staring radar,” in *2015 European Radar Conference, EuRAD 2015 - Proceedings*, 2015, pp. 185–188, doi: 10.1109/EuRAD.2015.7346268.
- [Harman_15] S. A. Harman and A. L. Hume, “Applications of staring surveillance radars,” in *IEEE National Radar Conference - Proceedings*, 2015, vol. 2015-June, no. June, pp. 270–273, doi: 10.1109/RADAR.2015.7131008.
- [Isoda_06] K. Isoda, T. Sakamoto, and T. Sato, “An effective orbit estimation algorithm for a space debris radar using the quasi-periodicity of the evaluation function,” *Eur. Sp. Agency, (Special Publ. ESA SP*, vol. 626 SP, no. November, 2006, doi: 10.1109/eucap.2006.4584511.
- [Rabideau_03] D. J. Rabideau and P. Parker, “Ubiquitous MIMO multifunction Digital Array Radar,” in *Conference Record of the Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, 2003, vol. 1, pp. 1057–1064, doi: 10.1109/acssc.2003.1292087.
- [Radford_04] M. Radford, “Development of BLightER, a cost sensitive, high performance FMCW radar,” *Conf. Proc. - 1st Eur. Radar Conf. EuRAD*, pp. 161–164, 2004.
- [Skolnik_02] M. Skolnik, “Systems Aspects of Digital Beam Forming Ubiquitous Radar,” pp. 1–39, 2002, doi: S0003-2697(06)00331-9 [pii]\r10.1016/j.ab.2006.04.048.
- [Skolnik_03] M. Skolnik, “Attributes of the ubiquitous phased array radar,” in *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, 2003, vol. 2003-Janua, pp. 101–106, doi: 10.1109/PAST.2003.1256964.
- [Steyskal_87] H. Steyskal, “Digital Beamforming antennas. An introduction,” *Microw. J.*, vol. 30, pp. 107–124, 1987.
- [Steyskal_89] H. Steyskal and J. F. Rose, “Digital Beamforming for Radar Systems,” *Microw. J.*, vol. 32, pp. 121–135, 1989.
- [Talisa_16] S. H. Talisa, O. K. W., T. M. Comberiate, M. D. Sharp, and O. F. Somerlock, “Benefits of Digital Phased Array Radars,” *Proc. IEEE*, vol. 104, no. 3, pp. 530–543, 2016, doi: 10.1109/JPROC.2016.2515842.
- [Wang_13] Y. Wang and L. Cao, “Status in U.S. AESA fighter radar and development trends,” in *IET Conference Publications*, 2013, vol. 2013, no. 617 CP, pp. 1–6, doi: 10.1049/cp.2013.0229.
- [Wu_11] M. Wu, “Digital array radar: Technology and trends,” in *Proceedings of 2011 IEEE CIE International Conference on Radar, RADAR 2011*, 2011, vol. 1, pp. 1–4, doi:

10.1109/CIE-Radar.2011.6159705.

2. Análisis, diseño e implementación de subsistemas de radiofrecuencia para un radar persistente en banda X

2.1 Introducción

2.1.1 Arquitectura general de un radar ubicuo

La arquitectura general de un radar ubicuo aplicado a vigilancia superficial se muestra en la figura 1 [Duque_16], [Skolnik_02].

Figura 1: Arquitectura general de un radar ubicuo

Un radar persistente consta de una antena transmisora y de N antenas receptoras. En recepción, el sistema consiste en un array digital a nivel de elemento, como se explicó en el capítulo 1, con lo que se explotan las características del *beamforming* digital. Idealmente, los N canales receptores tienen la misma respuesta en módulo y fase. El efecto de los desequilibrios entre canales receptores se analiza en los capítulos 3 y 4.

El generador de señal está formado por un PLL en banda X y un DDS programable, se encarga de proporcionar la señal a transmitir y las señales de sincronismo necesarias para los convertidores A/D (la señal de reloj y la señal de *trigger*). La señal generada es del tipo FMCW con modulación

de diente de sierra, a cada periodo de señal se le llama rampa. El diseño del generador de señal se ha heredado de proyectos anteriores, su diseño y medida se alejan de los objetivos de la tesis. La señal generada se lleva al transmisor para su amplificación antes de radiarla a la zona de cobertura. El transmisor está formado por un amplificador de estado sólido, su diseño y caracterización se alejan de los objetivos de la tesis y se ha heredado de trabajos anteriores. Una muestra de la señal transmitida se utiliza como oscilador local (OL) en los receptores. Las señales recibidas se llevan a banda base multiplicándolas por la señal del oscilador local (estructura homodina). En la figura 1, no se han incluido las fuentes de alimentación necesarias para cada subsistema.

Digitalizadas las señales de cada uno de los receptores, los datos se organizan formando un cubo como el que se muestra en la figura 2 [Richards_10], [Duque_16]. Las tres dimensiones del cubo son: el número de celdas de distancia capturadas (tiempo rápido), el número de rampas que se capturen (tiempo lento) y el número de canales del sistema para la realización del *beamforming* digital.

Figura 2: Organización de los datos capturados en forma de cubo

El objetivo del sistema es obtener la distancia, la velocidad y el acimut de los blancos. Para calcular la distancia se utiliza una señal FMCW, como se ha comentado anteriormente. Con los datos del cubo capturado, se calcula la distancia de los blancos estimando sus frecuencias de batido por medio de una FFT en el dominio del tiempo rápido. Cuando se utiliza como señal moduladora un diente de sierra la frecuencia de la señal transmitida tiene la forma de la figura 3. El periodo de la señal es T_m (su inverso es f_m), tiene una excursión en frecuencia Δf , con un tiempo de subida T_s y un tiempo de retrazo T_r . Además, en la figura 3, se muestra la frecuencia de la señal procedente de un blanco que llega con un retardo T_d al estar a una distancia R .

Figura 3: Diagrama de la frecuencia de la señal transmitida y de un eco

La relación entre la distancia de los blancos y su frecuencia de batido es:

$$R = \frac{f_b \cdot c}{2\Delta f \cdot f_m} \quad (1)$$

La resolución en distancia teórica viene dada por:

$$\Delta R = \frac{c}{2\Delta f} \quad (2)$$

En función del experimento y de la resolución en distancia requerida, se escoge adecuadamente la excursión en frecuencia. Las condiciones de la digitalización y el retardo de reflexiones de blancos procedentes del alcance máximo del sistema reducen la excursión en frecuencia útil (Δf_u), dado que $\Delta f_u < \Delta f$ la resolución en distancia experimental es peor que la teórica. La frecuencia de batido máxima ($f_s/2$) marca el alcance instrumental del sistema, siendo f_s la frecuencia de muestreo.

Calculada la distancia del blanco, se estima su frecuencia Doppler (f_d) realizando una segunda FFT en el dominio del tiempo lento. Al realizar las dos FFT, se consigue una matriz distancia-Doppler en la que cada posición se corresponde con una distancia y una frecuencia Doppler (o una velocidad radial). Un diagrama de una matriz distancia-Doppler se muestra en la figura 4 con L muestras capturadas en el tiempo rápido y M rampas en el tiempo lento [Richards_10]. Las celdas azules se corresponden con el fondo de ruido, las verdes con el clutter y las amarillas con los blancos. Como se puede apreciar, con este procesado de señal el factor limitante en la detección de los blancos es el ruido y no el clutter. Este queda limitado a $f_d = 0$ Hz, y alrededores, al ser respuestas de blancos estáticos.

Figura 4: Diagrama de una matriz distancia-Doppler

En el dominio del tiempo lento se obtiene la velocidad radial de los blancos según:

$$v_r = f_d \cdot \frac{\lambda}{2} \quad (3)$$

La resolución Doppler depende del número de rampas capturadas y de la frecuencia de la señal moduladora:

$$\Delta f_d = \frac{f_m}{M} \quad (4)$$

La ambigüedad Doppler es:

$$f_{Doppler_{amb}} = \pm \frac{f_m}{2} \quad (5)$$

Que se traduce a una ambigüedad en velocidad según:

$$v_{amb} = \pm \frac{\lambda}{2} f_{Doppler_{amb}} \quad (6)$$

Dado que el sistema tiene N canales se tienen N matrices distancia-Doppler, si se combinan mediante el *beamforming* digital se aumenta el nivel de SNR final.

Los radares ubicuos permiten la utilización de arrays lineales, planos o circulares. Debido a que el demostrador tecnológico de este trabajo utiliza un array lineal, es el que se analiza en detalle. Con la disposición lineal, la distancia de un frente de onda a cada una de las antenas receptoras depende de la dirección de llegada de la señal. En la figura 5 se muestra un ejemplo para una señal que llega por una dirección θ_s . Cuando la fuente de radiofrecuencia (la reflexión de un blanco o una antena radiando al sistema) se encuentra en la región de campo lejano, el radio del frente de onda esférico es tan grande que se considera que el frente de onda es plano. Los

diferentes caminos a cada antena receptora se ven en detalle en la figura 5. En la figura 6, se particulariza para dos antenas [Delos_20], [Delos_20b] y [Delos_20c].

Figura 5: Diagrama de las diferencias de caminos en un array lineal para un mismo frente de onda

Figura 6: Diferencia de caminos entre dos antenas para un mismo frente de onda

De la figura 6 se deduce que:

$$90^\circ = \theta_s + \varphi \quad (7)$$

La diferencia de caminos L_s , entre dos antenas separadas Δx , para un frente de onda que llega por una dirección θ_s es:

$$L_s = \Delta x \cos(\varphi) = \Delta x \cos(90 - \theta_s) = \Delta x \sin(\theta_s) \quad (8)$$

Por lo tanto, la diferencia de fase entre una antena de los extremos del array lineal con el canal n para un frente de onda con una dirección de llegada (θ_s) es:

$$\varphi_n = \frac{2\pi}{\lambda} \cdot n \cdot \Delta x \cdot \sin(\theta_s) \quad (9)$$

El *beamforming* digital consiste en desfazar digitalmente los canales, teniendo en cuenta (9), para apuntar el haz en recepción a la dirección deseada. La diferencia de fase entre los canales

depende de la relación $\Delta x/\lambda$ y de la dirección de llegada de las señales. En la figura 7 se presentan las diferencias de fase entre dos antenas para diferentes direcciones de llegada y para distintas relaciones $\Delta x/\lambda$.

Figura 7: Diferencia de fase entre canales en función de la dirección de llegada para diferentes $\Delta x/\lambda$

Asumiendo que no hay desequilibrios entre canales y que todas las antenas tienen el mismo diagrama de radiación ($Rad_{Rx}(\theta)$), el diagrama de radiación resultante tras el *beamforming* digital (diagrama Suma) se corresponde con la siguiente expresión:

$$Suma(\theta)[dB] = Rad_{Rx}(\theta)[dB] + AF(\theta)[dB] \quad (10)$$

$AF(\theta)$ es el factor de array en función de la separación entre elementos, el enventanado y la dirección de apuntamiento. Con un enventanado uniforme el factor de array se calcula con (11) para una dirección de apuntamiento θ_s . En la figura 8 se muestra el factor de array en función del número de elementos para $\Delta x/\lambda = 0.5$ y $\theta_s = 0^\circ$. En la figura 9 se representan los factores de array para distintas direcciones de apuntamiento con $N = 8$ y $\Delta x/\lambda = 0.5$.

$$AF(\theta) = \frac{\sin\left(\frac{N\pi\Delta x}{\lambda} [\sin(\theta) - \sin(\theta_s)]\right)}{N \sin\left(\frac{\pi\Delta x}{\lambda} [\sin(\theta) - \sin(\theta_s)]\right)} \quad (11)$$

Figura 8: Factor de array en función de N para $\Delta x/\lambda=0.5$ y $\theta_s=0^\circ$

Figura 9: Factor de array en función de θ_s con $N = 8$ y $\Delta x/\lambda = 0.5$

Con un enventanado uniforme se consigue un nivel de lóbulos secundarios de -13 dB debido a la función sinc del factor de array. Conforme aumenta la dirección de apuntamiento, el ancho de haz (HPBW, por sus siglas en inglés) aumenta. Además, según aumenta el número de elementos se reduce el ancho de haz del diagrama conformado. La relación del ancho de haz en función del número de elementos, de la separación entre ellos y la dirección de apuntamiento se aproxima por:

$$HPBW(^{\circ}) = \frac{0.886\lambda}{N\Delta x \cos(\theta_s)} \quad (12)$$

En la figura 10 se muestran los resultados de ancho de haz con $\Delta x/\lambda = 0.5$ para diferentes direcciones de apuntamiento y distintos números de canales.

Figura 10: Ancho de haz conseguido en función de θ_s y del número de canales con un enventanado uniforme para $\Delta x/\lambda=0.5$

En (10) se observa que el diagrama de radiación final depende tanto del factor de array como del diagrama de radiación del elemento individual. En la figura 11 se muestra el efecto de utilizar el diagrama de radiación del elemento individual comparándolo con el factor de array. Se ha utilizado una función coseno para el elemento radiante individual. Además, se tiene $N=8$, $\Delta x/\lambda = 0.5$ y una dirección de apuntamiento $\theta_s = 30^\circ$. En la figura 11 se aprecian las asimetrías de los lóbulos secundarios en el diagrama de radiación final.

Figura 11: Diagrama de radiación final teniendo en cuenta el elemento individual con $N=8$, $\Delta x/\lambda=0.5$ y $\theta_s=30^\circ$

Los anchos de haz de los diagramas conformados definirán el número mínimo de haces a sintetizar para cubrir la cobertura acimutal objetivo. Es necesario enventanar los elementos para reducir los lóbulos secundarios y asegurar que solo se detecte a los blancos en los haces principales. Sin embargo, el enventanado ensancha el diagrama final conformado, lo que reduce el máximo con respecto al enventanado uniforme según (13) [Richards_10].

$$L_{max} = \frac{1}{N^2} \left| \sum_{n=1}^N w_{\Sigma}(n) \right|^2 \quad (13)$$

Donde $w_{\Sigma}(n)$ es el enventanado escogido para conformar el haz final. En función del tipo de ventana escogida se tendrán unas pérdidas u otras tomando como referencia a la ventana uniforme, que proporciona la ganancia máxima. En la tabla 1 se muestran la reducción del máximo para diferentes ventanas con $N = 8$ para un nivel de lóbulos secundarios de -25 dB.

Rectangular	Reducción máximo (dB)	0
Chebyshev	Reducción máximo (dB)	3.8
Taylor	Reducción máximo (dB)	3.6
Hanning	Reducción máximo (dB)	4.7

Tabla 1: Reducción del máximo del haz conformado en función del tipo de ventana para $N = 8$ y SLL=-25 dB

La ventana de Taylor presenta mejores resultados que la ventana de Chebyshev y de Hanning. Dado que el enventanado y apuntamiento del haz receptor se realiza digitalmente, se puede escoger cualquier ventana con los valores ideales. Esto es una ventaja con respecto a sistemas *phased-arrays* análogos que suelen tener atenuadores y desfasadores con un número fijo de bits, generando errores en el apuntamiento y limitando la conformación del haz.

En el apuntamiento del haz receptor es necesario evitar la generación de *grating lobes*, réplicas indeseadas del haz conformado. Los *grating lobes* limitan la dirección máxima de apuntamiento en función de la separación entre canales y la dirección de apuntamiento máxima. En la figura 12 se han representado dos factores de array con $N = 8$ y $\theta_s = 40^\circ$ para dos relaciones $\Delta x/\lambda$. Con $\Delta x/\lambda = 0.5$ no se producen réplicas indeseadas. Sin embargo, con $\Delta x/\lambda = 0.7$, además del máximo en la dirección de apuntamiento se produce otro alrededor de -51° .

Figura 12: Factor de array con $N=8$ y $\theta_s=40^\circ$ para dos relaciones $\Delta x/\lambda$

Para realizar correctamente el *beamforming* digital se ajusta la separación de elementos para evitar la generación de *grating lobes*. La distancia máxima entre elementos en función de la dirección máxima de apuntamiento (θ_{Max}) viene dada por [Richards_10]:

$$\Delta x \leq \frac{\lambda}{|1 + \sin(\theta_{Max})|} \quad (14)$$

Conformados los haces receptores, en el ámbito digital es posible implementar diferentes estimadores de la dirección de llegada de las señales (DoA por sus siglas en inglés). Una de las más utilizadas en los radares de vigilancia superficial es la técnica monopulso [Takahashi_18]. Se basa en la comparación de dos diagramas conformados con la señal recibida (un diagrama Suma y un diagrama Diferencia) para calcular el valor monopulso del blanco. Este está relacionado con la dirección de llegada a través de la *función monopulso*. En un radar ubicuo de vigilancia, en función de la cobertura acimutal y del número de canales, se conforman más de un diagrama Suma y su correspondiente Diferencia. La estimación de la dirección de llegada del blanco tiene una etapa de discriminación, asegurando que el blanco solo se detecta por uno de los diagramas Suma sintetizados. Un análisis exhaustivo de la técnica monopulso en este tipo de sistemas, junto con otros estimadores de la dirección de llegada, se analiza en el capítulo 3.

La parte final del procesamiento consiste en comparar la amplitud de los posibles blancos con un umbral para determinar las detecciones del sistema. Para ello se utilizan técnicas CFAR que calculan los umbrales de la matriz distancia-Doppler obtenida tras el *beamforming* digital. En concreto, el sistema desarrollado utiliza la técnica CA-CFAR. Esta técnica se basa en calcular un umbral adaptativo en función del nivel de las celdas de la matriz distancia-Doppler bajo estudio. El umbral de la celda en cuestión se calcula sumando los valores de amplitud de m celdas de alrededor dejando algunas celdas de guarda en medio. El valor obtenido se multiplica por una constante (T) en función de la probabilidad de falsa alarma objetivo (P_{fa}) (15) [Richards_10]. Un diagrama de este procedimiento se muestra en la figura 13. Un ejemplo simplificado para entender conceptualmente la implementación del CA-CFAR se muestra en la figura 14. Esa figura está compuesta por un número de muestras de ruido y en dos muestras en las que se ha añadido un valor constante para simular blancos.

$$T = \left(m \sqrt{\frac{1}{P_{fa}}} - 1 \right) m \quad (15)$$

Figura 13: Diagrama del cálculo del umbral con la técnica CA-CFAR

Figura 14: Ejemplo de cálculo del umbral con la técnica CA-CFAR

En la figura 14 se aprecia como solo superan el proceso de detección las muestras que contienen un blanco. Finalmente, dado que los blancos suelen ocupar más de una celda de la matriz distancia-Doppler, se calcula el centroide del mismo para convertir el blanco en un plot [Duque_19]. La salida del extractor de plots, el filtro de seguimiento implementado en el RAD-DAR y la asociación del plot a la pista correspondiente se alejan de los objetivos de esta tesis.

2.1.2 Parámetros operativos del sistema RAD-DAR

En la sección anterior se ha descrito la arquitectura general de un radar persistente y se han analizado muy superficialmente los elementos más relevantes del procesado de señal. En esta sección se analizan los parámetros operativos requeridos por el sistema bajo estudio, que establecen los objetivos de diseño de los diferentes subsistemas del receptor. Como se ha comentado, el diseño del transmisor y del generador de señal se han heredado de proyectos anteriores y fijan la banda de frecuencia del sistema, banda X centrado a 8.75 GHz. Esta frecuencia de trabajo es un buen compromiso entre el tamaño del sistema y la limitación de espacio. La potencia de salida del transmisor es de 5w.

- **Resolución en distancia y alcance del sistema:**

Según (2) la resolución en distancia es inversamente proporcional a la excursión en frecuencia de la señal transmitida. Una buena resolución en distancia permite separar mejor a los blancos pero limita el alcance instrumental del sistema para un mismo periodo de señal moduladora y de frecuencia de batido máxima. Dado que el objetivo es estudiar las características de un radar ubicuo, es interesante utilizar un generador de señal programable que permita adecuar el ancho de banda a las propiedades del experimento. En el sistema se utilizan anchos de banda entre 50 MHz y 500 MHz con los que se obtienen resoluciones en distancia teóricas entre 3 y 0.3 metros. Por lo tanto, los subsistemas de radiofrecuencia deben tener un ancho de banda mínimo de 500 MHz para no limitar futuros experimentos

El alcance máximo del sistema lo establecen la resolución en distancia, la frecuencia de batido máxima y el periodo de la señal moduladora. El sistema siempre trabaja con la misma frecuencia de batido máxima y el mismo periodo de señal moduladora, por lo que la excursión en frecuencia de la señal transmitida fija el alcance en las diferentes pruebas de campo. El sistema debe tener un alcance de pocos kilómetros para poder cubrir zonas de vigilancia significativas. Se ha fijado una frecuencia de muestro de 32 MHz (se tiene una frecuencia de batido máxima de 16 MHz) por lo que aumentar el número de muestras capturadas en el tiempo rápido afecta directamente al periodo de la señal moduladora y, en último término, a la máxima velocidad no ambigua. Un

compromiso entre todos los parámetros es 4096 muestras de distancia, por lo que se tiene un alcance máximo $R_{max} = 4096\Delta R$. La digitalizadora captura muestras reales (se han evitado arquitecturas I/Q en los receptores) capturándose 8192 muestras de cada rampa.

- **Resolución Doppler y máxima velocidad no ambigua**

La resolución Doppler y la máxima velocidad no ambigua dependen de la frecuencia de la señal moduladora (f_m). La aplicación del sistema es la vigilancia superficial por lo que se debe detectar desde personas andando a poca velocidad, hasta coches o drones a velocidades intermedias. Un buen compromiso para estos blancos es una máxima velocidad no ambigua entre 80-90 km/h. Con $f_m = 2.86 \text{ kHz}$ se consigue una máxima velocidad no ambigua de 88.3km/h.

Con una f_m fija, la resolución Doppler del sistema y el tiempo de iluminación de los blancos ($T_d = M/f_m$) vienen determinados por el número de rampas capturadas. Es necesario asegurar una buena resolución Doppler y un tiempo de iluminación óptimo para obtener suficiente energía de los blancos. Interesa que este parámetro sea programable para adaptarlo a las condiciones de los diferentes experimentos. El sistema es capaz de capturar desde 512 a 2048 rampas en función de los objetivos de cada prueba, lo que es un buen compromiso entre los parámetros operativos del sistema y la capacidad de manejo del volumen de la información.

- **Cobertura acimutal**

Dado que el objetivo del proyecto TEC2014-53815-R era un demostrador tecnológico se limitó la cobertura acimutal a 90°. Las conclusiones son extrapolables a un sistema de vigilancia de cobertura acimutal total. Los haces sintetizados en recepción deben cubrir esa zona de vigilancia. Cuantos más canales tenga el sistema, más estrechos serán los anchos de haz de los diagramas sintetizados y más haces será necesario utilizar en recepción. Esto afecta directamente al volumen de datos a manejar en el procesado de señal. Un buen compromiso entre ancho de haz y volumen de datos es $N = 8$. A la vista de la figura 10, con $N=8$ se consiguen anchos de haz entre 13 y 17 grados con un enventanado uniforme y sin tener en cuenta el efecto del elemento radiante individual. Incluyendo al elemento radiante y tras el enventanado, los diagramas sintetizados tendrán un ancho de haz mayor por lo que el sistema será capaz de cubrir la zona de vigilancia con 5-6 haces en recepción tras el *beamforming*, lo que supone un volumen de datos manejable.

Cada antena individual debe iluminar los 90° de la cobertura acimutal. El ancho de haz en elevación fija la altura a la que se pueden detectar blancos y se consigue mediante estructuras de array en esa dimensión. La aplicación del sistema es la vigilancia superficial, por lo que las antenas deben ser capaces de iluminar blancos a baja altura y blancos terrestres simultáneamente. Con anchos de haz entre 11°-25° se iluminan blancos con alturas máximas entre 95-200 metros a una distancia de 1km. Esos anchos de haz se consiguen con arrays de 4-8 elementos como se aprecia en la figura 10.

La cobertura acimutal marca una dirección máxima de apuntamiento de $\pm 45^\circ$, fijando una separación máxima entre canales de 0.59λ para evitar la generación de *grating lobes*. Dado que se trabaja en banda X y la separación entre canales está fijada, los diseños de los subsistemas de radiofrecuencia vienen marcados por una limitación de espacio.

En la tabla 2 se resumen los principales parámetros operativos del sistema. Para la ganancia de las antenas se ha supuesto que cada antena individual está formada por una columna de 8

Capítulo 2: Análisis, diseño e implementación de subsistemas de radiofrecuencia para un radar persistente en banda X

elementos, que el elemento individual tiene aproximadamente 6 dB de ganancia y que se tienen unas pérdidas de 2 dB en la ganancia final.

Frecuencia central del sistema	8.75 GHz
Potencia transmitida	5w
Ancho de banda señal transmitida (Δf)	Programable (200 MHz nominal)
Ancho de banda eléctrico	500 MHz
Ganancia antena transmisora	13 dB
Ganancia antena receptora individual	13 dB
Número de canales	8
Frecuencia señal moduladora (f_m)	2.86 kHz
Frecuencia de muestreo	32 MHz
Resolución en distancia	$\frac{c}{2\Delta f}$ (teórica nominal 0.75m)
Alcance sistema	3.6 km nominalmente
Número rampas capturadas (N_{rampas})	Programable (2048 nominal)
Resolución Doppler	$\frac{1}{T_d} = \frac{f_m}{N_{rampas}}$ (1.4 Hz nominal)
Cobertura acimutal	90°

Tabla 2: Parámetros operativos del sistema RAD-DAR

El nivel de SNR en función de la distancia es [Richards_10]:

$$SNR = \frac{P_t G_T G_{R_{Bf}} T_d \lambda^2 \sigma}{(4\pi)^3 R^4 k T_0 F L_s} \quad (16)$$

Donde $G_{R_{Bf}}$ es la ganancia del haz receptor sintetizado tras el *beamforming* del sistema, σ la sección radar del blanco, R la distancia del blanco al sistema, k la constante de Boltzmann, T_0 la temperatura estándar 290 K, F la figura de ruido del sistema y L_s las pérdidas asociadas en los elementos de radiofrecuencia, enventanados y procesado del sistema. Con los datos de la tabla 2 y (16) se puede hacer una estimación de la SNR del sistema en función de la distancia para distintas secciones radar. Los resultados se presentan en la figura 15. Se ha asumido que se capturan 2048 rampas lo que marca T_d (0.72 segundos), que $F = 4$ dB y $L_s = 9.3$ dB.

Figura 15: SNR en función de la distancia

Conocida la SNR del blanco, la probabilidad de detección (P_d) en función de la probabilidad de falsa alarma (P_{fa}) para un blanco Swerling 1 se calcula con [Richards_10]:

$$P_d = P_{fa}^{1/(1+SNR)} \quad (17)$$

En la figura 16 se representa la probabilidad de detección para un blanco con $\sigma = 0.1m^2$ para diferentes probabilidades de falsa alarma.

Figura 16: Probabilidad de detección para distintas probabilidades de falsa alarma en función de la distancia

En la figura 16 se aprecia que se trabaja con probabilidades de falsa alarma altas. Esto es posible gracias a la alta velocidad de renovación de la información y a la alta precisión en la estimación de la distancia y la velocidad de los blancos. Gracias a eso, aunque a la salida del extractor de plots se tengan muchas falsas alarmas el algoritmo de seguimiento es capaz de asociar el plot a la pista correspondiente eliminando estas falsas alarmas [Duque_19].

2.2 Antenas microstrip

La limitación de espacio y la integración completa de los canales receptores son factores a tener en cuenta en la elección de la tecnología de antenas. Las antenas microstrip son las que mejor se adaptan a los objetivos buscados, ya que una de sus cualidades es la facilidad de integración con otros circuitos de microondas. Las principales ventajas de las antenas microstrip para el sistema son las siguientes [Balanis_05], [Garg_00]:

- **Son antenas ligeras, de poco volumen y que se pueden colocar en diferentes tipos de superficie.** Cualidades interesantes ya que permiten que el sistema sea de despliegue rápido.
- **Bajos costes de fabricación y capacidad de fabricación en masa.** La fabricación de antenas microstrip se realiza utilizando fotolitografía sobre los paneles del sustrato utilizado. Al trabajar en banda X el tamaño de los diseños es pequeño en comparación con el panel de fabricación, por lo que en una misma ronda se pueden incluir muchos prototipos y diferentes diseños.
- **Facilidad de integración con los circuitos de microondas,** como ya se ha comentado anteriormente.

- **Las redes de alimentación y las antenas se fabrican simultáneamente**, reduciendo costes de fabricación y evitando el uso de cables que añadirían pérdidas innecesarias.

Además de estas ventajas, las antenas microstrip presentan inconvenientes pero pueden no ser limitantes en el sistema bajo estudio:

- **Anchos de banda eléctricos pequeños y problemas con las tolerancias.** Las antenas microstrip presentan anchos de banda pequeños. Además, las tolerancias de fabricación pueden generar que los prototipos no cumplan los objetivos de diseño. El objetivo de ancho de banda se analiza más adelante en este capítulo y se consigue utilizando alimentaciones multicapa para los parches. Las tolerancias de fabricación no deberían suponer una limitación dada la frecuencia de trabajo del sistema.
- **Las antenas microstrip tienen baja ganancia.** Como se ha visto en la introducción, el objetivo de diseño del ancho de haz en acimut es de 90° , son antenas poco directivas, por lo que la ganancia de las antenas no es un factor crítico.
- **Altas pérdidas en la alimentación de las estructuras de array.** En arrays de parches con muchos elementos la cantidad de líneas necesarias para alimentarlos provoca pérdidas considerables. Como se ha visto en la introducción, los anchos de haz en elevación se consiguen con 4-8 elementos por lo que las pérdidas de la alimentación de los parches no serán determinantes.
- **Se excitan ondas de superficie.** Cuando se utilizan sustratos gruesos, se excitan ondas de superficie que afectan a los diagramas de radiación y al nivel de acoplamiento entre las antenas. Para analizar el efecto de las ondas de superficie en el diseño se utilizan simuladores electromagnéticos.

Más ventajas e inconvenientes de las antenas microstrip se pueden encontrar en [James_86], [Garg_00], [Balanis_05] y en [Volakis_07].

La arquitectura general de una antena microstrip se muestra en la figura 17. Las antenas microstrip se basan en una fina capa de metal (normalmente cobre u oro) situada sobre un plano de masa también metálico a una pequeña fracción de λ . Entre ambas capas metálicas se coloca un sustrato con una constante dieléctrica relativa (ϵ_r) normalmente entre 2 y 12, aunque en algunos casos también se utiliza como dieléctrico el aire.

Figura 17: Estructura general de una antena microstrip

Suponiendo un elemento radiante individual rectangular de dimensiones $L \times W$, se puede simplificar el parche como dos aperturas de longitud W , separadas L y unidas con una línea de baja impedancia Z_0 . Dado que las dimensiones del parche son finitas en sus límites se produce el efecto de bordes. Se suele escoger una $L \approx \lambda_g/2$ para que la radiación de ambos lados del parche en esa dimensión se sume en fase, donde $\lambda_g = \lambda_0/\sqrt{\epsilon_{eff}}$ es la longitud de onda en el sustrato [Balanis_05], [Garg_00].

Los circuitos y las antenas microstrip trabajan en medios no homogéneos ya que tienen por lo general dos dieléctricos: el sustrato y el aire. Dado que ambos dieléctricos tienen constantes dieléctricas diferentes, en los diseños de los circuitos microstrip se suele utilizar la constante dieléctrica efectiva ϵ_{eff} . Este valor representa la constante dieléctrica de un medio “homogéneo” alrededor del circuito microstrip teniendo en cuenta el efecto de los dos dieléctricos, del espesor del sustrato y de la anchura de la línea microstrip. La expresión teórica de ϵ_{eff} es [Balanis_05]:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left(1 + 12 \frac{W}{h} \right)^{-0.5} \quad (18)$$

En las antenas microstrip se pueden utilizar diferentes formas para los parches, pero las más populares son las rectangulares y las circulares. Los parches rectangulares son los que se utilizan en este trabajo por una cuestión de simplicidad. Los parches circulares suelen ser ligeramente más pequeños que los rectangulares [Garg_00] pero no presentan ventajas significativas.

La alimentación de los parches establece la estructura de capas del diseño y permite ajustar el ancho de banda eléctrico al objetivo marcado por la resolución en distancia. Una de las formas más comunes de alimentar los parches es mediante línea microstrip, como se aprecia en la figura 18 donde se representan tres alimentaciones mediante línea microstrip.

Figura 18: Alimentaciones monocapa de antenas microstrip

Las tres estructuras tienen en común que la alimentación se produce a través de una línea microstrip y que son diseños monocapa. Con estas alimentaciones se evita el uso de diseños multicapa que encarecen la fabricación de las antenas. En la misma capa se colocan los parches y las redes de alimentación si se configuran estructuras de array. La diferencia entre las alimentaciones 18.a) y 18.b) es que la línea de alimentación se adentra en el parche para poder adaptarlo a la impedancia deseada. Un ejemplo de un array con la alimentación 18.b) se encuentra en el capítulo 5 de esta tesis, donde se analiza en detalle un diseño de este tipo. Las tres alimentaciones suelen tener unos anchos de banda normalizados a la frecuencia de trabajo entre el 2%-5% [Garg_00].

Otra alimentación común es utilizar un conector coaxial en el plano de masa cuyo activo pasa a través del sustrato y se suelda en la parte superior del parche (figura 19) [Balanis_05].

Figura 19: Alimentación mediante conector coaxial

Este tipo de alimentación presenta anchos de banda normalizados entre el 2-5% (equivalente a las estructuras monocapa anteriores) y tiene la ventaja de la simplicidad, ya que se consigue adaptar el parche a diferentes impedancias según la posición del conector. Los principales inconvenientes de este tipo de alimentación son: en arrays de muchos elementos requiere excesivas soldaduras, es difícil de replicar el proceso de soldado de una antena a otra y un ancho de banda grande se consigue mediante un sustrato grueso, generando capacidades parásitas en el conector [Balanis_05].

La alimentación mediante acoplamiento por proximidad se representa en la figura 20. Este tipo de alimentación tiene dos sustratos. La alimentación del parche se consigue mediante acoplamiento de la línea microstrip situada entre ambos. Con el acoplamiento se evita el uso soldaduras y dada la posición del parche (está encima de dos sustratos) consigue anchos de banda normalizados por encima del 13%.

Figura 20: Alimentación por acoplamiento

Otra alimentación que utiliza acoplamiento es la de la figura 21, acoplamiento mediante apertura. Este tipo de alimentación también utiliza un sustrato para el parche y otro para la red de alimentación, pero están separados por medio de un plano de masa. El parche se alimenta a través de una apertura en este plano. La ventaja del acoplamiento por apertura es que permite optimizar las características de los dieléctricos (tanto del parche como el de la línea de alimentación) y se reducen radiaciones espurias de la red de alimentación. Con esta alimentación se consiguen anchos de banda normalizados de hasta el 21%. Otros tipos de alimentación apilan parches, con sus dieléctricos correspondientes, para aumentar el ancho de banda.

Figura 21: Alimentación mediante acoplamiento por apertura

Las antenas del sistema deben iluminar 90° en acimut no siendo necesario una estructura de array en esa dimensión, como se verá más adelante. Sin embargo, para conseguir el ancho de haz en elevación, es necesario utilizar estructuras de array en columna (de cuatro u ocho elementos). Esto implica que el diseño de cada antena requiere una red de alimentación para conformar el array. El sistema utiliza en total 8 antenas receptoras, lo que supone incluir en una misma tarjeta las ocho redes de alimentación con suficiente separación entre ellas para evitar acoplamientos. Además, la separación máxima entre antenas está limitada para evitar la generación de *grating lobes*. Todo esto implica una limitación de espacio en el diseño de las antenas receptoras. El uso de alimentaciones multicapa permite separar los parches y las redes de alimentación relajando la limitación de espacio.

La integración de las antenas receptoras con sus receptores asociados es otro reto en el diseño del sistema. En una primera etapa del diseño es deseable que las antenas y los receptores se encuentren en tarjetas separadas, para poder caracterizarlos de manera independiente. Validados los diferentes subsistemas se podrán valorar diseños con antenas y receptores, o algunos de sus componentes, en la misma tarjeta. Utilizar tarjetas independientes plantea el problema de la conexión entre ambas. No es deseable el uso de cables ya que añaden pérdidas y desfases entre canales que limitarían las prestaciones del sistema, como se analizará en capítulos posteriores. Utilizar conectores establece la necesidad de diseños multicapa en la tarjeta de las antenas receptoras, donde en la cara superior se encuentren las antenas y en la inferior los componentes para la integración con los receptores. Un diagrama de la estructura de integración planteada se muestra en la figura 22.

Figura 22: Estructura planteada para la interconexión entre antenas y receptores.

El ancho de banda de las antenas es otro factor limitante en la elección de las alimentaciones de los parches. El sistema trabaja con un generador de señal programable que permite utilizar diferentes anchos de banda. La ventaja de esto es que se puede variar la resolución en distancia

según (2), como se ha comentado anteriormente. Como se ha explicado en la introducción se utilizan anchos de banda entre 50-500 MHz, lo que supone unos anchos de banda normalizados a la frecuencia central del sistema entre 0.5%-6%.

El ancho de banda, las limitaciones de espacio de las antenas receptoras y la integración con los receptores justifican la necesidad de utilizar alimentaciones mediante acoplamientos por apertura. Esta alimentación permite separar los dieléctricos de la red de alimentación y del parche, para ajustar un ancho de banda alto y una red de alimentación con líneas estrechas. Los conectores para la integración con los receptores se sitúan en la cara inferior. En la siguiente sección se analizan las antenas microstrip alimentadas mediante acoplamiento por apertura.

2.2.1 Parches alimentados mediante acoplamiento por apertura

El primer diseño de las antenas microstrip alimentadas a través de una apertura se describió en [Pozar_85]. Ese diseño es un parche que utiliza una apertura en el plano de masa con una forma circular y trabaja a una frecuencia de 2 GHz. Se han usado diferentes formas para la apertura (rectangular, circular, en forma de hueso, en cruz...) pero la más sencilla y popular es la rectangular. Más análisis de este tipo de alimentación se pueden encontrar en [Pozar_89], [Sullivan_86], [Croq_90].

Las principales propiedades de este tipo de alimentación ya se han comentado, otras propiedades son:

- Capacidad de utilizar diferentes tipos de polarizaciones, tanto lineales como circulares.
- Es posible utilizar otras formas de alimentación, como líneas stripline o coplanares, aunque reducen el nivel de acoplamiento.
- Como otros tipos de antena microstrip admite la utilización de radomos.

La estructura general de las antenas microstrip alimentadas por apertura se muestra en la figura 23.

Figura 23: Elementos de la alimentación mediante acoplamiento por apertura

Cada uno de los elementos que forman el elemento radiante tiene un efecto en el comportamiento general tanto a nivel eléctrico como en la radiación [Pozar_96], [Civerolo_11], [Garg_00]:

- Longitud del parche (L_p): fija la frecuencia de resonancia de la antena.
- Ancho del parche (W_p): determina la resistencia de resonancia, con antenas más anchas se obtienen resistencias más bajas. También afecta al ancho de haz en esa dimensión.
- Longitud de la apertura (L_a): establece el nivel de acoplamiento de la red de alimentación y del parche. Igualmente, fija el nivel de radiación trasera.
- Ancho de la apertura (W_a): establece al nivel de acoplamiento pero a un nivel inferior que la longitud de la apertura.
- Posición de la apertura: para aumentar el acoplamiento la apertura tiene que estar centrada en el parche. Una desviación en la dimensión del plano E (se corresponde con la dimensión de L_p) reduce significativamente el acoplamiento de la línea microstrip. Por el contrario, una desviación en el plano H (se corresponde con la dimensión de W_p) tiene un efecto menor en el acoplamiento.
- Distancia entre el centro del parche y el final de la línea de alimentación (L_s): suele tener una longitud de $\lambda_g/4$ para sintonizar el exceso de reactancia de la alimentación.
- Ancho de la línea de alimentación: afecta a la impedancia de la línea de alimentación y al nivel de acoplamiento del parche.
- Permitividad del dieléctrico del parche (ϵ_{r_s}): afecta al ancho de banda y a la eficiencia de radiación de la antena. Con valores más bajos de ϵ_{r_s} se obtienen anchos de banda mayores.
- Espesor del dieléctrico del parche (h_s): está vinculado al nivel de acoplamiento y al ancho de banda del parche. Un sustrato más grueso permite anchos de banda mayores aunque reduce el acoplamiento para una misma apertura.
- Permitividad del dieléctrico de alimentación (ϵ_{r_a}): se escoge de manera que se facilite el posicionamiento de las antenas receptoras ya que fija el ancho de la línea de alimentación.
- Espesor del dieléctrico de alimentación (h_a): al igual que con ϵ_{r_a} se escogerá en función de las anchuras de las líneas de la red de alimentación.

En el diseño de cualquier antena microstrip la elección del sustrato condiciona completamente el diseño. Esta decisión se basa en tres parámetros del dieléctrico: permitividad, espesor y tangente de pérdidas. Además de las características del espesor del sustrato del parche ya comentadas, un espesor mayor asegura que el diseño sea mecánicamente más fuerte, reduce las pérdidas del conductor y aumenta la potencia radiada. Los inconvenientes de un espesor alto son: que incrementan el peso final del diseño y aumentan las pérdidas del dieléctrico y por ondas de superficie. El efecto en un aumento del valor de la constante dieléctrica es similar al del espesor del sustrato. La tangente de pérdidas incide en las pérdidas del dieléctrico que afectan a la eficiencia de la antena.

Además de la estructura de capa teórica de la alimentación, es necesario tener en cuenta en la etapa de diseño las características de fabricación. Dado que el diseño es multicapa se añade el prepreg necesario para la unión de ambas capas. En los sustratos del parche y la red de alimentación se utiliza el dieléctrico Rogers 4003 con una constante dieléctrica de 3.55 y una tangente de pérdidas de 0.0027. Los espesores se han escogido de manera que se asegure rigidez mecánica y que el ancho de banda obtenido cumpla el objetivo de 500 MHz. Por ello, se utilizan unos espesores de 1.5 mm y 0.305 mm para los sustratos del parche y de la red de

alimentación respectivamente. El espesor del sustrato de la red de alimentación se escoge de manera que se obtengan anchos de línea que permitan colocar varias antenas receptoras en la misma tarjeta. El prepreg que se utiliza es el recomendado por el fabricante Rogers 4450B con un espesor de 0.2 mm. El *stack-up* final de la tarjeta se muestra en la figura 24. La capa de cobre central es una capa vacía.

Parche	Capa de cobre	35 μ Cu base
Sustrato Parche	RO4003	1524 μ
Cobre central	Capa de cobre	35 μ Cu base
Prepreg	RO4450B	2*101 μ
Plano de masa	Capa de cobre	35 μ Cu base
Sust. alimentación	RO4003	305 μ
Red alimentación	Capa de cobre	35 μ Cu base

Figura 24: Estructura de capas de las antenas microstrip del sistema RAD-DAR

Escogido el tipo de alimentación de los parches microstrip y la distribución de las capas de la tarjeta en la siguiente sección se analiza el modelado y el diseño de las antenas microstrip del sistema. En primer lugar, se utilizan los modelos circuitales teóricos para analizar la estructura. Seguidamente, se utilizan simuladores electromagnéticos en la etapa de diseño: comenzando con el parche hasta diseñar los arrays completos para las diferentes antenas del sistema.

2.2.2 Modelado y diseño de los parches del sistema RAD-DAR

El circuito equivalente de un parche alimentado mediante acoplamiento por apertura se muestra en la figura 25 [Garg_00] y [Civerolo_11].

Figura 25: Circuito equivalente de la alimentación mediante acoplamiento por apertura

El acoplamiento entre la red de alimentación y la apertura, y el acoplamiento entre la apertura y el parche se modelan mediante dos transformadores. La impedancia del parche se modela utilizando los equivalentes circuitales de [Garg_00] y de [Balanis_05]. La impedancia de la apertura equivale a un tramo de línea slot cortocircuitado por ambos extremos. El final de la red de alimentación se modela mediante un circuito abierto.

Utilizando elementos circuitales se implementa el circuito equivalente como se muestra en la figura 26, donde se combinan componentes discretos y modelos de líneas de transmisión.

Figura 26: Implementación del circuito equivalente en ADS

Además, del circuito equivalente se utilizan diferentes simuladores electromagnéticos para conocer en profundidad la respuesta de los parches diseñados. El programa ADS Momentum utiliza el método de los momentos que entre otras particularidades asume que los planos de masa son infinitos, por lo que no incluye posibles efectos en esos bordes. Simuladores como Empire Xcell, CST o HFSS son simuladores electromagnéticos 3D y generan resultados más precisos a costa de un alto tiempo computacional. En este trabajo se utiliza el simulador electromagnético 3D CST. En la figura 27 se presenta la adaptación de un parche simulado con diferentes programas: el circuito equivalente, ADS Momentum (método de los momentos) y CST (que utiliza el algoritmo FDTD para resolver las ecuaciones de Maxwell).

Figura 27: Adaptación de un parche para diferentes simuladores

Las ecuaciones que relacionan las dimensiones del parche y los parámetros del circuito equivalente pueden encontrarse en [Jaisson_06], [Civerolo_11], [Balanis_05] y en [Garg_00]. Entre el circuito equivalente y los simuladores electromagnéticos hay ligeras diferencias en la frecuencia de sintonía y en el ancho de banda. Dado que efectos como la difracción en los bordes del sustrato no se tienen en cuenta con las simulaciones circuitales, de ahora en adelante se presentan exclusivamente resultados de los simuladores electromagnéticos. Se han optimizado las dimensiones del parche y del resto de elementos de la red de alimentación. Los resultados en adaptación del parche se muestran en la figura 28. Las dimensiones del parche se muestran en la tabla 3.

Figura 28: Respuesta en adaptación del parche

Longitud del parche	7.58 mm
Ancho del parche	5.7 mm
Longitud apertura	4.3 mm
Ancho apertura	1.0 mm
Longitud circuito abierto	3.18 mm

Tabla 3: Dimensiones del parche optimizado

Se ha fijado la frecuencia de resonancia a la frecuencia central del sistema, 8.75 GHz. El ancho de banda de la antena, fijado a -10 dB en adaptación, es de 500 MHz entre 8.5 GHz y 9 GHz. Los diagramas de radiación normalizados del parche individual se muestran en la figura 29. El plano H se corresponde con el plano del ancho del parche y el plano E con el de su longitud. La correspondencia de dichos planos con los de acimut y elevación depende de la polarización del array y se estudia más adelante.

Figura 29: Diagramas normalizados de radiación del parche individual

Los anchos de haz en ambos planos son mayores de 90° y la ganancia alrededor de 6 dB. Utilizando la simulación electromagnética es posible estudiar el efecto de la variación de las dimensiones del parche y del resto de elementos de la alimentación. Se ha estudiado el efecto de la variación de: la longitud del parche, el ancho del parche, la longitud de la apertura, el ancho de la apertura y la distancia entre el final de la línea de alimentación y el centro del parche (L_{stub}).

En el estudio de las longitudes del parche se ha variado con pasos de 0.2 mm (con respecto a al valor nominal de diseño) los resultados de adaptación se muestran en la figura 30. Una variación de 0.2 mm en la longitud del parche se corresponde con una variación en la frecuencia de resonancia de la antena de unos 200 MHz. El ancho de banda de la antena no varía apreciablemente.

Figura 30: Respuesta en adaptación del parche en función de su longitud

Se ha modificado el ancho del parche con diferencias de 0.2 mm y los resultados en adaptación se representan en la figura 31. El efecto de la variación del ancho del parche es mucho menor que el de su longitud. Varía ligeramente el acoplamiento, la resistencia de resonancia y la frecuencia.

Figura 31: Respuesta en adaptación del parche en función de su ancho

La longitud y el ancho de la apertura marcan nivel de acoplamiento del parche. En la figura 32 se presentan diferentes adaptaciones del parche variando tanto la longitud como el ancho de la apertura.

Figura 32: Respuesta en adaptación en función de: a) la longitud de la apertura y b) el ancho de la apertura

Los efectos de la longitud y el ancho de la apertura son similares en la respuesta de la adaptación del parche. La frecuencia de resonancia prácticamente no varía, pero el acoplamiento al parche cambia de manera notable tras una desviación del valor óptimo.

El último elemento es la distancia del circuito abierto de la red de alimentación al centro del parche. Los resultados se muestran en la figura 33. Esta longitud afecta tanto a la frecuencia de resonancia como al nivel de acoplamiento.

Figura 33: Respuesta en adaptación en función de la longitud final de la línea de alimentación

2.3 Diseño de las antenas del sistema RAD-DAR

Como se explicó en la introducción, es interesante tener dos diseños de antenas con diferentes anchos de haz para poder adaptar las características de radiación de la prueba de campo concreta. Los objetivos de radiación en elevación obligan a utilizar estructuras de array en esa dimensión. Por simplicidad, se usa una polarización lineal en todas las antenas aunque la alimentación mediante acoplamiento por apertura admite polarización circular [Karmakar_99]. Dentro de la polarización lineal, se puede escoger entre horizontal y vertical. La polarización la marca el plano E, el plano que se corresponde con la dimensión de la longitud del parche como se muestra en la figura 34.

Figura 34: Diagrama de la polarización del parche en función de la orientación.

Dado que los parches y la red de alimentación se sitúan en capas distintas no hay una limitación de espacio que justifique el uso de una polarización u otra. La elección de la polarización se basa en dos criterios: el nivel de acoplamiento mutuo y los desequilibrios en amplitud y fase entre canales.

En la etapa de diseño, uno de los objetivos es reducir en la medida de lo posible los desequilibrios entre canales. Aunque es en el capítulo 4 donde se aborda la corrección de dichos desequilibrios, todo el diseño del sistema viene marcado con el objetivo de reducirlos. En amplitud, ante una misma respuesta de un blanco, todos los canales deben proporcionar el mismo nivel. En fase, se tiene que mantener una diferencia constante en función de la dirección de llegada del eco del blanco según (9). El acoplamiento entre antenas receptoras y las diferencias en amplitud y fase entre los diagramas de radiación en acimut y en elevación de las antenas receptoras contribuyen a aumentar los desequilibrios.

Los mecanismos de acoplamiento en antenas microstrip son: acoplamiento por campo cercano, acoplamiento por campo lejano y acoplamiento por ondas de superficie [Nikolić_05]. Los dos primeros acoplamientos dependen de la distancia y se reducen conforme aumenta la separación entre las antenas. El acoplamiento por ondas de superficie es relevante cuando la relación entre la longitud de onda y el espesor del sustrato cumple:

$$\frac{h}{\lambda_0} \leq \frac{0.3}{2\pi\sqrt{\epsilon_r}} \quad (19)$$

Dado que en el caso del RAD-DAR se ha utilizado un sustrato de un espesor de 1.7mm (incluyendo el prepreg) este tipo de acoplamiento es importante.

Según [Nikolić_05] el acoplamiento por campo cercano se reduce 12 dB al doblar la distancia, el acoplamiento por campo lejano 6 dB y el de ondas de superficie 3 dB. Además, el acoplamiento en el Plano E es mayor que en el plano H (el que se corresponde con el ancho del parche). Se ha analizado el acoplamiento entre dos parches mediante simulaciones electromagnéticas. Estas simulaciones consisten en dos parches a una distancia d con la polarización correspondiente (figura 35). Se ha variado la separación entre elementos radiantes y se analiza la variación del parámetro S_{21} . Los resultados a la frecuencia central del sistema para las dos polarizaciones se muestran en la tabla 4.

Figura 35: Diagramas de las simulaciones para el estudio del acoplamiento: a) Por plano H y b) Por plano E

d(mm)	Acoplamiento Plano H (dB) (24 a))	Acoplamiento Plano E (dB) (24 b))
18.5	-18.4	-16.5
37	-34	-22
55.5	-38	-24.5

Tabla 4: Estudio del nivel de acoplamiento mutuo entre parches en función de la polarización y la distancia

Los resultados de las simulaciones concuerdan con los esperados, ya que en el acoplamiento con la disposición 24.a) es menor y considerablemente menor a partir de la distancia de 37 mm. A la vista de los resultados de la tabla 4, es recomendable la polarización vertical teniendo en cuenta únicamente el acoplamiento entre antenas.

El nivel del acoplamiento en función de la distancia pone de manifiesto una fuente de desequilibrios entre las antenas de los extremos y las antenas centrales. El acoplamiento de las antenas de los extremos vendrá marcado principalmente por sus primeras vecinas, mientras que el acoplamiento de las más alejadas será menos influyente. Por el contrario, el acoplamiento que sufren las antenas centrales es mayor, al tener más antenas cerca de ellas. Debido a la limitación de espacio en la tarjeta de las antenas receptoras no es posible utilizar estructuras EBG, que reducen el acoplamiento entre canales receptores [Farahani_10]. El sistema tiene que tener en cuenta estos acoplamientos y en el capítulo 4 se analiza la calibración pertinente para corregirlos.

Además de reducir el acoplamiento entre las antenas receptoras, es necesario analizar los posibles diagramas de radiación en acimut para ver el efecto de la polarización. Cuando se tienen sustratos gruesos, en los que se generan ondas de superficie, se producen rizados en el diagrama de radiación del plano E [Garg_00], [Huang_83]. Varios autores han diseñado estructuras en el plano de masa para reducir este efecto [Ying_96], [Noghanian_98], [Namiki_03]. Sin embargo, la solución más simple es utilizar el Plano H en el plano de acimut y el plano E en el plano de elevación. Con esta disposición, en el plano de elevación se conforma el haz, con los 4 u 8 parches en función del diseño, y el factor de array compensa la difracción de los bordes.

Para comprobar el rizado en el plano E, se han colocado 8 parches formando una columna con polarización vertical y otra con polarización horizontal. Los 8 parches se estimulan simultáneamente en el simulador electromagnético, esto es equivalente a un array con alimentación perfecta. Los diagramas de radiación en elevación y en acimut se muestran en las figura 36 y 37 respectivamente.

Figura 36: Diagramas normalizados de radiación en elevación para las dos polarizaciones

Figura 37: Diagramas normalizados de radiación en acimut para las dos polarizaciones

En elevación no se producen diferencias significativas y con ambas polarizaciones se consigue un ancho de haz de 11° . Por el contrario, en el plano de acimut, si se producen diferencias entre ambas polarizaciones. Con la polarización horizontal (el plano E coincide con el plano de acimut) se produce un rizado debido a la difracción en los bordes de las ondas de superficie. Sin embargo, con la polarización vertical, ese efecto se produce en el plano de elevación y el rizado queda compensado por el factor de array. Utilizando la polarización vertical se reducen los desequilibrios en amplitud y fase entre canales. Además, como se ha visto anteriormente, el acoplamiento entre antenas es menor con esta polarización. Las consideraciones anteriores llevan a elegir la polarización horizontal para las antenas del sistema.

En las antenas microstrip se utilizan principalmente dos tipos de redes de alimentación: serie o paralela. La red serie se forma con una línea de transmisión que alimenta secuencialmente a todos los parches. Los parches se alimentan de manera progresiva en función del enventanado requerido. Por el contrario, la red corporativa o paralela, se basa en múltiples líneas donde cada una termina en uno de los parches. El enventanado requerido se consigue mediante uniones en T que van distribuyendo la energía a los parches. Dado que la red corporativa permite anchos de banda mayores [Garg_00], es la que se utiliza en el diseño de las antenas del RAD-DAR.

El uso de redes de alimentación genera comportamientos indeseados como: pérdidas en el conductor, en el dieléctrico y radiación espuria debido a las líneas microstrip de la propia red de alimentación. Al utilizar una alimentación mediante acoplamiento por apertura, la red de alimentación se encuentra en una cara diferente a los parches, reduciéndose la radiación espuria procedente de la misma. Las pérdidas en el conductor y en el dieléctrico son inevitables y afectan a la ganancia de la antena.

El diseño de la red de alimentación consiste en uniones en T que distribuyen de manera uniforme la energía a los parches. El sistema no estima la elevación de los blancos por lo que no se utiliza un enventanado en ese plano, al no ser necesario discriminar blancos fuera del haz principal en elevación. El enventanado aumentaría el ancho de haz reduciendo la directividad de la antena, como se vio en la introducción. Un diseño de antenas microstrip con un enventanado en amplitud antes de la digitalización se analiza en el capítulo 5 de este trabajo. Para evitar que las líneas de la red de alimentación se acoplen entre sí, se asegura una distancia de 4-5 anchos de la línea entre todas ellas. La distancia máxima entre antenas receptoras para evitar generar *grating lobes* es de 0.59λ . Las antenas receptoras se han colocado a una distancia de $0.54\lambda \approx 18.5\text{mm}$. En el plano de elevación la separación entre los parches es de 20 mm para relajar la limitación de espacio. El diseño de la tarjeta de antenas receptoras se muestra en la figura 38. Con traza discontinua se resalta cada array individual.

Figura 38: Diseño de la tarjeta de 8 antenas receptoras con 8 elementos en elevación cada una: a) Cara superior con los elementos radiantes y b) Cara inferior con el plano de alimentación.

En el centro de la red de alimentación se ha dejado el espacio suficiente para colocar el conector necesario para la conexión con los receptores. El diseño de todas las redes de alimentación es exactamente el mismo para evitar desequilibrios entre canales receptores.

Se ha simulado electromagnéticamente la tarjeta diseñada y los resultados en adaptación se muestran en la figura 39. En esa figura se observa que todas las antenas cumplen los 500 MHz de ancho de banda y no se aprecian variaciones significativas en los resultados entre antenas.

Figura 39: Respuesta en adaptación de las ocho antenas receptoras

Los diagramas de radiación en elevación de las ocho antenas receptoras se muestran en la figura 40. Al conformar el haz en elevación utilizando ocho parches se consigue evitar desequilibrios debidos al plano E gracias al factor de array, como se había visto anteriormente. Estos resultados son similares a los de la figura 36. El ancho de haz en elevación es de 10.7° , que se corresponde

con los objetivos de diseño. El nivel de los lóbulos secundarios se corresponde con los -13 dB propios de un enventanado uniforme, como se vio en la introducción de este capítulo.

Figura 40: Diagramas normalizados de radiación en elevación simulados de las 8 antenas receptoras

En acimut se conforma el haz mediante el *beamforming* digital, por lo que los diagramas de radiación individuales en ese plano presentan desequilibrios debidos a: los acoplamientos entre parches (como ya se ha comentado anteriormente) y a la posición de las antenas en la tarjeta al no haber simetría con respecto a los bordes. Estas diferencias en los diagramas de radiación generan desequilibrios en amplitud y fase entre los canales receptores. Los desequilibrios se pueden tener en cuenta en el procesamiento de señal si se miden individualmente las antenas receptoras. En la figura 41 se presentan los diagramas de radiación en acimut de las antenas 1 a 4. Los otros cuatro diagramas de radiación son simétricos y no aportan información adicional.

Figura 41: Diagramas normalizados de radiación en acimut simulados de las 8 antenas receptoras

Los anchos de haz en acimut de las antenas receptoras varían entre 95° y 107° como se aprecia en los resultados de la tabla 5. Se ha dejado un margen con respecto al objetivo de diseño de 90°. Las diferencias en el ancho de haz se deben a los acoplamientos y a la posición de las antenas, ya que el diseño es el mismo en todas.

Antena	HPBW Acimut Simulado (°)	HPBW Elevación Simulado(°)	Ganancia (dB)
1	95.3	10.7	14.3
2	104.8	10.6	13.4
3	106.8	10.6	13.8
4	107.5	10.6	13.7
5	107.5	10.6	13.6
6	106.9	10.6	13.7
7	104.7	10.6	13.4
8	96.2	10.7	14.3

Tabla 5: Resultados de las simulaciones del ancho de haz y de la ganancia de las antenas receptoras

La antena transmisora consta de una única columna con el mismo diseño de las antenas receptoras. Se ha adaptado el tamaño de la tarjeta para evitar desaprovechar material. Los diagramas de radiación en acimut y en elevación se muestran en la figura 42.

Figura 42: Diagramas normalizados de radiación simulados de la antena transmisora

Los anchos de haz en elevación y en acimut son de 10.7° y 77° respectivamente. La posición de la antena con respecto a los bordes de la tarjeta afecta al ancho de haz conseguido en acimut, como ya pasaba en las antenas receptoras. Si se ajusta el tamaño de la tarjeta para conseguir un ancho de haz mayor la antena sería menos directiva. A nivel de PIRE las diferencias en los límites de radiación no iban a ser significativas, por lo que no se ha variado el tamaño de la tarjeta. Al tener un sustrato simétrico con respecto a la posición de los parches el diagrama de radiación en acimut es simétrico.

La antena transmisora se ha separado en otra tarjeta y en la mecánica final también está separada de las receptoras para asegurar un nivel de acoplamiento bajo (un nivel de aislamiento alto). El acoplamiento de la señal transmitida en los receptores aumenta el nivel de fondo de ruido y genera un punto de trabajo menos lineal. Se estudiaron diferentes técnicas como estructuras EBG, posicionamiento de planos de masa entre antenas, colocación de muros para aislar la antena transmisora...ninguna de estas arquitecturas aseguraba un nivel de aislamiento suficientemente alto, por lo que se separaron las antenas transmisora y receptoras. Imágenes de la arquitectura final del sistema se muestran más adelante en este capítulo.

Para detectar blancos a más altura se ha diseñado una tarjeta con ocho antenas receptoras pero con solo 4 elementos en elevación cada una. Las dimensiones de la tarjeta son las mismas que la antena de 8 elementos, para que sea posible utilizar la misma mecánica en los dos casos. En la figura 43 se muestran las simulaciones de los diagramas de radiación en elevación de las 8 antenas, donde se ha aumentado el ancho de haz hasta los 25°.

Figura 43: Diagramas normalizados de radiación en elevación simulados de las 8 antenas receptoras con 4 parches cada una

Todas las antenas tienen prácticamente el mismo diagrama en elevación, como ya pasaba en las antenas receptoras con 8 elementos. No se ha mostrado ni la adaptación de las antenas, ni los diagramas en acimut ya que no aportan información adicional y no presentan ningún comportamiento inesperado.

Los resultados de las simulaciones de las figuras 39-43 muestran que las antenas diseñadas cumplen con las especificaciones marcadas tanto en radiación como en adaptación.

2.4 Medidas de las antenas microstrip

Las antenas fabricadas, con sus conectores correspondientes soldados, se midieron en cámara anecoica. En esta sección, se comparan las medidas de las antenas con las simulaciones electromagnéticas presentadas en la sección anterior. Se midieron los diagramas en acimut y en elevación para las frecuencias de 8.5 GHz, 8.75 GHz y 9 GHz

2.4.1.1 Antenas receptoras 8x8

En la figura 44 se muestran la caras superior e inferior de la tarjeta fabricada. Las dimensiones de la tarjeta son de 170mmx180mm. En la figura 45 se presentan las medidas de los diagramas de radiación de las cuatro primeras antenas ya que, debido a la posición de las mismas, el resto de diagramas de radiación son prácticamente simétricos con respecto a los mostrados.

Figura 44: Caras superior e inferior de la tarjeta de antenas

Figura 45: Medidas y simulaciones de los diagramas de radiación normalizados de las antenas receptoras con 8 elementos en elevación

En la tabla 6 se comparan los anchos de haz medidos y simulados.

Antena	Acimut CST (°)	Acimut medido (°)	Elevación CST (°)	Elevación medido (°)
1	95.3	92.5	10.7	11
2	104.8	108	10.6	10.5
3	106.8	110	10.6	11
4	107.5	112	10.6	10.5
5	107.5	110.5	10.6	10.5
6	106.9	112	10.6	11
7	104.7	104.5	10.6	10.5
8	96.2	89.5	10.7	11

Tabla 6: Anchos de haz de las simulaciones y de las medidas de las antenas del RAD-DAR

Las medidas concuerdan razonablemente bien con las simulaciones electromagnéticas, aunque las antenas son menos directivas de lo esperado ya que tienen un ancho de haz en acimut mayor. Como se ha mostrado en la figura 45, en todas las antenas receptoras existe un pequeño rizado en acimut y varía el máximo en el diagrama de radiación de una antena a otra. Esto ya se había comentado cuando se mostraron las simulaciones, y los rizados en el plano de acimut de las medidas coinciden con los de las simulaciones.

En cuanto a la ganancia de las antenas se ha reducido entre 1.2 dB y 1.7 dB en función de la antena, debido a que son menos directivas de lo esperado y a las pérdidas que pueda presentar el conector SMP de cada una. La ganancia de las 8 antenas se muestra en la tabla 7. La ganancia

de las antenas receptoras no es un factor crítico ya que si es necesario se puede aumentar la energía de los blancos aumentando el tiempo de iluminación.

Antena	Ganancia CST(dB)	Ganancia Medida (dB)
1	14.3	13.1
2	13.4	11.9
3	13.8	12.1
4	13.7	12.1
5	13.6	12.3
6	13.7	12.3
7	13.4	12.2
8	14.3	13

Tabla 7: Ganancias de las antenas del RAD-DAR simuladas y medidas

En la figura 46 se muestran los diagramas en acimut y en elevación de la quinta antena receptora dentro de la banda de trabajo. Las diferencias en los diagramas de radiación en función de la frecuencia son pequeñas aunque varía ligeramente el ancho de haz y la ganancia.

Figura 46: Medidas de los diagramas de radiación dentro de la banda de trabajo del sistema

Los resultados de las figuras 45 y 46 junto con los datos de las tablas 6 y 7 muestran que se han cumplido satisfactoriamente los objetivos de diseño.

2.4.1.2 Antena transmisora

En la figura 47 se muestran las medidas de los diagramas de radiación de la antena transmisora del sistema junto con los resultados de las simulaciones electromagnéticas.

Figura 47: Medida y simulación de los diagramas de radiación normalizados de la antena transmisora

Las simulaciones y las medidas coinciden en casi todos los puntos en los dos diagramas de radiación. Se tienen unos anchos de haz de 77° en acimut y de 10.7° en elevación. En cuanto a la ganancia, se ha conseguido un nivel de 13 dB por lo que se sigue reduciendo en 1.3 dB con respecto a la simulación, como ya pasaba en las antenas receptoras.

2.4.1.3 Medidas de los arrays de 4 elementos en elevación

Las medidas de los diagramas en elevación y acimut de las antenas receptoras con cuatro elementos en elevación se muestran en la figura 48. Al igual que en el caso de las antenas receptoras con 8 elementos, se muestran las medidas de cuatro antenas ya que los diagramas de radiación del resto son simétricos.

Figura 48: Medidas y simulaciones de los diagramas de radiación normalizados de 4 antenas receptoras con 4 elementos de array

Las medidas del ancho de haz en acimut son similares a las mostradas de la tarjeta con arrays de 8 elementos en elevación. Las diferencias se encuentran en el plano de elevación, donde se tienen anchos de haz de alrededor de 25° en lugar de los 11° de la tarjeta anterior. Las ganancias de las antenas se encuentran ahora alrededor de 9-10 dB siendo coherente con las medidas de la ganancia mostradas anteriormente.

2.5 Diseño de receptores para un radar ubicuo

Los sistemas de vigilancia convencionales suelen tener un ancho de haz estrecho en acimut para asegurar una alta resolución acimutal. Sin embargo, como se ha visto en la sección anterior, en el RAD-DAR las antenas receptoras tienen anchos de haz alrededor de 100° . Si se supone un sistema de vigilancia convencional con un ancho de haz alrededor de 1° , las antenas del RAD-DAR tienen aproximadamente 20 dB menos de ganancia que las del sistema convencional. Esto se traduce en que los receptores de un radar ubicuo manejan señales con menos potencia que los de un sistema de vigilancia convencional [Skolnik_02]. Gracias a esta cualidad los receptores de un radar ubicuo pueden tener puntos de 1 dB de compresión más bajos, se reduce su consumo, las necesidades de disipación y la potencia del oscilador local con respecto a sistemas de vigilancia convencionales.

Teniendo en cuenta las características de potencia del sistema se han diseñado los receptores asociados a las ocho antenas receptoras. Se ha utilizado una arquitectura de receptor de conversión directa, también llamado homodino o zero-IF. El diagrama de bloques de esta arquitectura se muestra en la figura 49. Este tipo de receptor lleva la salida de la antena a banda base utilizando un mezclador. Al ser un receptor homodino se utiliza como señal de oscilador local una muestra de la señal transmitida. Las principales cualidades de un receptor homodino son que es una solución de bajo coste, requiere menos componentes que otras arquitecturas superheterodinas y no sufre el problema de la señal imagen al no llevar la señal a la frecuencia intermedia.

Figura 49: Diagrama de bloques de un receptor homodino

Los componentes de radiofrecuencia de un receptor homodino son un amplificador de bajo ruido (LNA por sus siglas en inglés) y un mezclador para llevar las señales a banda base. Ya en banda base, se utilizan etapas de amplificación y filtrado para ajustar el nivel de señal y eliminar componentes espurias y armónicas del proceso de mezcla. La señal de video se digitaliza para su procesamiento posterior. En este trabajo, se evita el uso de arquitecturas I/Q para poder utilizar una digitalizadora con menos canales, pero se pierde la información de fase.

La principal limitación en el diseño de los receptores es el espacio, como ya pasaba con las antenas receptoras. Cada antena tiene asociado su propio receptor y para evitar desequilibrios en sus respuestas en frecuencia los ocho receptores deben tener el mismo diseño. Al igual que con las redes de alimentación de las antenas, la separación entre líneas microstrip debe ser de cuatro o cinco veces su ancho para evitar acoplamientos indeseados. Además, con vistas a la integración entre los receptores y las antenas, los diseños están limitados en la dimensión horizontal a una separación entre ellos de 18.5mm. Por todo ello, se utilizan dos caras de una tarjeta para compactar el diseño: una cara para los componentes de radiofrecuencia y la otra para los de banda base. El cambio de cara se produce a la salida del mezclador, ya en banda base, para asegurar que no influye en el diseño del receptor. Un cambio de cara microstrip-microstrip en radiofrecuencia se analiza en detalle en el capítulo 5.

El sistema utiliza una frecuencia de muestreo de 32 MHz, por lo que se tiene fijada una frecuencia de batido máxima de 16 MHz. Esta frecuencia de batido máxima se traducirá a la distancia máxima del sistema dependiendo del ancho de banda de la señal transmitida. Los filtros paso bajo del receptor deben tener en cuenta la frecuencia de batido máxima.

La ganancia del receptor debe escogerse de manera que el fondo de ruido del receptor sea superior al fondo de ruido de la digitalizadora. El fondo de ruido del receptor depende del ruido térmico y viene dado por:

$$N = G_r F_r B_r k T_0 \quad (20)$$

Siendo G_r la ganancia, F_r la figura de ruido, B_r el ancho de banda del receptor ($f_s/2$), T_0 temperatura estándar y k la constante de Boltzmann. Por otro lado, el fondo de ruido de la digitalizadora en dBm se calcula según:

$$NF_{digi}(dBm) = S_{signal}(dBm) - SNR_{digi}(dB) \quad (21)$$

Donde $S_{signal}(dBm)$ depende del rango de tensión programado de la digitalizadora y $SNR_{dig}(dB) = 6 * b + 1.7 dB$ siendo b el número de bits de la digitalizadora. Además, es conveniente dejar un margen de 10 dB ya que la SNR experimental de un A/D es menor que la teórica. Para un rango de tensión de $\pm 200mV$, con 14 bits de la digitalizadora y teniendo en cuenta el margen de diseño el nivel de fondo de ruido es aproximadamente $NF_{digi} = -80 dBm$. Esto establece una $G_r \geq 18 dB$ para una $F_r \approx 4 dB$ en la banda de trabajo del receptor.

Como se vio en la figura 15, los blancos más próximos al sistema tienen niveles de SNR muy altos ya que la potencia que produce un blanco es inversamente proporcional a R^4 . Esto permite modular la ganancia del receptor para que las frecuencias más bajas (que se corresponden con distancias cercanas) tengan menos ganancia que las frecuencias más altas. El objetivo es que la ganancia se reduzca 8 dB por octava a partir de 8 MHz. Se ajusta una ganancia máxima de los receptores de 60 dB ya que permite variar la ganancia en función de la frecuencia pero manteniendo siempre que $G_r \geq 18 dB$. Con esto se consigue que los blancos más cercanos no saturen al canal receptor y ajusta el margen dinámico de los conversores A/D. Sin embargo, este diseño provoca que la figura de ruido no sea constante en la banda de trabajo de los receptores, aunque no afecta a la sensibilidad dada la alta SNR de los blancos cercanos.

En la figura 50 se representa el diagrama de bloques del diseño del receptor asociado a cada antena receptora.

Figura 50: Diagrama de bloques del receptor individual

El LNA escogido es HMC564LC4 de Hittite con las siguientes características:

Banda de frecuencias	7GHz-14GHz
Ganancia	17 dB
P1dB a la salida	13 dBm
IP3	25 dBm
NF	1.8 dB
Tensión de polarización	3v

Tabla 8: Características del LNA

Se valoraron otros tipos de LNA del mismo fabricante como el HMC545LC5 o el HMC962 pero tenían una figura de ruido 2.5 dB, superior a la del LNA escogido. El LNA HMC903LPE tiene una figura de ruido de 1.7 dB pero el consumo que requiere es mucho mayor que el LNA seleccionado. El LNA escogido requiere una única tensión de polarización (3 voltios), lo que simplifica el diseño del receptor. A la salida del LNA se encuentra el mezclador, se ha escogido el mezclador HMC1056LP4BE de la familia Hittite al igual que el LNA. Sus características principales son las siguientes:

Capítulo 2: Análisis, diseño e implementación de subsistemas de radiofrecuencia para un radar persistente en banda X

Banda de frecuencias RF	8 GHz-12GHz
Banda de frecuencia IF	DC-4 GHz
Pérdida de conversión	8 dB
Rechazo banda imagen	21 dBc
Aislamiento LO-RF	40 dB
Aislamiento LO-IF	37 dB

Tabla 9: Características del mezclador

Este mezclador se puede usar como un mezclador con rechazo a la banda imagen o como un mezclador de banda única con conversión superior (Single Sideband Upconverter), en el proyecto se utiliza como un mezclador de rechazo de banda imagen. De hecho, el proceso de mezcla está formado por un híbrido y dos mezcladores con los que obtener las dos salidas en banda base con sus fases correspondientes (diagrama de bloques de la figura 51).

Figura 51: Diagrama de bloques del proceso de mezcla

La señal de OL es una muestra de la señal transmitida y su nivel se ajusta por medio de un amplificador de potencia de la familia Hittite el HMC451LP3 con las siguientes características:

Banda de frecuencias	7GHz-14GHz
Ganancia	18 dB
P1dB a la salida	19.5 dBm
IP3	28 dBm
NF	7 dB

Tabla 10: Características del amplificador de OL

Al igual que el LNA, este amplificador utiliza una única tensión de polarización pero en este caso es de 5v. Amplificada la señal de OL, se utiliza una red corporativa para dividir esta señal entre los ocho receptores. Se ha utilizado el mismo diseño que el que se usó para la red corporativa de la antena.

El primer elemento tras el cambio de cara es el híbrido para combinar las dos salidas del mezclador (figura 50). Se ha escogido el JSPQ-65W, no necesita ningún circuito adicional. A la salida del híbrido se ha colocado un condensador de desacoplo y el primer amplificador de baja frecuencia. Se ha escogido el amplificador Mar-6sm+ con las siguientes características:

Banda de frecuencias	DC-2GHz
Ganancia	20 dB
P1dB a la salida	3.7 dBm
IP3	18.1 dBm
NF	2.3 dB

Tabla 11: Característica del amplificador de banda base

Este amplificador trabaja con una única tensión de polarización que se puede escoger entre 6v hasta 14 v, variando la resistencia por la que se alimenta. Se ha escogido la tensión de 6 v. Una de las características de este amplificador es su bajo consumo, 51 mA, cualidad imprescindible

ya que se utilizan 24 en toda la tarjeta (tres por cada receptor). Esto limita la potencia consumida y no aumenta las necesidades de disipación de calor.

Después del primer amplificador en banda base, se encuentra un filtro que ajusta la respuesta en frecuencia del receptor. El filtro escogido es el SCLF-10.7 tiene una frecuencia de corte en 14 MHz y unas pérdidas de 0.5 dB. No necesita un circuito de aplicación adicional. En la salida y en la entrada del filtro se encuentran dos condensadores de desacoplo que eliminan las posibles señales de continua presentes.

Los últimos elementos de la cadena receptora consisten en dos amplificadores y un filtro paso bajo para ajustar el nivel de señal y eliminar las señales armónicas y espurias fuera de la banda de trabajo. Después del segundo y tercer amplificador se han diseñado las huellas necesarias para colocar atenuadores en pi. Estos atenuadores permiten ajustar experimentalmente, si es necesario, el nivel de señal. El diagrama de bloques de la tarjeta de receptores se muestra en la figura 52, obviando los elementos de polarización de los componentes.

Figura 52: Diagrama de bloques del diseño de los receptores

La respuesta en frecuencia del receptor se ajusta mediante condensadores antes y después del híbrido en banda base. Utilizando el programa de simulación ADS y los parámetros S de los diferentes componentes, se ha simulado la ganancia y la figura de ruido del receptor. Los resultados se muestran en la figura 53.

Figura 53: Simulación de: a) la ganancia del receptor y b) la figura de ruido

La ganancia del receptor cumple el objetivo de tener un nivel inferior para frecuencias bajas, que se corresponden con la respuesta de los blancos cercanos. Al variar la ganancia del receptor con la frecuencia, también varía el factor de ruido. Tener un factor de ruido alto para frecuencias bajas no empeora la sensibilidad ya que se corresponden con distancias cercanas.

La tarjeta de los receptores tiene la siguiente distribución de capas que se muestra en la figura 54.

Top	Capa de cobre	35 μ Cu
	RO4350	254 μ
GND Top	Capa de cobre	35 μ Cu
	RO4450	200 μ
GND Bottom	Capa de cobre	35 μ Cu
	RO4350	254 μ
Bottom	Capa de cobre	35 μ Cu

Figura 54: Estructura de capas de la tarjeta de receptores

El uso de una estructura multicapa permite reducir costes al evitar posibles cableados o transiciones. La capa top es la capa de los componentes de radiofrecuencia y la capa bottom la de los componentes de banda base. Para unir ambos sustratos es necesario, al igual que en las antenas, el uso del prepreg Rogers 4450.

El ancho de la línea microstrip necesario para una impedancia de 50 ohm es de 0.55 mm, para ambas caras. Al contrario que en el diseño de antenas, donde uno de los planos de metalización quedaba completamente vacío, ambos planos de metalización del prepreg se usan para distribuir las diferentes alimentaciones por la pcb. Las caras superior e inferior de la tarjeta de receptores tras el montaje de los componentes se muestran en la figura 55.

Figura 55: Capa superior e inferior de la tarjeta de receptores

Las medidas de la ganancia y el factor de ruido de los receptores se representan con traza continua en la figura 56. En esa figura, con traza discontinua, también se comparan las medidas con las simulaciones realizadas.

Figura 56: Medida y simulación de la ganancia y de la figura de ruido de un receptor

La respuesta de la ganancia con respecto a la frecuencia se corresponde con la diseñada, aunque se tiene un nivel ligeramente superior con respecto al diseño. En torno a 9 MHz, la ganancia se reduce unos 8 dB por octava como estaba planteado. El conector de entrada, que no se tuvo en cuenta en la simulación, provoca que la figura de ruido sea superior a la esperada en el diseño. Sin embargo, como se mostrará más adelante con pruebas de campo, las diferencias en la figura de ruido no limitan las prestaciones del sistema.

Otro objetivo de diseño es que el fondo de ruido dependa exclusivamente de los receptores y enmascare al de la digitalizadora. Para comprobar esto, se ha digitalizado la respuesta de los ocho receptores con la digitalizadora del sistema. En la figura 57, se muestra el espectro de los ocho receptores tras la primera FFT. El fondo de ruido viene marcado por los receptores, como se había diseñado.

Figura 57: Respuesta en frecuencia de los 8 receptores

En el proceso de medida del punto de 1dB de compresión se utilizan dos generadores de radiofrecuencia y un analizador de espectros. Un generador de radiofrecuencia se coloca como OL con una potencia fija de 5 dBm (marcado por el amplificador de la señal de OL) y una frecuencia de 8.75 GHz. El otro generador se utiliza como simulador de blancos a una frecuencia fijada. Dado que se desconoce a priori si los receptores trabajan con la banda superior o la inferior, se han medido las respuestas de los ocho receptores para un tono de 8.76 GHz y para uno de 8.74 GHz con una potencia de -60 dBm en ambos casos. Las potencias de salida para los ocho canales se muestran en la tabla 12. La potencia de salida con la banda baja es coherente con la ganancia medida en los receptores para una frecuencia de batido de 2 MHz (véase figura 56 a)): aproximadamente 45 dB de ganancia.

	$P_{out}(dBm)$ @8.74 GHz	$P_{out}(dBm)$ @8.76 GHz
Receptor 1	-13.9	-32.3
Receptor 2	-13.5	-31.7
Receptor 3	-14	-33.4
Receptor 4	-14.5	-33.5
Receptor 5	-13.8	-31.5
Receptor 6	-14	-32.3
Receptor 7	-14.4	-35.8
Receptor 8	-13.5	-32.3

Tabla 12: Potencia de salida de los receptores para dos señales de entrada con frecuencias 8.74 GHz y 8.76 GHz

Claramente los receptores trabajan con la banda inferior y el rechazo a la otra banda es de 20 dB aproximadamente.

Dado que la respuesta de los receptores varía con la frecuencia, el punto de 1dB de compresión varía también como ya pasaba con la ganancia y la figura de ruido. Por ello, se ha medido la compresión en cuatro puntos de frecuencia:

Capítulo 2: Análisis, diseño e implementación de subsistemas de radiofrecuencia para un radar persistente en banda X

- En la zona baja, una frecuencia de batido de 2 MHz, que se corresponde con los blancos cercanos.
- En dos puntos de la zona intermedia con frecuencias de batido de 6 y 10 MHz.
- En un punto de la zona alta, donde el nivel de ganancia ya ha empezado a caer a una frecuencia de batido de 14 MHz.

Los resultados de los puntos de 1 dB de compresión se muestran en la tabla 13.

Rx	$F_b=2$ MHz		$F_b=6$ MHz		$F_b=10$ MHz		$F_b=14$ MHz	
	$P_{in}(dBm)$	$P_{out}(dBm)$	$P_{in}(dBm)$	$P_{out}(dBm)$	$P_{in}(dBm)$	$P_{out}(dBm)$	$P_{in}(dBm)$	$P_{out}(dBm)$
1	-41	4	-60	1	-63	2.5	-65	-5
2	-43	3	-60	1.7	-64	1.3	-65.5	-6
3	-44	2.6	-61.5	0.5	-62	2.3	-65	-7
4	-41	2	-60	1.1	-65	-0.2	-65	-5.3
5	-44	2.6	-61.5	0.7	-63.5	1.6	-66	-7
6	-41	4	-60	1.1	-65	0	-65	-5.5
7	-41	4	-60	1	-63.5	1.2	-65.5	-4.5
8	-42	4	-60	1.9	-64.5	1	-65.5	-5

Tabla 13: P1dB de los ocho receptores para diferentes frecuencias de batido

Para comprobar la similitud de los ocho canales en la figura 58 se muestran las potencias de salida en función de las potencias de entrada de los ocho receptores para las 4 frecuencias de batido escogidas.

Figura 58: Respuesta de los receptores a diferentes frecuencias de batido y potencias de entrada

Como era de esperar, salvo en las frecuencias de batido más altas, la respuesta general de los ocho receptores es bastante similar aunque con pequeños desequilibrios en amplitud entre 1 y 2 dB. En las frecuencias más altas, las tolerancias de los condensadores y de las frecuencias de corte de los filtros paso bajo modulan la respuesta del receptor generando que las diferencias sean ligeramente superiores, alrededor de 3 dB. Dado que en la zona de las frecuencias de batido altas se corresponden con distancias lejanas, el factor limitante en la estimación de los parámetros de los blancos es la SNR y no los desequilibrios entre canales.

Las medidas de los diferentes parámetros de los receptores se corresponden razonablemente bien con los diferentes objetivos de diseño marcados. Como era de esperar, se han encontrado desequilibrios entre ellos que son imposibles de solventar en la etapa de diseño. El efecto de los desequilibrios se analiza en detalle en el capítulo 3 y el proceso de calibración en el capítulo 4.

2.5.1 Integración final de los subsistemas de radiofrecuencia

Una de las partes críticas en la integración se produce en el canal receptor, entre las antenas y la tarjeta de receptores. Para evitar desequilibrios innecesarios en amplitud y fase se evita el uso de cables, se utilizan dos conectores SMP junto con una transición para unir ambas tarjetas (figura 22). Para aislar ambas tarjetas se coloca un plano metálico entre ambas. En las siguientes imágenes se muestra la integración del sistema final.

En la figura 59 se muestra el montaje del transmisor del sistema. Se han indicado la entrada de RF y las dos salidas donde se puede apreciar un atenuador que ajusta el nivel de la salida de OL. En la figura 60 se presentan las dos caras de la parte receptora. La conexión entre las antenas y los receptores se produce a través de una transición SMP como se ha comentado anteriormente. La salida en banda base de los receptores se lleva a la digitalizadora para su posterior procesado.

Figura 59: Instalación del transmisor del sistema

Figura 60: Canales receptores dentro de la mecánica final

El demostrador tecnológico desarrollado se muestra en la figura 61, tanto la parte trasera como la delantera. El peso total del sistema es inferior a 12 kg, por lo que se considera un sistema de despliegue rápido.

Figura 61: Demostrador tecnológico

Con los diagramas de radiación de las antenas receptoras, se puede apreciar el efecto del elemento radiante individual en el *beamforming* digital en la figura 62. Esta figura es equivalente a la figura 11 que se mostró en la introducción, pero en este caso con datos experimentales. Se observa como los desequilibrios afectan a los diagramas de radiación conformados, por ejemplo, en el diagrama apuntado a 20° se tiene una amplitud ligeramente inferior a la esperada.

Figura 62: Beamforming digital

2.6 Resultados de las pruebas de campo

Uno de los primeros experimentos que se hicieron con el sistema completo consistió en una prueba desde la azotea del edificio C de la E.T.S.I. de Telecomunicación (UPM) apuntando a una autopista a unos 2.5 km de distancia, una fotografía del experimento se muestra en la figura 63.

Figura 63: Fotografía del experimento

Tras realizar la captura (2048 rampas), se han procesado los datos y en la figura 64 se muestra la matriz distancia-Doppler obtenida para un apuntamiento de 0° . Alrededor de 2.5 km se obtienen detecciones para ambos sentidos de circulación. Se puede apreciar lo que se comentó en la introducción (figura 4), todo el clutter queda confinado alrededor de $f_d = 0\text{Hz}$ (velocidad radial nula). En el resto de elementos de la matriz distancia-Doppler la detección de los blancos solo depende del nivel de ruido. En la figura 64 se muestra la zona ampliada para las velocidades positivas.

En la figura 65 se muestra el zoom de la matriz distancia-Doppler pero apuntando el sistema a las direcciones de 20° y 40° . En el experimento se apuntó el sistema para que la dirección de 0° coincidiera con la carretera, por lo que no se detectan blancos en el resto de direcciones.

Figura 64: Matriz distancia-Doppler con datos experimentales apuntando a 0°

Figura 65: Matriz distancia-Doppler para diferentes direcciones de apuntamiento

Con los datos de la matriz distancia-Doppler del *beamforming* a 0° se ha implementado un algoritmo CA-CFAR para obtener el umbral con el que comparar las amplitudes y decidir si son blancos o no. Estos umbrales se pueden calcular tanto en la dimensión de la distancia como en el de la velocidad. En la figura 66 se muestra la respuesta en amplitud para una velocidad (una columna de la matriz distancia-Doppler) junto con los umbrales CA-CFAR calculados. Esta figura es equivalente al análisis de la introducción de la figura 14, pero con datos experimentales. En la figura 67 se muestran las detecciones del experimento para un rango de distancia y velocidad.

Figura 66: Comparación del umbral CA-CFAR con la amplitud de una columna de la matriz distancia-Doppler

Figura 67: Detecciones de los blancos en la matriz distancia-Doppler

Las pruebas de campo han mostrado el correcto funcionamiento del demostrador tecnológico ya que se han detectado los vehículos a la distancia y con las velocidades dentro de los rangos esperados.

2.7 Conclusiones

En este capítulo se han revisado las principales características de un radar ubicuo, que establecen los parámetros operativos fijando los objetivos de diseño de las antenas y de la implementación de los receptores que es la contribución de esta tesis al proyecto.

De las posibles alimentaciones de los parches se ha visto que la alimentación mediante acoplamiento por apertura relaja la limitación de espacio debido a la frecuencia de trabajo y a la separación entre receptores máxima para evitar la generación de *grating lobes*. Este tipo de alimentación se ha analizado de manera intensiva y se ha mostrado el efecto en la adaptación del parche por la variación de distintos parámetros.

El array individual lo forman ocho elementos (o cuatro en función del diseño) en una columna para ajustar el ancho de haz en elevación deseado. En este capítulo se ha analizado la polarización del array y se ha comprobado que la polarización vertical es más adecuada que la horizontal. Debido al sustrato usado y a que no se conforma el haz en el plano de acimut hasta la digitalización, la difracción en los bordes provoca desequilibrios en el plano de acimut del diagrama de radiación aumentando las diferencias entre canales. Además, la polarización vertical reduce el acoplamiento entre las antenas receptoras.

Las antenas diseñadas se fabricaron y midieron en cámara anecoica. Los resultados concuerdan satisfactoriamente con los objetivos de diseño. Se ha comprobado con las medidas que la posición de las antenas en la tarjeta y los acoplamientos entre ellas generan desequilibrios imposibles de solventar en la etapa de diseño. En el capítulo 3, se analiza el efecto de estos desequilibrios en los estimadores de DoA y en el capítulo 4 se corrigen.

En este capítulo también se ha mostrado la implementación de los receptores del RAD-DAR y los principales parámetros de diseño. Se han mostrado diferentes medidas y los resultados cumplen satisfactoriamente los objetivos de diseño. Las tolerancias de los componentes

generan diferencias en la respuesta en frecuencia de los receptores imposibles de corregir en la etapa de diseño. Estos desequilibrios, al igual que los de las antenas receptoras, se estudian en el capítulo 3 y se corrigen en el capítulo 4.

Por último, se ha mostrado la integración final de todos los elementos y resultados de pruebas de campo para demostrar el correcto funcionamiento del demostrador tecnológico. El sistema cumple satisfactoriamente todos los objetivos y más resultados de pruebas de campo se pueden encontrar en [Duque_19].

2.8 Bibliografía

- [Balanis_05] C. A. Balanis, *Antenna Theory. Analysis and desisgn*. 2005.
- [Civerolo_11] M. Civerolo and D. Arakaki, "Aperture coupled patch antenna design methods," in *IEEE Antennas and Propagation Society, AP-S International Symposium (Digest)*, 2011, pp. 876–879, doi: 10.1109/APS.2011.5996415.
- [Croq_90] F. Croq and A. Papiernik, "Large Bandwidth Aperture-Coupled Microstrip Antenna," *Electron. Lett.*, vol. 26, no. 16, pp. 1293–1294, 1990, doi: 10.1049/el:19900832.
- [Delos_20] P. Delos, T. Lead, and B. Broughton, "Phased Array Antenna Patterns — Part 1 : Linear Array Beam Characteristics and Array Factor," vol. 54, no. 2, pp. 1–8, 2020.
- [Delos_20b] P. Delos, T. Lead, and B. Broughton, "Phased Array Antenna Patterns — Part 2 : Grating Lobes and Beam Squint," vol. 54, no. 2, pp. 1–8, 2020.
- [Delos_20c] P. Delos, T. Lead, B. Broughton, and J. Kraft, "Phased Array Antenna Patterns-Part 3: Sidelobes and Tapering," *Visit Analog.*, vol. 54, no. 3, 2020.
- [Duque_16] Á. Duque, F. Ibañez, J. Gismero, and A. Asensio, "Diseño de un radar ubicuo en banda X," in *URSI*, 2016.
- [Duque_19] Á. Duque, F. Ibañez, J. Gismero, and A. Asensio, "Drone detection and radar-cross-section measurements by RAD-DAR," *IET Radar, Sonar Navig.*, vol. 13, no. 9, pp. 1437–1447, 2019, doi: 10.1049/iet-rsn.2018.5646.
- [Farahani_10] H. S. Farahani, M. Veysi, M. Kamyab, and A. Tadjalli, "Mutual coupling reduction in patch antenna arrays using a UC-EBG superstrate," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 9, pp. 57–59, 2010, doi: 10.1109/LAWP.2010.2042565.
- [Garg_00] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, and A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech Hou. 2000.
- [Huang_83] J. Huang, "The Finite Ground Plane Effect on the Microstrip Antenna Radiation Patterns," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 31, no. 4, pp. 649–653, 1983, doi: 10.1109/TAP.1983.1143108.
- [Jaisson_06] D. Jaisson, "Transmission line model for the input impedance of a slot-coupled rectangular patch antenna," *IEE Proc. Microw. Antennas Propag.*, vol. 153, no. 5, pp. 461–468, 2006, doi: 10.1049/ip-map.
- [James_86] J. R. James, P. S. Hall, and C. Wood, *Microstrip Antenna. Theory and Design*. 1986.

- [Karmakar_99] N. C. Karmakar and M. E. Bialkowski, "Circularly polarized aperture-coupled circular microstrip patch antennas for L-band applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 47, no. 5, pp. 933–940, 1999, doi: 10.1109/8.774159.
- [Namiki_03] T. Namiki, Y. Murayama, and K. Ito, "Improving radiation-pattern distortion of a patch antenna having a finite ground plane," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 51, no. 3, pp. 478–482, 2003, doi: 10.1109/TAP.2003.809838.
- [Nikolić_05] M. M. Nikolić, A. R. Djordjević, and A. Nehorai, "Microstrip antennas with suppressed radiation in horizontal directions and reduced coupling," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 53, no. 11, pp. 3469–3476, 2005, doi: 10.1109/TAP.2005.858847.
- [Noghanian_98] S. Noghanian and L. Shafai, "Control of microstrip antenna radiation characteristics by ground plane size and shape," *IEE Proc. Microwaves, Antennas Propag.*, vol. 145, no. 2, pp. 207–212, 1998, doi: 10.1049/ip-map:19981819.
- [Pozar_85] D. M. Pozar, "Microstrip antenna aperture- coupled to a microstripline fault detection and identification for reliable large-scale computing," *Electron. Lett.*, vol. 21, no. 2, pp. 49–50, 1985, doi: 10.1049/ele:19850034.
- [Pozar_89] D. M. Pozar, "Analysis of an Infinite Phased Array of Aperture Coupled Microstrip Patches," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 37, no. 4, pp. 418–425, 1989, doi: 10.1109/8.24161.
- [Pozar_96] D. M. Pozar, "A review of aperture coupled microstrip antennas: History, operation, development, and applications," *Univ. Massachusetts Amherst*, no. May, pp. 1–9, 1996.
- [Richards_10] M. A. Richards, J. A. Scheer, J. Scheer, and W. A. Holm, *Principles of Modern Radar: Basic Principles, Volume 1*. 2010.
- [Skolnik_02] M. Skolnik, "Systems Aspects of Digital Beam Forming Ubiquitous Radar," pp. 1–39, 2002, doi: S0003-2697(06)00331-9 [pii]\r10.1016/j.ab.2006.04.048.
- [Sullivan_86] P. L. Sullivan and D. H. Schaubert, "Analysis of an Aperture Coupled Microstrip Antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 34, no. 8, pp. 977–984, 1986, doi: 10.1109/TAP.1986.1143929.
- [Takahashi_18] R. Takahashi, T. Inaba, T. Takahashi, and H. Tasaki, "Digital Monopulse Beamforming for Achieving the CRLB for Angle Accuracy," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 54, no. 1, pp. 315–323, 2018, doi: 10.1109/TAES.2017.2756519.
- [Volakis_07] J. L. Volakis, *Antenna engineering handbook*, New York: 2007.
- [Ying_96] Z. Ying and P. S. Kildal, "Improvements of dipole, helix, spiral, microstrip patch and aperture antennas with ground planes by using corrugated soft surfaces," *IEE Proc. Microwaves, Antennas Propag.*, vol. 143, no. 3, pp. 244–248, 1996, doi: 10.1049/ip-map:19960385.

3. Análisis e implementación de técnicas de estimación del acimut de los blancos para sistemas radar con arquitectura multireceptora

3.1 Introducción

En recepción, el RAD-DAR tiene una arquitectura de array digital a nivel de elemento que permite explotar las características del *beamforming* digital. En comparación con sistemas de vigilancia convencionales que realizan el *beamforming* de manera analógica, mediante redes pasivas de combinación y/o atenuadores y desfasadores variables, una configuración de *beamforming* digital presenta diversas ventajas: mejora la colocación de nulos en posiciones deseadas, no produce pérdidas en el proceso de enventanado (más allá de las propias del proceso), permite la generación de múltiples haces en recepción simultáneamente y facilita la corrección de los canales receptores entre otras características [Steyskal_87], [Steyskal_89] y [Talisa_16]. Aunque el *beamforming* digital se puede implementar tanto en transmisión como en recepción, es en la parte receptora donde se explotan mejor sus características [Steyskal_89].

En un sistema radar de vigilancia una parte importante en el procesamiento de las señales recibidas es la estimación de la dirección de llegada de los blancos. Una de las técnicas más extendidas en sistemas radar para estimar la posición angular de los blancos es la técnica monopulso [Nickel_06], [Sherman_11] y [Takahashi_18]. En esta técnica la dirección de llegada de la señal (DoA, por sus siglas en inglés) se obtiene mediante la comparación de dos diagramas generados con la señal recibida: el diagrama Suma ($\Sigma(\theta)$) y el diagrama Diferencia ($\Delta(\theta)$). En la dirección de apuntamiento $\Sigma(\theta)$ tiene un máximo y $\Delta(\theta)$ tiene un nulo. Según el blanco se va alejando de la dirección de apuntamiento, la relación entre los diagramas generados con la señal recibida produce una tensión que está relacionada con el DoA del blanco [Nickel_06]. En los sistemas convencionales de monopulso se suelen utilizar híbridos y desfasadores en la etapa de RF para obtener de manera independiente $\Sigma(\theta)$ y $\Delta(\theta)$. Estos componentes pasivos están calibrados a una frecuencia central, provocando que el ancho de banda efectivo para la utilización de la técnica monopulso esté muy limitado [Lo Monte_12]. Sin embargo, la implementación de la técnica monopulso en el plano digital permite mayor flexibilidad. En este capítulo se analiza de manera intensiva la técnica monopulso en sistemas de array digital a nivel de elemento desde un punto de vista teórico y su implementación práctica en el RAD-DAR.

La digitalización de las señales recibidas a nivel de elemento permite utilizar otros estimadores del DoA de los blancos. Algunos estimadores están basados en subespacios como por ejemplo *Multiple Signal Classification* (MUSIC), otros estimadores utilizan múltiples haces en recepción (*Maximum Likelihood estimator*, MLE) o estiman el DoA buscando en un amplio rango acimutal el máximo del diagrama Suma conformado (método *Sum-Delay*). Estos estimadores, aunque tienen una precisión alta en la estimación del DoA, suelen generar un alto coste computacional que limita su implementación en aplicaciones en tiempo real. En este capítulo se presenta la implementación de algunas de estas técnicas en el sistema RAD-DAR.

3.2 Monopulso

3.2.1 Introducción a la técnica monopulso

Una de las primeras técnicas utilizada en los radares de seguimiento para la obtención de la información angular de los blancos es el *sequential lobing*. Esta técnica se basa en ir alternando dos haces directivos que, en lugar de apuntar directamente en la dirección del blanco, apuntan a un lado y a otro del mismo. La diferencia en amplitud entre las dos respuestas es proporcional al error de apuntamiento del blanco. Otra técnica utilizada por los primeros radares de seguimiento es el *conical scan*. En esta técnica, un único haz directivo va rotando con respecto a la dirección de apuntamiento. Esto provoca que la respuesta de los blancos esté modulada en amplitud por un tono de frecuencia angular la del giro del sistema y con una profundidad de modulación proporcional a la separación angular del blanco respecto a la dirección de apuntamiento [Sierra_05]. Ambas técnicas presentan limitaciones relacionadas con las fluctuaciones de amplitud de los blancos. Para superar este inconveniente se desarrolló la técnica monopulso y se publicó el primer artículo desclasificado en el año 1955 [Page_55]. Aunque este artículo está basado en un informe de U.S. *Naval Research Laboratory* de 1944 que estuvo censurado durante años, cuyo autor era también Page [Sherman_11].

Si bien existen sistemas monopulso para estimar tanto el acimut como la elevación de los blancos, en lo que sigue nos referiremos siempre a sistemas monopulso que permitan exclusivamente la estimación del acimut. La técnica monopulso utiliza dos haces que siempre están apuntando a la zona de vigilancia, en lugar de estar cambiando de uno a otro. Después, como se ha comentado en la introducción, se conforman los diagramas $\Sigma(\theta)$ y $\Delta(\theta)$ y utilizando la relación entre ambos, se calcula la dirección de llegada del eco del blanco. En sistemas radar de vigilancia con exploración acimutal de tipo mecánico, el sistema de antena normalmente proporciona las señales $\Sigma(\theta)$ y $\Delta(\theta)$. Se requieren dos receptores para detectar la señal entregada por cada uno de ellos y un subsistema, denominado habitualmente *procesador monopulso*, combina las salidas de estos. La tensión de salida es, idealmente, proporcional al ángulo de llegada de la señal con respecto a la dirección de apuntamiento. La función que relaciona este valor de tensión con el ángulo relativo al de apuntamiento se denomina *función monopulso*.

Las principales ventajas de la técnica monopulso son:

- Al calcular el DoA del blanco en cada uno de los ecos capturados se evitan en gran parte las fluctuaciones en amplitud.
- Dado que solo se necesita una respuesta de un blanco para estimar su acimut, se aumenta la velocidad de refresco de la información aunque, en la práctica, se suelen utilizar varias para mejorar la SNR.

- A diferencia de otras técnicas, los diagramas $\Sigma(\theta)$ y $\Delta(\theta)$ están siempre iluminando la escena, por lo que se obtiene una SNR mayor.

Por otro lado, en sistemas radar con arquitectura de *phased-array* convencional (apuntamiento y enventanado mediante atenuadores y desfases variables) no es posible diseñar de manera independiente el diagrama $\Delta(\theta)$ del diagrama $\Sigma(\theta)$, ya que para la generación de ambos se utilizan los mismos elementos físicos. El *beamforming* digital permite explotar las características del monopolso gracias a la flexibilidad en la conformación de estos diagramas.

El principal inconveniente de la técnica monopolso en sistemas convencionales es que necesitan diseños de equipos específicos para su implementación [Sherman_11]. Por ejemplo, como se ha comentado anteriormente, es habitual encontrar sistemas con dos receptores: uno para $\Sigma(\theta)$ y otro para $\Delta(\theta)$. Este inconveniente no es tal para sistemas con array digital en recepción ya que, al calcular $\Sigma(\theta)$ y $\Delta(\theta)$ en el plano digital, no es necesario la utilización de equipos concretos en la implementación de esta técnica.

Los sistemas monopolso se suelen clasificar en dos categorías: monopolso de amplitud y monopolso de fase. En el monopolso de amplitud se utilizan dos haces en recepción desapuntados con respecto al eje de apuntamiento de la antena. Al estar desapuntados el mismo ángulo con respecto a la dirección de apuntamiento, $\Sigma(\theta)$ tiene un máximo en esa dirección y $\Delta(\theta)$ un nulo. Por ejemplo, en un sistema con dos canales en recepción y desapuntados 0.5° con respecto a 0° utilizando los diagramas individuales de la figura 1, se obtienen los diagramas $\Sigma(\theta)$ y $\Delta(\theta)$ de la figura 2. Los diagramas individuales de las antenas se han modelado utilizando dos funciones sinc, según los ejemplos de [Mahafza_08], que proporcionan anchos de haz de 0.9° .

Figura 1: Diagramas de radiación de las antenas individuales desapuntados 0.5°

Figura 2: Ejemplo de diagramas $\Sigma(\theta)$ y $\Delta(\theta)$ del monopulso de amplitud

La función monopulso se evalúa directamente como el cociente entre las amplitudes de $\Sigma(\theta)$ y $\Delta(\theta)$ según (1), consiguiéndose el resultado mostrado en la figura 3.

$$\text{Monopulso} = \frac{\Delta}{\Sigma} \quad (1)$$

Figura 3: Ejemplo de una función monopulso de amplitud

En el caso del monopulso de amplitud, la pendiente de la función monopulso viene marcada por el desapuntamiento de las antenas (en inglés se conoce como ángulo de *squint*). Aumentar el ángulo de *squint*, incrementa la pendiente de la función monopulso hasta conseguir el valor óptimo [Sherman_11]. Cuando se quiera calcular la dirección de llegada de un blanco, se calcula el valor monopulso usando (1), se lleva ese valor a la función de la figura 3 y se obtiene la dirección de llegada con respecto a la dirección de apuntamiento. En la práctica, la función monopulso está almacenada en forma de *look-up table* en el procesador de señal radar.

En el monopulso de amplitud cada canal tiene un valor de amplitud diferente para el mismo blanco (excepto si éste está en la dirección de apuntamiento), pero la fase es, idealmente, idéntica. Por el contrario, en el monopulso de fase, los canales tienen idealmente el mismo diagrama de radiación pero con un centro de fase diferente. Esto provoca que la información

del acimut del blanco se encuentra en la diferencia de fase entre ellos. Un ejemplo de monopolso de fase es el presentando en la figura 4, cuando se tienen solo dos antenas iguales en recepción. En la figura, d es la separación entre ambas antenas [Mahafza_08].

Figura 4: Ejemplo de una arquitectura de monopolso de fase

En el caso de la figura 4, el blanco tiene una dirección acimutal θ_s respecto a la mediatriz de la línea base del sistema de antenas. En esta situación se cumple que:

$$R_1^2 = R^2 + \left(\frac{d}{2}\right)^2 - \frac{2d}{2}R\sin(\theta_s) \quad (2)$$

Dado que $d \ll R$ se:

$$R_1 \approx R\left(1 + \frac{d}{2R}\sin(\theta_s)\right) \quad (3)$$

$$R_2 \approx R\left(1 - \frac{d}{2R}\sin(\theta_s)\right) \quad (4)$$

Por lo tanto, la diferencia de fase entre las señales recibidas por ambos canales es:

$$\varphi = \frac{2\pi}{\lambda}(R_1 - R_2) = \frac{2\pi}{\lambda}d\sin(\theta_s) \quad (5)$$

Debido a esto la relación entre $\Delta(\theta)$ y $\Sigma(\theta)$ es la siguiente:

$$\frac{\Delta}{\Sigma} = \frac{1 - e^{-j\varphi}}{1 + e^{-j\varphi}} = j\tan\left(\frac{\varphi}{2}\right) \quad (6)$$

En la figura 5 se muestra la función monopolso resultante para una separación entre antenas de media longitud de onda y utilizando (6) para la función monopolso. En un monopolso de fase, la diferencia de fase entre el diagrama Suma y el Diferencia es de $\pm 90^\circ$ (según el blanco se sitúe a derecha o izquierda de la dirección de apuntamiento). En un monopolso de amplitud las diferencias de fase son de 0° o 180° . Con la relación entre los módulos de ambos diagramas se obtiene el valor monopolso, se estima si está a la derecha o a la izquierda de la dirección de apuntamiento con el signo del seno (o del coseno) de la diferencia de fase entre ellos.

Figura 5: Ejemplo de una función monopulso de fase teórica para $d=0.5\lambda$

El error rms en la estimación del ángulo de llegada a través de la función monopulso, en las proximidades de la dirección de apuntamiento donde la función es lineal, viene dado por la siguiente expresión [Sherman_11]:

$$\sigma = \frac{\theta_{3dB}}{k_m \sqrt{2 \cdot SNR}} \quad (7)$$

Donde θ_{3dB} es el ancho de haz de $\Sigma(\theta)$ y k_m es la pendiente de la función monopulso en torno a la dirección de apuntamiento. A la vista de (7), aquellos diagramas $\Sigma(\theta)$ con anchos de haz más estrechos tienen un estimador con menos error que los sistemas con diagramas de radiación menos directivos. La pendiente de la función monopulso es otro factor determinante para reducir el error. De hecho, en lugar de usar directamente la relación $\Delta(\theta)$ y $\Sigma(\theta)$, se suelen utilizar procesadores monopulso que (mediante diferentes combinaciones de las señales $\Delta(\theta)$ y $\Sigma(\theta)$ dependiendo del proceso de detección de las mismas) permiten maximizar la pendiente [Jacovitti_83].

Las propiedades que debe cumplir un procesador monopulso y los aspectos de mérito en la elección de un procesador monopulso u otro son [Sherman_11]:

- La función resultante debe ser impar con respecto a la dirección de apuntamiento, ya que cada dirección debe tener un valor monopulso único. Esto provoca que blancos a ambos lados de ésta tengan el mismo valor monopulso pero con signos contrarios. Se entiende que un procesador monopulso es mejor cuanto mayor sea la pendiente de la función monopulso en la dirección de apuntamiento.
- Para ángulos pequeños respecto a la dirección de apuntamiento el valor monopulso debe ser proporcional al ángulo.
- El procesador debe mantener sus propiedades en el mayor margen dinámico posible, evitando saturaciones.
- El valor para cada ángulo debe ser independiente del resto de valores.

Ejemplos de procesadores monopulso se pueden encontrar en [Sierra_05].

3.2.2 Implementación de la técnica monopulso en un array digital en recepción

En un sistema con array digital en recepción la estimación del acimut de los blancos se realiza digitalmente. Con las respuestas en módulo y fase de los blancos para los N canales, se calcula el valor monopulso y se coteja con las *look-up tables*, previamente calculadas, para obtener la dirección acimutal del blanco.

Como se verá en lo que sigue de esta sección, y posteriormente en el capítulo 4, los desequilibrios entre canales receptores afectan a la bondad de la estimación del DoA de los blancos. La técnica monopulso permite reflejar estos desequilibrios en la función monopulso, en mayor o menor medida dependiendo de la información disponible, de manera que se minimiza el error cometido haciéndolo dependiente exclusivamente del nivel de ruido si no hay señales interferentes externas. Por otra parte, la conformación independiente de $\Delta(\theta)$ y $\Sigma(\theta)$ proporciona un grado de libertad adicional para la minimización de la varianza del estimador de DoA.

3.2.2.1 Análisis teórico del monopulso para sistemas con array digital en recepción.

Una primera aproximación a la implementación de la técnica monopulso en el RAD-DAR (o en sistemas con array digital a nivel de elemento) es el monopulso de amplitud. Para ello, se conforman dos haces en recepción desapuntados el mismo valor con respecto a la dirección de apuntamiento. En un sistema de N canales, asumiendo que todas las antenas tienen el mismo diagrama de radiación ($Rad_{Rx}(\theta)$), sin desequilibrios en amplitud y fase, con un enventanado $\mathbf{w}_\Sigma$, apuntando a una dirección θ_s y tomando como referencia de fase el centro del array (figura 6 con $N = 8$) el diagrama Suma viene determinado por (8).

Figura 6: Diagrama de bloques del sistema receptor con $N=8$

$$\Sigma(\theta) = 2 \cdot Rad_{Rx}(\theta) \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}} \mathbf{w}_\Sigma(n) \cos \left(kd \frac{1}{2} (2n-1) (\sin(\theta) - \sin(\theta_s)) \right) \quad (8)$$

En el monopulso de amplitud se generan dos diagramas con (8) apuntando a θ_s y a $-\theta_s$. El diagrama Suma final se obtiene con la suma de ambos y el Diferencia con la resta. En la figura 7 se muestra un ejemplo de dos diagramas (apuntados a $\pm 5^\circ$) en recepción junto con los diagramas $\Delta(\theta)$ y $\Sigma(\theta)$ obtenidos. En la generación de los diagramas individuales se ha fijado $N = 8$, $d/\lambda = 0.54$ y un enventanado de Taylor de -25 dB.

Figura 7: a) Haces en recepción conformados con $N=8$ y normalizados, b) Diagramas normalizados $\Sigma(\theta)$ (azul) y $\Delta(\theta)$ (rojo) del monopolso de amplitud

En la figura 8 se presenta la función monopolso resultante utilizando los diagramas de la figura 7 según (1).

Figura 8: Función monopolso de amplitud (*squint angle* 5°)

La pendiente de la curva mostrada en la figura 8 depende del ángulo de desapuntamiento de los haces receptores, para un mismo número de canales y separación entre ellos. Se puede aumentar dicha pendiente optimizando el ángulo de desapuntamiento, como se ha comentado en la introducción. El inconveniente de la técnica monopolso de amplitud en un sistema con array digital a nivel de elemento es que el diagrama Diferencia se consigue partiendo de dos diagramas Suma, como se ha visto. Esto genera que el diagrama Diferencia sea dependiente del Suma y no se pueda sintetizar para explotar sus características. Sin embargo, en el monopolso de fase, es posible sintetizarlo de manera independiente como se muestra a continuación.

En los sistemas donde se conforman $\Sigma(\theta)$ y $\Delta(\theta)$ antes de la digitalización de las señales, ambos diagramas suelen tener el mismo enventanado. A esta situación en este capítulo se le llama enventanado convencional. La diferencia entre ambos diagramas es que en el diagrama Suma ambas mitades del array se suman y en el Diferencia se restan. En un sistema de N canales, asumiendo que todas las antenas tienen el mismo diagrama de radiación ($Rad_{Rx}(\theta)$) sin desequilibrios en amplitud y fase, con un enventanado convencional ($|\mathbf{w}_{\Sigma}(n)| = |\mathbf{w}_{\Delta}(n)|$), apuntando a una dirección θ_s y con las referencias de fase de las antenas de la figura 6, el diagrama Diferencia cumple la siguiente expresión:

$$\Delta(\theta) = 2j \cdot \mathbf{Rad}_{Rx}(\theta) \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}} \mathbf{w}_{\Delta}(n) \sin\left(kd \frac{1}{2}(2n-1)(\sin(\theta) - \sin(\theta_s))\right) \quad (9)$$

A la vista de (8) y (9) la relación entre ambos diagramas es la siguiente:

$$\frac{\Delta}{\Sigma}(\theta) = \frac{j \cdot \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}} \mathbf{w}_{\Sigma}(n) \sin\left(kd \frac{1}{2}(2n-1)(\sin(\theta) - \sin(\theta_s))\right)}{\sum_{n=1}^{\frac{N}{2}} \mathbf{w}_{\Sigma}(n) \cos\left(kd \frac{1}{2}(2n-1)(\sin(\theta) - \sin(\theta_s))\right)} \quad (10)$$

Para el caso en el que el enventanado es uniforme ($|\mathbf{w}_{\Sigma}(n)| = |\mathbf{w}_{\Delta}(n)| = 1$), se cumple que:

$$\frac{\Delta}{\Sigma}(\theta) = j \cdot \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}} \tan(kd \frac{1}{2}(2n-1)(\sin(\theta) - \sin(\theta_s))) \quad (11)$$

Los diagramas Suma y Diferencia con un enventanado uniforme, para una dirección de apuntamiento de 0° , con $N = 8$ y $d/\lambda = 0.54$ se muestran en la figura 9. Además, conocida la relación entre el diagrama Suma y el diagrama Diferencia se calcula la función monopolso siguiendo la expresión (12).

Figura 9: Diagramas normalizados Suma y Diferencia ideales con un enventanado uniforme para la dirección de 0° con N=8

$$Monopulso(\theta) = \left| \frac{\Delta}{\Sigma}(\theta) \right| \sin(\delta) \quad (12)$$

Donde δ es la diferencia de fase entre ambos diagramas, que como se ha indicado anteriormente, es de $\pm 90^\circ$ a derecha e izquierda de la dirección de apuntamiento. Para la dirección de cero grados, a la frecuencia central del RAD-DAR 8.75GHz, con la separación d entre elementos igual a 18.5mm y con un enventanado uniforme se obtiene la función monopulso, acotada dentro del lóbulo principal, que se muestra en la figura 10.

Figura 10: Monopulso de fase con un enventanado uniforme para una dirección de apuntamiento de 0° y N=8

En la figura 10 se ha representado también la recta ideal, que es la función monopulso que se obtendría si sobre todo el rango acimutal se tuviera una respuesta totalmente lineal y con la misma pendiente que en la dirección de apuntamiento (k_m). En la figura 10 se aprecia que en un rango acimutal limitado ($\pm 4^\circ$) la función monopulso se corresponde con una recta de pendiente k_m , fuera de ese rango el monopulso pierde linealidad. Además, en los nulos del diagrama Suma la función monopulso tiene polos, por lo que el rango útil del monopulso está

limitado [Nickel_06]. El valor de k_m que se ha usado en la figura 10 se calcula con la siguiente expresión particularizando para $|w_\Sigma(n)| = 1$ [Takahashi_18]:

$$k_m = \theta_{3dB} \frac{2\pi \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}} w_\Sigma(n) \mathbf{d}_m(n)}{\lambda \sum_{n=1}^{\frac{N}{2}} w_\Sigma(n)} \quad (13)$$

Donde $\mathbf{d}_m$ es un vector de N elementos, que representa las posiciones de las antenas receptoras con respecto al centro del array. Se pueden escoger diferentes puntos para la referencia de fase de las antenas receptoras. Una opción popular es utilizar una de las antenas de los extremos como referencia de fase [Richards_10]. La diferencia de fase entre el canal referencia y el canal n para una señal con una dirección de llegada θ_s es:

$$\varphi_n = n \cdot \frac{2\pi}{\lambda} d \sin(\theta_s); n = 0, \dots, N - 1 \quad (14)$$

Otra opción es utilizar el centro de la dimensión en la que se encuentra el array lineal como referencia de fase para realizar el *beamforming*. En esa situación, las diferencias de fase no dependen del producto $n \cdot d$ sino que hay un vector $\mathbf{d}_m$ con las posiciones con respecto al centro. En el caso del RAD-DAR con 8 canales, con una separación entre elementos de 18.5mm (como se explicó en el capítulo 2) ese vector tiene los valores de la tabla 1.

Número de antena	$d_m(mm)$
4	-64.75
3	-46.25
2	-27.75
1	-9.25
1'	9.25
2'	27.75
3'	46.25
4'	64.75

Tabla 1: Valores del vector $\mathbf{d}_m$ en el sistema RAD-DAR

Según (7), además del nivel de SNR, el error rms en la estimación del DoA depende del ancho de haz del diagrama Suma y de la pendiente k_m . En un sistema con array digital en recepción el ancho de haz del diagrama Suma lo marcan el número de canales y el enventanado que se use, como se vio en el capítulo 2. En la figura 11 se ha representado la función monopolso teórica para diferentes números de canales con una separación entre ellos de 0.54λ y un enventanado uniforme.

Figura 11: Funciones monopulso según el número de canales con un inventariado uniforme y $\theta_s = 0^\circ$

Si se aumenta el número de canales, el ancho de haz del diagrama Suma es menor por lo que la pendiente de la recta monopulso es mayor. Sin embargo, al tener un diagrama de radiación más estrecho, los polos se encuentran más cerca y el rango útil del monopulso es menor. En un radar de vigilancia superficial esto se traduce en la necesidad de conformar más haces en recepción para cubrir la misma zona de cobertura acimutal.

Además del número de canales, el inventariado (como se demostró en el capítulo 2) influye en el ancho de haz del diagrama Suma. En la figura 12 se representan diferentes funciones monopulso para un inventariado de Taylor con 8 elementos variando el nivel objetivo de lóbulos secundarios. Se mostró en el capítulo 2, que un inventariado de Taylor reduce menos el máximo del diagrama sintetizado en comparación con uno de Chebyshev, por lo que es el que se usa nominalmente en este capítulo. Además, en la figura 12, también se representa la función monopulso con un inventariado uniforme. Con ventanas que proporcionan niveles de lóbulos secundarios inferiores se consigue una función monopulso con una pendiente menor, debido a que el ancho de haz es mayor.

Figura 12: Funciones monopulso según el nivel de lóbulos secundarios de la ventana con $N=8$ y $\theta_s = 0^\circ$

En el RAD-DAR para cubrir toda la cobertura acimutal ($\pm 45^\circ$) se sintetizan un total de 5 diagramas Suma en recepción, con sus correspondientes diagramas Diferencia. Las direcciones de apuntamiento son $[-40^\circ, -20^\circ, 0^\circ, 20^\circ, 40^\circ]$. Para esas cinco direcciones se generan utilizando (8) y (9) los diagramas $\Sigma(\theta)$ y $\Delta(\theta)$ con un enventanado de Taylor con -25 dB de nivel de lóbulos secundarios. En la figura 13 se representan los diagramas $\Sigma(\theta)$ y $\Delta(\theta)$ ideales para las direcciones 0° , 20° y 40° . Los diagramas a -20° y -40° son simétricos respecto a los mostrados al no haber desequilibrios.

Figura 13: Diagramas normalizados $\Sigma(\theta)$ y $\Delta(\theta)$ para las direcciones de: a) 40° , b) 20° y c) 0°

La principal cualidad del enventanado convencional es que el diagrama Diferencia cubre al diagrama Suma en todas las direcciones salvo dentro del haz principal a, idealmente, 3 dB. Esa característica facilita discriminar blancos, ya que aunque un blanco se pueda detectar por dos diagramas Suma, solo en uno el módulo del diagrama Suma estará por encima del módulo del diagrama Diferencia. Cuantos más canales se utilicen, más estrechos serán los haces sintetizados y mayor será la necesidad de discriminar blancos.

Las cinco funciones monopulso ideales (todos los elementos tienen el mismo diagrama de radiación) con un enventanado de -25 dB se presentan en la figura 14. Todas ellas tienen el cruce por cero en la dirección de apuntamiento. Las diferentes pendientes de las 5 funciones monopulso se deben al ensanchamiento del haz del diagrama Suma a medida que aumenta la dirección de apuntamiento.

Figura 14: Funciones monopulso teóricas del sistema RAD-DAR

3.2.2.2 Precisión en la estimación del DoA mediante la técnica monopulso.

Hasta ahora se ha analizado la implementación del monopulso en el caso convencional, donde $|\mathbf{w}_s(n)| = |\mathbf{w}_d(n)|$. En lo que sigue se analizan otras implementaciones que buscan minimizar el error en la estimación del DoA. Para comparar las prestaciones de las distintas opciones se calcula el error del estimador en función de la SNR y las pérdidas que se producen en relación con la cota de Cramer-Rao. Esta cota indica la mínima varianza del error que se puede conseguir, por lo que es una referencia común para todas las implementaciones. Además, servirá como referencia de la correcta implementación de las simulaciones, al no ser posible obtener un estimador que tenga una varianza inferior a la cota de Cramer-Rao.

El límite inferior Cramer-Rao (CRLB) para la estimación angular en arrays lineales viene dado por [Tuncer_09] y [Takahashi_18]:

$$\sigma_{CRLB} = \frac{\lambda}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{2 \cdot T \cdot ESNR} (\mathbf{a}^h(u) \mathbf{D} \mathbf{P} \mathbf{D} \mathbf{a}(u))^{-1}} \quad (15)$$

Donde T es el número de integraciones coherentes que se hacen de un mismo blanco, $ESNR$ es el nivel de SNR en el elemento (antes de la conformación del diagrama Suma y del Diferencia) y el superíndice h indica la traspuesta conjugada. El resto de parámetros se definen como:

$$\mathbf{P} = \mathbf{I} - \frac{\mathbf{a}(u) \mathbf{a}^h(u)}{\mathbf{a}^h(u) \mathbf{a}(u)} \quad (16)$$

$$\mathbf{D} = \text{diag}(d_1, d_2, \dots, d_N) \quad (17)$$

$$\mathbf{a}(u) = \left[e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d_1 u}, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d_2 u}, e^{j \frac{2\pi}{\lambda} d_N u} \right]^T \quad (18)$$

$$u = \sin(\theta_s) \quad (19)$$

Cuando se tienen las fases y las posiciones de las antenas referenciadas al centro del array y para la dirección *broadside* ($u = 0$) la cota de Cramer-Rao es:

$$\sigma_{CRLB} = \frac{\lambda}{4\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{T \cdot ESNR \cdot \sum_{n=1}^N d_m^2}} \quad (20)$$

Conocida la cota de Cramer-Rao y el error del monopolso convencional (utilizando (7)) se puede cotejar la distancia teórica entre ambas en función de la SNR. Los resultados teóricos en función de la SNR para una dirección de llegada de 0° , utilizando un enventanado de Taylor de -25 dB, con $N = 8$ y $d/\lambda = 0.54$ se muestran en la figura 15.

Figura 15: Error rms teórico del monopolso con un enventanado convencional (rojo) y la cota de Cramer-Rao (azul) para una dirección de llegada de 0° de un sistema con 8 canales

Los resultados teóricos de la figura 15 muestran que el uso del enventanado convencional implica una pérdida de unos 3 dB con respecto a la implementación óptima (CRLB). Además, estos resultados teóricos sirven como referencia para validar los resultados de las simulaciones de esta sección.

El modelo de la señal usado para evaluar el monopolso representa la salida de los canales $\mathbf{y}_i$ según la siguiente expresión [Ho_17] y [Takahashi_18]:

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{a}(u)p_i + \mathbf{n}_i; i = 1, \dots, M_c \quad (21)$$

Donde p_i representa la amplitud de los blancos, $\mathbf{n}_i$ es el ruido en módulo y fase que se le añade a cada canal de manera independiente y M_c el número de realizaciones de la simulación de Monte Carlo. En el RAD-DAR, cada elemento del vector $\mathbf{a}(u)p_i$ es el resultado en módulo y fase del bin correspondiente al blanco tras la segunda FFT. Este modelo no incluye el efecto del número de muestras capturadas en los resultados.

Dado que el ruido entre los canales receptores es independiente y se añade antes de la integración, el nivel de SNR final viene dado por:

$$SNR = ESNR \cdot T \cdot L_{SNR} \cdot N \quad (22)$$

Donde L_{SNR} representa las pérdidas en SNR que se producen en el enventanado del diagrama Suma y vienen dadas por [Richards_10] y [Takahashi_18]:

$$L_{SNR} = \frac{|\sum_{n=1}^N \mathbf{w}_s(n)|^2}{N \sum_{n=1}^N |\mathbf{w}_s(n)|^2} \quad (23)$$

En las simulaciones, se calcula el error rms en la estimación del DoA de los blancos para cada nivel de SNR según:

$$RMSE_{doa} = \sqrt{\frac{1}{M_c} \sum_{i=1}^{M_c} (\theta_i - \theta_{real})^2} \quad (24)$$

Donde θ_{real} se corresponde con la dirección real del blanco y θ_i con la estimada para cada realización de Monte Carlo.

En la figura 16 se comparan el error rms de la estimación del DoA con los resultados teóricos. Se ha simulado un sistema de 8 canales, con la separación entre canales del RAD-DAR, con un enventanado convencional de Taylor en el diagrama Suma y el Diferencia de -25 dB de lóbulos secundarios y una dirección de llegada que coincide con la de apuntamiento del sistema (0°). Para cada valor de SNR se han realizado 10000 realizaciones de Monte Carlo y no se han realizado integraciones coherentes ($T=1$) para la estimación del acimut.

Figura 16: Error rms para una dirección de llegada de 0° en función de la SNR con un enventanado convencional

Para obtener los resultados de la figura 16, después de calcular el valor de la función monopolso con (12) para cada realización, se estima su acimut utilizando una interpolación con las funciones monopolso que se han mostrado en la figura 14, en este caso para la dirección de 0° . Los resultados de las simulaciones coinciden con los teóricos y se sigue manteniendo la distancia de 3 dB entre el error utilizando el enventanado convencional y el de la cota.

En la figura 17 se representa el error rms para las mismas condiciones de simulación de la figura 16, pero para las direcciones de apuntamiento y DoA del blanco de 20° y 40° .

Figura 17: Error rms con un enventanado convencional para las direcciones de llegada de: a) 20° y b) 40°

Según la dirección de apuntamiento se aleja de la dirección *broadside*, el error cometido es mayor, como ya se comentó al calcular las funciones monopulso, si bien la relación con respecto a la CRLB no cambia apreciablemente. Los resultados de las simulaciones se siguen correspondiendo con los teóricos.

Como ya se ha comentado, el array digital en recepción permite enventanados diferentes para los diagramas $\Sigma(\theta)$ y $\Delta(\theta)$. Según la expresión (7) uno de los factores que afectan al error del estimador monopulso es la pendiente de la función monopulso. Si se mantiene fijo el diagrama Suma (por lo que no cambia su ancho de haz) y simultáneamente se aumenta la pendiente de la función monopulso, se reduce el error del estimador. Aumentando el nivel de los dos primeros lóbulos del diagrama Diferencia se consigue una pendiente mayor de la función monopulso. Un enventanado muy utilizado que permite aumentar este nivel y que a su vez ajusta el nivel del resto de lóbulos al deseado, es el enventanado de Bayliss [Bayliss_68] y [Richards_10]. En la figura 18, se representa el diagrama Suma para la dirección de 0° con el enventanado nominal del sistema, el diagrama Diferencia con un enventanado convencional ($|\mathbf{w}_\Sigma(n)| = |\mathbf{w}_\Delta(n)|$) y el

diagrama Diferencia con un enventanado de Bayliss para un nivel de lóbulos secundarios de -25 dB.

Figura 18: Diagrama Suma, Diferencia convencional y Diferencia Bayliss para la dirección de 0°

El enventanado de Bayliss permite, en efecto, aumentar el nivel de los dos primeros lóbulos del diagrama Diferencia. Este diagrama no cubre al diagrama Suma fuera del haz principal, lo que imposibilita discriminar blancos usando este enventanado. Las funciones monopulso para el enventanado convencional y el enventanado de Bayliss se muestran en la figura 19. El aumento del nivel de los lóbulos principales del diagrama Diferencia se refleja en un aumento de la pendiente monopulso, reduciéndose el error rms del estimador como se mostrará más adelante con simulaciones.

Figura 19: Funciones monopulso con un enventanado convencional y de Bayliss para la dirección de 0°

La posibilidad de utilizar enventanados diferentes para el diagrama Suma y el Diferencia, junto con el efecto del nivel de los primeros lóbulos del diagrama Diferencia en la pendiente monopulso, ha sido objeto de estudio para reducir el error rms en el estimador de DoA. En [Takahashi_12], [Takahashi_13] y [Takahashi_18] se estudia un enventanado del diagrama Diferencia para que el error rms del estimador coincida con la cota de Cramer-Rao. En

[Takahashi_18] se hace un análisis teórico de este enventanado y se presentan simulaciones para una dirección de apuntamiento de 0° . En lo que sigue se implementa este enventanado en el RAD-DAR tanto con los datos teóricos como experimentales. Además, se compara este enventanado con el de Bayliss y se utiliza en otras direcciones de apuntamiento diferentes a 0° .

En torno a la dirección de apuntamiento y suponiendo que tanto las posiciones de las antenas como sus fases están referenciadas al centro de la antena (las posiciones de la figura 6), la función monopulso se aproxima por:

$$\frac{k_m^{opt}}{\theta_{3dB}} u = \text{Im} \left(\frac{\mathbf{w}_\Delta^h \mathbf{a}(u)}{\mathbf{w}_\Sigma^h \mathbf{a}(u)} \right) \quad (25)$$

Donde k_m^{opt} es la pendiente de la función monopulso en el caso óptimo e $\text{Im}(x)$ se refiere a la parte imaginaria de x . Diferenciando con respecto a u la pendiente de la función monopulso optimizada es:

$$k_m^{opt} = \theta_{3dB} \frac{d}{du} \text{Im} \left(\frac{\mathbf{w}_\Delta^h \mathbf{a}(u)}{\mathbf{w}_\Sigma^h \mathbf{a}(u)} \right) \quad (26)$$

Introduciendo el valor de k_m^{opt} en (7) se obtiene el error de estimación del DoA con esta función:

$$\sigma^{opt} = \frac{\theta_{3dB}}{k_m^{opt} \sqrt{2 \cdot \text{SNR}}} = \frac{1}{\frac{d}{du} \text{Im} \left(\frac{\mathbf{w}_\Delta^h \mathbf{a}(u)}{\mathbf{w}_\Sigma^h \mathbf{a}(u)} \right) \sqrt{2 \cdot \text{SNR}}} \quad (27)$$

Igualando (27) a (20) para que la desviación estándar coincida con la cota de Cramer-Rao:

$$\sigma^{opt} = \frac{1}{\frac{d}{du} \text{Im} \left(\frac{\mathbf{w}_\Delta^h \mathbf{a}(u)}{\mathbf{w}_\Sigma^h \mathbf{a}(u)} \right) \sqrt{2 \cdot \text{SNR}}} = \frac{\lambda}{4\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{T \cdot \text{ESNR} \cdot \sum_{n=1}^N \mathbf{d}_m^2(n)}} \quad (28)$$

En [Takahashi_18] se demuestra que:

$$\mathbf{w}_\Delta^h \mathbf{a}(u) = \sqrt{\sum_{n=1}^N \mathbf{d}_m^2(n)} \sqrt{\sum_{n=1}^N \mathbf{w}_\Sigma^2(n)} \quad (29)$$

$$\mathbf{w}_\Sigma^h \mathbf{a}(u) = 2 \sum_{n=1}^{N/2} \mathbf{w}_\Sigma(n) \quad (30)$$

Y se plantea el siguiente problema de optimización para minimizar:

$$\mathbf{w}_\Delta^{opt h} \mathbf{R}_{nn} \mathbf{w}_\Delta^{opt} \quad (31)$$

Con la siguiente restricción:

$$\mathbf{w}_\Delta^{opt} \mathbf{T}_{sl} \mathbf{d}_m = \sqrt{\sum_{n=1}^N \mathbf{w}_\Sigma^2 \sum_{n=1}^N \mathbf{d}_m^2(n)} \quad (32)$$

Donde $\mathbf{T}_{sl}$ es una matriz diagonal cuyos elementos son los valores de la ventana escogida

La solución es:

$$\mathbf{w}_\Delta^{opt} = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N \mathbf{w}_\Sigma^2(n)}{\sum_{n=1}^N \mathbf{d}_m^2(n)}} [d_1, d_2, \dots, -d_2, -d_1]^T \quad (33)$$

El enventanado del diagrama Diferencia con (33) para una dirección de apuntamiento de 0° se muestra en la figura 20. Además, se representan el diagrama Suma y Diferencia convencional con un enventanado de Taylor con -25 dB de lóbulos secundarios y el diagrama Diferencia de Bayliss con el mismo nivel de lóbulos secundarios.

Figura 20: Diagrama Suma, Diferencia Convencional, Diferencia Bayliss y Diferencia Takahashi para la dirección de 0°

El corte de los dos primeros lóbulos del diagrama Diferencia con el diagrama Suma utilizando el enventanado de Takahashi se produce más cerca de la dirección de apuntamiento que usando el enventanado de Bayliss, por lo que se consigue una mayor pendiente monopolso. Las tres funciones monopolso se muestran en la figura 21. Las diferencias en la pendiente entre los dos enventanados independientes del diagrama Diferencia son muy pequeñas, aunque como era de esperar el enventanado de Takahashi proporciona una pendiente ligeramente mayor.

Figura 21: Funciones monopulso convencional, Bayliss y Takahashi para una dirección de $\theta_s = 0^\circ$

Para evaluar la mejora en la estimación del acimut de los blancos se han repetido las simulaciones mostradas con el enventanado convencional, pero ahora con los enventanados de Bayliss y Takahashi para el diagrama Diferencia. Los resultados del error rms en función de la SNR se muestran en la figura 22 para diferentes enventanados del diagrama Diferencia. Además, se representan los valores teóricos.

Figura 22: Error rms con un monopulso convencional, de Bayliss y de Takahashi para una dirección de 0°

En la figura 22, se observa que con el enventanado de Takahashi el error del estimador coincide con la cota de Cramer-Rao. Con un enventanado de Bayliss se tiene un error rms entre un enventanado convencional y la cota de Cramer-Rao. La mejora del enventanado de Takahashi respecto al convencional viene dada por:

$$SNR_0^{opt} = \left(\frac{1}{k^{dg}} \right)^2 SNR_0^{conv} \quad (34)$$

$$k^{dg} = \frac{\sqrt{\sum_{n=1}^N \mathbf{w}_\Sigma^2(n)} \sqrt{\sum_{n=1}^N \mathbf{d}_m^2(n)}}{\sum_{n=1}^N \mathbf{w}_\Sigma(n) \mathbf{d}_m(n)} \quad (35)$$

Para un array de 8 elementos con la separación de 0.54λ , un enventanado de Taylor de -25dB , se obtiene una mejora de 3.3 dB que concuerda con los resultados obtenidos de la figura 22.

Para las direcciones de 20 y 40 grados los resultados con los enventanados de Bayliss y Takahashi se muestran en la figura 23. Se siguen mejorando los resultados notablemente con respecto al enventanado convencional.

Figura 23: Error rms con un monopulso convencional, de Bayliss y de Takahashi para una dirección de: a) 20° y b) 40°

Dado que el enventanado de Takahashi puede considerarse como óptimo, es el que se usa en lo que sigue. Con respecto al convencional, el enventanado de Takahashi mejora el error rms en la estimación del DoA pero no permite discriminar blancos, ya que el diagrama Diferencia no cubre al diagrama Suma como se aprecia en la figura 20. La solución óptima en el RAD-DAR es usar ambos diagramas Diferencia en el proceso de discriminación y de estimación del monopulso. Con el diagrama Diferencia convencional se pueden discriminar blancos fuera del haz principal seleccionando en cuál de los diagramas receptores está el blanco (solo en uno el módulo de $\Sigma(\theta)$ estará por encima del módulo de $\Delta(\theta)$). Con el diagrama Diferencia de Takahashi se estima la dirección de los blancos conocido en que haz se encuentra el blanco. La implementación de dos haces Diferencia no supone un aumento del tiempo computacional ya que se sigue utilizando solo uno para la estimación del acimut.

3.2.2.3 Monopulso en presencia de señales interferentes

Los sistemas interferentes denominados enmascaradores incrementan el nivel de ruido dentro del ancho de banda del sistema. En consecuencia, se reduce el nivel de SNR por lo que es más difícil detectar a los blancos. El efecto del nivel de ruido sobre la técnica monopulso ya se ha estudiado en la sección anterior.

Además de los enmascaradores, existe otra familia de sistemas interferentes que analizan la señal transmitida por el radar y envían blancos falsos para confundir a los sistemas de detección. Dentro de este tipo de sistemas interferentes, existen los llamados *spot noise jammers* y los *deceptive repeaters*. Los *spot noise jammers* analizan todo el ancho de banda de la señal transmitida e interfieren en un rango de frecuencias concretas. Los *deceptive repeaters* envían señales modificadas para que el blanco aparezca en posiciones equivocadas o aparezcan más blancos de los que en realidad hay. Las señales que simulan estos blancos suelen tener mucha potencia por lo que interfieren y generan errores en la estimación del DoA de blancos reales, por ello es necesario que el sistema sepa combatirlos [Mahafza_08].

Para estudiar el efecto de estas interferencias en la estimación del DoA de los blancos se ha variado el modelo de señal de (21) añadiendo el efecto de un blanco falso con un nivel de potencia alto. Generalmente se utiliza la relación entre la potencia de la señal interferente y el nivel de ruido (JNR por sus siglas en inglés) para caracterizarlos. Los elementos con el subíndice j se refieren siempre a características de la señal de *jammer*. El modelo de señal que incluye a las señales interferentes es:

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{a}(u)p_i + \mathbf{n}_i + \mathbf{a}(u_j)p_{j_i}; i = 1, \dots, M_c \quad (36)$$

Donde p_{j_i} representa la amplitud de un blanco falso con un nivel de JNR y que llega por una dirección u_j . Con el modelo de señal de (36) se ha simulado el efecto de un *jammer* con un nivel de JNR de 60 dB, llegando al array por una dirección de 15° y compitiendo con un blanco real que llega por 0° para diferentes niveles de SNR. La figura 24 muestra el error rms en la estimación del DoA del blanco. Cuando no se tenían señales interferentes el error en el estimador se correspondía con la cota de Cramer-Rao. Sin embargo, debido a la señal interferente, se tiene un error prácticamente constante en el margen de SNR analizado.

Figura 24: Error rms en la estimación del DoA de un blanco en 0° ante la presencia de una interferencia en 15° y con un nivel JNR=60 dB.

Para corregir el efecto de las interferencias es necesario realizar un *beamforming* adaptativo. Este *beamforming* genera nulos en posiciones conocidas para atenuar el efecto de las señales interferentes [Ho_17]. En esta sección se amplía el análisis de [Ho_17] utilizando el enventanado de Takahashi.

Las señales interferentes suelen tener alta potencia, resultando relativamente sencillo conocer su posición y potencia. Conocida la potencia y la dirección de la interferencia, la matriz de covarianzas de la señal interferente viene dada por [Monzingo_11]:

$$\mathbf{R}_j = P_j \mathbf{a}(u_j) \mathbf{a}_j^h(u_j) + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (37)$$

Donde P_j y σ_n^2 representan la potencia de la señal interferente y del ruido respectivamente.

Conocida $\mathbf{R}_j$ el enventanado que produce nulos en las posiciones de la señal interferente viene dado por:

$$\mathbf{w}_{\Sigma}^{adap} = \mathbf{R}_j^{-1} \mathbf{v}_{\Sigma}(\theta_0) \quad (38)$$

$$\mathbf{w}_{\Delta}^{adap} = \mathbf{R}_j^{-1} \mathbf{v}_{\Delta}(\theta_0) \quad (39)$$

$$\mathbf{v}_{\Sigma}(\theta_0) = \mathbf{w}_{\Sigma} \odot \mathbf{a}(\theta_0) \quad (40)$$

$$\mathbf{v}_{\Delta}(\theta_0) = \mathbf{w}_{\Delta} \odot \mathbf{a}(\theta_0) \quad (41)$$

Siendo θ_0 la dirección de apuntamiento del sistema y $\odot$ representa el producto matricial Hadamard, es decir, multiplicando los elementos individuales entre sí.

Con estos enventanados adaptados los diagramas $\Sigma(\theta)$ y $\Delta(\theta)$ vienen dados en las direcciones de apuntamiento por:

$$\Sigma(\theta_0) = \mathbf{w}_{\Sigma}^{adap^h} \mathbf{y}_i = \mathbf{v}_{\Sigma}^h(\theta_0) \mathbf{R}_j^{-1} \mathbf{y}_i \quad (42)$$

$$\Delta(\theta_0) = \mathbf{w}_{\Delta}^{adap^h} \mathbf{y}_i = \mathbf{v}_{\Delta}^h(\theta_0) \mathbf{R}_j^{-1} \mathbf{y}_i \quad (43)$$

Donde $\mathbf{y}_i$ es la respuesta de los canales. Utilizando (38-43) se han estudiado los diagramas $\Sigma(\theta)$ y $\Delta(\theta)$ para las 5 direcciones de apuntamiento del RAD-DAR. En la figura 25 se representan los factores de array del diagrama Suma y los diagramas Diferencia, con los dos enventanados que usa el sistema, cuando se contrarresta una señal interferente en la dirección de 25° . Los efectos del enventanado adaptativo utilizando los diagramas de radiación se estudian más adelante en este capítulo.

Figura 25: Diagramas $\Sigma(\theta)$ (azul) y $\Delta(\theta)$ (convencional (rojo) y de Takahashi (amarillo)) con $\theta_j=25^\circ$

Con los nuevos enventanados los tres diagramas presentan un nulo en la dirección de la señal interferente (línea vertical discontinua) atenuando su efecto. En la figura 25, se aprecia que hay una ligera desviación del nulo de los diagramas Diferencia en la dirección de apuntamiento. Para evitar errores en la estimación del DoA es necesario recalcular las funciones monopulso incorporando el efecto de la señal interferente. En la figura 26, se representa las funciones monopulso para la dirección de 0° utilizando los nuevos diagramas.

Figura 26: Funciones monopulso con una señal interferente y un blanco con una dirección de $\theta_s = 0^\circ$

Se observa que hay ligeras diferencias entre ambas funciones con respecto al caso sin señal interferente. El efecto del enventanado adaptativo implica que la nueva función no cruce por cero en la dirección de apuntamiento. Si no se utiliza la función adecuada se inducen errores como se demostrará más adelante. En [Ho_17] al uso de la función monopulso teniendo en cuenta el efecto del enventanado adaptativo se le llama monopulso dinámico.

Para analizar el efecto de la función monopulso sobre la estimación del DoA se han realizado simulaciones similares a las de la sección anterior con 10000 realizaciones de Monte Carlo, una señal interferente a 25° , una JNR=60 dB y un blanco real en 0° siguiendo el modelo de señal de (36). En la figura 27 se presenta el error rms utilizando la función monopulso dinámica y la función monopulso sin tener en cuenta el enventanado adaptivo.

Figura 27: Error rms en la estimación del DoA utilizando monopulso dinámico y estático

Para la zona de más baja de relación señal a ruido (inferior a 20 dB) el factor dominante, corregido el efecto de la señal interferente con el enventanado adaptado, es el ruido ya que la diferencia entre las dos funciones monopulso es pequeña. Cuando el efecto del ruido es menor (SNR superiores a 20 dB) se aprecia el efecto del uso de una función u otra. Cuando no se utiliza

la función correcta se genera un error residual que aunque pequeño (dos décimas de grado) afecta a la estimación del acimut. Utilizando la función monopulso dinámica el error rms ha empeorado muy ligeramente con respecto al caso sin señal interferente, casi se alcanza la cota de Cramer-Rao. En este caso se ha utilizado una única señal interferente de llegada, pero los resultados son extrapolables al caso de que surjan más señales interferentes simultáneamente.

La eficacia de este tipo de enventanados es dependiente de la posición de la señal interferente, cuanto más cerca esté de la dirección de apuntamiento peor se contrarresta el efecto de la interferencia. En la figura 28, se presenta el error rms en la estimación del DoA del blanco a 0° cuando se tienen señales interferentes en 25° , 20° , 15° , 10° y 5° . A medida que la señal interferente se adentra en el lóbulo principal del diagrama de radiación suma el error aumenta. Sin embargo, fuera del lóbulo principal del sistema es posible corregir el efecto de la señal interferente.

En la figura 29 se representan los histogramas de las direcciones estimadas para un nivel de SNR de 25 dB. Las estimaciones de las direcciones siguen una distribución normal de media cero y con una desviación estándar que va aumentando a medida que la señal interferente se acerca a la dirección de apuntamiento.

Figura 28: Error rms en la estimación del DoA en función de la dirección de la señal interferente

Figura 29: Histogramas para una SNR=25 dB y diferentes direcciones de la interferencia

Tanto el error rms en la dirección estimada del blanco como los histogramas, demuestran que con un enventanado adaptativo no se pueden corregir señales interferentes que estén muy próximas a la dirección de apuntamiento. En la figura 30 se representan los diagramas $\Sigma(\theta)$ y $\Delta(\theta)$ con las señales interferentes en las direcciones anteriores. En la figura 31 se muestran todas las funciones monopulso.

Figura 30: Diagramas Suma y Diferencia con la señal interferente en diferentes direcciones

Figura 31: Funciones monopulso para diferentes direcciones de la señal interferente

Tanto el diagrama Suma como el Diferencia van perdiendo sus propiedades a medida que el nulo a implementar se acerca a la dirección de apuntamiento. Las funciones monopulso van reduciendo su pendiente a medida que la señal interferente se acerca a la dirección de apuntamiento. A la vista de las figuras 30 y 31, aunque se tiene un nulo en la dirección de la interferencia no se estima de manera correcta la dirección de llegada del blanco.

Este inventariado adaptado es útil con señales interferentes que se encuentren fuera del haz principal permitiendo tanto eliminar la interferencia como detectar de manera correcta el resto de blancos. Sin embargo, como se ha demostrado en las figuras 28-31 para interferencias dentro del haz principal los resultados para este inventariado empeoran.

3.2.3 Monopulso utilizando los diagramas de radiación medidos de las antenas.

Hasta ahora, en este capítulo, se ha analizado la implementación de la técnica monopulso en un sistema con arquitectura de array digital a nivel de elemento desde el punto de vista teórico, usando el mismo diagrama de radiación para todos los elementos radiantes. Concretamente se ha utilizado el diagrama de radiación medido de la quinta antena receptora. En el capítulo 2, se analizaron las medidas de los diagramas de radiación de las antenas receptoras con respecto a las simulaciones electromagnéticas realizadas durante la etapa de diseño. En esta sección se analiza la implementación de la técnica monopulso utilizando los diagramas de radiación medidos.

En este capítulo se han utilizado las expresiones teóricas de los factores de array de los diagramas $\Sigma(\theta)$ y $\Delta(\theta)$. Como se vio en el capítulo 2, la posición de las antenas en la tarjeta receptora, la falta de simetría de cada una con respecto a los bordes de la tarjeta y el acoplamiento entre elementos provocan desequilibrios en los diagramas de radiación en el plano de acimut. En la figura 32 se representan los diagramas de radiación en módulo y fase, medidos en cámara anecoica, para la zona de cobertura acimutal del RAD-DAR.

Figura 32: Módulo y fase de los diagramas de radiación dentro de la cobertura acimutal del sistema

Se aprecia que existen pequeños desequilibrios en los diagramas de radiación y en esta sección se analiza el efecto de los mismos en la técnica monopulso. En el plano de elevación se asume que los desequilibrios de los diagramas son despreciables, por lo que no se tiene en cuenta ese plano en el análisis.

Los diagramas $\Sigma(\theta)$ y $\Delta(\theta)$ se conforman apuntando el haz a la dirección deseada (a una dirección θ_0) y enventanando en amplitud los diagramas de radiación para después sumarlos o restarlos según las siguientes expresiones:

$$\Sigma(\theta) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N Rad_n(\theta) \cdot w_{\Sigma}(n) \cdot e^{\frac{j2\pi}{\lambda}(\frac{N-2n+1}{2})d(\sin(\theta)-\sin(\theta_0))} \quad (44)$$

$$\Delta(\theta) = \frac{1}{\sqrt{N}} \left(\sum_{n=\frac{N}{2}+1}^N Rad_n(\theta) \cdot w_{\Delta}(n) \cdot e^{\frac{j2\pi}{\lambda}(\frac{N-2n+1}{2})d(\sin(\theta)-\sin(\theta_0))} - \sum_{n=1}^{N/2} Rad_n(\theta) \cdot w_{\Delta}(n) \cdot e^{\frac{j2\pi}{\lambda}(\frac{N-2n+1}{2})d(\sin(\theta)-\sin(\theta_0))} \right) \quad (45)$$

Donde $Rad_n(\theta)$ representa el diagrama de radiación del canal n . El resto de elementos ya se introdujeron en el análisis teórico. En la figura 33 se representan los diagramas Suma con enventanados de Taylor para diferentes niveles de lóbulos secundarios (-25 dB, -35 dB y -40 dB) utilizando (44) junto con el diagrama Suma ideal en traza discontinua. En el cálculo de los diagramas $\Sigma(\theta)$ ideales se utiliza solo un diagrama de radiación en (44).

Figura 33: Diagrama Suma ideal (traza discontinua) y con desequilibrios (traza continua) para diferentes niveles de SLL: a) -25 dB, b) -35 dB y c) -40 dB

Los desequilibrios entre los canales limitan el nivel de lóbulos secundarios que se consiguen con el enventanado. Además, los desequilibrios de fase provocan que los nulos sean menos profundos que en el caso ideal. En la figura 33 se aprecia que el nivel de lóbulos secundarios nunca baja de -30 dB. Asimismo, los desequilibrios generan ligeros errores en la dirección de apuntamiento. En esta sección (como se ha venido haciendo a lo largo de este capítulo) se considera que nominalmente el sistema trabaja con un enventanado de Taylor con un nivel de lóbulos secundarios de -25 dB.

Los diagramas $\Sigma(\theta)$ y $\Delta(\theta)$ para las direcciones de 0° , 20° y 40° utilizando los diagramas de radiación medidos en la cámara anecoica se presentan en la figura 34. Con el diagrama Diferencia enventanado con Takahashi se sigue teniendo un nivel más alto de los dos primeros lóbulos, lo que asegura una función monopolso con una pendiente mayor. El diagrama Diferencia utilizando un enventanado convencional sigue cubriendo al diagrama Suma. En el diagrama Suma se aprecia un aumento del nivel de los lóbulos secundarios y se tiene un ancho de haz de $14,4^\circ$, $14,9^\circ$ y $17,8^\circ$ para las direcciones de 0° , 20° y 40° respectivamente.

Figura 34: Diagramas Suma (azul), Diferencia convencional (amarillo) y Takahashi (naranja) para diferentes direcciones de apuntamiento: a) 0°, b) 20° y c) 40°

Las funciones monopulso (con el enventanado convencional y con el de Takahashi) para las 5 direcciones del RAD-DAR se muestran en la figura 35. Con traza discontinua se ha representado la función monopulso con el enventanado convencional. El enventanado de Takahashi (traza continua) sigue consiguiendo una mayor pendiente, como se esperaba.

Figura 35: Funciones monopulso con un enventanado convencional (traza discontinua) y de Takahashi (traza continua) del RAD-DAR utilizando los diagramas de radiación medidos

La figura 36 muestra en detalle las funciones monopulso del haz central con el enventanado de Takahashi en el caso ideal (traza discontinua) y usando los diagramas de radiación medidos (traza continua).

Figura 36: Funciones monopulso ideal y real (con desequilibrios debido a las antenas) para la dirección de 0°

A pesar de que los desequilibrios son pequeños, la función monopulso ya no tiene un 0 en la dirección de apuntamiento como en el caso ideal, debido a que el máximo del diagrama Suma ya no se encuentra en la dirección de apuntamiento. Además, hay una ligera variación en la pendiente.

Las funciones monopulso reales de la figura 35 son las que el sistema debe utilizar en la estimación de la dirección de llegada de los blancos. El uso de las funciones ideales genera errores en la estimación del DoA de los blancos al no tener en cuenta los desequilibrios de las antenas receptoras. Para estudiar este efecto, se ha variado el modelo de señal de (21) para incluir los desequilibrios entre las antenas. A la señal que llega a cada canal (incluido el ruido) se le ha multiplicado por el valor de la ganancia (en módulo y fase) de la antena de ese canal normalizada con respecto del canal 1. Se normaliza con respecto a un canal porque lo que interesa son los desequilibrios relativos y no el valor absoluto. Al multiplicar tanto el ruido como la señal por una constante, el nivel de SNR no varía, y se puede seguir tomando como referencia la cota de Cramer-Rao como se viene haciendo hasta ahora. Para cada canal se utiliza la siguiente expresión:

$$y_i = G_{ant_n}(\theta_0) \left(p_i e^{\frac{j2\pi(N-2n+1)}{\lambda} d(\sin(\theta) - \sin(\theta_0))} + \mathbf{n}_i \right); i = 1, \dots, M_c \quad (46)$$

Las antenas se midieron en la cámara anecoica de manera individual cargando el resto con 50Ω. Estas medidas ya incluyen hasta cierto punto el acoplamiento mutuo entre antenas (la impedancia de entrada de los receptores no es la misma que la carga de 50 Ω). El acoplamiento entre las antenas receptoras se analiza más en detalle en el capítulo 4 y experimentos para obtener la función monopulso final del sistema se presentan en ese capítulo.

Utilizando (46) se han realizado simulaciones de Monte Carlo con 10000 realizaciones para analizar la diferencia entre utilizar la función monopulso real (la proporcionada por los diagramas de radiación medidos para su generación) y la función monopulso ideal (utilizando

las expresiones teóricas), con un enventanado de Takahashi en ambos casos. El error rms para ambos casos se muestra en la figura 37 en función del nivel de SNR.

Figura 37: Error rms según la función monopulso utilizada para calcular el DoA ($\theta_s = 0^\circ$)

Al igual que en el caso del monopulso dinámico de la sección anterior, para niveles bajos de SNR (inferiores a 20 dB) el ruido es la fuente principal de error en la estimación y no hay diferencias apreciables en el uso de una función monopulso u otra. Conforme aumenta el nivel de SNR, el error debido al ruido es menor, por lo que se aprecian errores residuales de unas 2 décimas de grado. El error residual es pequeño, porque los desequilibrios entre las antenas son pequeños. Este análisis complementa los resultados presentados en Takahashi donde solo se analizaban y presentaban resultados teóricos.

Además de los desequilibrios provocados por las antenas, los receptores son otra fuente de diferencias entre canales. Aunque todos los receptores tienen el mismo diseño, las tolerancias de los componentes hacen que haya desequilibrios entre ellos. Para modelar estas diferencias y estudiar su efecto en la técnica monopulso, a cada canal se le multiplica por un valor de desequilibrio con respecto al canal 1 utilizando el vector de la tabla 2.

Canal	Factor de desequilibrio (c_i)
1	1
2	0.95 - 0.2i
3	0.9 + 0.015i
4	0.75 + 0.1i
5	1 - 0.2i
6	0.9 - 0.2i
7	0.85 + 0.08i
8	1.1 + 0.2i

Tabla 2: Desequilibrios introducidos en las simulaciones

Se utiliza este vector porque refleja diferencias similares en amplitud a las mostradas por los receptores en el capítulo 2 y son independientes de los desequilibrios entre canales debido a los

diagramas de radiación. Estos factores se traducen en unos desequilibrios en amplitud y fase que se muestran en la tabla 3.

Canal	Amplitud(dB)	Fase(°)
1	0	0
2	-0.26	-11.9
3	-0.91	0.95
4	-2.4	7.6
5	0.17	-11.3
6	-0.71	-12.5
7	-1.37	5.4
8	0.97	10.3

Tabla 3: Desequilibrios en módulo y fase introducidos en las simulaciones

En el cálculo de los diagramas $\Sigma(\theta)$ y $\Delta(\theta)$ ahora se utilizan las siguientes expresiones:

$$\Sigma(\theta) = \frac{1}{\sqrt{N}} \sum_{n=1}^N c_n \cdot Rad_n \cdot w_{\Sigma}(n) \cdot e^{\frac{j2\pi}{\lambda}(\frac{N-2n+1}{2})d(\sin(\theta)-\sin(\theta_0))} \quad (47)$$

$$\Delta(\theta) = \frac{1}{\sqrt{N}} \left(\sum_{n=\frac{N}{2}+1}^N c_n \cdot Rad_n \cdot w_{\Delta}(n) \cdot e^{\frac{j2\pi}{\lambda}(\frac{N-2n+1}{2})d(\sin(\theta)-\sin(\theta_0))} - \sum_{n=1}^{N/2} c_n \cdot Rad_n \cdot w_{\Delta}(n) \cdot e^{\frac{j2\pi}{\lambda}(\frac{N-2n+1}{2})d(\sin(\theta)-\sin(\theta_0))} \right) \quad (48)$$

Utilizando (47) y (48) se han calculado los diagramas: Suma (traza azul), Diferencia con enventanado convencional (traza rojo) y Diferencia con enventanado de Takahashi (traza amarillo) que se muestran en la figura 38.

Figura 38: Diagramas Suma (azul) y Diferencia (Convencional (rojo) y Takahashi (amarillo)) incluyendo los desequilibrios de los receptores

Incluyendo los desequilibrios de los receptores se acentúan los efectos indeseados debido a los desequilibrios entre canales. El más evidente es el incremento en el nivel de lóbulos secundarios,

Capítulo 3: Análisis e implementación de técnicas de estimación del acimut de los blancos para sistemas radar con arquitectura multireceptora

que se sitúan en -15 dB en el diagrama Suma. Además, el máximo de este diagrama se ha situado en -0.5° (antes se situaba en -0.2°) que no coincide con la dirección de apuntamiento (0°). En los diagramas Diferencia se aprecia que los lóbulos principales ya no son simétricos en amplitud, lo que afecta a la pendiente de la función monopulso. Además, el nulo central ya no coincide con la dirección de apuntamiento con el enventanado de Takahashi. Los diagramas de la figura 38 son una aproximación de los efectos que se podrían esperar en el RAD-DAR, los diagramas reales solo se pueden calcular conocidos los desequilibrios reales entre canales. Estos diagramas se muestran en el capítulo 4.

En la figura 39 se muestran los diagramas $\Sigma(\theta)$ y $\Delta(\theta)$ para otras direcciones del sistema donde se sigue observando el comportamiento analizado para la dirección de apuntamiento de 0° .

Figura 39: Diagramas $\Sigma(\theta)$ y $\Delta(\theta)$ con desequilibrios para las direcciones de 20° y 40°

Las cinco funciones monopulso del sistema teniendo en cuenta los desequilibrios de las antenas y de los receptores se muestran en la figura 40 con traza continua. Además, se representan las funciones monopulso ideales con traza discontinua.

Figura 40: Funciones monopulso con desequilibrios de los receptores (traza continua) y utilizando diagramas de radiación ideales (traza discontinua)

Los errores de apuntamiento en el diagrama Suma y la posición del mínimo central del diagrama Diferencia provocan que el corte por cero ya no se encuentre en la dirección de apuntamiento. Al haber incluido los desequilibrios de los receptores, el efecto es más notable que cuando solo

se tenían en cuenta los desequilibrios de las antenas en las figuras 34 y 35. Al igual que con los resultados utilizando únicamente los diagramas de radiación hay una ligera variación en la pendiente de la recta monopulso.

De manera equivalente a como se hizo con los diagramas de radiación de las antenas, se analiza a continuación el error rms en el estimador incluyendo todos los posibles desequilibrios entre los canales. Para ello se incluye el factor de los receptores en el modelo de señal de (46):

$$y_i = c_{n_i} \cdot G_{ant_n}(\theta_0) \left(p_i e^{\frac{j2\pi(N-2n+1)}{\lambda} d(\sin(\theta) - \sin(\theta_0))} + n_i \right); i = 1, \dots, M_c \quad (49)$$

Utilizando este modelo de señal se ha hecho una simulación de Monte Carlo con 10000 realizaciones, para una señal con una dirección de llegada de 0° que permite evaluar el efecto de los desequilibrios entre canales. El error rms en la estimación de la dirección del blanco se muestra en la figura 41 utilizando tres funciones monopulso en su estimación: las que incluyen todos los desequilibrios (marcadores cuadrados), utilizando las funciones monopulso ideales (traza continua roja) y utilizando las funciones monopulso teniendo en cuenta únicamente los diagramas de radiación (traza continua amarilla con marcadores circulares). Además, como siempre, se pone la cota de Cramer-Rao (traza continua azul) como referencia.

Figura 41: Error rms en la estimación del DoA dependiendo de la función monopulso utilizada

Los resultados de la figura 41 muestran que, desde bajos niveles de SNR, el uso de las funciones monopulso ideales alejan a los resultados de los esperados generando un error residual. Para altos niveles de SNR este error residual es de 0.7° . Utilizando las funciones monopulso generadas con los ocho diagramas de radiación el error residual se reduce, ya que esas funciones tienen en cuenta ciertos desequilibrios entre antenas. Si se utiliza la función monopulso correcta se reduce el error y se alcanza la cota de Cramer-Rao en la desviación estándar del estimador monopulso.

Además del error rms cuando la dirección de llegada coincide con la de apuntamiento, se puede estimar la precisión de la técnica monopulso dentro del haz principal del diagrama Suma. En concreto se ha estudiado el error rms para señales que lleguen dentro del haz de 0° , aunque las conclusiones son extrapolables para las otras direcciones de apuntamiento. Se ha realizado simulaciones de Monte Carlo con 10000 realizaciones, teniendo en cuenta los desequilibrios

debido a los receptores (modelo señal (49)). En la figura 42 se muestra el error rms para diferentes niveles de SNR.

Figura 42: Error rms en la estimación del DoA dentro del haz principal para diferentes valores de SNR

En los límites entre haces receptores para los niveles más bajos de SNR no se calcula de manera correcta el DoA, ya que en algunos casos se cambia de haz receptor. Conforme el blanco se aleja de la dirección de apuntamiento, el error rms en la estimación de la dirección de llegada aumenta. Los resultados son casi simétricos con respecto a la dirección de apuntamiento, las asimetrías se deben a los desequilibrios entre canales. Los resultados en la dirección de apuntamiento coinciden con los mostrados en la figura 41.

Los resultados de la figura 41 y de la figura 42 demuestran que el monopolso es un estimador calibrado. Esto quiere decir que el uso de las funciones monopolso asegura que, independientemente de los desequilibrios entre canales, si se tiene una función monopolso exacta la estimación del DoA tiene una precisión dependiente exclusivamente del nivel de ruido. Esta es una ventaja del estimador monopolso frente a otros estimadores de la dirección de llegada que necesitan calibraciones más complejas, como se mostrará en el capítulo 4. Por ello, en ese capítulo se calculan las funciones monopolso teniendo en cuenta todos los elementos del canal receptor.

Los desequilibrios entre los canales receptores afectan también al posicionamiento de nulos para contrarrestar señales interferentes. El objetivo es colocar un nulo muy profundo (mayor de 50 dB con respecto al máximo de radiación) en la dirección de la señal interferente. La posición y la profundidad de ese nulo irán variando en función de la idealidad de los canales. En la figura 43 se han representado tres situaciones en las que se han ido añadiendo fuentes de desequilibrio. En primer lugar, el caso ideal, que utiliza solo uno de los diagramas de radiación, valida la conformación de los diagramas ya que el nulo es muy profundo y está en una posición correcta. Después, se utilizan los 8 diagramas de radiación, hay cambios en la posición y en la profundidad del nulo lo que genera que la señal interferente no se elimine de manera completa e influya en la estimación del DoA de los blancos reales. En último lugar, se incluyen desequilibrios debido a los receptores que no permiten la localización correcta del nulo.

Figura 43: $\Sigma(\theta)$ y $\Delta(\theta)$ adaptativos con datos experimentales

Los desequilibrios entre los canales receptores provocan errores de apuntamiento, aumentan el nivel de lóbulos secundarios e impiden el posicionamiento de nulos en posiciones deseadas para atenuar señales interferentes. Aunque la estimación del DoA de los blancos no se ve afectada por los desequilibrios entre canales si se tiene una función monopulso correcta, es necesario calibrar el sistema para explotar todas las cualidades de un array digital en recepción a nivel de elemento. La calibración del sistema se desarrolla en el capítulo 4 de esta tesis.

3.3 Otros estimadores de DoA

Hasta ahora en el capítulo se ha analizado la implementación de la técnica monopulso en sistemas con arquitectura de array digital en recepción a nivel de elemento. En esta sección, se analizan otros estimadores de DoA para este tipo de sistemas desde el punto de vista teórico. El objetivo es analizar el efecto de desequilibrios entre canales en la estimación del DoA de las señales.

3.3.1 Interferometría

La interferometría se basa en el análisis de las diferencias de fase entre canales para estimar la dirección de llegada de los blancos. Este tipo de estimación se usa por ejemplo en radioastronomía, sonar, geolocalización y detecciones eléctricas en general [Nanzer_12], [Liu_15] y [Horng_20]. En el RAD-DAR tras la segunda FFT, la respuesta de cada canal para un mismo blanco es un número complejo. La diferencia de fase entre ellos viene dada por (6). Esa diferencia permite estimar el acimut de los blancos según:

$$\theta_{dir} = \text{asin}\left(\frac{\varphi_m \lambda}{2\pi d}\right) \quad (50)$$

Donde φ_m es la diferencia de fase media entre los ocho canales receptores.

Para evaluar este estimador se ha hecho una simulación de Monte Carlo similar a las que se han presentado con el monopolso. En primer lugar, se ha utilizado el modelo de señal de (21) que se corresponde con el comportamiento teórico sin desequilibrios entre canales. Seguidamente se ha utilizado el modelo de señal de (46) donde a cada canal se le incluye el valor de la ganancia de su antena. Por último, se ha utilizado el modelo de señal de (49) para incluir también desequilibrios debidos a los receptores. En la figura 44 se presenta el error rms en función de la SNR para un blanco que llega por la dirección de apuntamiento (0°). Además, a modo de referencia se representa la cota de Cramer-Rao que se ha utilizado en las simulaciones de la técnica monopolso.

Figura 44: Error rms ante la presencia de desequilibrios en la estimación del DoA mediante interferometría

Para los niveles más bajos de SNR este estimador es más sensible al ruido que la técnica monopolso. A partir de unos 15 dB de nivel de SNR el error rms teórico coincide con la técnica monopolso con el enventanado convencional (3dB de pérdidas con respecto a la cota). El error teórico nunca alcanza la cota de Cramer-Rao como si lo hace la técnica monopolso con el enventanado de Takahashi. Para altos niveles de SNR el residuo es ligeramente menor

Cuando se añaden desequilibrios entre canales a las simulaciones, este estimador no es capaz de tenerlos en cuenta y provocan errores residuales en la estimación de la dirección de llegada de los blancos. La calibración del interferómetro se analiza en el capítulo 4. Los errores residuales son similares en módulo a los que se mostraron cuando no se utilizaba la función monopolso adecuada. Los resultados de la figura 44, muestran que este estimador no mejora a la técnica monopolso, incluso aunque se calibraran los desequilibrios de fase de los canales.

Otro de los parámetros a valorar dentro de los estimadores DoA es su posible incorporación en el procesamiento del RAD-DAR y el coste en tiempo computacional del mismo. En el RAD-DAR la interferometría se aplicaría con los datos de las FFT y no hace falta incorporar componentes

adicionales en el procesado. A nivel de tiempo computacional, sería viable utilizar este estimador ya que las operaciones que requiere no afectarían a una aplicación en tiempo real.

3.3.2 Método Sum-Delay

Este estimador de la dirección de llegada se basa en calcular el diagrama Suma con los datos de llegada de los blancos para después buscar los máximos resultantes que se producen tras utilizar (51).

$$\mathbf{Bf}(\theta) = \mathbf{a}^h(u)\mathbf{Suma}(\theta)\mathbf{a}(u) \quad (51)$$

La función $\mathbf{Bf}(\theta)$ se evalúa en todo el rango acimutal lo que genera un aumento del tiempo computacional infructuoso, ya que se tienen que evaluar direcciones en las que hay blanco y direcciones en las que no hay blanco. Se podría reducir el tiempo computacional discriminando a los blancos inicialmente en los cinco haces en recepción que se analizaron en la técnica monopulso y evaluando $\mathbf{Bf}(\theta)$ solo en aquellos haces en los que se detecte un blanco. En el caso de múltiples blancos se obtendrían varios máximos en la función.

En el análisis de este estimador se han utilizado los tres modelos de señal que se han utilizado en el monopulso y en la interferometría. Los resultados del error rms se muestran en la figura 45 junto con la cota de Cramer-Rao como referencia.

Figura 45: Error rms ante la presencia de desequilibrios con el método Sum-Delay

Los resultados teóricos muestran que el error se aproxima a la cota de Cramer-Rao idealmente, sin desequilibrios entre canales. A medida que se van incluyendo los desequilibrios entre canales aparecen errores residuales aunque más pequeños que los vistos en la interferometría.

A la vista de los resultados de la figura 45 este estimador no mejora a la técnica monopulso a nivel de error rms incluyendo un canal receptor completo. Incluir este estimador en el procesado del RAD-DAR sería simple ya que trabaja con los datos del diagrama Suma. En tiempo computacional este estimador no es eficiente ya que requiere búsquedas continuas, habría que incluir la discriminación de haces para reducir el aumento en el tiempo computacional.

3.3.3 MUSIC

El estimador MUSIC (Multiple Signal Classification) se basa en el análisis de subespacios para estimar la dirección de llegada de los blancos [Belfiori_12]. Para cada rampa capturada se tiene una matriz de 8×8192 ya que nominalmente el RAD-DAR captura 8192 muestras para cada rampa. Con la matriz capturada se calcula la matriz de covarianzas según:

$$\mathbf{R} = \sum_{t=1}^{N_{FFT}} \mathbf{y}(t) \mathbf{y}^h(t) \quad (52)$$

Donde N_{FFT} son el número de muestras capturadas por cada rampa e $\mathbf{y}(t)$ es la matriz completa de 8×8192 .

A continuación con la matriz de covarianzas se calculan los autovalores y autovectores de esa matriz. Los M autovalores mayores se corresponden con la señal y los $N-M$ autovalores (siendo N el número de canales) más pequeños se corresponden con el ruido. Los autovectores correspondientes forman los subespacios de señal ($\mathbf{SS}$) y de ruido ($\mathbf{NN}$) que son ortogonales entre sí. Utilizando esa propiedad se calculan las direcciones de llegada en los máximos de la siguiente función:

$$P_{MUSIC}(u) = \frac{1}{\mathbf{a}^h(u) \cdot \mathbf{NN} \cdot \mathbf{NN}^h \cdot \mathbf{a}(u)} \quad (53)$$

El inconveniente que tiene este estimador es el alto coste computacional y su incorporación en el procesamiento del RAD-DAR ya que requiere cálculos complejos cuando no se conoce el número de blancos o es necesario estimarlos [Belfiori_12], [Manokhin_15] por eso no se ha incorporado al procesamiento del RAD-DAR.

El modelo de señal necesario para este estimador es diferente al utilizado hasta ahora. Como se ve en (52) el cálculo de la matriz de covarianzas requiere utilizar la señal de llegada antes de la FFT. Este modelo de señal es el que se utiliza en la calibración en el capítulo 4, por lo que el análisis del espectro MUSIC (con o sin desequilibrios entre canales) se muestran en ese capítulo.

En la figura 46 se muestra el error rms en la estimación de un blanco cuando se tienen desequilibrios entre canales (en rojo) y cuando no se tienen (en azul) en función del nivel de SNR. El modelo de señal utilizado se explica en el capítulo 4, ahora mismo solo se quiere analizar los resultados finales.

Figura 46: Error rms ante la presencia de desequilibrios utilizando MUSIC

Los valores absolutos de error en función de la SNR no se pueden comparar con los mostrados para otros estimadores en este capítulo, ya que dependen del número de muestras capturadas y son modelos de señal diferentes. Si es interesante resaltar que el estimador MUSIC deja un error residual debido a desequilibrios entre canales receptores. Este estimador no mejora a la técnica monopulso cuando el sistema tiene desequilibrios, requiere un alto coste computacional y su implementación en el RAD-DAR requiere de una calibración muy precisa y de un rediseño del procesamiento de señal para asemejarlo a [Belfiori_12] y [Manokhin_15].

3.4 Conclusiones

En este capítulo se ha presentado de manera exhaustiva la implementación de la técnica monopulso en el RAD-DAR partiendo desde las expresiones teóricas hasta resultados experimentales (utilizando las medidas de los diagramas de radiación) que tienen en cuenta ciertos desequilibrios entre canales. Se ha mostrado, tanto con simulaciones como con datos experimentales, que el estimador monopulso es un estimador calibrado ya que las funciones monopulso pueden tener en cuenta estos desequilibrios. Además, se han analizado enventanados en el diagrama Diferencia para conseguir que el error rms del estimador monopulso coincida con la cota de Cramer-Rao. En la implementación de la técnica monopulso final del sistema se utilizan dos diagramas Diferencia para evitar detectar el mismo blanco en varios haces en recepción y conseguir el mejor estimador monopulso posible (el que tiene menor error rms).

Sin embargo, los desequilibrios entre canales provocan: errores en el nivel de lóbulos secundarios, errores de apuntamiento, errores en el posicionamiento de nulos en las direcciones de señales interferentes y errores en la estimación del DoA utilizando otros estimadores. Estos desequilibrios evitan poder explotar completamente las características del array digital en recepción a nivel de elemento por lo que es necesario calibrar el sistema como se presentará en el capítulo 4.

En el análisis teórico hecho hasta ahora sobre estimadores de DoA se ha hecho hincapié en la necesidad de incluir todos los posibles desequilibrios para que las simulaciones y las

conclusiones extraídas se correspondan con la situación real del sistema. Se han analizado tanto aspectos teóricos en situaciones ideales, como utilizando datos experimentales de subsistemas concretos para ir incluyendo diferentes fuentes de desequilibrio. El siguiente paso en el análisis es incluir todos los elementos de los canales receptores, desde las antenas hasta la digitalizadora. Estos resultados se muestran en el capítulo 4.

3.5 Bibliografía

- [Bayliss_68] E. T. Bayliss, "Design of Monopulse Antenna Difference Patterns with Low Sidelobes," *Bell Syst. Tech. J.*, vol. 47, no. 5, pp. 623–650, 1968, doi: 10.1002/j.1538-7305.1968.tb00056.x.
- [Belfiori_12] F. Belfiori, W. Van Rossum, and P. Hoogeboom, "Application of 2D MUSIC algorithm to range-azimuth FMCW radar data," in *European Microwave Week 2012: "Space for Microwaves", EuMW 2012, Conference Proceedings - 9th European Radar Conference, EuRAD 2012*, 2012, no. 4, pp. 242–245.
- [Ho_17] M. T. Ho, H. A. Krichene, and G. F. Ricciardi, "Jamming mitigation in digital monopulse angle estimation," in *2017 IEEE Radar Conference, RadarConf 2017*, 2017, pp. 1250–1255, doi: 10.1109/RADAR.2017.7944396.
- [Horng_20] W. Horng, "An Efficient DOA Algorithm for Phase Interferometers," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 56, no. 3, pp. 1819–1828, 2020, doi: 10.1109/TAES.2019.2937662.
- [Jacovitti_83] G. Jacovitti, "Performance Analysis of Monopulse Receivers for Secondary Surveillance Radar," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. AES-19, no. 6, pp. 884–897, 1983, doi: 10.1109/TAES.1983.309400.
- [Liu_15] Z. Liu and F. Guo, "Azimuth and Elevation Estimation With Rotating Long-Baseline Interferometers," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 63, no. 9, pp. 2405–2419, 2015, doi: 10.1109/TSP.2015.2405506.
- [Mahafza_08] B. R. Mahafza, *Radar signal analysis and processing using matlab*. Chapman & Hall/CRC, 2008.
- [Manokhin_15] G. O. Manokhin, Z. T. Erdyneev, A. A. Geltser, and E. A. Monastirev, "Music-based algorithm for range-azimuth FMCW radar data processing without estimating number of targets," in *2015 IEEE 15th Mediterranean Microwave Symposium (MMS)*, 2015, pp. 1–4, doi: 10.1109/MMS.2015.7375471.
- [Lo Monte_12] L. Lo Monte, R. Vela, and L. Westbrook, "Rediscovering monopulse radar with digital sum-difference beamforming," in *IEEE Antennas and Propagation Society, AP-S International Symposium (Digest)*, 2012, vol. 2, no. 3, pp. 1–2, doi: 10.1109/APS.2012.6348924.
- [Monzingo_11] R. A. Monzingo, R. L. Haupt, and T. W. Miller, *Introduction to adaptive arrays*. 2011.
- [Nanzer_12] J. A. Nanzer, "Sensitivity of a passive correlation interferometer to an angularly moving source," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, no. 12, pp. 3868–3876, 2012, doi: 10.1109/TMTT.2012.2217982.
- [Nickel_06] U. Nickel, "Overview of generalized monopulse estimation," in *IEEE Aerospace and Electronic Systems Magazine*, 2006, vol. 21, no. 6, pp. 27–55, doi:

10.1109/MAES.2006.1662039.

- [Page_55] R. M. Page, "Monopulse Radar," in *IRE Convention Record*, 1955, pp. 132–134.
- [Richards_10] M. A. Richards, J. A. Scheer, J. Scheer, and W. A. Holm, *Principles of Modern Radar: Basic Principles, Volume 1*. 2010.
- [Sherman_11] S. M. Sherman and D. Knox Barton, *Monopulse principles and techniques*, 2 ed. Boston: Artech House, 2011.
- [Sierra_05] M. Sierra, J. Gismero Menoyo, M. Sierra Castañer, and A. Asensio Lopez, "Monopulse tracking systems," *Encycl. RF Microw. Eng.*, pp. 3244–3255, 2005 <https://doi.org/10.1002/0471654507.eme273>.
- [Steyskal_87] H. Steyskal, "Digital Beamforming antennas. An introduction," *Microw. J.*, vol. 30, pp. 107–124, 1987.
- [Steyskal_89] H. Steyskal and J. F. Rose, "Digital Beamforming for Radar Systems," *Microw. J.*, vol. 32, pp. 121–135, 1989.
- [Takahashi_18] R. Takahashi, T. Inaba, T. Takahashi, and H. Tasaki, "Digital Monopulse Beamforming for Achieving the CRLB for Angle Accuracy," *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 54, no. 1, pp. 315–323, 2018, doi: 10.1109/TAES.2017.2756519.
- [Takahashi_13] R. Takahashi, T. Hara, and A. Okamura, "Monopulse beamforming to achieve Cramer-Rao lower bound for digital array radar," in *IEEE International Symposium on Phased Array Systems and Technology*, 2013, pp. 719–724, doi: 10.1109/ARRAY.2013.6731919.
- [Takahashi_12] R. Takahashi, K. Hirata, T. Hara, and A. Okamura, "Derivation of monopulse angle accuracy for phased array radar to achieve Cramer-Rao lower bound," in *ICASSP, IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing - Proceedings*, 2012, pp. 2569–2572, doi: 10.1109/ICASSP.2012.6288441.
- [Talisa_16] S. H. Talisa, O. K. W., T. M. Comberiate, M. D. Sharp, O. F. Somerlock, M. Ieee, M. D. Sharp, M. Ieee, and O. F. Somerlock, "Benefits of Digital Phased Array Radars," *Proc. IEEE*, vol. 104, no. 3, pp. 530–543, 2016, doi: 10.1109/JPROC.2016.2515842.
- [Tuncer_09] T. E. Tuncer and B. Friedlander, *Classical and Modern Direction-of-Arrival Estimation*. Academic Press, Inc., 2009.

4. Implementación de técnicas de calibración para sistemas con arquitectura multireceptora.

4.1 Introducción

Los resultados de los capítulos 2 y 3 demuestran que aunque los diseños de los canales receptores del RAD-DAR se plantearon buscando minimizar las diferencias entre ellos, sus respuestas individuales son diferentes. Los desequilibrios debidos a las tolerancias de los componentes o la posición de las antenas en la tarjeta, generan diferencias entre canales imposibles de remediar en la etapa de diseño que influyen en la respuesta global del sistema. Estas diferencias, entre otros efectos, generan errores en la medida del acimut de los blancos y aumentan el nivel de lóbulos secundarios en el *beamforming* digital del sistema.

En los sistemas con varios canales receptores (tipo el RAD-DAR, cualquier sistema con arquitectura de array digital en recepción, *phased-arrays*...) existen principalmente tres fuentes de error: diferencias en amplitud y fase entre canales, acoplamiento mutuo entre ellos y errores en la posición de las antenas. Las diferencias en amplitud y fase entre canales, que ya se han comentado a lo largo de esta tesis, encuadran las diferencias en la ganancia de las antenas receptoras y los desequilibrios entre los receptores. Los desequilibrios debidos al acoplamiento entre antenas se refieren, exclusivamente, a los acoplamientos entre antenas receptoras cuando les llega una señal. En el capítulo 2 se analizaron acoplamientos entre la antena transmisora y las receptoras, proponiéndose maneras de reducirlo, pero no se debe confundir con el análisis que se hace en este capítulo. Por último, los desequilibrios debidos a la posición de las antenas receptoras se refieren a errores en la localización física de las antenas, por ejemplo, si la distancia entre las mismas no es la diseñada. Todas estas causas hacen que la respuesta de los canales receptores para un mismo blanco difiera de la esperada.

Para corregir las diferencias entre canales es necesario calibrar el sistema. Por calibración se entiende un ajuste de las diferencias entre canales para eliminarlas o reducirlas lo más posible. En este capítulo se explica el proceso de calibración para corregir los desequilibrios entre canales en el RAD-DAR. En primer lugar, se analiza el modelo de señal que utilizan la mayoría de algoritmos de calibración, para después hacer una revisión bibliográfica de diferentes técnicas de calibración que se encuentran en la literatura. Conocidos los diferentes procesos de calibración y valorando las características particulares del RAD-DAR, se analiza el proceso de calibración seguido. Para implementar el proceso de calibración primero se evalúan diferentes métodos con simulaciones en Matlab, para después utilizar los algoritmos implementados con datos experimentales.

4.1.1 Leyenda

En este capítulo se utiliza cálculo matricial tanto en la explicación e implementación de los algoritmos de calibración como en los resultados experimentales. Aunque a lo largo del capítulo se analiza detenidamente cada cálculo mostrado, para evitar repeticiones innecesarias se utiliza la siguiente notación:

- Las letras minúsculas en negrita siempre representan vectores. El número de elementos y si son vectores columna o fila se detalla en cada caso.
- Las letras mayúsculas en negrita siempre representan matrices. Las dimensiones de las matrices se especifican en cada caso.
- Los escalares se representan con letras minúscula sin negrita.
- El superíndice T indica el traspuesto del vector o de la matriz correspondiente.
- El superíndice h indica el traspuesto conjugado, o hermítico, del vector o de la matriz correspondiente.
- Cuando no se especifique con el símbolo concreto, o se utiliza el símbolo $\cdot$, se corresponde con la multiplicación nominal de matrices.
- Si se utiliza $\odot$ representa el producto Schur-Hadamard entre matrices, en el que se multiplican entre si los elementos individuales de las dos matrices.
- $\text{Tr}(\mathbf{A})$ se refiere a la traza de la matriz $\mathbf{A}$.
- La relación entre la potencia de señal y la potencia de ruido (SNR) de este capítulo equivale a la ESNR del capítulo 3, salvo que se especifique lo contrario. Todos los niveles de ruido se referencian a nivel de elemento, antes de la combinación en el *beamforming*.

Las notaciones de elementos puntuales en el capítulo se explican en los momentos concretos que se usan.

4.1.2 Introducción al modelo de señal

Para poder valorar los procesos de calibración es necesario entender el modelo de señal que la mayoría de los algoritmos de calibración utilizan. En un sistema lineal con N canales receptores, al que le llega una señal $\mathbf{s}(t)$ por un acimut θ_s los datos de salida ($\mathbf{Y}(t)$) se organizan matricialmente según la siguiente expresión:

$$\mathbf{Y}(t) = \mathbf{a}(\theta_s) \cdot \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (1)$$

$$\mathbf{a}(\theta_s) = [1, e^{j\varphi_1}, \dots, e^{j\varphi_N}]^T \quad (2)$$

$$\varphi_n = \frac{2 \cdot \pi \cdot n \cdot \Delta x \cdot \sin(\theta_s)}{\lambda} \quad (3)$$

Donde Δx es la separación entre canales, λ la longitud de onda de la señal y $\mathbf{n}(t)$ el vector $N \times 1$ de ruido. La matriz $\mathbf{Y}(t)$ tiene N filas y K columnas en función del número de muestras que se capturen de la señal. A $\mathbf{a}(\theta_s)$ en la bibliografía se le conoce como “*steering vector*”, en esta tesis siempre se le llama vector de dirección. Este vector implementa los desfases para una misma señal de llegada debido a la posición de las antenas receptoras respecto a ella. Los datos se organizan en una matriz de $N \times K$ elementos, de manera similar a la forma que la digitalizadora del RAD-DAR organiza los datos cuando captura una rampa individual, como indica la figura 1.

Figura 1: Estructura de los datos generados en la simulación

Con la matriz $\mathbf{Y}(t)$, se estima la matriz de covarianza según la expresión:

$$\mathbf{R} = \sum_{t=1}^K \mathbf{Y}(t)\mathbf{Y}^h(t) \quad (4)$$

Con $\mathbf{R}$ (de dimensiones $N \times N$) algunos estimadores de la dirección de llegada (DoA) utilizan los autovalores y autovectores de ésta para estimar el DoA de los blancos. En el capítulo 3, ya se vieron algunos de estos estimadores de DoA como el algoritmo MUSIC. Si solo llega una señal al sistema de N canales, el autovalor de mayor valor está asociado a la señal y los $N - 1$ autovalores restantes están asociados al ruido. El autovector asociado al autovalor de señal es la base para el subespacio de señal. Los $N - 1$ autovectores asociados a los autovalores de ruido generan el subespacio de ruido. Ambos subespacios son ortogonales entre sí.

El autovector asociado a la señal está directamente asociado al vector de direcciones y en la bibliografía se le conoce como “*measured steering vector*”, en esta tesis se le llama vector de direcciones medido ($\mathbf{a}_m(\theta_s)$). En el caso ideal, sin ruido y sin desequilibrios entre canales, el vector de dirección medido y el vector de direcciones normalizado son iguales. Este concepto se analiza simulando una señal que llega a un sistema con arquitectura multireceptora. Se ha simulado un sistema de 8 canales, al que le llega una señal por una dirección de -30° , la separación entre canales es $\Delta x = 0.54 \cdot \lambda$ y se utilizan 8192 muestras de la señal recibida. Estos valores se corresponden con la separación entre antenas receptoras y de muestras capturadas por el RAD-DAR nominalmente. Se ha generado un tono con una frecuencia de 6 MHz, que se corresponde con una señal en banda base como la que se tendría a la salida de los receptores del RAD-DAR. Se le ha añadido ruido en fase y cuadratura de manera independiente a cada canal. Inicialmente se ha ajustado una SNR de 100 dB, por lo que se considera que el efecto del ruido es despreciable. Utilizando las fórmulas (1-4) se generan los datos recibidos. Si a los datos generados se les aplica el algoritmo MUSIC, se obtiene el espectro MUSIC de la figura 2.

Figura 2: Espectro MUSIC en el caso ideal para una señal con DoA=-30°, SNR=100 dB y 8192 muestras.

Al no haber desequilibrios y tener un nivel de SNR de 100 dB, se consigue un máximo considerablemente alto en el espectro MUSIC (mayor de 100 dB) en la dirección de llegada de la señal al sistema. Los autovalores asociados a la matriz $\mathbf{R}$, normalizados con respecto al número de muestras y al de canales, se muestran en la tabla 1.

$1.19 \cdot 10^{-11}$
$1.22 \cdot 10^{-11}$
$1.24 \cdot 10^{-11}$
$1.25 \cdot 10^{-11}$
$1.26 \cdot 10^{-11}$
$1.28 \cdot 10^{-11}$
$1.30 \cdot 10^{-11}$
1

Tabla 1: Autovalores asociados a la matriz R para una señal con con DoA=-30°, SNR=100 dB y 8192 muestras

De los ocho autovalores hay uno (de valor 1) que es considerablemente mayor en módulo que el resto, es el autovalor asociado a la señal. El autovector asociado al autovalor de señal (es el vector de dirección medido $\mathbf{a}_m(\theta_s)$) tiene los valores de la tabla 2.

$0.2699 - 0.2283i$
$-0.2600 - 0.2396i$
$-0.2056 + 0.2877i$
$0.3109 + 0.1684i$
$0.1286 - 0.3293i$
$-0.3427 - 0.0868i$
$-0.0438 + 0.3508i$
$0.3536 + 0.0000i$

Tabla 2: Autovector asociado al autovalor mayor de R de una señal con con DoA=-30°, SNR=100 dB y 8192 muestras

Este vector de direcciones medido se corresponde con el vector de direcciones, en el caso sin desequilibrios, según la siguiente expresión:

$$\mathbf{a}_m(\theta_s) \equiv \frac{\mathbf{a}(\theta_s)}{\|\mathbf{a}(\theta_s)\|} \quad (5)$$

Capítulo 4: Implementación de técnicas de calibración para sistemas con arquitectura multireceptora

Donde $\|\mathbf{a}\|$ es la norma del vector $\mathbf{a}$. Si se calculan el módulo y la fase del vector de direcciones medido y del vector de direcciones normalizado se obtienen los resultados de las tablas 3 y 4.

Módulo vector de direcciones normalizado	Módulo vector de direcciones medido
0.3536	0.3536
0.3536	0.3536
0.3536	0.3536
0.3536	0.3536
0.3536	0.3536
0.3536	0.3536
0.3536	0.3536
0.3536	0.3536

Tabla 3: Comparación de los módulos del vector de dirección y del vector de dirección medido con DoA=-30°, SNR=100 dB y 8192 muestras

Diferencia de fase entre elementos consecutivos del vector de direcciones normalizado (°)	Diferencia de fase entre elementos consecutivos del vector de direcciones medido(°)
-97.1	-97.1
-97.1	-97.1
-97.1	-97.1
-97.1	-97.1
-97.1	-97.1
-97.1	-97.1
-97.1	-97.1

Tabla 4: Comparación de las diferencias de fase entre canales consecutivos del vector de dirección y del vector de dirección medido con DoA=-30°, SNR=100 dB y 8192 muestras

Al no haber desequilibrios entre canales y tener un nivel de SNR de 100 dB, los módulos y las diferencias de fase entre canales consecutivos se corresponden con los ideales. Conforme el nivel de SNR se reduce las diferencias entre ambos vectores aumentan, lo que genera errores en la estimación del DoA. Por ejemplo, para una SNR=0 dB se obtiene el espectro MUSIC de la figura 3. Los valores en módulo y fase del autovector de señal asociado se presentan en las tablas 5 y 6, comparándose con los valores ideales.

Figura 3: Espectro MUSIC en el caso ideal para una señal con DoA=-30°, SNR=0 dB y 8192 muestras

Capítulo 4: Implementación de técnicas de calibración
para sistemas con arquitectura multireceptora

Módulo vector de direcciones normalizado	Módulo vector de direcciones medido
0.3536	0.3497
0.3536	0.3536
0.3536	0.3534
0.3536	0.3563
0.3536	0.3488
0.3536	0.3590
0.3536	0.3531
0.3536	0.3543

Tabla 5: Comparación de los módulos del vector de dirección y del vector de dirección medido con DoA=-30°, SNR=0 dB y 8192 muestras

Diferencia de fase entre elementos consecutivos del vector de direcciones normalizado (°)	Diferencia de fase entre elementos consecutivos del vector de direcciones medido(°)
-97.1	-96.8
-97.1	-97.9
-97.1	-95.7
-97.1	-98.5
-97.1	-96.7
-97.1	-96.9
-97.1	-97

Tabla 6: Comparación de las diferencias de fase entre canales consecutivos de los vectores de dirección y del vector de dirección medido con DoA=-30°, SNR=0 dB y 8192 muestras

Debido al efecto del ruido, el vector de direcciones medido ya no se corresponde en módulo y fase con el vector de direcciones normalizado. Además, al aplicar el algoritmo de detección MUSIC a los datos generados, se obtiene una dirección de -29.8°, en lugar de los -30° generados. El nivel de SNR es uno de los parámetros más determinantes para una correcta estimación del DoA de los blancos, como se explicó en el capítulo 3 y se analiza a lo largo de este capítulo.

Además de los efectos del ruido, para incluir en el modelo de señal de (1) todos los desequilibrios entre canales explicados en la introducción, se utiliza el concepto de la matriz de distorsión. La matriz de distorsión $\mathbf{Z}$ es una matriz de dimensiones $N \times N$. En su diagonal principal se encuentran los desequilibrios debidos a las diferencias de amplitud y fase entre canales. Generalmente, el canal 1 es el que se toma como referencia por lo que el primer elemento de la diagonal principal es 1. Los desequilibrios entre canales se representan mediante la matriz diagonal $\mathbf{\Gamma}$, cuyos elementos de la diagonal principal son $[1, \tau_2, \dots, \tau_N]$. El resto de elementos que componen la matriz de distorsión representan los acoplamientos entre las antenas receptoras. Los acoplamientos se representan con una matriz $\mathbf{C}$, cuya diagonal principal son todos unos ya que no existe autoacoplamiento. Según el tipo de array en recepción la matriz de acoplamientos tiene una estructura u otra. En el caso de un array lineal espaciado uniformemente la matriz de acoplamientos es Toeplitz simétrica. En un array circular, la matriz de acoplamientos tiene una arquitectura simétrica circular. La matriz de distorsión total se calcula según la siguiente expresión:

$$\mathbf{Z} = \mathbf{C} \cdot \mathbf{\Gamma} \quad (6)$$

Por ejemplo, para un sistema de 5 canales con una distribución lineal se tendría la siguiente estructura, con $c_1 = 1$ y $\tau_1 = 1$:

$$\mathbf{Z} = \begin{pmatrix} c_1 \cdot \tau_1 & c_2 \cdot \tau_2 & c_3 \cdot \tau_3 & c_4 \cdot \tau_4 & c_5 \cdot \tau_5 \\ c_2 \cdot \tau_1 & c_1 \cdot \tau_2 & c_2 \cdot \tau_3 & c_3 \cdot \tau_4 & c_4 \cdot \tau_5 \\ c_3 \cdot \tau_1 & c_2 \cdot \tau_2 & c_1 \cdot \tau_3 & c_2 \cdot \tau_4 & c_3 \cdot \tau_5 \\ c_4 \cdot \tau_1 & c_3 \cdot \tau_2 & c_2 \cdot \tau_3 & c_1 \cdot \tau_4 & c_2 \cdot \tau_5 \\ c_5 \cdot \tau_1 & c_4 \cdot \tau_2 & c_3 \cdot \tau_3 & c_2 \cdot \tau_4 & c_1 \cdot \tau_5 \end{pmatrix} \quad (7)$$

El modelo de señal de (1) incluye a la matriz de distorsión de la siguiente manera:

$$\mathbf{Y}(t) = \mathbf{Z} \cdot \mathbf{a}(\theta_s) \cdot \mathbf{s}(t) + \mathbf{n}(t) \quad (8)$$

Cada canal está influido por sus desequilibrios con respecto al canal 1 y los acoplamientos que reciba del resto de canales. Si se incluye una matriz de distorsión genérica en las simulaciones mostradas, para un nivel de SNR de 0 dB se obtiene el espectro MUSIC de la figura 4.

Figura 4: Espectro MUSIC para una señal con desequilibrios entre canales, DoA=-30°, SNR=0 dB y 8192 muestras

El resultado del espectro MUSIC es el esperado para un sistema con desequilibrios: la detección es más ancha que en el caso sin desequilibrios, tiene un máximo de menor nivel y se ha aumentado el error en la estimación del acimut. El máximo del espectro MUSIC (el DoA estimado) se produce en -29.4°, por lo que se ha añadido un error de 0.4° con respecto a la simulación que solo incluía ruido y se tiene un error final de 0.6°. Además, este error se refleja en los resultados del vector de direcciones medido de la matriz de covarianzas. Los resultados en módulo y fase se muestran en las tablas 7 y 8 donde se comparan con los resultados mostrados previamente.

Módulo vector de direcciones normalizado (Ideal)	Módulo vector de direcciones medido sin desequilibrios (SNR=0 dB)	Módulo vector de direcciones medido con desequilibrios (SNR=0 dB)
0.3536	0.3497	0.3858
0.3536	0.3536	0.3436
0.3536	0.3534	0.3343
0.3536	0.3563	0.2749
0.3536	0.3488	0.3839
0.3536	0.3590	0.3460

Capítulo 4: Implementación de técnicas de calibración para sistemas con arquitectura multireceptora

0.3536	0.3531	0.3258
0.3536	0.3543	0.4154

Tabla 7: Comparación de los módulos del vector de dirección y del vector de dirección medido con DoA=-30°, SNR=0 dB, desequilibrios entre canales y 8192 muestras

Diferencia de fase entre elementos consecutivos del vector de direcciones normalizado (°)	Diferencia de fase entre elementos consecutivos del vector de direcciones medido, SNR=0 dB(°)	Diferencia de fase entre elementos consecutivos del vector de direcciones medido con desequilibrios, SNR=0 dB(°)
-97.1	-96.8	-105.8
-97.1	-97.9	-79.6
-97.1	-95.7	-93.7
-97.1	-98.5	-115.8
-97.1	-96.7	-95.9
-97.1	-96.9	-82.8
-97.1	-97	-90.1

Tabla 8: Comparación de las diferencias de fase entre canales consecutivos del vector de dirección y del vector de dirección medido con DoA=-30°, SNR=0 dB, desequilibrios entre canales y 8192 muestras

Cuanto más grandes sean los desequilibrios mayores serán las diferencias entre el vector de dirección y el vector de dirección medido. Para corregir los datos recibidos (Y_{corr}) se estima la matriz de distorsión y se multiplican los datos recibidos por su inversa, según:

$$Y_{corr}(t) = Z^{-1} \cdot Y(t) \quad (9)$$

Conocida la matriz de distorsión se corrigen los datos recibidos. El cálculo de la matriz de distorsión en función de los datos de llegada ha sido objeto de estudio de diferentes autores y es la clave en los procesos de calibración activa. En la siguiente sección se hace una revisión de diferentes procesos de calibración de distintos autores.

4.1.3 Revisión bibliográfica

A lo largo de los años diferentes autores han estudiado técnicas de calibración para sistemas con arquitectura multireceptora. Aunque luego se comentan otros tipos de calibración, hay dos especialmente populares: autocalibración y calibración activa. Ambos tipos de calibración se basan en el cálculo de la matriz de distorsión para corregir los datos.

Los algoritmos de autocalibración utilizan un conjunto de señales, cuyas direcciones son desconocidas, para calcular de manera simultánea las direcciones de llegada y la matriz de distorsión. Suelen ser algoritmos iterativos en los que se calculan unas direcciones iniciales de llegada, se calcula la matriz de distorsión y se recalculan las direcciones de llegada al sistema. Este proceso se repite hasta que se cumple algún criterio de convergencia que detiene el algoritmo. Uno de los primeros algoritmos de autocalibración es el de [Paulraj_85] donde se calculan exclusivamente desequilibrios entre canales sin tener en cuenta los acoplamientos. Una evolución de este algoritmo, y a su vez uno de los algoritmos de autocalibración más referenciado, es el de [Friedlander_91] donde se incorporan los acoplamientos en el cálculo de la matriz de distorsión. El problema de este algoritmo es que requiere una estimación inicial de la matriz de distorsión ([Pan_15], [Gan_03]) y no en todos los casos tiene solución única [Sellone_07]. Además, ambos algoritmos utilizan señales radiadas simultáneamente, lo que dificulta sobremanera su implementación experimental. Otros ejemplos de algoritmos de

autocalibración se pueden encontrar en [Wei_18], [Viberg_94], [Sellone_07], [Zhu_07], [Kunlai_14], [Pan_15] y [Liu_16] donde se radian simultáneamente todas las señales de calibración al sistema. El problema de los algoritmos de autocalibración es que calculan las direcciones de llegada de las señales y la matriz de distorsión simultáneamente, lo que provoca que los cálculos influyan unos sobre otros y se reduzca la precisión en la estimación de la matriz de distorsión [Wang_10].

A diferencia de los algoritmos de autocalibración, los algoritmos de calibración activa trabajan cada vez con una única señal de la que se conoce la dirección de llegada. Para determinar la matriz de distorsión es necesario utilizar un conjunto de señales que se han capturado en diferentes instantes de tiempo, lo que aumenta la precisión en el cálculo de la matriz de distorsión al no influirse entre sí las señales de calibración. En [Pierre_91] se implementa un algoritmo de calibración activa basado en la medida de diferentes señales desde posiciones conocidas. Se analiza la corrección de las diferencias en módulo y fase entre canales junto con la corrección de los desequilibrios debido a los acoplamientos entre antenas. Plantea un problema de mínimos cuadrados, entre los vectores de dirección ideales y los vectores de dirección medidos.

En [See_94] se plantea un problema similar al anterior, pero con una forma de cálculo diferente que le hace más robusto que el algoritmo de [Pierre_91]. En [See_95] se amplía el algoritmo de calibración para incluir los errores de posicionamiento de las antenas receptoras. En [Chong_96] se extiende el algoritmo de [Pierre_91] para unos casos generales y se estudia la cota de Cramer-Rao del estimador de la matriz de distorsión. En [See_99] se extiende el algoritmo de [Pierre_91] para corregir los errores de posición de las antenas. Mediante algoritmos genéticos y búsquedas mediante el método de Gauss-Newton se calcula de manera simultánea el acimut de las señales de calibración, por lo que no es necesario conocerlas inicialmente. Esto genera que a nivel computacional este algoritmo sea considerablemente más complejo que los otros.

En [Jaffer_01] se utilizan propiedades de la matriz de distorsión para reducir el número de variables a calcular, basándose en el mismo problema de mínimos cuadrados empleados por [Pierre_91] y por [See_94] para su estimación. Dado que uno de los parámetros que afecta al nivel de acoplamiento entre las antenas es la distancia, en [Jaffer_01] se asume que se puede despreciar el acoplamiento a partir de una cierta distancia. Esto significa una reducción considerable del número de variables a calcular en la matriz de distorsión.

En [Lanne_06] se plantea hacer calibraciones locales, es decir, que cada dirección tenga una matriz de distorsión dependiente de la dirección por una matriz de pesos. Para el cálculo de la matriz de distorsión se establece el mismo problema de mínimos cuadrados que los algoritmos anteriores, después se ajusta con la matriz de pesos para cada dirección. Esto mejora la precisión, pero requiere muchas más señales de calibración para la estimación de la matriz de distorsión que cuando se asume general [Stephan_19]. En [Schoor_08] se estudian diferentes algoritmos de calibración activa y de calibración activa local aplicados a un radar de automoción. Se concluye que en ese caso se obtienen mejores resultados con la calibración local que con los algoritmos de calibración activa.

En [Li_15] se plantea una calibración en las bandas S y L con resultados experimentales donde solo se tienen en cuenta las diferencias de amplitud y fase. En [Eberhardt_16] se analiza el modelo de señal para añadir el efecto de la directividad de las antenas del array, de manera que no a todas las antenas les llega la misma potencia debido a la distancia entre ellas, por lo que también añade ese efecto “de sombra” en el modelo de señal. Además, se evalúan algunos

algoritmos de calibración como los de [Pierre_91], [See_94], [Friedlander_91] o [Jaffer_01] y en sus conclusiones explica que obtiene mejores resultados añadiendo el efecto de sombra.

Uno de los algoritmos más interesantes en calibración activa es el de [Li_16]. Establece un problema de mínimos cuadrados similar al de [See_94] y utiliza la propiedad de la matriz de distorsión de [Jaffer_01]. Lo más interesante es que el algoritmo solo necesita conocer las diferencias en acimut entre las señales de calibración y el propio algoritmo calcula la dirección referencia. Esto reduce considerablemente el problema de posicionamiento en los algoritmos de calibración activa. En [Li_16b] se estudia la calibración activa en sistemas radar con array digital en recepción de señales de banda ancha. Básicamente se utiliza el algoritmo de [Jaffer_01] en diferentes frecuencias dentro del ancho de banda de la señal para después, mediante un filtro FIR, estimar todos los parámetros de la matriz de distorsión en función de la frecuencia. Por último, en [Stephan_19] se analizan diferentes algoritmos de calibración activa y de calibración activa local. Sus resultados prueban que cuando se tienen muchas señales de calibración se obtiene una ligera mejora en los resultados con los algoritmos de calibración activa local. Sin embargo, con menos señales el algoritmo que ofrece mejores resultados es el de [Li_16].

Todos los algoritmos de calibración activa comentados hasta ahora se basan en que se conoce la dirección de llegada de las señales de calibración, o se calcula de alguna manera en casos concretos. El posicionamiento de estas señales de calibración es el principal inconveniente de los algoritmos de calibración activa.

Algunos autores no utilizan la relación entre el vector de direcciones ideal y el vector de direcciones medido. En [Harter_16] se utiliza una regresión por mínimos cuadrados para ajustar la diferencia de fase entre canales a una constante y normaliza las amplitudes con respecto a la amplitud media entre canales. Este tipo de calibración no parece apropiada para el sistema ya que ralentizaría el procesado en tiempo real. En [Nazaroff_18] se utiliza una señal de referencia que acopla en todos los canales de un array circular para corregir las diferencias de fase entre canales, lo que es imposible con el diseño del RAD-DAR. Estos procesos no buscan calcular la matriz de distorsión del sistema, por lo que no se estudian en esta tesis.

Los algoritmos de autocalibración tienen la ventaja que no necesitan conocer inicialmente las direcciones de las señales de calibración, lo que simplifica los experimentos de calibración. Sin embargo, los algoritmos de autocalibración necesitan que todas las señales de calibración se radien de manera simultánea al array en recepción. Además, ya se ha explicado que estos algoritmos presentan una precisión menor que los algoritmos de calibración activa.

En la elección de los algoritmos de calibración activa para el RAD-DAR se han descartado los algoritmos de calibración activa que estudiaban los errores de posicionamiento de las antenas receptoras, ya que al ser antenas microstrip se asume que no ocurren este tipo de errores. Los algoritmos de calibración activa local se han descartado ya que necesitan muchas más señales de calibración para su correcto funcionamiento. Además, el hacer depender la matriz de distorsión de la dirección de llegada complica la integración de la calibración en el procesado de señal del RAD-DAR. Dentro de los algoritmos de calibración activa estudiados los más adecuados para el RAD-DAR son: [See_94], [Jaffer_01] y [Li_16]. El primero, de ahora en adelante referenciado como See, permite calcular todos los elementos de la matriz de distorsión sin aproximaciones requiriendo conocer la posición exacta de las señales de calibración. El segundo, de ahora en adelante referenciado como Jaffer, utiliza la aproximación de la matriz de distorsión en la que a partir de una distancia se asume que el acoplamiento entre antenas es despreciable.

El último, de ahora en adelante referenciado como Li, utiliza la misma aproximación de Jaffer pero sin la necesidad de conocer todas las direcciones de las señales de calibración. Este algoritmo necesita saber la separación acimutal de las señales de calibración y estima la primera dirección.

4.2 Implementación y simulación de los algoritmos de calibración activa

4.2.1 Algoritmo de See

Si a un sistema de N canales, le llegan L señales desde direcciones conocidas la estimación de la matriz de distorsión $\mathbf{Z}$ se obtiene por mínimos cuadrados minimizando la siguiente función de coste:

$$\min_{\mathbf{Z}, \mathbf{A}} \|\mathbf{Z} \cdot \mathbf{A} - \mathbf{A}_e \cdot \mathbf{A}\|_F \quad (10)$$

Donde $\|\cdots\|_F$ denota la norma de Frobenius, $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1), \mathbf{a}(\theta_2), \dots, \mathbf{a}(\theta_L)]$ es la matriz de dimensiones $N \times L$ que contiene todos los vectores de dirección ideales, $\mathbf{A}_e = [\mathbf{a}_m(\theta_1), \mathbf{a}_m(\theta_2), \dots, \mathbf{a}_m(\theta_L)]$ es la matriz de dimensiones $N \times L$ que contiene los vectores de direcciones medidos y $\mathbf{A} = \text{diag}(\boldsymbol{\eta})$ es una matriz diagonal de dimensiones $L \times L$ donde cada elemento de su diagonal principal cumple la siguiente igualdad:

$$\mathbf{a}_m(\theta_i) = \eta_i \mathbf{a}(\theta_i) \quad (11)$$

En este algoritmo no puede haber dos direcciones de calibración iguales.

Minimizando (10) con respecto a $\mathbf{Z}$, se obtiene la estimación de la matriz de distorsión ($\hat{\mathbf{Z}}$):

$$\hat{\mathbf{Z}} = \mathbf{A}_e \mathbf{A} \mathbf{A}^h (\mathbf{A} \mathbf{A}^h)^{-1} \quad (12)$$

Si se sustituye la ecuación (12) en (10) el problema de minimización se reduce a:

$$\min_{\mathbf{A}} \text{Tr}(\mathbf{A}^h \mathbf{A}_e^h \mathbf{A}_e \mathbf{A} \mathbf{P}^{oct}) \quad (13)$$

Donde $\mathbf{P}^{oct} = \mathbf{I} - \mathbf{A}^h (\mathbf{A} \mathbf{A}^h)^{-1} \mathbf{A}$, siendo $\mathbf{I}$ la matriz identidad de dimensiones $L \times L$. Este problema se simplifica a encontrar:

$$\min_{\boldsymbol{\eta}} \{\boldsymbol{\eta}^h ((\mathbf{A}_e^h \mathbf{A}_e) \odot (\mathbf{P}^{oct})^T) \boldsymbol{\eta}\} \quad (14)$$

Para evitar la solución trivial que se obtendría con $\boldsymbol{\eta} = \mathbf{0}$ se aplica la restricción $\boldsymbol{\eta}^h \boldsymbol{\eta} = 1$ por lo que (14) se cumple que:

$$((\mathbf{A}_e^h \mathbf{A}_e) \odot (\mathbf{P}^{oct})^T) \mathbf{z}_{min} = \lambda_{min} \mathbf{z}_{min} \quad (15)$$

$\mathbf{z}_{min}$ se corresponde con el autovector asociado al autovalor mínimo de $((\mathbf{A}_e^h \mathbf{A}_e) \odot (\mathbf{P}^{oct})^T)$. En See se explica que (14) se minimiza cuando $\boldsymbol{\eta} = \mathbf{z}_{min}$. Una vez obtenido $\mathbf{z}_{min}$, se procede al cálculo de $\hat{\mathbf{Z}}$ con (12).

La implementación del algoritmo es la siguiente conocidas todas las direcciones de llegada de las señales de calibración:

1. Para cada dirección con los datos recibidos se calcula la matriz de covarianza según (4).
2. Para cada dirección se obtienen los autovalores y autovectores de la matriz de covarianzas asociada. El autovector asociado al autovalor mayor es el vector de dirección medido $\mathbf{a}_m(\theta_i)$ de esa dirección. Con todos los vectores de direcciones medidos se forma la matriz $\mathbf{A}_e$.
3. Con las direcciones de las señales de calibración se forma la matriz $\mathbf{A}$.
4. Conocidos $\mathbf{A}$ y $\mathbf{A}_e$ se calcula la matriz $\mathbf{P}^{oct}$, para después calcular la matriz $(\mathbf{A}_e^h \mathbf{A}_e) \odot (\mathbf{P}^{oct})^T$ de la que se calculan los autovalores y autovectores asociados. El autovector asociado al autovalor más pequeño es $\mathbf{z}_{min}$.
5. Dado que $\boldsymbol{\eta} = \mathbf{z}_{min}$, se colocan sus elementos en una matriz diagonal para formar la matriz $\mathbf{A}$.
6. Se calcula la matriz $\hat{\mathbf{Z}}$ con (12).

Para valorar la correcta implementación del algoritmo se realizan simulaciones de Monte Carlo. En estas simulaciones se generan unos datos corrompidos por una matriz de distorsión conocida y se utilizan como entrada al algoritmo. Se considera que el algoritmo se ha implementado correctamente si para niveles altos de SNR (más de 20 dB) el error en la estimación de $\mathbf{Z}$ es prácticamente nulo. En [Li_16] demuestran que para altos niveles de SNR se consigue alcanzar la cota de Cramer-Rao en la estimación de la matriz de distorsión.

En la introducción al modelo de señal se introdujo el concepto de matriz de distorsión y algunas de sus propiedades. El objetivo es simular el comportamiento de un array en recepción similar al del RAD-DAR que es un array lineal espaciado uniformemente. Para generar los datos de las diferentes direcciones se utiliza la expresión (8). El número de muestras de la señal $\mathbf{s}(t)$ que se utiliza es 512. El número de muestras, *snapshot* en inglés, es un parámetro ampliamente estudiado por diferentes autores para estimadores de dirección de llegada. Diferentes estimadores de direcciones de llegada utilizando un único *snapshot* se pueden encontrar en [Radich_97], [Liu_17], [Häcker_10], [Fortunati_14], [Raj_19] y [Cui_15]. En el RAD-DAR se capturan por cada rampa 8192 muestras, luego ese es el *snapshot* del sistema. Para evitar que las simulaciones consuman excesivo tiempo el *snapshot* se reduce a 512 muestras por señal. Los resultados son extrapolables al caso de 8192 muestras solo que con un aumento de la precisión debido al mayor número de muestras capturadas. Además, dado que en las simulaciones de [Li_16] se utilizan 512 muestras se pueden comparar los resultados obtenidos.

Se ha generado una matriz de distorsión que es la que deben estimar los algoritmos de calibración implementados. La matriz de distorsión está compuesta por dos elementos (6): los desequilibrios entre canales y los acoplamientos entre antenas. Para los desequilibrios entre elementos se usa el vector $\boldsymbol{\tau}$ de la tabla 9. Los valores de este vector se corresponden con los desequilibrios en módulo y fase que se representan en la tabla 10.

τ_1	1
τ_2	0.95 - 0.2i
τ_3	0.9 + 0.015i
τ_4	0.75 + 0.1i
τ_5	1 - 0.2i
τ_6	0.9 - 0.2i
τ_7	0.85 + 0.08i
τ_8	1.1 + 0.2i

Tabla 9: Vector de desequilibrios entre canales

Canal	Desequilibrios Amplitud por canales (dB)	Desequilibrios Fase entre canales (°)
τ_1	0	0
τ_2	-0.26	-11.89
τ_3	-0.91	0.95
τ_4	-2.42	7.59
τ_5	0.17	-11.3
τ_6	-0.71	-12.52
τ_7	-1.37	5.38
τ_8	0.97	10.30

Tabla 10: Desequilibrios en módulo y fase introducidos por el vector de desequilibrios

Con el vector de desequilibrios entre canales se genera una matriz diagonal Γ de dimensiones $N \times N$, con la siguiente estructura para $N = 8$:

$$\Gamma = \begin{pmatrix} \tau_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \tau_2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tau_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tau_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \tau_5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \tau_6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \tau_7 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \tau_8 \end{pmatrix} \quad (16)$$

Para generar la matriz de acoplamientos se utilizan los resultados de las simulaciones electromagnéticas de las antenas receptoras del RAD-DAR a la frecuencia central del sistema. Estos datos se corresponden con valores esperados a los reales y tienen en cuenta las variaciones de los acoplamientos en función de la posición de las antenas en la tarjeta. Los valores que se utilizan se muestran en las tablas 11 y 12.

c_i	Acoplamiento entre antenas
c_1	1.0000 + 0.0000i
c_2	0.0431 + 0.0590i
c_3	-0.0038 - 0.0368i
c_4	-0.0055 + 0.0203i
c_5	0.0073 - 0.0118i
c_6	-0.0080 + 0.0068i
c_7	0.0087 - 0.0035i
c_8	-0.0081 + 0.0013i

Tabla 11: Vector de acoplamientos entre antenas

Capítulo 4: Implementación de técnicas de calibración
para sistemas con arquitectura multireceptora

Módulo de los parámetros $S_{j,1}$, (dB) a 8.75 GHz ($j=1,\dots,8$)	Fase de los parámetros $S_{j,1}$ ($^\circ$) a 8.75 GHz ($j=1,\dots,8$)
-22.73	53.85
-28.64	-95.89
-33.54	105.15
-37.16	-58.25
-39.58	139.63
-40.56	-21.91
-41.72	170.88

Tabla 12: Módulo y Fase de los acoplamientos entre antenas

La matriz de acoplamientos tiene unas dimensiones $N \times N$ y una estructura Toeplitz simétrica. Para un sistema de ocho canales se tiene la siguiente matriz de acoplamientos:

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} c_1 & c_2 & c_3 & c_4 & c_5 & c_6 & c_7 & c_8 \\ c_2 & c_1 & c_2 & c_3 & c_4 & c_5 & c_6 & c_7 \\ c_3 & c_2 & c_1 & c_2 & c_3 & c_4 & c_5 & c_6 \\ c_4 & c_3 & c_2 & c_1 & c_2 & c_3 & c_4 & c_5 \\ c_5 & c_4 & c_3 & c_2 & c_1 & c_2 & c_3 & c_4 \\ c_6 & c_5 & c_4 & c_3 & c_2 & c_1 & c_2 & c_3 \\ c_7 & c_6 & c_5 & c_4 & c_3 & c_2 & c_1 & c_2 \\ c_8 & c_7 & c_6 & c_5 & c_4 & c_3 & c_2 & c_1 \end{pmatrix} \quad (17)$$

La matriz $\mathbf{C}$ se entiende por filas. La fila uno representa los acoplamientos que sufre el canal 1. En la fila 2, están los acoplamientos de la 2. En este modelo, el nivel de acoplamiento de la antena 1 y de la antena 3 que sufre la antena 2 es el mismo. En las antenas receptoras del RAD-DAR estos acoplamientos no son exactamente iguales pero tienen niveles similares. Utilizando (6), se calcula la matriz de distorsión completa del sistema:

$$\mathbf{Z} = \begin{pmatrix} c_1 \cdot \tau_1 & c_2 \cdot \tau_2 & c_3 \cdot \tau_3 & c_4 \cdot \tau_4 & c_5 \cdot \tau_5 & c_6 \cdot \tau_6 & c_7 \cdot \tau_7 & c_8 \cdot \tau_8 \\ c_2 \cdot \tau_1 & c_1 \cdot \tau_2 & c_2 \cdot \tau_3 & c_3 \cdot \tau_4 & c_4 \cdot \tau_5 & c_5 \cdot \tau_6 & c_6 \cdot \tau_7 & c_7 \cdot \tau_8 \\ c_3 \cdot \tau_1 & c_2 \cdot \tau_2 & c_1 \cdot \tau_3 & c_2 \cdot \tau_4 & c_3 \cdot \tau_5 & c_4 \cdot \tau_6 & c_5 \cdot \tau_7 & c_6 \cdot \tau_8 \\ c_4 \cdot \tau_1 & c_3 \cdot \tau_2 & c_2 \cdot \tau_3 & c_1 \cdot \tau_4 & c_2 \cdot \tau_5 & c_3 \cdot \tau_6 & c_4 \cdot \tau_7 & c_5 \cdot \tau_8 \\ c_5 \cdot \tau_1 & c_4 \cdot \tau_2 & c_3 \cdot \tau_3 & c_2 \cdot \tau_4 & c_1 \cdot \tau_5 & c_2 \cdot \tau_6 & c_3 \cdot \tau_7 & c_4 \cdot \tau_8 \\ c_6 \cdot \tau_1 & c_5 \cdot \tau_2 & c_4 \cdot \tau_3 & c_3 \cdot \tau_4 & c_2 \cdot \tau_5 & c_1 \cdot \tau_6 & c_2 \cdot \tau_7 & c_3 \cdot \tau_8 \\ c_7 \cdot \tau_1 & c_6 \cdot \tau_2 & c_5 \cdot \tau_3 & c_4 \cdot \tau_4 & c_3 \cdot \tau_5 & c_2 \cdot \tau_6 & c_1 \cdot \tau_7 & c_2 \cdot \tau_8 \\ c_8 \cdot \tau_1 & c_7 \cdot \tau_2 & c_6 \cdot \tau_3 & c_5 \cdot \tau_4 & c_4 \cdot \tau_5 & c_3 \cdot \tau_6 & c_2 \cdot \tau_7 & c_1 \cdot \tau_8 \end{pmatrix} \quad (18)$$

Utilizando (8) se generan los datos de una señal recibida. Esta señal es un tono con una frecuencia de 6 MHz, sería equivalente a una señal de banda base tras haber pasado por los receptores del RAD-DAR. La frecuencia de muestreo es de 32 MHz. El ruido $\mathbf{n}(t)$ generado se añade en módulo y fase para ajustar la SNR objetivo para cada caso.

Se ha generado una señal con una dirección de llegada de -20° corrompidos por la matriz de distorsión y a cada canal se le aplica una FFT en el dominio de la distancia (como se muestra en la figura 5). Se han utilizado 512 muestras y se ha ajustado un nivel de SNR a 10 dB. El espectro de cada canal se muestra en la figura 6.

Figura 5: Diagrama de bloques para una FFT en el dominio de la distancia

Figura 6: Módulo de la FFT de un tono a 6 MHz, SNR=10 dB con desequilibrios entre canales y 512 muestras

Los desequilibrios entre canales no afectan a la frecuencia de la señal, ya que todas las detecciones se encuentran en el mismo bin de la FFT. Si se analizan las diferencias en módulo y fase entre canales del bin de la FFT correspondiente al blanco, se tienen los niveles relativos mostrados en la figura 7 y en la figura 8 con respecto al canal 1. El eje de las abscisas en la figura 8 representa las relaciones entre canales: 1-2 representa la diferencia de fase entre el canal 1 y el 2 y así sucesivamente.

Figura 7: Diferencia en amplitud entre canales con respecto al canal 1 para el blanco simulado

Figura 8: Diferencia de fase entre canales consecutivos para el blanco simulado

En la figura 7 se aprecia que con esta matriz de distorsión se generan los desequilibrios de amplitud esperados con respecto al canal 1, entre -2 dB y 1 dB en amplitud. En la figura 8 los resultados se comparan con la diferencia de fase ideal entre canales (en una línea horizontal) para la dirección de llegada generada.

La precisión en la estimación de $\mathbf{Z}$ para cada nivel de SNR se valora calculando el error rms en su estimación según:

$$RMSE_z(\%) = \sqrt{\frac{1}{M_c} \left(\sum_{k=1}^{M_c} \frac{\|\mathbf{Z} - \mathbf{Z}_k\|_F^2}{\|\mathbf{Z}\|_F^2} \right)} \cdot 100 \quad (19)$$

Donde M_c es el número de realizaciones de Monte Carlo. El conjunto de señales de calibración que se utilizan a la entrada del algoritmo está formado por 11 señales ($L=11$) entre -50° y 50° separadas 10° cada una. Para cada nivel de SNR, se utilizan 500 realizaciones de Monte Carlo y $\mathbf{s}(t)$ tiene 512 muestras. El error rms de la estimación de $\mathbf{Z}$ en función de la SNR con el algoritmo de See se muestra en la figura 9.

Figura 9: RMSE en el cálculo de la matriz de distorsión en función de la SNR con el algoritmo de See

Se observa que a medida que aumenta el nivel de SNR, se reduce el error rms en el cálculo de la matriz de distorsión. En [Li_16] se demuestra que para altos niveles de SNR con el algoritmo de See prácticamente se alcanza la cota de Cramer-Rao en la estimación de la matriz de distorsión. Los resultados obtenidos se asemejan con los mostrados en [Li_16] para el algoritmo de See. Además del nivel de SNR, uno de los parámetros más influyentes en la estimación de $\mathbf{Z}$ es el número de muestras que se capturen de la señal. La figura 10 muestra el error rms en la estimación de la matriz de distorsión para una SNR de 10 dB en función del número de muestras de la señal $s(t)$.

Figura 10: RMSE de $\mathbf{Z}$ en función del número de muestras para una SNR=10 dB con el algoritmo de See

Para un mismo nivel de SNR cuantas más muestras de la señal se capturen, menos error se tiene en la estimación de la matriz de distorsión. Otro parámetro que afecta a la calidad de la estimación de la matriz de distorsión es el campo de calibración (FoC, por sus siglas en inglés) que se refiere a la cobertura acimutal que se calibra. Cuanto mayor sea el FoC menor error hay en la estimación de $\mathbf{Z}$ [Chong_96]. En las simulaciones anteriores se tenía un FoC de $[-50^\circ, 50^\circ]$. En la figura 11 se muestra el error en la estimación de la matriz de distorsión en función de la SNR variando el FoC, pero manteniendo el número de señales de calibración en 11. Se aprecia que cuanto más FoC se tiene, se consigue una ligera mejora en la estimación de $\mathbf{Z}$.

Figura 11 RMSE de la matriz de distorsión en función de la SNR para diferentes FoC con el algoritmo de See

Capítulo 4: Implementación de técnicas de calibración para sistemas con arquitectura multireceptora

Igualmente, cuantas más señales de calibración se utilicen, menor es el error en la estimación de la matriz de distorsión [Chong_96]. En la figura 12 se muestra el error rms en la estimación de la matriz de distorsión variando el número de señales de calibración para un FOC de [-50,50].

Figura 12: RMSE de la matriz de distorsión en función de la SNR variando el número de señales de calibración con el algoritmo de See

Se aprecia que en ambos casos se reduce notablemente el error para niveles bajos de SNR, pero para altos niveles no se mejora de manera apreciable el error en el cálculo de la matriz de distorsión por una variación de estos parámetros.

El error cometido en la estimación de la matriz de distorsión afecta a la estimación del ángulo de llegada de las señales tras la calibración. En la figura 13 se muestra el error cometido en la estimación del ángulo de llegada de una señal (con una dirección de 15° y utilizando el estimador MUSIC) tras utilizar las 11 señales de calibración para estimar la matriz de distorsión. Se realiza una simulación de Monte Carlo para cada SNR y el error rms en la dirección de llegada se calcula según:

$$RMSE_{doa} = \sqrt{\frac{1}{M_c} \sum_{i=1}^{M_c} (\theta_i - \theta)^2} \quad (20)$$

Figura 13: RMSE del DoA en función de la SNR con el algoritmo de See

Como era de esperar al mejorar la estimación de la matriz de distorsión según aumenta la SNR, se reduce el error en la estimación de la dirección de llegada tras la calibración. Como se aprecia en la figura 13, si no se calibra el error en la estimación del DoA no mejora en función del nivel de SNR.

Los resultados mostrados en las simulaciones anteriores reproducen, y amplían en su caso, los presentados en [See_94] por lo que se considera que la implementación es correcta y válida para el sistema bajo estudio.

4.2.2 Algoritmo de Jaffer

El algoritmo de Jaffer plantea un problema de mínimos cuadrados entre los vectores de dirección y los vectores de dirección medidos para las señales de calibración que llegan al sistema en diferentes instantes. La diferencia con el algoritmo de See es que asume que a partir de cierta distancia el acoplamiento entre las antenas es despreciable y se considera nulo. Eso produce que el número de variables a calcular en la matriz de distorsión se reduzca de manera considerable, ya que hay muchas posiciones de la matriz de distorsión que se consideran 0 inicialmente. Por ejemplo, si se considera que el acoplamiento en un sistema de 8 canales es nulo a partir de la tercera vecina (en el RAD-DAR equivaldría a una distancia de unos 1.6λ) la matriz de acoplamientos se reduce a:

$$\mathbf{C} = \begin{pmatrix} c_1 & c_2 & c_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ c_2 & c_1 & c_2 & c_3 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ c_3 & c_2 & c_1 & c_2 & c_3 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & c_3 & c_2 & c_1 & c_2 & c_3 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c_3 & c_2 & c_1 & c_2 & c_3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_3 & c_2 & c_1 & c_2 & c_3 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_3 & c_2 & c_1 & c_2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & c_3 & c_2 & c_1 \end{pmatrix} \quad (21)$$

Lo que produce que en la matriz de distorsión también haya ceros en esas posiciones:

$$\mathbf{Z} = \begin{pmatrix} c_1 \cdot \tau_1 & c_2 \cdot \tau_2 & c_3 \cdot \tau_3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ c_2 \cdot \tau_1 & c_1 \cdot \tau_2 & c_2 \cdot \tau_3 & c_3 \cdot \tau_4 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ c_3 \cdot \tau_1 & c_2 \cdot \tau_2 & c_1 \cdot \tau_3 & c_2 \cdot \tau_4 & c_3 \cdot \tau_5 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & c_3 \cdot \tau_2 & c_2 \cdot \tau_3 & c_1 \cdot \tau_4 & c_2 \cdot \tau_5 & c_3 \cdot \tau_6 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & c_3 \cdot \tau_3 & c_2 \cdot \tau_4 & c_1 \cdot \tau_5 & c_2 \cdot \tau_6 & c_3 \cdot \tau_7 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & c_3 \cdot \tau_4 & c_2 \cdot \tau_5 & c_1 \cdot \tau_6 & c_2 \cdot \tau_7 & c_3 \cdot \tau_8 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & c_3 \cdot \tau_5 & c_2 \cdot \tau_6 & c_1 \cdot \tau_7 & c_2 \cdot \tau_8 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & c_3 \cdot \tau_6 & c_2 \cdot \tau_7 & c_1 \cdot \tau_8 \end{pmatrix} \quad (22)$$

En este caso, se ha reducido el número de variables a calcular de 64 a 34 ya que los ceros no es necesario estimarlos. La consecuencia inmediata es que este algoritmo es más sencillo computacionalmente que el de See.

La función de coste a minimizar que establece el algoritmo de Jaffer entre el vector de dirección y el vector de dirección medido es la siguiente:

$$J(\mathbf{Z}, \eta) = \sum_{i=1}^L \|\mathbf{Z}\mathbf{a}(\theta_i) - \eta_i \mathbf{a}_m(\theta_i)\|^2 \quad (23)$$

Donde L es el número de señales de calibración que se usan en el proceso, cuyas direcciones son todas conocidas al igual que en el algoritmo de See. El escalar η_i es el mismo que se utilizó en el algoritmo de See. En el cálculo de la matriz de distorsión, los autores explican que prefieren trabajar con $\mathbf{H} = \mathbf{Z}^h$ por conveniencia algebraica.

Las posiciones en las que la matriz $\mathbf{Z}$ tenga ceros, se corresponden con ceros en la matriz $\mathbf{H}$. Esto implica que minimizar (23) es equivalente a minimizar la siguiente expresión:

$$J(\mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_N, \boldsymbol{\eta}) = \sum_{i=1}^L \sum_{n=1}^N |\mathbf{h}_n^h \mathbf{a}(\theta_i) - \eta_i \mathbf{a}_m(\theta_i)|^2 \quad (24)$$

Donde $\mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_N$ son los vectores columna de la matriz $\mathbf{H}$ sobre los que se hace la siguiente restricción lineal:

$$\mathbf{G}_n^h \mathbf{h}_n = 0, \quad n = 1, \dots, N \quad (25)$$

Donde la matriz $\mathbf{G}_n$ es una matriz de $N \times M_n$ con $M_n < N$ cuyas columnas son el subconjunto de vectores de coordenadas $\mathbf{e}_1, \dots, \mathbf{e}_N$ necesarios para forzar ceros en las posiciones apropiadas del vector columna $\mathbf{h}_n$.

Para obtener una solución se expresa cada columna de $\mathbf{h}_n$ en términos de una base de las M_n columnas de la matriz $\mathbf{G}_n$ y de la matriz $\mathbf{F}_n$ que es ortogonal a $\mathbf{G}_n$. La matriz $\mathbf{F}_n$ está formada por los vectores de coordenadas $\mathbf{e}_1, \dots, \mathbf{e}_N$ que no se encuentran en $\mathbf{G}_n$. Con estas dos matrices cada $\mathbf{h}_n$ se puede expresar como una combinación lineal de $\mathbf{G}_n$ y $\mathbf{F}_n$ según:

$$\mathbf{h}_n = \mathbf{G}_n \mathbf{a}_n + \mathbf{F}_n \mathbf{b}_n \quad (26)$$

Donde $\mathbf{a}_n$ es un vector de $M_n \times 1$ elementos y $\mathbf{b}_n$ es un vector de $N - M_n \times 1$ elementos. Con esta definición se reduce el problema de (24) en:

$$J(\mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_N, \boldsymbol{\eta}) = \sum_{i=1}^L \sum_{n=1}^N |\mathbf{b}_n^h \mathbf{F}_n^h \mathbf{a}(\theta_i) - \eta_i \mathbf{a}_m(\theta_i)|^2 \quad (27)$$

Diferenciando esa matriz con respecto a $\mathbf{b}_n^h$ e igualándola a cero se obtiene:

$$\frac{\delta J}{\delta \mathbf{b}_n^h} = \sum_{i=1}^L (\mathbf{F}_n^h \mathbf{a}(\theta_i) \mathbf{a}^h(\theta_i) \mathbf{F}_n) \mathbf{b}_n - \sum_{i=1}^L (\mathbf{F}_n^h \mathbf{a}(\theta_i)) \eta_i \mathbf{a}_m^h(\theta_i) = 0 \quad (28)$$

Si se define la matriz $\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\theta_1), \dots, \mathbf{a}(\theta_L)]$ y se despeja $\mathbf{b}_n$ de la ecuación anterior se obtiene:

$$\mathbf{b}_n = (\mathbf{F}_n^h \mathbf{A} \mathbf{A}^h \mathbf{F}_n)^{-1} \mathbf{F}_n^h \mathbf{A} \mathbf{q}_n \quad (29)$$

Siendo $\mathbf{q}_n$:

$$\mathbf{q}_n = [\eta_1^h \mathbf{a}_{m,1}^h(n), \dots, \eta_L^h \mathbf{a}_{m,L}^h(n)] \quad (30)$$

Entonces el correspondiente $\mathbf{h}_n$ se obtiene:

$$\mathbf{h}_n = \mathbf{F}_n \mathbf{b}_n = \mathbf{F}_n (\mathbf{F}_n^h \mathbf{A} \mathbf{A}^h \mathbf{F}_n)^{-1} \mathbf{F}_n \mathbf{A} \mathbf{q}_n \quad (31)$$

Ahora se calcula el vector $\boldsymbol{\eta}$, para ello se minimiza (24) usando (30):

$$J(M, c) = \sum_{i=1}^L \|\mathbf{A}^h \mathbf{h}_n - \mathbf{q}_n\|^2 \quad (32)$$

$$\mathbf{A}^h \mathbf{h}_n = \mathbf{A}_n^h (\mathbf{A}_n \mathbf{A}_n^h)^{-1} \mathbf{A}_n \mathbf{q}_n \quad (33)$$

$$\mathbf{A}_n = \mathbf{F}_n^h \mathbf{A} \quad (34)$$

$$\mathbf{P}_n = \mathbf{A}_n^h (\mathbf{A}_n \mathbf{A}_n^h)^{-1} \mathbf{A}_n \quad (35)$$

Entonces dado que la proyección ortogonal de $\mathbf{P}_n$ es $\mathbf{W}_n = \mathbf{I} - \mathbf{P}_n$ y que $\mathbf{W}_n^h = \mathbf{W}_n = \mathbf{W}_n^2$, sustituyendo en (32):

$$J_1(\boldsymbol{\eta}) = J(\mathbf{h}_1, \dots, \mathbf{h}_n, \boldsymbol{\eta}) = \sum_{n=1}^N \|\mathbf{W}_n \mathbf{q}_n\|^2 = \sum_{n=1}^N \text{tr}(\mathbf{q}_n \mathbf{q}_n^h \mathbf{W}_n) \quad (36)$$

Si $\boldsymbol{\Omega}$ es la matriz diagonal que contiene a los elementos de $\boldsymbol{\eta}$ y definiendo $\mathbf{t}_n = [\mathbf{a}_{m,1}^h(n), \dots, \mathbf{a}_{m,L}^h(n)]$ entonces (36) se escribe:

$$J_1(\boldsymbol{\eta}) = \sum_{n=1}^N \text{tr}[\boldsymbol{\Omega}^h \mathbf{t}_n \mathbf{t}_n^h \mathbf{W}_n] = \boldsymbol{\eta}^h \sum_{n=1}^N [(\mathbf{t}_n \mathbf{t}_n^h) \odot \mathbf{W}_n] \boldsymbol{\eta} \quad (37)$$

El vector $\mathbf{c}$ se corresponde con el autovector asociado al autovalor más pequeño de $\sum_{n=1}^N [(\mathbf{t}_n \mathbf{t}_n^h) \odot \mathbf{W}_n]$. Una vez determinado $\boldsymbol{\eta}$, se calculan los $\mathbf{q}_n$ de (30) para después calcular las columnas de $\mathbf{H}$ con (30). Por último, la matriz $\mathbf{Z} = \mathbf{H}^h$.

El algoritmo utiliza el siguiente procedimiento:

1. Para cada dirección con los datos recibidos se calcula la matriz de covarianzas según (4).
2. Para cada dirección se obtienen los autovalores y autovectores de la matriz de covarianzas asociada. El autovector asociado al autovalor mayor es el vector de dirección medido $\mathbf{a}_m(\theta_i)$ de esa dirección. Con todos los vectores de direcciones medidos se forma la matriz $\mathbf{A}_e$.
3. Con las direcciones de las señales de calibración se forma la matriz $\mathbf{A}$.
4. En función del número de vecinas que se vayan a tener en cuenta se generan las matrices $\mathbf{F}_n$ y $\mathbf{G}_n$.
5. Se calculan las matrices $\mathbf{A}_n$ con (34), las matrices $\mathbf{P}_n$ con (35) y la matriz $\mathbf{W}_n$.
6. Se calculan los vectores $\mathbf{t}_n$ y se calculan los autovalores y autovalores de $\sum_{n=1}^N [(\mathbf{t}_n \mathbf{t}_n^h) \odot \mathbf{W}_n]$. El autovector asociado al autovalor más pequeño se corresponde con el vector $\boldsymbol{\eta}$.
7. Se calculan los vectores $\mathbf{q}_n$ según (30) y las columnas de $\mathbf{H}$ ($\mathbf{h}_n$) según (31).
8. Finalmente, $\mathbf{Z} = \mathbf{H}^h$ y se normaliza la matriz con respecto al primer elemento.

Para asegurar la correcta implementación de este algoritmo se han realizado las mismas pruebas que con el algoritmo de See. La única diferencia con respecto a las simulaciones realizadas con

el algoritmo de See es que en la matriz de distorsión no se tienen ciertos acoplamientos en cuenta, solo se tiene en cuenta hasta la segunda vecina para poder comparar los resultados con los de [Li_16].

El error rms en el cálculo de la matriz de distorsión con respecto a la SNR se muestra en la figura 14. Se han utilizado 512 muestras de la señal $s(t)$.

Figura 14: RMSE en la estimación de Z en función de la SNR para el algoritmo de Jaffer

La variación es similar a la esperada y el comportamiento se asemeja a los resultados de See, conforme aumenta la SNR se reduce el error en la estimación de la matriz de distorsión. Para altos niveles de SNR el error cometido en el cálculo de la matriz de distorsión es prácticamente nulo.

Al igual que se hizo con el algoritmo de See, se ha estudiado el efecto del número de muestras en la estimación de Z . Los resultados se muestran en la figura 15, según aumenta el número de muestras se reduce el error en el cálculo de la matriz de distorsión.

Figura 15: RMSE de Z en función del número de muestras capturadas para el algoritmo de Jaffer

El comportamiento de ambos algoritmos es similar en lo que se respecta al error en el cálculo de la matriz de distorsión en función de la SNR y de las muestras capturadas de la señal. Más adelante en este capítulo se hace una valoración conjunta de los algoritmos implementados.

El error rms en la estimación de la dirección de llegada utilizando una simulación análoga a la que se utilizó en el algoritmo de See, se muestra en la figura 16. El comportamiento del error se corresponde a lo esperado en función de la SNR.

Figura 16: RMSE del DoA en función de la SNR con el algoritmo de Jaffer

Los resultados mostrados en las simulaciones anteriores reproducen, y amplían en su caso, los presentados en [Jaffer_01] por lo que se considera que la implementación es correcta y válida para el sistema bajo estudio.

4.2.3 Algoritmo de Li

Este algoritmo plantea una función de coste a minimizar por mínimos cuadrados similar a las que se utilizan en los algoritmos de See y Jaffer. Al igual que Jaffer utiliza una matriz de distorsión asumiendo que a partir de una cierta distancia el acoplamiento es despreciable. La principal ventaja de este algoritmo frente a los otros es que calcula la dirección de la primera señal de calibración, solo necesita saber la diferencia acimutal entre las señales de calibración. Esto facilita el posicionamiento experimental de las señales de calibración que es uno de los problemas fundamentales de la calibración activa. Manteniendo fija la antena que radia las señales de calibración, se rota el sistema a calibrar a las direcciones deseadas para establecer las direcciones de calibración. En arrays montados sobre sistemas giratorios es relativamente sencillo controlar el giro del sistema, por lo que la implementación de este algoritmo resulta atractiva en el RAD-DAR.

En este algoritmo se tienen L señales que inciden desde las direcciones $\theta_1, \theta_1 + \Delta\theta_1, \theta_1 + \Delta\theta_2, \dots, \theta_1 + \Delta\theta_{L-1}$. Es necesario conocer $\Delta\theta_i$ para su implementación. Para cada dirección se calcula el vector de dirección medido $\mathbf{a}_m(\theta_i)$. Como en los algoritmos anteriores, este vector está relacionado con el vector de dirección mediante una constante η_i . Si se tiene una matriz de acoplamientos $\mathbf{C}$, una matriz de desequilibrios entre canales $\mathbf{\Gamma}$, con estructuras similares a las que se han analizado en el algoritmo de Jaffer, se obtiene (ignorando el ruido y la cantidad de muestras capturadas por señal) la siguiente relación:

$$\mathbf{C} \cdot \mathbf{\Gamma} \cdot \mathbf{a}(\theta + \Delta\theta_{l-1}) = \eta_l \cdot \mathbf{a}_m(\theta + \Delta\theta_{l-1}), \quad L = 1, 2, \dots, L \quad (38)$$

Con los vectores de dirección medidos en todas las direcciones de calibración se establece la siguiente función de coste a minimizar:

$$J(\mathbf{C}, \mathbf{\Gamma}, \mathbf{A}, \theta) = \sum_{l=1}^L \|\mathbf{C} \cdot \mathbf{\Gamma} \cdot \mathbf{a}(\theta + \Delta\theta_{l-1}) - \eta_l \cdot \mathbf{a}_m(\theta + \Delta\theta_{l-1})\|_F^2 \quad (39)$$

Donde $\mathbf{A} = [\eta_1, \eta_2, \dots, \eta_L]^T$ y se utiliza la norma de Frobenius de manera similar al algoritmo de See.

Este algoritmo utiliza la aproximación de Jaffer, desprecia el acoplamiento de las antenas más alejadas colocando ceros en las posiciones correspondientes de la matriz de distorsión. Además, define tanto la matriz de desequilibrios entre canales ($\mathbf{\Gamma}$) como la de acoplamientos ($\mathbf{C}$) mediante matrices auxiliares. La matriz de desequilibrios entre canales se expresa de la siguiente manera:

$$\mathbf{\Gamma} = \sum_{q=1}^N \tau_q \mathbf{E}'_q \quad (40)$$

$$\mathbf{E}'_q(i, j) = \delta(\mathbf{\Gamma}(i, j) - \tau_q), \quad i, j = 1, 2, \dots, N \quad (41)$$

$$\delta(k) = \begin{cases} 1, & k = 0 \\ 0, & \text{otros} \end{cases} \quad (42)$$

La matriz auxiliar $\mathbf{E}'_q$ es básicamente una matriz que tiene un 1 en la posición “q” de la diagonal principal y el resto de elementos son ceros. El cálculo de la matriz de desequilibrios entre canales es el siguiente para el caso de un sistema con $N = 5$ (por simplicidad se muestra una matriz de un sistema con 5 canales, la arquitectura es extrapolable a 8 canales):

$$\mathbf{\Gamma} = \tau_1 * \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} + \tau_2 * \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} + \tau_3 * \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} + \dots$$

Si se llama “P” al número de antenas hasta las que se tiene en cuenta el acoplamiento, para la matriz de acoplamientos se utiliza la siguiente matriz auxiliar:

$$\mathbf{C} = \sum_{p=1}^P \mathbf{c}_p \mathbf{E}_p \quad (43)$$

$$\mathbf{E}_p(i, j) = \delta(\mathbf{C}(i, j) - \mathbf{c}_p) \quad (44)$$

La matriz $\mathbf{E}_p$ tiene unos en las diagonales correspondientes a cada elemento de acoplamiento. El cálculo de la matriz total de acoplamientos es el siguiente para el caso de un sistema con $N = 5$ (por simplicidad se muestra un sistema con 5 canales, la arquitectura es extrapolable a 8 canales):

$$\mathbf{C} = c_1 * \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} + c_2 * \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} + c_3 * \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{pmatrix} + \dots$$

Con estas matrices auxiliares para la matriz de acoplamiento y de desequilibrios, se organiza la matriz de distorsión de la siguiente manera:

$$\mathbf{Z} = \left(\sum_{p=1}^P \mathbf{C}_p \mathbf{E}_p \right) \cdot \left(\sum_{q=1}^N \tau_q \mathbf{E}'_q \right) = \sum_{j=1}^L \mathbf{g}_j \mathbf{F}_j; \quad (45)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{g}_j &= \mathbf{C}_p \tau_{j-(p-1)N} \\ \mathbf{F}_j &= \mathbf{E}_p \mathbf{E}_{j-(p-1)N} \end{aligned} \quad (p-1)N < j \leq pN \quad (46)$$

Con estas matrices auxiliares se reescribe la expresión (39) según:

$$J(\mathbf{C}, \Gamma, \mathbf{A}, \theta) = \sum_{l=1}^L \left\| \sum_{j=1}^T \mathbf{g}_j \cdot \mathbf{F}_j \cdot \mathbf{a}(\theta + \Delta\theta_{l-1}) - \eta_l \cdot \mathbf{a}_m(\theta + \Delta\theta_{l-1}) \right\|_F^2 \quad (47)$$

Siendo $T = LN$.

Definiendo:

$$\mathbf{T}_l = [\mathbf{F}_1 \mathbf{a}(\theta + \Delta\theta_{l-1}), \mathbf{F}_2 \mathbf{a}(\theta + \Delta\theta_{l-1}), \dots, \mathbf{F}_T \mathbf{a}(\theta + \Delta\theta_{l-1})] \quad (48)$$

$$\mathbf{g} = [g_1, g_2, \dots, g_L] \quad (49)$$

Se reescribe (47):

$$J(\mathbf{C}, \Gamma, \mathbf{A}, \theta) = \sum_{l=1}^L \left\| \mathbf{T}_l \mathbf{g} - \eta_l \cdot \mathbf{a}_m(\theta + \Delta\theta_{l-1}) \right\|^2 \quad (50)$$

Optimizando (48) con respecto a $\mathbf{g}$ manteniendo constante $\mathbf{A}$ y θ se obtiene:

$$\mathbf{g} = \left(\sum_{l=1}^L \mathbf{T}_l^h \cdot \mathbf{T}_l \right)^{-1} \cdot \left(\sum_{l=1}^L \eta_l \cdot \mathbf{T}_l^h \cdot \mathbf{a}_m(\theta + \Delta\theta_{l-1}) \right) \quad (51)$$

Insertando (51) en (50):

$$J(\mathbf{A}, \theta) = \sum_{l=1}^L \left\| \mathbf{T}_l \cdot \left(\sum_{i=1}^L \mathbf{T}_i^h \cdot \mathbf{T}_i \right)^{-1} \cdot \left(\sum_{i=1}^L \eta_i \cdot \mathbf{T}_i^h \cdot \mathbf{a}_m(\theta + \Delta\theta_{i-1}) \right) - \eta_m \cdot \mathbf{a}_m(\theta + \Delta\theta_{l-1}) \right\|_F^2 \quad (52)$$

Si se llama $\mathbf{T}_0 = \left(\sum_{i=1}^L \mathbf{T}_i^h \cdot \mathbf{T}_i \right)^{-1}$ (52) queda:

$$J(\Lambda, \theta) = \sum_{l=1}^L \left\| \mathbf{T}_l \cdot \mathbf{T}_0 \cdot \left(\sum_{i=1}^L \eta_i \cdot \mathbf{T}_i^h \cdot \mathbf{a}_m(\theta + \Delta\theta_{i-1}) \right) - \eta_l \cdot \mathbf{a}_m(\theta + \Delta\theta_{l-1}) \right\|_F^2 \quad (53)$$

Si se utiliza $\mathbf{T}' = [\mathbf{T}_1^h \cdot \mathbf{a}_m(\theta), \mathbf{T}_2^h \cdot \mathbf{a}_m(\theta + \Delta\theta_{1-1}), \dots, \mathbf{T}_L^h \cdot \mathbf{a}_m(\theta + \Delta\theta_{L-1})]$ se obtienen las siguientes expresiones:

$$\sum_{i=1}^L \eta_i \cdot \mathbf{T}_i^h \cdot \mathbf{a}_m(\theta + \Delta\theta_{i-1}) = \mathbf{T}' \Lambda \quad (54)$$

$$\eta_l \cdot \mathbf{a}_m(\theta + \Delta\theta_{l-1}) = \mathbf{U}_l \Lambda \quad (55)$$

$$\Lambda = \begin{pmatrix} \eta_1 \\ \eta_2 \\ \eta_3 \\ \vdots \\ \eta_N \end{pmatrix} \quad (56)$$

$$\mathbf{U}_l = [\mathbf{0}_{Nx(l-1)}, \mathbf{a}_m(\theta + \Delta\theta_{l-1}), \mathbf{0}_{Nx(L-l)}] \quad (57)$$

Si se sustituyen estas expresiones en (53) se obtiene:

$$J(\Lambda, \theta) = \sum_{l=1}^L \left\| \mathbf{T}_l \cdot \mathbf{T}_0 \cdot \mathbf{T}' \cdot \Lambda - \mathbf{U}_l \cdot \Lambda \right\|_F^2 \quad (58)$$

$$J(\Lambda, \theta) = \sum_{l=1}^L \Lambda^h (\mathbf{T}_l \cdot \mathbf{T}_0 \cdot \mathbf{T}' - \mathbf{U}_l)^h \cdot (\mathbf{T}_l \cdot \mathbf{T}_0 \cdot \mathbf{T}' - \mathbf{U}_l) \cdot \Lambda \quad (59)$$

$$J(\Lambda, \theta) = \Lambda^h \cdot \left(\sum_{l=1}^L \mathbf{V}_l^h \cdot \mathbf{V}_l \right) \cdot \Lambda \quad (60)$$

$$\mathbf{V}_l = \mathbf{T}_l \mathbf{T}_0 \mathbf{T}' - \mathbf{U}_l \quad (61)$$

Despejando Λ , se obtiene la siguiente solución:

$$\Lambda = \frac{\mathbf{Q}^{-1} \boldsymbol{\varepsilon}}{\boldsymbol{\varepsilon}^h \mathbf{Q}^{-1} \boldsymbol{\varepsilon}} \quad (62)$$

Con:

$$\boldsymbol{\varepsilon} = [1, 0, \dots, 0]^T, L \times 1 \quad (63)$$

$$\mathbf{Q} = \sum_{l=1}^L \mathbf{V}_l^h \mathbf{V}_l \quad (64)$$

Con lo que si se sustituye (62) en (60):

$$J(\theta) = \frac{1}{\boldsymbol{\varepsilon}^h \mathbf{Q}^{-1} \boldsymbol{\varepsilon}} \quad (65)$$

Con (65) se establece la dirección inicial de calibración simplemente buscando la dirección que maximice:

$$\theta = \arg \max_{\theta} (\boldsymbol{\varepsilon}^h \mathbf{Q}^{-1} \boldsymbol{\varepsilon}) \quad (66)$$

Calculado θ , dado que se conocen las separaciones en acimut de las señales de calibración, ya se conocen todas las direcciones de calibración. Mediante (62) se calcula $\mathbf{A}$ y con (51) se calcula el vector $\mathbf{g}$ que se reestructura según (45) y (46) en la matriz $\mathbf{Z}$. Evidentemente este algoritmo también funciona si se conocen todas las direcciones de calibración, en ese caso no es necesario todo el proceso de estimación de la dirección de llegada inicial.

El proceso de calibración utilizando este algoritmo es el siguiente:

1. Para cada dirección con los datos recibidos se calcula la matriz de covarianzas según (4).
2. Para cada dirección se obtienen los autovalores y autovectores de la matriz de covarianzas asociada. El autovector asociado al autovalor mayor es el vector de dirección medido $\mathbf{a}_m(\theta_i)$ de esa dirección. Con todos los vectores de direcciones medidos se forma la matriz $\mathbf{A}_e$.
3. Si se conocen todas las direcciones de calibración se utiliza (51), (45) y (46) para calcular la matriz de distorsión.
4. Si no se conoce la dirección inicial, se calcula la dirección para la que $\boldsymbol{\varepsilon}^h \mathbf{Q}^{-1} \boldsymbol{\varepsilon}$ tiene un máximo, y esa dirección se considera la inicial.

Se utilizan simulaciones de Monte Carlo similares a las anteriores para valorar la implementación del algoritmo de calibración de Li. Al igual que con el algoritmo de Jaffer para poder comparar los resultados con los de [Li_16] se considera nulo el acoplamiento a partir de la tercera vecina. Además, se utiliza el algoritmo asumiendo conocida la dirección inicial y teniendo que estimarla. El error rms en la estimación de la matriz de distorsión en función del nivel de SNR se muestra en la figura 17.

Figura 17: RMSE de la matriz de distorsión en función del nivel de SNR para el algoritmo de Li

Cuando se conocen todas las direcciones de las señales de calibración se tiene un error inferior en la estimación de la matriz de distorsión, especialmente a bajos niveles de SNR. La estimación de la dirección inicial de calibración tiene un error que se añade al error de la estimación de $\mathbf{Z}$. Conforme aumenta el nivel de SNR, se reduce el error del estimador de la dirección inicial y ambos versiones del algoritmo tienen errores rms de valores similares.

Capítulo 4: Implementación de técnicas de calibración para sistemas con arquitectura multireceptora

El error rms en la estimación de la matriz de distorsión en función del número de muestras que se capturan para un blanco con un nivel de SNR=10 dB se muestra en la figura 18. Esta figura es equivalente a las mostradas con los algoritmos anteriores. El comportamiento es similar a los otros algoritmos, tanto en el caso con la dirección inicial conocida como en el caso de la dirección inicial desconocida, cuantas más muestras se capturen menos error se tiene.

Figura 18: RMSE en función del número de muestras para una SNR=10 dB con el algoritmo de Li

Por último, se ha estimado el error rms en el cálculo de la dirección de llegada tras calcular la matriz de distorsión con 11 señales de calibración, como se ha venido haciendo en este capítulo. Los resultados del error rms en la estimación de la dirección de se muestran en la figura 19 conocida la dirección inicial de calibración, sin conocerla y el caso sin calibrar.

Figura 19: RMSE del DoA en función del nivel de SNR para el algoritmo de Li

Los resultados coinciden con los esperados ya que se reduce el error en la estimación de la dirección de llegada según aumenta el nivel de SNR.

Los resultados mostrados en las simulaciones anteriores reproducen, y amplían en su caso, los presentados en [Li_16] por lo que se considera que la implementación es correcta y válida para el sistema bajo estudio.

4.2.4 Análisis conjunto de los algoritmos de calibración activa implementados

A la vista de los resultados de las simulaciones anteriores los tres algoritmos están bien implementados y consiguen estimar la matriz de distorsión de manera precisa para altos niveles de SNR. La figura 20 muestra el error rms en la estimación de la matriz de distorsión en función del nivel de SNR para los tres algoritmos. En el algoritmo de Li se presenta el resultado asumiendo conocida la dirección inicial, ya que los otros dos algoritmos no pueden estimarla.

Figura 20: RMSE de Z en función de la SNR para los tres algoritmos de calibración implementados

En los tres algoritmos se obtiene una estimación buena de la matriz de distorsión (error inferior al 1%) para un nivel de SNR superior a 15 dB. El error del algoritmo de See es siempre mayor que los otros dos algoritmos, pero esto se debe a que este algoritmo tiene más incógnitas que los otros dos. En el algoritmo de See la matriz de distorsión a estimar tiene 64 incógnitas ya que no utiliza ninguna aproximación. Sin embargo, en los algoritmos de Jaffer y Li de las 64 posiciones de la matriz de distorsión solo se tienen que calcular 34 (teniendo en cuenta el acoplamiento hasta la segunda vecina) y el resto son ceros en posiciones conocidas a priori que no generan errores en su estimación.

El efecto del número de muestras en la estimación de la matriz de distorsión para los tres algoritmos se muestra en la figura 21. Los tres algoritmos reducen el error en la estimación de la matriz de distorsión conforme aumente el número de muestras que se utilizan. Al igual que con la variación de la SNR, el algoritmo de See tiene un error rms mayor debido a que tiene que estimar más incógnitas que los otros dos algoritmos.

Figura 21: RMSE de Z en función del número de muestras con una SNR=10 dB de los tres algoritmos implementados

Por último, en la figura 22 se observa el error rms en la estimación del DoA de una señal independiente tras haber estimado la matriz de distorsión utilizando 11 señales de calibración independientes para los 3 algoritmos.

Figura 22: RMSE del DoA en función del nivel de SNR para los tres algoritmos de calibración implementados

Los tres algoritmos presentan errores similares a altos niveles de SNR. Las diferencias se deben a que los algoritmos de Jaffer y Li utilizan aproximaciones en la matriz de distorsión, de hecho las diferencias entre los errores rms de los dos algoritmos son pequeñas.

Para estudiar en profundidad los algoritmos de Jaffer y Li se han repetido las simulaciones pero utilizando una matriz de distorsión completa en ambos casos. En la figura 23, se presenta el error rms en la estimación de la matriz de distorsión en función de la SNR. Los acoplamientos que desprecian los algoritmos de Jaffer y Li (colocan ceros en las posiciones de la estimación de Z)

generan un error constante en sus resultados. Los acoplamientos que no se corrijan y cuyo valor no sea despreciable generarán desequilibrios residuales tras la calibración.

Figura 23: RMSE de Z en función de la SNR para el algoritmo de Jaffer y Li corrompiendo con una matriz de distorsión sin aproximaciones

En la estimación de las matrices de distorsión los algoritmos de Jaffer y Li utilizan matrices auxiliares en sus cálculos. Estas matrices limitan el número de vecinas a tener en cuenta a tres en el algoritmo de Jaffer y a 4 en el de Li. No es posible utilizar más vecinas porque se generan ceros en matrices (o en una fila o columna de alguna matriz) provocando que algunas matrices no sean invertibles. Esto es lógico, por ejemplo, con $N = 8$ las antenas centrales no tienen 5 vecinas por ningún lado, lo que genera que para poder formular los acoplamientos es necesario poner ceros en las matrices auxiliares.

En la figura 24 se analiza de qué manera afectan las diferencias residuales en la estimación de $\mathbf{Z}$ al cálculo del DoA de un blanco tras la calibración. Para ello se estima el error en la dirección de llegada cuando se han corrompido los datos con una matriz de distorsión completa y se han corregido con las matrices de distorsión aproximadas de los algoritmos de Li y Jaffer.

Figura 24: RMSE del DoA en función de la SNR corrompiendo los datos con Z sin aproximaciones

Capítulo 4: Implementación de técnicas de calibración para sistemas con arquitectura multireceptora

En la figura 24 se compara con el error en la estimación de la dirección de llegada de See, que no tiene esta aproximación. Como se observa en la figura, con las aproximaciones de Jaffer y Li el error rms del DoA tiende a un valor constante para valores altos de SNR. Por el contrario, con el algoritmo de See se sigue reduciendo el error conforme aumenta el nivel de SNR.

Para observar el efecto de no corregir todos los desequilibrios entre canales se ha generado una señal con una dirección de llegada de -20° , con 512 muestras, una frecuencia de 6 MHz, una frecuencia de muestreo de 32 MHz y un nivel de SNR de 20 dB. Se ha corrompido con una matriz de distorsión completa y se ha corregido con una matriz completa y una aproximada (hasta la segunda vecina). Con los datos se realiza una FFT de 512 puntos. En las figuras 25 y 26 se muestran respectivamente las diferencias de fase entre canales y las diferencias de amplitud con respecto al canal 1.

Figura 25: Diferencias de fase entre canales consecutivos en función de la matriz de distorsión utilizada para corregir

Figura 26: Diferencias en módulo entre canales en función de la matriz de distorsión utilizada para corregir

Cuando se corrigen los datos con la inversa de la matriz de distorsión completa se corrigen todos los desequilibrios. Los desequilibrios residuales tras la calibración en amplitud y fase corrigiendo con la matriz de distorsión completa son prácticamente nulos. Por el contrario, al corregir con

una matriz de distorsión aproximada los desequilibrios residuales entre canales son ligeramente mayores. Aunque pequeños, estos desequilibrios afectan a la implementación del *beamforming* digital. En función del nivel de los acoplamientos de las antenas más lejanas, la aproximación de la matriz de distorsión es correcta o no.

A la vista de los resultados, los tres algoritmos de calibración cumplen con los objetivos de calibración del RAD-DAR. El algoritmo de Li permite estimar la dirección de llegada de la primera señal de calibración, propiedad que resulta interesante en la calibración experimental del sistema. El de See corrige todos los desequilibrios por pequeños que sean, que es otra propiedad interesante para los experimentos de calibración. Una solución óptima para el RAD-DAR es utilizar la estimación del acimut de referencia del algoritmo de Li y la estimación de la matriz de distorsión mediante el algoritmo de See. Se han realizado simulaciones y el error en la estimación de la matriz de distorsión en función de la SNR se muestra en la figura 27, donde se compara con el resto de algoritmos implementados.

Figura 27: RMSE de Z en función de la SNR para el algoritmo propuesto

Al igual que con el resto de algoritmos para altos niveles de SNR se consigue una estimación de la matriz de distorsión con un error inferior al 1%. Como era de esperar debido al aumento de incógnitas iniciales, el error en la estimación de la matriz de distorsión aumenta con respecto a los algoritmos anteriores.

Se ha demostrado que la correcta implementación de los tres algoritmos de calibración escogidos, y el que se ha implementado uniendo los cálculos de See y Li, por lo que resulta interesante repetir las simulaciones utilizando las 8192 muestras que captura nominalmente el RAD-DAR. Estas simulaciones marcan el objetivo de SNR de los experimentos de calibración. En la figura 28 se muestra el error rms en la estimación de la matriz de distorsión en función de la SNR con 8192 muestras de señal. Los algoritmos de Jaffer y Li se han implementado teniendo en cuenta el máximo número de vecinas posible, tres y cuatro respectivamente.

Figura 28: RMSE de Z para todos los algoritmos implementados con 8192 muestras

A bajos niveles de SNR el algoritmo propuesto en este trabajo tiene peores resultados en la estimación de $\mathbf{Z}$, en comparación con los otros tres algoritmos revisados en este capítulo. Esto se debe a que tiene más incógnitas iniciales que los otros tres algoritmos, como se ha comentado anteriormente. Con respecto al algoritmo de See, el algoritmo propuesto estima la dirección de la primera señal de calibración. Esto supone que a la estimación de $\mathbf{Z}$ se le añade el error en la estimación de esa primera dirección. Sin embargo, el incremento de error del algoritmo propuesto con respecto al de See es pequeño a bajos niveles de SNR (inferior al 1%). La ventaja del algoritmo propuesto es que se reducen los posibles errores de posicionamiento que limitan la precisión de los algoritmos de calibración. En comparación con los algoritmos de Jaffer y Li no se utilizan aproximaciones en el cálculo de $\mathbf{Z}$, lo que asegura que se corrijan todos los acoplamientos reduciendo los desequilibrios residuales tras la calibración.

Los resultados de la figura 28, muestran que para una SNR a nivel de elemento de 10 dB se consigue un error en la estimación de la matriz de distorsión inferior al 1% (casi cercano al 0.5%) por lo que es la SNR mínima a conseguir en la estimación de $\mathbf{Z}$. Por supuesto, en los experimentos de calibración siempre se utiliza el máximo nivel de SNR posible para minimizar el error de la matriz de distorsión.

4.2.5 Modelos de señal

Antes de comenzar con los resultados experimentales de calibración, es interesante comparar el modelo de señal utilizado en el capítulo 3 con el que se ha venido usando en este capítulo. Aunque la definición de los modelos de señal es similar tienen una diferencia fundamental, ya que el modelo de señal usado en el capítulo 3 no tiene en cuenta el número de muestras de la señal capturada. En el capítulo 3 se usó el siguiente modelo de señal:

$$\mathbf{y}_i = p \cdot \mathbf{a}(\theta_0) + \mathbf{n}_i, i = 1, \dots, M_c \quad (67)$$

Siendo p la amplitud compleja de la señal. En monopolso esto tiene sentido, ya que utiliza las amplitudes complejas de los canales para estimar el valor monopolso del blanco y en último término su acimut. El efecto número de muestras capturadas no se analiza en [Takahashi_18].

Sin embargo, en los artículos de calibración, se utiliza el modelo de señal de (1) ya que como se ha mostrado con los resultados de las simulaciones anteriores es un parámetro muy importante.

Para analizar el efecto del número de muestras en el monopolso se ha realizado una simulación utilizando el modelo de señal de (1) para una señal que llega por 0° con 8192 muestras, para después estimar el error rms en la estimación del DoA con 10000 realizaciones de Monte Carlo para cada nivel de SNR. Las funciones monopolso que se han usado son las ideales, ya que no se han añadido desequilibrios entre canales. Los resultados del error rms en la estimación del DoA se muestran en la figura 29, en este caso para el nivel de SNR tras el *beamforming* digital (SNR_{post}). Se muestran los resultados utilizando el modelo de señal de calibración (1) y el de monopolso (67).

Figura 29: RMSE del estimador monopolso en función del modelo de señal

La ganancia de procesamiento debido a la FFT al utilizar la señal completa es equivalente a un aumento del nivel de SNR de $10\log_{10}(8192/2)$ por eso se reduce el error rms con el modelo de señal (1) con respecto al modelo de señal de (67). Serán los resultados de los datos experimentales los que muestren qué modelo de señal es el más adecuado en el sistema.

4.3 Calibración del sistema RAD-DAR

4.3.1 Análisis inicial de los experimentos de calibración

Con los algoritmos de calibración validados por simulación, en esta sección se analiza el procedimiento experimental para el cálculo de la matriz de distorsión del RAD-DAR.

En el diseño del RAD-DAR hay dos parámetros que son clave en los resultados experimentales:

- La polarización de las antenas es lineal vertical, lo que implica que el acoplamiento entre las antenas receptoras se realiza en el plano H de la antena. Ya se comentó en el capítulo 2 que en ese plano el acoplamiento entre antenas es mucho menor que en el plano E. El que haya menos acoplamiento entre antenas receptoras reduce los errores en la medida del acimut de los blancos al haber menos desequilibrios. Además, esa

polarización reduce los desequilibrios en los diagramas de acimut de las antenas receptoras disminuyendo las diferencias entre canales.

- Como ya se ha explicado, el RAD-DAR utiliza una digitalizadora en la que se puede programar el número de muestras que se desea capturar. Por defecto, el sistema captura 8192 muestras para cada rampa. Al capturar tantas muestras (en el artículo de [Li_16] se utilizan 512) se reduce el error rms en el cálculo de la matriz de distorsión como se ha demostrado con diferentes simulaciones en la sección anterior.

El principal inconveniente en la calibración del RAD-DAR es la cobertura en distancia para la que está pensado. Al ser un radar de vigilancia superficial, trabaja en el orden de distancias de cientos de metros a pocos kilómetros. Por ello, en el diseño de la respuesta en frecuencia de los receptores se redujo la ganancia para blancos cercanos para evitar saturaciones del sistema. Esta característica elimina la posibilidad de trabajar con blancos colocados en posiciones conocidas, ya que resulta casi imposible colocarlos en una posición con la suficiente precisión a tanta distancia. Una opción que solucionaría este problema es trabajar con dos generadores de radiofrecuencia, uno como oscilador local con una frecuencia fija de 8.75 GHz y el otro a la separación en frecuencia que se quisiera tener como frecuencia de batido. Este proceso se utilizó en la medida del punto de 1 dB de compresión de los receptores. El problema de esta configuración es que aunque se capturasen múltiples sinusoides para cada acimut no se podría hacer una integración coherente para mejorar el nivel de SNR. Este se ha comprobado que es uno de los parámetros fundamentales en la estimación de la matriz de distorsión y no se puede configurar experimentalmente en el elemento individual. El nivel final de SNR se ajusta por medio de la integración coherente de las diferentes rampas capturadas.

Para contrarrestar la cobertura en distancia del sistema la calibración se basa en la utilización de una línea de retardo electroóptica. Se adquirió para el proyecto un diseño a medida de este dispositivo que proporciona un retardo de 8 μ s que se corresponde con una distancia de 1.2 km (o una frecuencia de batido de 5.3 MHz teniendo en cuenta las condiciones de captura y a la excursión en frecuencia de la señal transmitida). La utilización de esta línea de retardo permite simular un blanco lejano en un entorno que se puede implementar dentro de un laboratorio. Como señal de calibración se va a utilizar la señal generada por el sistema, lo que es destacable con respecto a los resultados de los artículos referenciados que o solo presentan simulaciones (See y Jaffer) o utilizan un tono (Li).

Las medidas de los parámetros S de la línea de retardo utilizando un analizador vectorial de redes se muestran en la figura 30. La línea de retardo se alimenta por medio de dos fuentes externas con unas tensiones de 5 y 15 voltios.

La adaptación es mejor de 18 dB en la banda de interés y la atenuación es del orden de 50 dB (datos que concuerdan con los proporcionados por el fabricante). Dada la alta atenuación y que el dispositivo admite una potencia máxima de -30 dBm la SNR esperada a nivel de elemento no será especialmente alta.

Figura 30: Parámetros S medidos de la línea de retardo

La figura 31 muestra esquemáticamente el *set-up* usado para la calibración: la salida del generador de señal del sistema (rampa de frecuencia de 200 MHz de ancho de banda en banda X) se desconecta de la antena transmisora y se lleva a la línea de retardo. Una muestra de esta señal se inyecta en los receptores para actuar de oscilador local. La salida de la línea de retardo se lleva a una bocina que se sitúa enfrente al panel de antenas receptoras. El giro del sistema sobre su pedestal, manteniendo la bocina fija, permite emular los diferentes azimuts de las señales de calibración. Las salidas de los ocho canales receptores se digitalizan para su procesamiento con una frecuencia de muestreo de 32 MHz.

Figura 31: Diagrama de bloques del experimento de calibración del sistema RAD-DAR

Con esta arquitectura se capturaron 9 señales de calibración en las direcciones [40, 30, 20, 10, 0, -10, -20, -30, -40]. Para cada dirección se capturaron 512 rampas con 8192 muestras cada una. Con estos datos se formó un cubo de $8 \times 512 \times 8192$ para cada dirección.

Antes de proceder a la estimación de la matriz de distorsión se estima la relación señal a ruido para garantizar que es suficiente ya que, como se ha visto en la sección anterior, es uno de los factores determinantes en la calidad de la estimación. La figura 32 muestra el módulo de la FFT

Capítulo 4: Implementación de técnicas de calibración para sistemas con arquitectura multireceptora

realizada para cada canal sobre una sola rampa del cubo de 0° . Dado que se capturan datos reales, el espectro es simétrico respecto a $f_s/2$, sólo se representa la mitad del espectro.

Figura 32: Módulo de la FFT de una de las rampas capturadas del cubo de 0°

Todos los canales detectan el “blanco” (señal de calibración) en el mismo bin de la FFT (que se corresponde con una distancia de 1.2 km). También se observa la respuesta en frecuencia de los receptores ya comentada en el capítulo 2. La potencia de señal es de aproximadamente -36 dBm (máximo de la FFT). Para estimar la potencia de ruido se realiza un promediado del módulo de la FFT de las 512 rampas digitalizadas obteniéndose el espectro de la figura 33.

Figura 33: Módulo de la FFT promediado para 512 rampas del cubo de 0°

La potencia integrada de ruido alrededor del bin de interés es -73 dBm. Dado que la separación entre los bins de la FFT es $16 \cdot 10^6 / 4096 = 3.9 \text{ kHz}$, la potencia integrada en 16 MHz es -36.9 dBm. Se tiene una SNR aproximada a nivel de elemento entre 0 dB y 1 dB.

Una manera análoga de calcular el nivel de SNR es calcular la potencia total de ruido. Con el espectro del tono se eliminan los bins de la FFT correspondientes a la señal, se hace la inversa de la FFT y se calcula la potencia total de la señal resultante. Siguiendo ese procedimiento para una de las rampas del cubo de 0° se obtienen niveles de SNR por canal que se muestran en la tabla 13.

Capítulo 4: Implementación de técnicas de calibración para sistemas con arquitectura multireceptora

Canal 1	-0.04 dB
Canal 2	0.04 dB
Canal 3	0.32 dB
Canal 4	0.27 dB
Canal 5	0.29 dB
Canal 6	0.03 dB
Canal 7	0.14 dB
Canal 8	-0.27 dB

Tabla 13: SNR estimadas por canal para una rampa del cubo de 0°

Con este método alternativo se sigue estimando una SNR de aproximadamente 0 dB. Obviamente, el uso de una sola rampa no es suficiente para estimar la matriz de distorsión a la luz de lo visto en la sección 5.2.

Conviene recordar que las capturas son coherentes entre sí, es decir, se capturan exactamente las mismas muestras en cada rampa de acuerdo a una señal de disparo que genera el propio sistema. Por tanto es posible realizar una integración coherente de las 512 rampas (promedio en módulo y fase). Realizando este promedio para el cubo de 0° se obtiene el resultado mostrado en la figura 34.

Figura 34: Módulo de la FFT tras la integración coherente del cubo de 0°

Se observa que el nivel de ruido se ha reducido de manera considerable. Se ha conseguido aumentar el nivel de SNR en función del número de rampas integradas $10 \log_{10} 512 = 27 \text{ dB}$ y asumiendo que el nivel de SNR de una fila individual es de 0 dB y que solo se utiliza la mitad del espectro se tiene un nivel de SNR final de 24 dB. Este valor no deja de ser una estimación, aunque bastante precisa. Con la integración coherente se asegura (véase figura 28) que la SNR obtenida permite estimar la matriz de distorsión con un error rms prácticamente nulo.

4.3.2 Cálculo de la matriz de distorsión

Para cada una de las direcciones se integran de manera coherente las 512 rampas capturadas en el dominio de la frecuencia tras la primera FFT. Después, se hace la inversa de la FFT para volver al dominio del tiempo. Con esto se obtienen 9 matrices de 8x8192 elementos cada una, en las que se tiene un único blanco con un nivel de SNR superior a 20 dB. Los algoritmos de calibración utilizados requieren como señal de entrada el vector de direcciones medido para

cada dirección. Como ya se explicó en las simulaciones de la sección anterior, este vector se obtiene calculando los autovalores y autovectores de la matriz de covarianzas. Los autovalores asociados a la matriz de covarianzas para la dirección de 0° se muestran en la tabla 14.

0.0002
0.0002
0.0002
0.0003
0.0006
0.0076
0.3149
0.4377

Tabla 14: Autovalores asociados a la matriz de covarianzas del cubo de 0°

Se observa que hay dos autovalores (los dos últimos) que tienen unos valores similares. Lo lógico hubiera sido encontrarse con una situación como la mostrada en la explicación del modelo de señal donde había un único autovalor dominante. Con los datos experimentales se obtienen dos detecciones debido a que los datos utilizados son reales y no complejos, como los generados en las simulaciones. Una senoide real está formada por dos exponenciales complejas, lo que provoca que haya dos detecciones. Para evitar esto, antes de volver en el dominio del tiempo, se elimina una de las dos mitades del espectro y se hace la inversa de la FFT solo a una de esas mitades. Con esto se consigue que los datos sean complejos (no tiene un espectro simétrico) y al calcular los autovalores de la nueva matriz de covarianzas se obtienen los valores de la tabla 15.

0.0001
0.0001
0.0001
0.0001
0.0001
0.0002
0.0010
0.3553

Tabla 15: Autovalores asociados a la matriz de covarianzas del cubo de 0° tras el filtrado

Tras filtrar la mitad del espectro se observa que solo hay un autovalor claramente mayor que los demás y un autovector complejo asociado a este autovalor, similar a los mostrados al inicio de este capítulo.

Los 9 vectores de dirección medidos y la separación acimutal entre las señales de calibración se han introducido en el algoritmo de calibración de Li, se ha estimado la dirección inicial (coincide con 40°) y la matriz de distorsión ajustando el acoplamiento hasta la cuarta vecina. Las direcciones calculadas y los vectores de dirección medidos se han introducido en los algoritmos de See y Jaffer para calcular las matrices de distorsión. En el caso de See calcula todos los acoplamientos y en el de Jaffer se ha tenido en cuenta hasta la tercera vecina. Para calibrar los datos, tras realizar la primera FFT, se multiplica cada rampa capturada por la inversa de la matriz de distorsión estimada del algoritmo que se quiera utilizar.

Con las matrices de distorsión estimadas con los tres algoritmos, se analizan las diferencias en amplitud y fase entre canales tras la calibración. Además, se observa el nivel de los lóbulos secundarios para diferentes ventanas en el *beamforming* del array receptor. Por último, se

analiza el efecto de la calibración en la estimación de la dirección de llegada de las señales utilizando los siguientes métodos: interferometría, monopulso, MUSIC y el método Sum-Delay que ya se explicaron en el capítulo 3.

4.3.1 Desequilibrios en amplitud y fase tras la calibración

En el capítulo 3, y al inicio de este capítulo cuando se comentaron las características de la matriz de distorsión, se analizaron las causas de los desequilibrios entre canales. Como se ha visto en las simulaciones anteriores en la estimación de la matriz de distorsión se tiene una precisión dependiente de la SNR, por lo que tras la calibración siempre hay un error residual. Cuanto mayor sea el nivel de SNR para la estimación de $\mathbf{Z}$ menores serán los desequilibrios residuales entre canales. En esta sección se analizan los desequilibrios residuales tras la calibración. Además, dado que se han analizado en profundidad las características de los algoritmos de calibración, se estudia la veracidad de la aproximación de la matriz de distorsión de los algoritmos de Jaffer y Li en el RAD-DAR.

Las diferencias entre canales siempre se analizan relativas a un canal de referencia, que a lo largo de la tesis siempre ha sido el 1 aunque podría ser cualquiera. En amplitud, idealmente, para un mismo blanco todos los canales deben dar el mismo nivel de amplitud. Si el sistema está perfectamente calibrado las diferencias en amplitud son prácticamente nulas. En fase, las diferencias entre canales se deben ajustar a la dirección de llegada del eco del blanco. En un sistema ideal las diferencias de fase entre canales consecutivos se corresponden a una constante asociada a la dirección de llegada y a la separación entre canales.

En las simulaciones de la sección anterior al conocer la matriz de distorsión real, se podía valorar la calibración calculando el error rms de la matriz estimada con respecto a la real. En la calibración del RAD-DAR se desconoce inicialmente su matriz $\mathbf{Z}$, por lo que no se puede analizar de esa manera. Dado que se conocen los valores en módulo y fase relativos al canal 1 ideales que se deben obtener, la calibración se valora analizando los desequilibrios residuales tras la calibración. La calibración del RAD-DAR es correcta si los desequilibrios residuales tras la calibración son despreciables. Entre los algoritmos de calibración, el que deje menos errores residuales es el que mejor se adapta a las propiedades del RAD-DAR. Se utilizan los datos tras la integración coherente (máximo nivel de SNR posible) para reducir el efecto del ruido en el análisis de los resultados. Tras la integración coherente se tienen 9 matrices de 8×8192 elementos cada una. Para cada matriz de datos se hace la FFT en la dimensión de la distancia y después se analiza la respuesta en módulo y fase del bin de interés. En la figura 35 se muestran las diferencias en amplitud y fase entre canales para las direcciones de 40° , 30° , 20° , 10° y 0° . En las diferencias de fase el eje de abscisas se refiere a canales consecutivos 1-2 se refiere a la diferencia de fase entre el canal 1 y 2, 2-3 la diferencia de fase entre el 2 y el 3, etc...

Capítulo 4: Implementación de técnicas de calibración para sistemas con arquitectura multireceptora

Capítulo 4: Implementación de técnicas de calibración para sistemas con arquitectura multireceptora

Figura 35: Diferencias entre canales para diferentes señales de calibración: a) 40°, b) 30°, c) 20°, d) 10° y e) 0°

En los resultados tras la calibración se observa que el algoritmo de See corrige mejor los datos que los otros dos algoritmos, ya que los desequilibrios entre canales se aproximan a los ideales con un error residual prácticamente nulo. En amplitud, las diferencias residuales entre canales con el algoritmo de See son despreciables dado que todos los canales tienen prácticamente el mismo nivel de amplitud para una misma señal. Los algoritmos de Jaffer y Li mejoran considerablemente los datos sin calibrar, pero el error residual final es superior que con el algoritmo de See. Los errores rms en módulo y fase están representados en las tablas 16 y 17 para todas las direcciones.

	RMSE módulo sin corregir (dB)	RMSE módulo See(dB)	RMSE módulo Jaffer(dB)	RMSE módulo Li(dB)
40	0.46	0.02	0.09	0.14
30	0.38	0.02	0.15	0.1
20	0.27	0.02	0.13	0.09
10	0.49	0.02	0.09	0.1
0	0.76	0.03	0.09	0.1
-10	0.93	0.02	0.09	0.1
-20	1.2	0.02	0.13	0.17
-30	1.12	0.02	0.14	0.11
-40	1.27	0.02	0.07	0.13

Tabla 16: Errores rms en la amplitud de los blancos para las diferentes direcciones y métodos de calibración

	RMSE fase sin corregir (°)	RMSE fase See(°)	RMSE fase Jaffer(°)	RMSE fase Li(°)
40	5.07	0.15	0.75	0.85
30	6.05	0.07	0.96	1.1
20	6.54	0.19	1	1.12
10	5.3	0.13	0.76	0.9
0	8	0.22	0.81	1.2
-10	7.9	0.1	0.4	0.6
-20	7.2	0.2	0.77	0.99
-30	7.53	0.14	0.8	1.08
-40	8.6	0.13	0.7	0.8

Tabla 17: Errores rms en la diferencia de fase entre canales consecutivos de los receptores para las diferentes direcciones y métodos de calibración

Los datos muestran el comportamiento que ya se analizó en las gráficas, donde el algoritmo de See corrige mejor los datos que los otros dos algoritmos. Los tres algoritmos implementados mejoran significativamente las diferencias entre canales con respecto a los datos sin calibrar.

4.3.2 Estudio del enventanado tras la calibración

Al haber reducido las diferencias entre canales se han corregido tanto el apuntamiento en el *beamforming* digital, como el nivel de lóbulos secundarios. Como se explicó en el capítulo 2, dado que en transmisión el sistema no tiene un haz con lóbulos secundarios bajos, es exclusivamente en recepción donde se conforman los haces para rechazar señales fuera del haz principal. Por eso, el nivel de lóbulos secundarios es muy dependiente de la calibración del sistema.

Con la calibración se han reducido las diferencias en módulo y fase entre canales, consiguiéndose lóbulos secundarios mucho más bajos como muestran las gráficas 36-38 con respecto a los datos sin calibrar. Se ha calculado el diagrama Suma para los datos de 0° con ventanas de Taylor con un nivel de lóbulos secundarios de -30, -35 y -40 dB. Los resultados tras la calibración se comparan con los resultados sin corregir.

Figura 36: Diagrama normalizado Suma con un enventanado de Taylor con SLL=-30 dB

Figura 37: Diagrama normalizado Suma con un enventanado de Taylor con SLL=-35 dB

Figura 38: Diagrama normalizado Suma con un enventanado de Taylor con SLL=-40 dB

En las figuras se aprecia que se ha mejorado significativamente el nivel de lóbulos secundarios, teniendo -38 dB como nuevo límite. Esto permite reducir las detecciones desde direcciones indeseadas.

4.3.3 Efecto de la calibración en los estimadores del acimut de los blancos

4.3.3.1 Monopulso

El estimador monopulso se analizó en detalle en el capítulo 3. En ese capítulo, se simuló el efecto de los desequilibrios en las funciones monopulso. En la figura 39 se muestran las funciones monopulso teniendo en cuenta todo el canal receptor, utilizando los datos sin calibrar. Además, en la figura 40 se comparan las funciones monopulso para la dirección de 0°: ideales, la obtenida con los diagramas de radiación medidos en cámara anecoica y la obtenida con los datos de todo el canal receptor sin calibrar.

Figura 39: Funciones monopulso teniendo en cuenta todo el canal receptor

Figura 40: Comparación de las funciones monopulso en función de los datos utilizados en su generación

Al incluir todos los desequilibrios del canal receptor, se acentúan los comportamientos indeseados de la función monopulso. Con la función monopulso ideal el paso por cero se produce en la dirección de apuntamiento. Sin embargo, conforme se incluyen desequilibrios

este se va desplazando. Los desequilibrios entre antenas receptoras son pequeños induciendo solo un error de 0.25° , mientras que con todo el canal receptor la función monopoluso se ha desplazado 1° . El objetivo de la calibración es eliminar los desequilibrios entre canales consiguiendo que el diagrama Suma, los dos Diferencia y las funciones monopoluso se correspondan con los resultados ideales.

En la figura 41 se comparan los diagramas Suma y Diferencia tras la calibración con los diagramas de radiación ideales. Los diagramas de radiación ideales se muestran en traza discontinua y los datos calibrados en traza continua. Se muestran solo las direcciones de 0° , 10° , 20° , 30° y 40° ya que sus simétricas no aportan información adicional relevante. Como se ha mostrado en las secciones anteriores el algoritmo de See es el que menores desequilibrios residuales deja, por lo que es el algoritmo de calibración que se utiliza para la figura 41. Se ha utilizado el enventanado nominal de Taylor del sistema.

Figura 41: Diagramas Suma y Diferencia de los datos calibrados e ideales

Salvo en los límites del apuntamiento acimutal, los diagramas estimados con los datos calibrados y los diagramas ideales son prácticamente indistinguibles dentro del haz principal. Fuera del haz principal, hay ligeras diferencias pero son irrelevantes ya que no afectan en el procesado del sistema. El número y la posición de los lóbulos secundarios de los datos calibrados se corresponden con los diagramas ideales.

En la figura 42 se muestran en traza continua con marcadores circulares las funciones monopulso ideales y en traza continua las que se han calculado con los datos calibrados para la dirección de cero grados.

Figura 42: Funciones monopulso tras la calibración (traza continua) e ideales (marcadores circulares) para la dirección de 0°

Las funciones monopulso utilizando los datos calibrados coinciden con los datos ideales como pasaba con los diagramas Suma y Diferencia. Además, con respecto a los datos sin corregir el paso por cero se produce prácticamente en la dirección de apuntamiento. Las cinco funciones monopulso con los datos calibrados se presentan en la figura 43 (traza continua). Además, en traza discontinua se muestran las funciones monopulso con los datos sin calibrar.

Figura 43: Funciones monopulso del sistema tras la calibración

Capítulo 4: Implementación de técnicas de calibración para sistemas con arquitectura multireceptora

Validados los resultados de calibración con el algoritmo de See, es interesante comparar los errores en la estimación de DoA para los distintos algoritmos de calibración implementados. Para poder comparar los errores residuales que dejan los diferentes algoritmos de calibración es necesario utilizar la misma función monopolso en todos ellos. Por ello, se utilizan las funciones monopolso ideales por lo que todos los desequilibrios que los algoritmos no son capaces de corregir se reflejan en un error en la estimación del DoA del blanco. Los resultados se muestran en la tabla 18.

Acimut Real (°)	Doa no corregido(°)	See(°)	Jaffer(°)	Li(°)
40	40.6	39.99	40.09	40.15
30	30.5	29.99	29.8	29.98
20	21.16	20.00	20.24	20.17
10	10.65	9.98	9.8	10.01
0	1.1	0.01	0.08	0.26
-10	-8.6	-9.99	-9.95	-9.95
-20	-18.95	-19.99	-20.1	-19.87
-30	-28.7	-29.99	-29.9	-30.03
-40	-38	-40	-40.03	-39.8

Tabla 18: DoA estimado para las diferentes direcciones y métodos de calibración con la técnica monopolso

Claramente los resultados de la estimación del acimut muestran que los algoritmos de Jaffer y de Li no corrigen todos los desequilibrios dejando un error residual que afecta a la estimación del acimut de los blancos. Sin embargo, el algoritmo de See corrige todos los desequilibrios y la estimación del acimut tiene un error despreciable. Si se corrige con la matriz de distorsión estimada con See se pueden usar sus funciones monopolso o las ideales sin que afecte apreciablemente a la estimación del acimut.

Como se vio en el capítulo 3 el monopolso es un estimador de DoA calibrado, ya que los desequilibrios entre canales no le afectan en la estimación del DoA si se tiene una función monopolso que los refleja. Si se quiere calibrar utilizando las matrices de distorsión de Jaffer o de Li, en la estimación del DoA se tienen que utilizar funciones monopolso que reflejen los desequilibrios no corregidos por estas.

En la sección anterior se ha mostrado que se pueden utilizar dos modelos señal para el análisis del monopolso, según se tenga en cuenta o no el número de muestras capturada. Dado que como se mostró en la figura 29, incluir el número de muestras afecta directamente a la precisión del monopolso, son los resultados experimentales los que dictaminan qué modelo de señal se ajusta mejor. Dado que se han capturado 512 rampas independientes para cada dirección de calibración se puede modelar el efecto del ruido, teniendo un nivel de SNR a nivel de elemento aproximadamente de 0 dB. Este proceso primero calcula las funciones monopolso tras la integración coherente y después estima el DoA del blanco para cada una de las rampas capturadas. Al haber tanta diferencia en los valores entre ambos modelos de señal (véase figura 29), los resultados permiten conocer el orden de magnitud más aproximado.

Las simulaciones del capítulo 3, se hacían referenciándose a una SNR postcombinacional teniendo en cuenta el número de canales y la ventana utilizada. Asumiendo un nivel de SNR a nivel de elemento de 0 dB, que el sistema tiene 8 canales y una ventana de Taylor con 25 dB de lóbulos secundarios se tiene una SNR postcombinacional entre 7.5-8.5 dB. Se utilizan los datos

sin calibrar, para evitar tener en cuenta efectos debido a posibles desequilibrios residuales de la calibración.

En la tabla 19, se muestra el error rms en el DoA para el cubo de 0° y los valores teóricos del rms del DoA tanto para un enventanado convencional como para uno de Takahashi.

	RMSE Teórico (Monopulso) $SNR_{post} = 8 \text{ dB}$	RMSE Teórico (Calibración) $SNR_{post} = 8 \text{ dB}$	RMSE Experimental
Enventanado convencional	2.92°	0.046°	0.046°
Enventanado Takahashi	2.15°	0.031°	0.031°

Tabla 19: Error rms de los estimadores monopulso para el cubo de 0° teóricos y experimentales

Los resultados experimentales tienen un orden de magnitud similar al del modelo de señal que se utiliza en calibración. Los resultados y las conclusiones del capítulo 3 siguen siendo válidos, pero es necesario tener en cuenta que en los errores tienen un factor de mejora equivalente a la mitad de las muestras de la señal capturada. Los resultados experimentales y el efecto del número de muestras capturadas complementa el trabajo de [Takahashi_18].

4.3.3.2 Interferometría

La interferometría se basa en el análisis de las diferencias de fase entre canales para calcular el acimut de llegada de las señales. Para ello, se corrigen los datos multiplicando por la inversa de la matriz de distorsión tras realizar la FFT del sistema en el dominio de la distancia. Seguidamente, se calcula la fase del blanco para cada canal, se calcula la diferencia de fase media entre canales y se calcula la dirección de llegada según la siguiente ecuación:

$$\theta_{dir} = \text{asin}\left(\frac{\Delta\delta_m \cdot \lambda}{2 \cdot \pi \cdot \Delta x}\right) \quad (68)$$

Siendo $\Delta\delta_m$ la diferencia de fase media entre canales y Δx la separación entre las antenas receptoras del RAD-DAR. Se calcula el acimut de los blancos tras la integración coherente para los datos sin corregir y los datos corregidos con los tres algoritmos de calibración. Se obtienen las medidas en el acimut de los blancos de la tabla 20.

Real (°)	Sin corregir (°)	See (°)	Jaffer (°)	Li (°)
40	39.3	39.99	39.87	39.83
30	29.55	30.0	30.2	30.05
20	18.86	20.01	19.77	19.78
10	9.3	10.02	10.2	10.02
0	-1.19	-0.02	-0.06	-0.25
-10	-11.5	-10.01	-10.07	-10.08
-20	-21.3	-20.01	-19.89	-20.09
-30	-31.6	-30.00	-30.03	-29.95
-40	-42.46	-39.99	-40.02	-40.23

Tabla 20: DoA estimado para las diferentes direcciones y métodos de calibración con la interferometría

Los resultados de los tres algoritmos demuestran que se corrigen de manera significativa los desequilibrios en la estimación del acimut con la interferometría con respecto a los datos sin

calibrar. El error utilizando el algoritmo de See es ligeramente inferior que con los otros dos algoritmos pero se aprecia que el máximo error cometido es inferior a 0.25° en todos los casos.

4.3.3.3 MUSIC

En el capítulo 3 se analizó la implementación de la técnica MUSIC en el RAD-DAR. Se explicó que esta técnica utiliza un método basado en subespacios para obtener la dirección de llegada de los blancos. Aunque esta técnica suele tener una precisión bastante alta, su incorporación en el sistema final es complicada ya que tiene limitaciones en situaciones en las que hay más blancos que número de canales receptores y consume mucho tiempo computacional en una aplicación cuyo objetivo final es que funcione en tiempo real.

Como ya se analizó, la técnica MUSIC utiliza la ortogonalidad entre el subespacio de señal y el subespacio de ruido para calcular la dirección de llegada de las señales. Para calcular la dirección de llegada necesita en primer lugar calcular la matriz de covarianza de los blancos, después calcular los M autovalores más pequeños de la matriz de covarianzas y los autovectores asociados a estos M autovalores son la base para generar el subespacio de Ruido. Con los autovectores asociados a las autovalores de ruido se forma la matriz NN y se calcula la función del espectro MUSIC según la siguiente ecuación:

$$P_{music}(\theta) = \frac{1}{\mathbf{a}^h(\theta) \cdot \mathbf{NN} \cdot \mathbf{NN}^h \cdot \mathbf{a}(\theta)} \quad (69)$$

La dirección de llegada se obtiene en el máximo de la función P_{music} . Ya se analizó que cuando se tienen desequilibrios en el array receptor afectan a la detección con el algoritmo MUSIC variando la dirección de llegada, obteniendo máximos con menor nivel y más anchos. Si los algoritmos de calibración funcionan de manera correcta se corregirán estos desequilibrios. Así, para el cubo de 0° tras la integración coherente para asegurar un nivel de SNR alto se obtiene la detección con los tres algoritmos de calibración que se muestra en la figura 44.

Figura 44: Espectro MUSIC para los datos de 0° tras la integración coherente

En la imagen se aprecia que con los tres algoritmos se ha aumentado el nivel del máximo de la detección y ajustado a la dirección de llegada de 0° . Los máximos del espectro MUSIC se encuentran en: -1° con los datos sin calibrar, en 0.04° tras la calibración de See, en 0.07° tras la calibración de Jaffer y en -0.27° tras la calibración de Li. Se sigue verificando que es el algoritmo de See el que ofrece mejores prestaciones con respecto a los otros dos algoritmos. En la figura 45 están representados los espectros MUSIC para las direcciones de 40, 30, 20 y 10° .

Capítulo 4: Implementación de técnicas de calibración para sistemas con arquitectura multireceptora

Figura 45: Espectro MUSIC para los datos de calibración tras la integración coherente: a) 40°, b) 30°, c) 20° y d) 10°

Capítulo 4: Implementación de técnicas de calibración para sistemas con arquitectura multireceptora

En todas las direcciones se ha mejorado la detección del espectro MUSIC, teniendo detecciones más finas y con un error en el acimut detectado inferior a los resultados sin calibrar. Las detecciones para los blancos de calibración se muestran en la tabla 21.

Acimut Real (°)	Sin calibrar(°)	See(°)	Jaffer(°)	Li(°)
40	39.8	39.8	39.66	39.6
30	29.5	29.8	30.01	29.82
20	18.8	19.96	19.67	19.8
10	9.38	9.93	10.17	9.92
0	-1	0.04	0.07	-0.27
-10	-11.3	-9.8	-9.89	-9.83
-20	-21	-19.99	-19.82	-20.11
-30	-31.4	-30.03	-30.15	-29.9
-40	-42.2	-40.03	-39.9	-39.96

Tabla 21: DoA estimado para las diferentes direcciones y métodos de calibración con la técnica MUSIC

Los errores son ligeramente superiores con el estimador MUSIC que con los estimadores analizados anteriormente, pero aun así se mejora claramente con respecto a los resultados sin calibrar.

4.3.3.4 Método Sum-Delay

Este estimador de la dirección de llegada desfasa los canales para diferentes direcciones para después hacer una búsqueda del máximo de la función obtenida, la dirección en la que esté el máximo se considera la dirección de llegada de la señal. En una implementación para un sistema en tiempo real esa búsqueda de la dirección del máximo resulta ineficiente y consumiría un tiempo computacional excesivo. Una vez se han desfasado los canales y inventanado en amplitud si es necesario se aplica la siguiente ecuación:

$$P(\theta) = a^h(\theta) \cdot \text{Suma}(\theta) \cdot a(\theta) \quad (70)$$

Utilizando los datos tras la integración coherente se obtienen las direcciones de llegada con este estimador que se muestran en la tabla 22.

Acimut Real (°)	Sin calibrar (°)	See (°)	Jaffer (°)	Li(°)
40	39.52	40.04	39.95	39.9
30	29.63	30.03	30.22	30.02
20	18.93	20.01	19.78	19.87
10	9.46	10.03	10.22	9.98
0	-0.96	-0.01	-0.1	-0.27
-10	-11.2	-10.02	-10.04	-10.03
-20	-20.91	-20.01	-19.89	-20.17
-30	-31.18	-30.03	-30.15	-30.01
-40	-41.94	-40.04	-39.99	-40.2

Tabla 22: DoA estimado para las diferentes direcciones y métodos de calibración con la técnica Sum-Delay

Los resultados con este estimador continúan verificando lo mismo que con los otros estimadores donde con el algoritmo de See se obtienen los mejores resultados aunque los algoritmos de Jaffer y Li mejoran considerablemente a los datos sin calibrar.

4.4 Conclusiones

En este capítulo se ha analizado el proceso de calibración para un sistema con arquitectura multireceptora partiendo de simulaciones teóricas hasta resultados experimentales con el RAD-DAR. En el estudio de la bibliografía se concluyó que los métodos de calibración activa son los que mejor se adaptan a las características concretas del RAD-DAR. Dentro de los diferentes algoritmos de calibración activa se escogieron tres para su implementación en el proceso de calibración, dadas las características particulares del RAD-DAR. En sistemas con más fuentes de desequilibrios (posición de las antenas receptoras) o con procesados que admitan la calibración activa local, puede ser interesante implementar otros trabajos de calibración que se han referenciado en este capítulo.

En el análisis teórico por medio de simulaciones se han analizado las prestaciones de los algoritmos implementados tanto en situaciones como las presentadas por sus autores, como en escenarios menos ideales. Esto ha permitido analizar en profundidad las ventajas e inconvenientes de cada algoritmo. La principal dificultad del algoritmo de See es la limitación del conocimiento a priori de la dirección de las señales de calibración, un error de posicionamiento genera errores en la estimación de la matriz de distorsión. Los resultados teóricos muestran una limitación de los algoritmos de Jaffer y Li cuando se quiere aumentar el número de vecinos a tener en cuenta. En función de las características del sistema a calibrar la aproximación de la matriz de distorsión que usan estos algoritmos es válida o no. Además, se ha implementado un algoritmo propio utilizando la estimación de la dirección inicial con parte del algoritmo de Li y la estimación de la matriz de distorsión con el algoritmo de See. El funcionamiento de este algoritmo propio se ha verificado con simulaciones.

En el proceso de calibración con datos experimentales se han superado todos los obstáculos debido a las características del RAD-DAR. En primer lugar, el uso de la línea de retardo electroóptica permite solventar la cobertura en distancia del RAD-DAR y poder desarrollar los experimentos de calibración en un entorno controlado de laboratorio. En segundo lugar, gracias a las propiedades de la transformada de Fourier se consiguen los datos complejos necesarios para el correcto funcionamiento de los algoritmos de calibración, partiendo de los digitalizados reales por el sistema. Por último, se consigue ajustar el nivel de SNR gracias a la integración coherente de las rampas capturadas. Este parámetro es fundamental para una correcta estimación de la matriz de distorsión.

En la última parte del capítulo se han analizado los desequilibrios residuales tras la calibración con datos experimentales del RAD-DAR. Los tres algoritmos de calibración implementados reducen considerablemente los desequilibrios entre canales, pero es el algoritmo de See el que tiene las mejores prestaciones en el RAD-DAR. La aproximación de los algoritmos de Jaffer y Li no es aconsejable en el RAD-DAR. En sistemas con más canales o con menos acoplamiento entre antenas receptoras si puede ser correcta el uso de esa aproximación. La calibración ha idealizado la respuesta de los canales obteniendo: desequilibrios prácticamente nulos en amplitud y fase, diagramas Suma con muy bajos lóbulos secundarios (-38 dB) y eliminado los comportamientos indeseados de las funciones monopolso debido a los desequilibrios entre canales. Se ha mostrado que el error monopolso es despreciable usando las funciones monopolso ideales tras la calibración. En conclusión, la calibración permite explotar todas las características teóricas de los radares persistentes.

4.5 Bibliografía

- [Chong_96] B. Chong and C. M. S. See, "Sensor-array calibration using a maximum-likelihood approach," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 44, no. 6 PART 1, pp. 827–835, 1996, doi: 10.1109/8.509886.
- [Chong_96] B. N. Chong and C. S. See, "Sensor-array calibration using maximum-likelihood approach," *IEEE Antennas Propag.*, vol. 44, no. 6, pp. 827–835, 1996doi: 10.1109/8.509886.
- [Cui_15] H. Cui, T. Liu, and W. Peng, "Single-snapshot DOA estimation for uniform linear array," *2015 IEEE Int. Conf. Inf. Autom. ICIA 2015 - conjunction with 2015 IEEE Int. Conf. Autom. Logist.*, no. August, pp. 2905–2909, 2015, doi: 10.1109/ICInfA.2015.7279784.
- [Eberhardt_16] M. Eberhardt, P. Eschlwech, and E. Biebl, "Investigations on antenna array calibration algorithms for direction-of-arrival estimation," *Adv. Radio Sci.*, vol. 14, pp. 181–190, 2016, doi: 10.5194/ars-14-181-2016.
- [Fortunati_14] S. Fortunati, R. Grasso, F. Gini, and M. S. Greco, "Single snapshot DOA estimation using compressed sensing," *ICASSP, IEEE Int. Conf. Acoust. Speech Signal Process. - Proc.*, no. 1, pp. 2297–2301, 2014, doi: 10.1109/ICASSP.2014.6854009.
- [Friedlander_91] B. Friedlander and A. J. Weiss, "Direction Finding in the Presence of Mutual Coupling," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 39, no. 3, pp. 273–284, 1991, doi: 10.1109/8.76322..
- [Häcker_10] P. Häcker and B. Yang, "Single snapshot DOA estimation," *Adv. Radio Sci.*, vol. 8, pp. 251–256, 2010, doi: 10.5194/ars-8-251-2010.
- [Harter_16] M. Harter, J. Hildebrandt, A. Ziroff, and T. Zwick, "Self-Calibration of a 3-D-Digital Beamforming Radar System for Automotive Applications with Installation behind Automotive Covers," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 64, no. 9, pp. 2994–3000, 2016, doi: 10.1109/TMTT.2016.2593731.
- [Jaffer_01] A. G. Jaffer, "Constrained mutual coupling estimation for array calibration," *Conf. Rec. Asilomar Conf. Signals, Syst. Comput.*, vol. 2, pp. 1273–1277, 2001, doi: 10.1109/acssc.2001.987695.
- [Kunlai_14] X. Kunlai, L. Zhangmeng, L. Zheng, and J. Wenli, "DOA estimation and mutual coupling calibration with the SAGE algorithm," *Chinese J. Aeronaut.*, vol. 27, no. 6, pp. 1538–1543, 2014, doi: 10.1016/j.cja.2014.10.020.
- [Lanne_06] M. Lanne, A. Lundgren, and M. Viberg, "Calibrating an Array with Scan Dependent Errors Using a Sparse grid," in *Fortieth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, 2006, pp. 2242–2246, doi: 10.1109/ACSSC.2006.355168.
- [Li_15] W. Li, J. Lin, W. Wang, Y. Wang, and Z. Chen, "Method of multi-channel calibration for digital array radar," *2015 Eur. Radar Conf. EuRAD 2015 - Proc.*, pp. 533–536, 2015, doi: 10.1109/EuRAD.2015.7346355.
- [Li_16] W. Li, J. Lin, Y. Zhang, and Z. Chen, "Joint calibration algorithm for gain-phase and mutual coupling errors in uniform linear array," *Chinese J. Aeronaut.*, vol. 29, no. 4, pp. 1065–1073, 2016, doi: 10.1016/j.cja.2016.04.018.
- [Li_16b] W. Li, J. Lin, Y. Zhang, and Z. Chen, "FIR-filter-based method for the calibration of model errors in wideband digital array radar," *Electron. Lett.*, vol. 52, no. 10, pp. 867–

868, 2016, doi: 10.1155/2011/756153.

- [Liu_16] H. Liu, L. Zhao, Y. Li, X. Jing, and T. K. Truong, "A Sparse-Based Approach for DOA Estimation and Array Calibration in Uniform Linear Array," *IEEE Sens. J.*, vol. 16, no. 15, pp. 6018–6027, 2016, doi: 10.1109/JSEN.2016.2577712.
- [Liu_17] Y. Liu and J. R. Buck, "High-resolution Direction-of-Arrival estimation in SNR and snapshot challenged scenarios using multi-frequency coprime arrays," *ICASSP, IEEE Int. Conf. Acoust. Speech Signal Process. - Proc.*, pp. 3434–3438, 2017, doi: 10.1109/ICASSP.2017.7952794.
- [Nazaroff_18] M. Nazaroff, G. Byun, H. Choo, J. Shin, and Y. Kim, "2-D direction-of-arrival estimation system using circular array with mutually coupled reference signal," *IEEE Sens. J.*, vol. 18, no. 23, pp. 9763–9769, 2018, doi: 10.1109/JSEN.2018.2871464.
- [Pan_15] Y. Pan, N. Tai, S. Cheng, and N. Yuan, "Joint estimation of DOA and mutual coupling via block sparse Bayesian learning," *2015 IEEE Int. Conf. Signal Process. Commun. Comput. ICSPCC 2015*, 2015, doi: 10.1109/ICSPCC.2015.7338843.
- [Paulraj_85] A. Paulraj and T. Kailath, "Direction of Arrival Estimation By Eigenstructure Methods With Unknown Sensor Gain and Phase.," *ICASSP, IEEE Int. Conf. Acoust. Speech Signal Process. - Proc.*, pp. 640–643, 1985, doi: 10.1109/icassp.1985.1168341.
- [Pierre_91] J. Pierre and M. Kaveh, "Experimental performance of calibration and direction-finding algorithms," in *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, 1991, pp. 1365–1368, doi: 10.1109/ICASSP.1991.150676.
- [Qiong_03] L. Qiong, G. Long, and Y. Zhongfu, "An overview of self-calibration in sensor array processing," *6th International Symposium on Antennas, Propagation and EM Theory, 2003. Proceedings. 2003*, Beijing, China, 2003, pp. 279–282, doi: 10.1109/ISAPE.2003.1276682.
- [Radich_97] B. M. Radich and K. M. Buckley, "Single-snapshot DOA estimation and source number detection," *IEEE Signal Process. Lett.*, vol. 4, no. 4, pp. 109–111, 1997, doi: 10.1109/97.566703.
- [Raj_19] A. G. Raj and J. H. McClellan, "Super-resolution DOA Estimation for Arbitrary Array Geometries Using a Single Noisy Snapshot," *ICASSP, IEEE Int. Conf. Acoust. Speech Signal Process. - Proc.*, vol. 2019-May, no. 1, pp. 4145–4149, 2019, doi: 10.1109/ICASSP.2019.8683829.
- [Schoor_08] M. Schoor and B. Yang, "Local and global calibration for high-resolution doa estimation in automotive radar," in *IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop*, 2008, pp. 68–72, doi: 10.1109/SAM.2008.4606826.
- [See_94] C. M. S. See, "Sensor array calibration in the presence of mutual coupling and unknown sensor gains and phases," *Electron. Lett.*, vol. 30, no. 5, pp. 373–374, 1994, doi: 10.1049/el:19940288.
- [See_95] C. M. S. See, "Method for array calibration in high-resolution sensor array processing," *IEE Proc. Radar, Sonar Navig.*, vol. 142, no. 3, pp. 90–96, 1995, doi: 10.1049/ip-rsn:19951793.
- [See_99] C. S. See and B. Poh, "Parametric Sensor Array Calibration Using Measured Steering Vectors of Uncertain Location," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 47, no. 4, pp. 1133–1137, 1999, doi: 10.1109/78.752611.

- [Sellone_07] F. Sellone and A. Serra, "A Novel Online Mutual Coupling Compensation Algorithm for Uniform and Linear Arrays," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 55, no. 2, pp. 560–573, 2007, doi: 10.1109/TSP.2006.885732.
- [Stephan_19] M. Stephan, K. Wang, T. Reissland, R. Weigel, K. Wu, and F. Lurz, "Evaluation of Antenna Calibration and DOA Estimation Algorithms for FMCW Radars," *2019 49th Eur. Microw. Conf. EuMC 2019*, pp. 944–947, 2019, doi: 10.23919/EuMC.2019.8910916.
- [Takahashi_18] R. Takahashi, T. Inaba, T. Takahashi, and H. Tasaki, "Digital Monopulse Beamforming for Achieving the CRLB for Angle Accuracy," vol. 54, no. 1, 2018, doi: 10.1109/TAES.2017.2756519.
- [Viberg_94] M. Viberg and A. L. Swindlehurst, "A Bayesian Approach to Auto-Calibration for Parametric Array Signal Processing," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 42, no. 12, pp. 3495–3507, 1994, doi: 10.1109/78.340783.
- [Wang_10] D. Wang and Y. Wu, "Array errors active calibration algorithm and its improvement," *Sci. China, Ser. F Inf. Sci.*, vol. 53, no. 5, pp. 1016–1033, 2010, doi: 10.1007/s11432-010-0089-6.
- [Wei_18] T. Wei, B. Liao, H. Huang, and Z. Quan, "Online Mutual Coupling Calibration Using a Signal Source at Unknown Location," *Proc. IEEE Sens. Array Multichannel Signal Process. Work.*, vol. 2018-July, no. 2, pp. 189–193, 2018, doi: 10.1109/SAM.2018.8448510.
- [Zhu_07] G. P. Zhu, H. Sun, and M. H. Zhang, "Study on fast calibration of a ULA's gain and phase error," *J. Mar. Sci. Appl.*, vol. 6, no. 2, pp. 64–69, 2007, doi: 10.1007/s11804-007-7002-8.

5. Análisis, diseño e implementación de estructuras radiantes aplicadas a sensores de tráfico con arquitectura multireceptora.

5.1 Introducción

Debido al incremento del número de vehículos cada vez es más necesario obtener información precisa acerca de la cantidad que circulan, su velocidad y el tipo que pasa por cada tramo. En la actualidad se usan diferentes tipos de dispositivos para obtener esta información: sensores piezoeléctricos, detectores basados en vídeo, sensores láser y radares (también llamados aforadores) entre otros sistemas [Liang_15], [Ke_17], [Luvizon_17], [Odat_18], [Garcia_18], [Ke_19], [Asensio_19]. Las ventajas de los sistemas radar es que son fácilmente integrables en elementos comunes de las carreteras y sus prestaciones son independientes a las condiciones atmosféricas. Como principal inconveniente es que trabajan a frecuencias altas lo que dificulta el diseño y la integración de los diferentes subsistemas.

Para evitar obstáculos en la iluminación de la carretera los sistemas radar se colocan a una cierta altura perpendicularmente a los carriles que se quiere controlar. Un ejemplo de esta configuración se muestra en la figura 1. En acimut el sistema tiene una antena perpendicular a los carriles con un ancho de haz estrecho (θ_B), el ancho de haz elevación fija el número de carriles que se pueden controlar simultáneamente. La forma de onda transmitida suele ser FMCW modulada con un diente de sierra para asegurar una resolución en distancia que permita distinguir los carriles.

Figura 1: Posición del sistema radar para control de tráfico [Asensio_19]

Algunos sistemas radar presentan un procesamiento de señal no coherente por lo que la fase de los ecos recibidos no se utiliza ni para eliminar clutter ni para la estimación de la velocidad. Estiman la velocidad de los blancos estimando el tiempo que el mismo permanece dentro del haz principal, el tiempo de iluminación. Esto no parece recomendable ya que el tamaño del vehículo afecta al tiempo de iluminación. Otra forma de estimar la velocidad en sistemas no coherentes es utilizar dos receptores. Esta arquitectura se basa en estimar la diferencia temporal del eco recibido entre ambos receptores. La precisión en la estimación de la velocidad depende de la separación entre los receptores lo que supone sistemas grandes más difíciles de colocar. Estos sistemas requieren señales moduladas a alta frecuencia para minimizar el error en la estimación del retardo, limitando la cantidad de energía por periodo y por consiguiente el alcance del radar [Park_03].

Por otro lado, el uso de un procesamiento de señal coherente ofrece dos ventajas significativas: la cancelación del clutter y el uso de la historia Doppler de los blancos. Con el cancelador de clutter se eliminan los ecos indeseados de elementos comunes de las carreteras, como por ejemplo la mediana. Con el uso de la historia Doppler de los blancos se reduce el efecto de *glint*, que es la principal fuente de error en la estimación de la velocidad de los blancos en este tipo de sistemas, ya que al estar tan cerca al sensor los blancos no se pueden considerar puntuales. Este efecto se define como [Sherman_11]:

“The inherent component of error in measurement of position and/or Doppler frequency of a complex target due to interference of the reflection from different elements of the target”

Usando la historia Doppler de los blancos (frecuencia Doppler del blanco con respecto al tiempo) se reduce este efecto. Para conseguirla se calcula la frecuencia Doppler del blanco en diferentes instantes de tiempo en los que está dentro del haz principal del sistema. Un blanco puntual con velocidad constante durante el tiempo de iluminación, que pasara por un sistema aforador colocado de manera perpendicular a la carretera tendría una frecuencia Doppler en función del tiempo que se aproximaría con la siguiente expresión [Levanon_88]:

$$f_d(t) = 2 \cdot \frac{V^2}{\lambda \cdot R} \cdot t, \quad -\frac{T_i}{2} < t < \frac{T_i}{2} \quad (1)$$

Siendo V la velocidad del blanco, R la distancia al sistema en $t = 0$ y $\theta = 0^\circ$, λ la longitud de onda y T_i el tiempo de iluminación del blanco. En (1) se considera que en $t=0$ es el instante en el que el blanco se encuentra en la dirección *broadside* al sistema. A la vista de (1), para determinar la velocidad de los blancos basta con estimar la historia Doppler de los mismos y calcular la pendiente de la recta.

La expresión teórica (1) simplifica los blancos siendo estos más complejos en entornos reales. La historia Doppler real de un blanco en movimiento es cero durante un tiempo no despreciable debido a la extensión del blanco (L). Además, el reflector principal del vehículo va cambiando mientras está dentro del haz principal del sistema, por lo que las medidas de la frecuencia Doppler no se corresponden con la recta (1), no pudiéndose estimar su velocidad con la pendiente de la recta resultado. Un diagrama de este problema está representado en la figura 2. Asumiendo que el sistema de la figura fuese capaz de estimar la frecuencia Doppler del blanco y su dirección la historia Doppler no se correspondería con la expresión de (1), ya que el reflector principal va cambiando (delante en t_1 y detrás en t_2) como se aprecia en la imagen.

Figura 2: Diagrama del efecto del cambio de reflector principal del blanco [Asensio_19]

El error en la estimación del acimut debido al *glint* viene dado por [Levanon_88]:

$$\sigma_{error\theta} = \frac{L}{3R} \quad (2)$$

La frecuencia Doppler de un blanco se calcula con:

$$f_d = \frac{2V_r}{\lambda} = \frac{2V}{\lambda} \sin(\theta) = \frac{2V}{\lambda} \theta \quad (3)$$

Un cambio en el reflector principal del sistema genera un cambio en la estimación de la velocidad radial (V_r) y por la tanto en la frecuencia Doppler. El error Doppler debido al *glint* se obtiene combinando (2) y (3):

$$\sigma_{errorf_d} = \frac{2VL}{3\lambda R} \quad (4)$$

Según (4) se pueden tener errores de hasta decenas de km/h en la estimación de la velocidad lo que es inaceptable en este tipo de sistemas. En situaciones reales, el error (4) es ligeramente menor ya que por lo general los aforadores tienen anchos de en acimut estrechos (en torno a 5°) lo que implica que la longitud iluminada del blanco es menor que su longitud real.

Para ilustrar el efecto del *glint* en la estimación de la historia Doppler se muestran diferentes medidas en la figura 3, las condiciones del experimento se explican en la última sección de este capítulo. Se aprecia como en ninguno de los cuatros blancos, la historia Doppler se corresponde con la recta teórica de (1). En la figura 3, el instante $t = 0$ se corresponde con la primera detección del blanco y no cuando el blanco se encuentra en la dirección *broadside* como en (1). El caso más notable es el del autobús.

Figura 3: Historia Doppler de diferentes blancos [Asensio_19]

El efecto *glint* ocurre tanto en la frecuencia Doppler como en el acimut del blanco, por lo que se mejora la estimación de la velocidad estimando la historia Doppler con el acimut y no con el tiempo. Para comprobar el concepto se ha diseñado, fabricado y medido un DAR en banda K con dos canales para estimar el acimut y la velocidad de los blancos [Asensio_19]. La contribución de este trabajo al sistema consiste en el diseño de los elementos radiantes. El diagrama de bloques del sistema se muestra en la figura 4.

Figura 4: Diagrama de bloques del aforador DAR

En el diseño final del sistema los subsistemas de radiofrecuencia se encuentran en una única tarjeta, en la cara superior las antenas y en la parte inferior: el generador de señal, el transmisor y los dos receptores. La forma de onda de la señal transmitida es una FMCW modulada por un diente de sierra. Una muestra de la señal transmitida se utiliza como señal de OL en los receptores. La digitalización de las señales para su posterior postprocesado la llevará a cabo la misma digitalizadora del RAD-DAR en primera instancia.

A la vista de la aplicación del sistema y debido al procesado, las antenas del aforador deben tener las siguientes características:

- **Lóbulos secundarios bajos en la antena transmisora:** es necesario reducir en la medida de lo posible la potencia de las señales procedente de direcciones fuera del ancho de haz principal para evitar errores en la detección de los blancos. El objetivo de diseño se sitúa entre 20-25 dB que concuerda con los resultados de otros autores de antenas microstrip en esta banda de frecuencias, como se analizará más adelante en este capítulo. Para conseguir ese nivel de lóbulos secundarios se utiliza un enventanado en amplitud de los elementos del array. Esto es similar conceptualmente a los resultados explicados anteriormente en el RAD-DAR, solo que en ese caso el enventanado en amplitud se realiza con las señales digitalizadas.
- **Canal Suma con lóbulos secundarios bajos:** en recepción se trabaja con el diagrama Suma del conjunto de las dos antenas receptoras. Por ello, ese diagrama debe mantener bajos los lóbulos secundarios y así reducir la probabilidad de detectar vehículos fuera del ancho de haz principal. El objetivo es el mismo que el de la antena transmisora.
- **Facilidad para discriminar detecciones:** debido a que los blancos están próximos al sistema se producen muchas detecciones, las antenas receptoras deben ayudar en la discriminación de las detecciones fuera del haz principal. En la historia Doppler solo deben tenerse en cuenta las detecciones cuando los blancos están en el haz principal.
- **Ancho de haz en elevación conjunto (transmisión y recepción):** marca el número de carriles que cubre el sistema ya que se utiliza la disposición de figura 1. Con un ancho de haz en elevación conjunto de 30° el sistema es capaz de cubrir hasta 14 carriles, como se demostrará más adelante con las pruebas de campo del sistema.
- **Ancho de haz en acimut:** debe ser lo suficientemente estrecho para limitar el número de detecciones y facilitar la clasificación de los blancos. Sin embargo, si la antena es demasiado directiva habrá poca energía de los blancos. Un ancho de haz alrededor de 5° es suficiente y un compromiso entre selectividad y energía de los blancos.

5.2 Diseño del array individual

5.2.1 Revisión bibliográfica

Para poder situarse en elementos propios de las carreteras como señales o puentes/marcos los sistemas de control de tráfico deben ser pequeños y ligeros. Por ello, la tecnología microstrip es la más utilizada para el diseño de las antenas en este tipo de sistemas. Además, como ya se explicó con las antenas del RAD-DAR, este tipo de antenas facilitan la integración con el resto de subsistemas de radiofrecuencia. En el capítulo 2 se revisaron algunos inconvenientes teóricos de las antenas microstrip. El demostrador trabaja en la banda K, entre 24 GHz y 24.25GHz, supone un ancho de banda normalizado con respecto a la frecuencia central (24.125 GHz) del 1%. Este ancho de banda no limita el uso de ningún tipo de alimentación de las antenas microstrip. El uso de arrays de muchos elementos reduce la ganancia de la antena por las pérdidas inevitables de la red de alimentación. Sin embargo, dado que estos sistemas trabajan con una PIRE limitada a 20 dBm según normativa, la ganancia de la antena no es un factor crítico en el diseño.

Para conseguir los anchos de haz de las antenas del aforador que se han marcado como objetivo en la sección anterior, se utilizan configuraciones de array. Como ya se comentó en el capítulo 2, se utilizan principalmente dos tipos de redes de alimentación en los arrays: corporativa y serie. Las redes corporativas o paralelas (un ejemplo de este tipo de redes son las antenas del RAD-DAR) distribuyen la potencia entre todos los elementos del array y cada rama de la red de

distribución termina en uno de los elementos radiantes. Este tipo de red facilita el diseño y permite anchos de banda superiores. El inconveniente de las redes corporativas es que para poder alimentar a todos los elementos es necesario utilizar muchos tramos de línea, aumentando las pérdidas y reduciendo la eficiencia del array. Para conseguir enventanar la amplitud de los elementos se utilizan generalmente uniones T. Algunos ejemplos de este tipo de antenas se pueden encontrar en [Wahid_15], [Toan_17], [Zainal_16], [Miliji_13], [Fu_08], [Liu_08], [Wang_06], [Loghmannia_13], [Ogurtsov_17].

Por el contrario, en las alimentaciones en serie, se acopla la energía a los parches de manera consecutiva. Esto reduce el número de líneas a utilizar con lo que se disminuyen las pérdidas de la red de alimentación. Al alimentar a los parches de manera consecutiva cualquier error de fase se propaga a todos los elementos provocando desapuntamientos del máximo del diagrama de radiación. El enventanado de los elementos se consigue ajustando las dimensiones elementos radiantes estableciendo la potencia radiada por cada uno. Ejemplos de este tipo de arrays se pueden encontrar en [Yin_17], [Tang_14], [Khalili_18], [Yang_16], [Chopra_19], [Tanabe_17].

La opción escogida para las antenas del aforador es utilizar una red de alimentación que aúne las ventajas de ambas configuraciones de array y minimice sus inconvenientes, una red paralelo-serie. Las redes paralelo-serie tienen una estructura como la mostrada en la figura 5.

Figura 5: Esquema de un array con red de alimentación paralelo-serie

En una red paralelo-serie la señal se inyecta en el punto P_{in} y se distribuye por la misma línea a todos los elementos del array. Esto es una característica propia de las alimentaciones en serie, con lo que se reduce el número de líneas a utilizar y con ello las pérdidas asociadas. Cada rama del array termina en uno de los elementos radiantes, característica propia de la red de alimentación paralela. En el esquema de la figura 5 se ha colocado el punto de alimentación en el centro del array lo que simplifica el diseño al ser ambas mitades idénticas. Además, se ha supuesto un número par de elementos también por la simplicidad que aporta la simetría. El uso de un número impar de elementos implica que en el nodo de división central, en lugar de utilizar una unión en T, fuese necesario incluir una unión en cruz. La potencia del elemento central es considerablemente menor en comparación con la que se tiene que distribuir entre los elementos laterales, traduciéndose en líneas de impedancia alta demasiado estrechas para su fabricación. El uso de un número de elementos impar limita el posible nivel de lóbulos secundarios a conseguir. Ejemplos arrays con alimentación paralelo-serie se pueden encontrar en [Hamberger_15], [Feng_10], [Jamshid_17], [Slovic_06], [Wang_15], [Kuo_14], [Hajian_09], [Boškovi_15], [Chen_18], [Boskovic_18].

Otro de los objetivos que deben cumplir las antenas del aforador es que deben tener un nivel bajo de lóbulos secundarios (menores de 20 dB) en el plano de acimut. El nivel de lóbulos secundarios lo establece la amplitud relativa entre los elementos radiantes. A diferencia de las antenas del RAD-DAR, el enventanado se realiza antes de la digitalización por lo que se reduce

la flexibilidad que se tiene en ese sistema. El enventanado se implementa mediante uniones en T asociadas a los parches que le proporcionan la amplitud correspondiente a cada elemento del array.

En la tabla 1 se resumen algunos resultados de la bibliografía utilizando arrays con una alimentación paralelo-serie. Se comprueba que los objetivos marcados para las antenas del aforador se encuentran dentro de los resultados mostrados por otros autores.

	$f_0(\text{GHz})$	Tipo de enventanado	SLL (dB)	HPBW (Az-El)(°)	Elementos (Filas x Elementos por fila)
[Slovic_06]	24	Huang	20	3.6° – 46°	2x24
[Boškovi_15]	17.6	Huang	20	2.2° – 10.4°	10x42
[Wang_15]	24	Chebyshev	20	6.2° – 20°	4x12
[Yang_16]	24	--	21	10° – 10°	8x8
[Feng_10]	24	--	20	6° – 18°	6x14
[Jamshid_17]	24	Taylor	22	3.6° – 46°	1x8
[Kuo_14]	9.3	Chebyshev	26.6	5.3° – 34°	2x16

Tabla 1: Revisión bibliográfica de antenas con alimentación paralelo-serie

5.2.2 Diseño del parche individual

Los arrays con redes de alimentación paralelo-serie, permiten utilizar tanto parches con alimentaciones monocapa, donde los parches y la red de alimentación se encuentran en la misma capa, como redes multicapa en las que los parches y la red de alimentación se encuentran en capas diferentes. En las antenas del RAD-DAR, que tienen fijado un ancho de banda normalizado a la frecuencia central alrededor del 5%, se utilizó una alimentación mediante acoplamiento por apertura para asegurar el ancho de banda objetivo. En el aforador, debido a que el ancho de banda normalizado a la frecuencia central objetivo es del 1%, no hay ninguna restricción en el uso de las alimentaciones monocapa. Las alimentaciones monocapa permiten simplificar el diseño y optimizar los parámetros del sustrato únicamente a las necesidades del diseño de las antenas, sin tener en cuenta el resto de subsistemas del aforador. Por otro lado, al situar los parches y la red de alimentación en la misma capa, se produce radiación espuria debido a la red de alimentación que degenera las propiedades ideales del array. Este comportamiento se reduce utilizando una red de alimentación multicapa. Sin embargo, este tipo de alimentaciones fijarían la estructura de capas final de la tarjeta, lo que podría afectar al diseño del generador de señal, el transmisor y los receptores. Para asegurar que el diseño de las antenas sea independiente, solo se plantean alimentaciones monocapa para el diseño de las mismas.

Dentro de los parches monocapa, los parches rectangulares y con el tipo de alimentación llamado *inset-fed* son muy populares. En la figura 6 está representado este tipo de parches. Donde W_{parche} es el ancho del parche, L_{parche} es su longitud y W_{50} es el ancho de la línea de 50 Ω . Para evitar usar las impedancias del borde del parche en su alimentación, se suele introducir el punto de alimentación una longitud Y_0 para poder ajustar la impedancia de alimentación a la deseada. En el diseño de las antenas del aforador, por simplicidad, se ajusta la impedancia de entrada de los parches a 50 Ω .

Figura 6: Diagrama de un parche con alimentación *inset-fed*

Las dimensiones teóricas del parche se calculan utilizando las siguientes expresiones de [Balanis_05]:

$$W_{parche} = \frac{c}{2 \cdot f_{central}} \cdot \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}} \quad (5)$$

$$L_{parche} = \frac{c}{2 \cdot f_{central} \cdot \sqrt{\epsilon_{eff}}} - 2 \cdot \Delta L \quad (6)$$

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{h}{W_{parche}} \right)^{-0.5} \quad (7)$$

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.412 \cdot \frac{(\epsilon_{eff} + 0.3) \cdot \left(\frac{W_{parche}}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{eff} - 0.258) \cdot \left(\frac{W_{parche}}{h} + 0.8 \right)} \quad (8)$$

$$50 = R_{in} \cdot \cos^2 \left(\frac{\pi}{L_{parche}} \cdot Y_0 \right) \quad (9)$$

$$R_{in} = \frac{1}{G_1} \quad (10)$$

$$G_1 = \frac{I_1}{120 \cdot \pi^2} \quad (11)$$

$$I_1 = \int_0^\pi \left(\frac{\sin \left(\frac{k_0 W_{parche}}{2} \cos(\theta) \right)}{\cos \theta} \right)^2 \sin^3 \theta \, d\theta \quad (12)$$

Donde c es la velocidad de la luz, ϵ_r la constante dieléctrica del sustrato escogido y h el espesor del sustrato. Los valores teóricos se usan como referencia para las dimensiones iniciales del parche, aunque las dimensiones finales se obtienen tras una optimización en el diseño con el simulador electromagnético.

El sustrato elegido para el diseño es el Rogers 4003 con un espesor (h) de 0.203 mm. Este sustrato tiene una constante dieléctrica de diseño de 3.55 (a 10 GHz según los datos del fabricante) y bajas pérdidas (tangente de pérdidas de 0.0027). Es un dieléctrico que permite tener anchos de línea estrechos (la línea de 50Ω es de 0.43 mm), un espesor que da cierta rigidez a la antena y facilita el diseño multicapa para la tarjeta final ya que es compatible con diferentes prepregs de la familia de Rogers. La anchura de la línea de 50Ω es lo suficientemente estrecha para no tener problemas de espacio en el diseño de la antena y a su vez lo suficientemente ancha para que se pueda fabricar.

En las especificaciones del fabricante está representado el valor de la constante dieléctrica con respecto a la frecuencia. Para una frecuencia de trabajo de 24 GHz, el fabricante determina una constante dieléctrica de 3.65 por lo que se usa ese valor como constante dieléctrica en el diseño. El efecto de la variación de la constante dieléctrica en el diseño se analiza más adelante en este mismo capítulo.

Con los valores del espesor del sustrato y de la constante dieléctrica del mismo se estiman las dimensiones iniciales del parche (5-12). Estas dimensiones se muestran en la tabla 2. El diseño del parche utilizando las dimensiones teóricas se presenta en la figura 7.

$W_{\text{parche teórico}}$	4.08 mm
$L_{\text{parche teórico}}$	3.19 mm
$Y_0 \text{ teórico}$	1.1 mm

Tabla 2: Dimensiones teóricas del parche

Figura 7: Diseño del parche individual

Se han optimizado las dimensiones del parche para ajustar la frecuencia de resonancia del parche a la frecuencia central del sistema. Los resultados se comparan en la figura 8. Los valores teóricos proporcionan una frecuencia de resonancia de 23.7 GHz, lejos del valor de trabajo de 24.125 GHz. En la optimización de las dimensiones del parche se han variado los valores L_{parche} e Y_0 para fijar la frecuencia de resonancia a la central del parche. Los nuevos valores de L_{parche} y de Y_0 son 3.13mm y 1.07 mm respectivamente. Los diagramas de radiación del parche optimizado se muestran en la figura 9. En el plano de acimut el diagrama tiene un ancho de haz de 81.6° y de 101.6° en el plano de elevación con una ganancia total de 6 dB.

Figura 8: Adaptación del parche diseñado: Dimensiones teóricas (azul) y dimensiones optimizadas (rojo)

Figura 9: Diagramas normalizados de radiación del parche con las dimensiones optimizadas

5.2.3 Diseño de la red de alimentación

En [Pozar_90] se analizan diferentes causas que provocan un aumento del nivel de los lóbulos secundarios con respecto al nivel diseñado: errores en amplitud y fase entre elementos, acoplamiento mutuo entre parches, radiación espuria procedente de la red de alimentación de los parches... Dado que el objetivo es conseguir un nivel de lóbulos secundarios entre 20-25 dB se estudian enventanados que idealmente proporcionen niveles de 27 dB de lóbulos secundarios, para tener margen con respecto al nivel de lóbulos secundarios objetivo. Se utiliza una ventana de Chebyshev como valores de amplitud ideales de los elementos.

Establecido el nivel de -27 dB de lóbulos secundarios y el enventanado, es necesario fijar el número de elementos del array y la separación entre ellos para calcular el diagrama de radiación teórico. Este servirá como referencia en los resultados de los simuladores electromagnéticos. El diseño debe utilizar el menor número de elementos que proporcione el ancho de haz deseado para que el sistema sea lo más pequeño posible.

Como se analizó en la introducción del capítulo 2, la separación entre elementos afecta al ancho de haz conseguido. Las antenas del aforador apuntan a la dirección *broadside*, por lo que el desfase entre los parches es nulo. En el dieléctrico esto se traduce a una separación entre parches de λ_g . A la frecuencia central del sistema 24.125 GHz y usando (9) con el espesor del sustrato y la anchura de la línea de 50 Ω :

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} = 7.4 \text{ mm} \quad (13)$$

Siendo λ_0 la longitud de onda en el aire a la frecuencia central de trabajo.

El ancho de haz de un array de 2N elementos con alimentación uniforme se calcula utilizando [Balanis_05]:

$$\theta_{3dB \text{ Uniforme}} = \cos^{-1}(\sin(\theta_0) - \frac{2.782}{2N \cdot k \cdot d}) + \cos^{-1}(\sin(\theta_0) + \frac{2.782}{2N \cdot k \cdot d}) \quad (14)$$

Siendo θ_0 la dirección de apuntamiento del sistema. En (14) la dirección *broadside* es $\theta_0 = 0^\circ$. El factor de ensanchamiento del haz debido al enventanado de los elementos viene dado por [Balanis_05]:

$$f = 1 + 0.636 \cdot \left(\frac{2}{R_0} \cdot \cosh \left(\sqrt{(\cosh^{-1}(R_0))^2 - \pi^2} \right) \right)^2 \quad (15)$$

$$R_0 = 10^{\frac{SLL}{20}} \quad (16)$$

El ancho de haz teórico se obtiene:

$$\theta_{3dB} = \theta_{3dB \text{ Uniforme}} \cdot f \quad (17)$$

En la tabla 3 se muestra el ancho de haz conseguido en función del número de elementos del array con separación uniforme $d = \lambda_g = 7.4 \text{ mm} = 0.595 \cdot \lambda_0$, un enventanado en amplitud de Chebyshev con un nivel de lóbulos secundarios de SLL=-27 dB.

Número de elementos	Ancho de haz teórico (grados)
18	5.2
20	4.7
22	4.2
24	3.9

Tabla 3: Ancho de haz teórico en función del número de elementos

Con 20 elementos se cumple la condición del ancho de haz entre 4.5° y 5° . El cálculo del ancho de haz es teórico y no tiene en cuenta el diagrama de radiación de los elementos individuales (E_{parche}) del array. E_{parche} es el diagrama del acimut del parche diseñado y que se muestra en la figura 9. Para tenerlo en cuenta se calcula el diagrama de radiación del array utilizando el factor de array. El diagrama de radiación total (E_{total}) se obtiene:

$$E_{total} = E_{parche} \cdot \text{Factor de array} \quad (18)$$

$$Factor\ de\ array = 2 \cdot \sum_{n=1}^N w(n) \cdot \cos\left(\frac{2n-1}{2} \cdot k \cdot d \cdot \sin(\theta)\right) \quad (19)$$

Donde $w(n)$ es el valor de la ventana para cada elemento. La única diferencia de la fórmula teórica es que en [Balanis_05] utiliza $\cos(\theta)$ en lugar de $\sin(\theta)$. Esto se debe a que en [Balanis_05] pone $\theta = 0$ a la dirección *end-fire* y en (19) por mantener la coherencia del origen de coordenadas en toda la tesis se utiliza como $\theta = 0^\circ$ la dirección *broadside*. Con (19) y el diagrama de radiación se calculan los diagramas de radiación en función del número de elementos que se muestran en la figura 10. En la tabla 4 se resumen los anchos de haz conseguidos en función del número de elementos.

Figura 10: Diagrama normalizado de radiación teórico para diferentes números de elementos del array

Número de elementos	Ancho de haz teórico (°)	Ancho de haz del diagrama de radiación incorporando el efecto del parche (°)
18	5.2	5.6
20	4.7	5
22	4.2	4.4
24	3.9	4

Tabla 4: Ancho de haz teórico y utilizando el diagrama de radiación del parche en función del número de elementos

A la vista de los resultados, la única opción para cumplir el objetivo de diseño es utilizar, al menos, 22 elementos para el diseño del array individual. Pequeños desequilibrios en la amplitud y en la fase de la red de alimentación o el acoplamiento entre los parches ensanchan el haz en acimut. Con 22 elementos, aunque se produzca este ensanchamiento, el ancho de haz final sigue dentro del objetivo de diseño.

Dado que la señal se inyecta en el array por el nodo central, el array es simétrico, solo es necesario el diseño de la mitad de la red de alimentación. En la figura 11 se representa un diagrama de la mitad de la red de alimentación.

Figura 11: Diagrama de la mitad de la red de alimentación

El diseño de la red de alimentación se basa en el cálculo del ratio de potencia que debe de ir a cada parche (r_i) en función del valor de la ventana asociado al elemento. En el cálculo de los ratios de potencia para un elemento también se tiene en cuenta la potencia de entrada (t_i) a la unión T asociada. Dado que el array tiene el punto de alimentación en el centro a cada mitad del array le llega, idealmente, la mitad de la potencia inicial ($t_0 = 0.5$). La ventana teórica escogida tiene los valores que se muestran en la tabla 5.

Elemento(e_i)	Amplitud (a_i)	Elemento(e_i)	Amplitud (a_i)
1	1	7	0.61
2	0.98	8	0.52
3	0.94	9	0.52
4	0.88	10	0.32
5	0.8	11	0.48
6	0.71		

Tabla 5: Valores de la ventana escogida

Dado que en el cálculo de los ratios se trabaja con potencias y no con amplitudes, se calcula con (20) la potencia que le corresponde a cada parche (P_i) normalizada a la potencia total [Radnovi_08] y [Miliji_13]. Las potencias normalizadas de los parches cumplen la expresión (21). Las potencias normalizadas de todos los elementos se muestran en la tabla 6.

$$P_i = \frac{a_i^2}{\sum_{j=1}^N a_j^2} \quad (20)$$

$$\frac{P_i}{P_1} = a_i^2 \quad (21)$$

Elemento(e_i)	Potencia Normalizada(P_i)	Elemento(e_i)	Potencia Normalizada(P_i)
1	0.085	7	0.032
2	0.081	8	0.023
3	0.074	9	0.015
4	0.065	10	0.009
5	0.054	11	0.02
6	0.043		

Tabla 6: Potencia normalizada de cada parche

Para obtener los ratios de todas las uniones en T de la red de alimentación de cada mitad del subarray se tiene en cuenta la potencia que hay en la red a la entrada de la unión T, habiendo descontado la potencia que se ha ido distribuyendo en los parches anteriores. En la tabla 7 están representados los ratios de potencia que le corresponden a cada una de las $N - 1$ uniones T, sabiendo que $t_0 = 0.5P_{in}$. Por simplicidad se utiliza $P_{in} = 1w$. El ratio $r_1 = 0.17$ se calcula con la potencia normalizada del parche (tabla 6) y la potencia de entrada a la unión T ($t_0 = 0.5$ en el

primer elemento). Al parche 1 la red de alimentación ideal le proporciona $0.5 \cdot 0.17 = 0.085w$. A la entrada de la unión T del segundo elemento le llegan $0.5 \cdot (1 - 0.17) = 0.415w$, por lo que al parche le llegará una potencia de $0.415 \cdot 0.195 = 0.0809w$ y así sucesivamente en todos los parches.

$$r_i = \frac{P_i}{t_{i-1}}, \quad i = 1, \dots, N - 1 \quad (22)$$

$$t_i = (t_{i-1}) \cdot (1 - r_i), \quad i = 1, \dots, N - 1 \quad (23)$$

Elemento(e_i)	Ratio potencia(r_i)	Elemento(e_i)	Ratio potencia(r_i)
1	0.17	6	0.305
2	0.195	7	0.327
3	0.222	8	0.349
4	0.25	9	0.35
5	0.277	10	0.323

Tabla 7: Ratio de potencia de cada unión T

En la figura 12 se muestran los diferentes elementos de una unión en T genérica con un ratio de distribución de potencia a .

Figura 12: Elementos de una unión en T utilizando transformadores de lambda cuartos

La señal entra por la puerta 1 ($P1$) con una potencia P_{in} . La potencia se distribuye por las puertas 2 ($P2 = aP_{in}$) y 3 ($P3 = (1 - a)P_{in}$). Esta distribución de potencias se consigue variando las impedancias de los diferentes brazos de la unión en T, lo que se traduce en una variación del ancho de las líneas de cada brazo de la unión en T. Para un ratio a , con una impedancia del brazo de entrada de Z_{in} , (en la figura 12 $Z_{in} = 50\Omega$) las impedancias de cada brazo vienen dadas por:

$$Z_2 = \frac{Z_{in}}{a}; \quad Z_3 = \frac{Z_{in}}{1 - a} \quad (24)$$

En función del número de elementos y de la distribución de potencias que se quiera utilizar, las impedancias necesarias requeridas pueden ser excesivamente altas. Eso se traduce en líneas microstrip demasiado estrechas para su fabricación. Para poder fabricar correctamente las antenas se utilizan transformadores en lambda cuartos. Utilizando las propiedades de estos elementos se colocan líneas de impedancias:

$$Z_{ci} = \sqrt{Z_i * Z_{P_i}}, \quad i = 2,3 \quad (25)$$

Siendo Z_{P_i} la impedancia de salida del brazo i (en la figura 13 50Ω). Los parámetros S, relevantes para el diseño de la red de distribución son:

$$S_{11} = \frac{Z_2 || Z_3 - Z_{in}}{Z_2 || Z_3 + Z_{in}} \quad (26)$$

$$S_{i1} = \frac{\sqrt{Z_{in}}}{\sqrt{Z_i}}, \quad i = 2,3 \quad (27)$$

Siendo $Z_i || Z_j$ la impedancia resultante de calcular el paralelo de Z_i y Z_j .

Los elementos de la red de alimentación entre dos parches se muestran en detalle en la figura 13:

Figura 13: Diagrama de los componentes de la red de alimentación entre dos parches

Las líneas de entrada y salida a la unión T del parche son de 50Ω . En el diseño de las uniones en T se fija una de las impedancias de los brazos y se calculan el resto con las ecuaciones mostradas. En la explicación anterior se ha fijado la impedancia del brazo de entrada. En la red de alimentación de las antenas del aforador, se fija la rama que va hacia los parches en la unión T. Esa rama tiene en todos los elementos la misma impedancia de 107.8Ω , dado que el parche está adaptado a una impedancia de 50Ω , se utiliza un transformador de lambda cuartos con una impedancia de $Z_{t3} = \sqrt{107.8 \cdot 50} = 73.4 \Omega$. Fijada esa impedancia y con los ratios asociados a cada parche, se calculan el resto de los parámetros de la unión en T. En la tabla 8 están todas las impedancias de entrada y salida de cada transformador. Usando la herramienta “LineCalc” de ADS, se estima el ancho y la longitud ($\lambda_g/4$) en milímetros de cada transformador. Los anchos y longitudes de todos los transformadores se muestran en la tabla 8.

Elemento 1	$Z_{t1} = 30.27$	W=0.90	$Z_{t2} = 33.23$	W=0.79
		L=1.79		L=1.8
Elemento 2	$Z_{t1} = 32.42$	W=0.82	$Z_{t2} = 36.13$	W=0.7
		L=1.79		L=1.81
Elemento 3	$Z_{t1} = 34.59$	W=0.75	$Z_{t2} = 39.22$	W=0.62
		L=1.8		L=1.82
Elemento 4	$Z_{t1} = 36.71$	W=0.68	$Z_{t2} = 42.39$	W=0.55
		L=1.81		L=1.83
Elemento 5	$Z_{t1} = 38.64$	W=0.632	$Z_{t2} = 45.44$	W=0.489
		L=1.82		L=1.84

Capítulo 5: Análisis, diseño e implementación de estructuras radiantes aplicadas a sensores de tráfico con arquitectura multireceptora

Elemento 6	$Z_{t1} = 40.55$	W=0.587	$Z_{t2} = 48.64$	W=0.437
		L=1.83		L=1.86
Elemento 7	$Z_{t1} = 41.98$	W=0.56	$Z_{t2} = 51.18$	W=0.4
		L=1.83		L=1.86
Elemento 8	$Z_{t1} = 43.37$	W=0.53	$Z_{t2} = 53.75$	W=0.37
		L=1.84		L=1.87
Elemento 9	$Z_{t1} = 43.43$	W=0.53	$Z_{t2} = 53.87$	W=0.37
		L=1.84		L=1.87
Elemento 10	$Z_{t1} = 41.72$	W=0.56	$Z_{t2} = 50.71$	W=0.41
		L=1.83		L=1.86

Tabla 8: Valores de las impedancias, del ancho y del largo de cada transformador de la unión T

Con las impedancias de la red, se ha simulado en el programa ADS la red con líneas de transmisión ideales para validar el diseño teórico tanto de las uniones de T individuales de los parches, como los parámetros S de la línea de alimentación completa. En la figura 14 se muestran los diferentes componentes ideales que se usaron para simular una de las uniones T. En la tabla 9 se comparan los valores teóricos obtenidos con (26-27) y los obtenidos con la simulación circuital ideal, los resultados de ambos cálculos coinciden.

Figura 14: Elementos de la simulación circuital de una unión en T con elementos ideales

	Valores teóricos	ADS Ideal
$S_{11}(dB)$	-78.47 dB	-78.47 dB
$S_{21}(dB)$	-7.7 dB	-7.7 dB
$S_{31}(dB)$	-0.81 dB	-0.81 dB

Tabla 9: Comparación de los valores teóricos y simulados idealmente de una unión T

Conocidas las relaciones de potencia de todos los elementos de la red de alimentación se calculan las relaciones de potencia entre los elementos radiantes y la puerta de entrada de la red de alimentación. Eso es equivalente a calcular los parámetros S de la red de alimentación. En la tabla 10 se comparan ambos resultados obteniéndose los mismos valores en ambos casos.

	Teórico	ADS Ideal
$S_{21}(dB)$	-7.70 dB	-7.70 dB
$S_{31}(dB)$	-7.91 dB	-7.91 dB
$S_{41}(dB)$	-8.29 dB	-8.29 dB
$S_{51}(dB)$	-8.86 dB	-8.86 dB
$S_{61}(dB)$	-9.67 dB	-9.67 dB

$S_{71}(dB)$	-10.66 dB	-10.66 dB
$S_{81}(dB)$	-11.93 dB	-11.93 dB
$S_{91}(dB)$	-13.37 dB	-13.37 dB
$S_{10,1}(dB)$	-15.22 dB	-15.22 dB
$S_{11,1}(dB)$	-17.44 dB	-17.44 dB
$S_{12,1}(dB)$	-14.23 dB	-14.23 dB

Tabla 10: Comparación de los valores teóricos y conseguidos en los parámetros S de la semired de alimentación

Las dimensiones de la red de alimentación se han optimizado mediante simulaciones electromagnéticas partiendo de los valores teóricos. Como se aprecia en la tabla 8, las longitudes de los diferentes transformadores de la unión T son diferentes para cada caso. En el diseño de la red de alimentación es necesario asegurar la distribución uniforme de los parches, para poder usar las ecuaciones relativas a los factores de array y de síntesis del array explicadas hasta ahora. Se han igualado las longitudes a dos: una longitud para el transformador de entrada y otra para el de salida. Como valor en ambos casos, se ha tomado la media de los valores ideales. Esto provoca ligeros errores de fase y amplitud entre los elementos, ya que los transformadores de lambda cuartos no tienen su longitud ideal, pero asegura la distribución uniforme de los parches. Salvo que los desequilibrios entre los parches degeneren considerablemente los diagramas de radiación del array diseñado, no se plantea el uso de arrays con distribuciones no uniformes.

En la optimización con el simulador electromagnético solo se han variado las longitudes de las líneas que se muestran en la tabla 11, junto con los valores teóricos originales.

	Teoría	CST
Separación entre elementos	7.4 mm	7.3 mm
Longitud transformador entrada	1.81 mm	1.58 mm
Longitud transformador salida	1.83 mm	1.64 mm

Tabla 11: Parámetros optimizados en la simulación electromagnética

Dado que la separación entre elementos teórica y de diseño es prácticamente la misma no es necesario revisar ni la ventana ni el número de elementos, ya que no generan variaciones significativas en el ancho de haz o en el nivel de lóbulos secundarios. Las longitudes de los transformadores si han variado ya que el simulador electromagnético tiene en cuenta las diferentes discontinuidades que afectan a la respuesta global. La red de alimentación diseñada en CST está representada en la figura 15.

Figura 15: Semired de alimentación diseñada

En algunos diseños, como el de [Huang_92], para alimentar el último elemento en lugar de utilizar un codo utilizan otro transformador en T seguido de una línea de longitud $\lambda_g/2$ terminada en circuito abierto. En [Huang_92] se utiliza el mismo ratio de la unión T en todos los elementos, por lo que se incluye una unión en T en el último elemento. Dado que en el diseño de las antenas del aforador, el enventanado distribuye toda la potencia no es necesario este tipo de diseño. No utilizar el último transformador evita radiaciones en el circuito abierto final.

Los parámetros S de la semired diseñada están representados en la figura 16 en el ancho de banda del sistema. A la frecuencia central (24.125 GHz) se obtienen los valores mostrados en la tabla 12 donde se comparan con los ideales.

Figura 16: Resultados de la simulación electromagnética de los parámetros S de la semired de alimentación

	Diseño teórico	CST
$S_{21}(dB)$	-7.70 dB	-8.3 dB
$S_{31}(dB)$	-7.91 dB	-8.4 dB
$S_{41}(dB)$	-8.29 dB	-8.9 dB
$S_{51}(dB)$	-8.86 dB	-9.6 dB
$S_{61}(dB)$	-9.67 dB	-10.5 dB
$S_{71}(dB)$	-10.66 dB	-11.5 dB
$S_{81}(dB)$	-11.93 dB	-12.7 dB
$S_{91}(dB)$	-13.37 dB	-14.2 dB
$S_{10,1}(dB)$	-15.22 dB	-16.2 dB
$S_{11,1}(dB)$	-17.44 dB	-18.6 dB
$S_{12,1}(dB)$	-14.23 dB	-15.5 dB

Tabla 12: Valores de los parámetros S de la semired de alimentación a la frecuencia central

El efecto de las discontinuidades microstrip, las no idealidades de los transformadores, las longitudes de las líneas de entrada y salida de la red de alimentación y las pérdidas asociadas hacen que los valores simulados no coincidan con los teóricos. Sin embargo, los resultados importantes de la red son los relativos a la amplitud entre las diferentes ramas con respecto al nodo de alimentación central, ya que marcan la ventana conseguida. En el cálculo de la ventana conseguida los valores son relativos al primer elemento (el que tiene mayor amplitud), luego la ventana conseguida viene dada por:

$$a_i = \left| \frac{S_{i,1}}{S_{2,1}} \right|, i = 2, \dots, N + 1 \quad (28)$$

Para ilustrar el cálculo de la ventana obtenida, un ejemplo simple es el cálculo de la ventana de las antenas del RAD-DAR. Cada antena está formada por 8 elementos alimentados uniformemente. Idealmente, los parámetros $S_{i,1}$ de esa red de alimentación son todos -9 dB. Todos los parches tienen la misma amplitud, ya que el enventanado es uniforme, todos tienen un 1 de valor de ventana. En las antenas del aforador, dado que se enventanan los elementos,

las amplitudes se normalizan con respecto al primer elemento radiante (el de mayor amplitud) o lo que es lo mismo al $S_{2,1}$. En la figura 17 se puede apreciar la ventana conseguida para las frecuencias inicial, central y final del sistema. Además se representa la ventana teórica de diseño. Para analizar toda la ventana y debido a que es simétrica con respecto al centro se han replicado los datos.

Figura 17: Ventana conseguida por la semired de alimentación de la simulación electromagnética para diferentes frecuencias del sistema

Salvo en el último elemento que tiene un error ligeramente mayor (aunque no llega ni a media décima), se han conseguido con bastante precisión los valores de amplitud de la ventana. Además, al tener un ancho de banda pequeño, el comportamiento no varía prácticamente en toda la banda de trabajo.

Completado el diseño de la semired de alimentación, se termina el diseño del array individual con el parche optimizado y añadiendo una unión en T central con un ratio de 3 dB. El diseño se muestra en la figura 18. La adaptación de la antenna conseguida se muestra en la figura 19. En adaptación se ha conseguido un nivel mejor a -15 dB en toda la banda de trabajo. El ancho de banda a -10 dB (mismo objetivo que en las antenas del RAD-DAR) es de 600 MHz, por lo que se tiene margen con respecto al objetivo de diseño. En la figura 20 está representado el diagrama de radiación en el plano de acimut de la simulación electromagnética a la frecuencia central del sistema y el diagrama de radiación utilizando el factor de array calculado con (18). Tanto el ancho de haz como el número y la posición de los lóbulos secundarios coinciden con la teoría. El nivel de los lóbulos secundarios es ligeramente superior que el teórico debido a los efectos indeseados asociados a la red de alimentación del array y al acoplamiento entre los parches.

Figura 18: Array individual diseñado

Figura 19: Adaptación del array individual diseñado

Figura 20: Comparación del diagrama normalizado de radiación del acimut del array simulado y del teórico

Los diagramas de radiación a las frecuencias inicial, central y final del sistema en los planos de acimut y en elevación se encuentran en las figuras 21 y 22 respectivamente. En el plano de elevación se tiene un ancho de haz de 126° en las tres frecuencias. El rizado en el plano de elevación se debe a la falta de simetría en el sustrato, esto se corregirá en su mayor parte en la conformación del haz de la antena transmisora y en las receptoras. Al igual que con las antenas del RAD-DAR que no conforman el haz en el plano de acimut, se encuentran rizados por la falta de simetría con respecto a los bordes del sustrato.

En el plano de acimut, se observa que aumenta ligeramente el nivel de los lóbulos secundarios cuando nos alejamos de la frecuencia central de diseño. Esto se debe a que se ha ajustado la

fase entre elementos a una frecuencia, cuanto más lejos se esté de la frecuencia de diseño mayor será el error y los efectos indeseados serán mayores. Dado que en todos los casos el nivel de los lóbulos secundarios es mejor de -24 dB, el array cumple el objetivo de diseño. El ancho de haz en acimut es de 4.7° en toda la banda de trabajo, por lo que también se cumple el otro objetivo de diseño.

Figura 21: Diagramas normalizados de radiación en acimut del array individual para las frecuencias inicial, central y final de trabajo

Figura 22: Diagramas normalizados de radiación en elevación del array individual para las frecuencias inicial, central y final de trabajo

5.3 Diseño Multicapa

Uno de las propiedades del aforador, como se ha comentado en la introducción, es que debe ser pequeño y ligero para que sea fácil de instalar. Con este objetivo, en última instancia todo el *front-end* del sistema se encuentre en una sola tarjeta. En la cara superior se encuentran las tres antenas del sistema, en la cara inferior se colocan el resto de subsistemas de radiofrecuencia. Se utiliza la distribución de capas de la figura 23.

Figura 23: Estructura de capas del aforador

Para unir ambas caras se utilizan transiciones microstrip-microstrip entre la cara superior e inferior. Estas transiciones están formadas por una vía para unir las líneas de la cara superior e inferior y alrededor se colocan más vías a masa, esta configuración se llama *coax-via* [Pillai_97][Tsai_11]. Las vías a masa se colocan a una distancia según una estructura de línea de transmisión coaxial. El número y la posición de las vías se ha estudiado ampliamente en la literatura, en las antenas del aforador se colocan cuatro vías alrededor de la vía de señal según la estructura de la figura 24.

Figura 24: Diagrama de la transición microstrip-microstrip diseñada

Para que la vía de señal que une las dos caras pueda atravesar los planos de masa se elimina el cobre en esas capas. El radio de ese antipad (R_{apad}) es uno de los parámetros a optimizar en el diseño de la vía. En la figura 24, se ve que la vía tanto en las capas externas como en las capas internas tiene coronas de cobre. Esto es uno de los requisitos de fabricación que tienen las vías metalizadas. En función de la clase escogida en la fabricación se tienen unos parámetros de fabricación u otros. El aforador utiliza una clase 6 que establece un diámetro mínimo de la vía de 0.2 mm, una corona mínima en capas externas de 0.1 mm desde el borde de la vía y de 0.15 mm en capas internas. Además, debe haber un espacio mínimo entre el taladro metalizado y el conductor de las capas internas de 0.25 mm (este parámetro establece el R_{apad} mínimo). La

posición de las vías de masa (fijada con la constante dieléctrica a una distancia teórica de 1 mm) y el R_{apad} se optimizan en CST para obtener la mejor adaptación y minimizar las pérdidas. Para comprobar el efecto de la vía se ha simulado la transición y se ha comparado con una línea microstrip monocapa de una longitud similar con los resultados en sus parámetros S de la figura 25 y de la figura 26.

Figura 25: Resultados de la adaptación de la línea individual y de la línea con la transición microstrip-microstrip

Figura 26: Resultados del S21 de la línea individual y de la línea con la transición microstrip-microstrip

La adaptación conseguida es mejor de -20 dB en toda la banda de frecuencia del aforador y se tienen unas pérdidas con respecto a la línea sin transición entre 0.2-0.3 dB.

5.3.1 Diseño de la antena transmisora

El ancho de haz en elevación de la antena transmisora fija el número de carriles que ilumina el sistema. El ancho de haz en elevación lo establece el número de filas del array individual diseñado que se coloquen en esa dimensión. Se diseña la antena transmisora en elevación para que tenga un ancho de haz alrededor de 20°. En acimut, debido al acoplamiento entre las filas, es de esperar que los lóbulos secundarios aumenten ligeramente con respecto al diseño de la fila individual.

Utilizando la fórmula del factor de array (18) con una ventana uniforme, se calcula el diagrama de radiación de la antena transmisora en elevación. En la figura 27 se muestran los diagramas de radiación en elevación en función del número de filas. En la tabla 13 los resultados de ancho de haz conseguidos.

Figura 27: Diagrama normalizado de radiación en elevación teórico según el número de filas

2 filas	53°
4 filas	21.8°
6 filas	14°
8 filas	10.4°

Tabla 13: Análisis del ancho de haz en elevación en función del número de elementos

Para cumplir el objetivo del diagrama de radiación en elevación con 4 filas es suficiente. La alimentación de las filas en elevación también es central, por lo que solo es necesario diseñar la mitad. Todas las filas tienen una alimentación uniforme y en fase. La antena diseñada se muestra en figura 28.

Figura 28: Diseño de la antena transmisora

La señal entra por la cara inferior, sube por la vía y se distribuye por las filas del array. La antena diseñada se ha simulado electromagnéticamente. La adaptación conseguida se muestra en la figura 29. Se siguen cumpliendo el objetivo de adaptación siendo mejor de -14 dB en la banda de trabajo y con un ancho de banda total de 500 MHz (mejor de -10 dB).

Figura 29: Adaptación de la antena transmisora

Los diagramas de radiación simulados a diferentes frecuencias dentro del ancho de banda del sistema se muestran las figuras 30 y 31. En acimut (figura 30) el nivel de los lóbulos secundarios ha aumentado con respecto a la fila individual debido al acoplamiento, se tiene un nivel de -24 dB a la frecuencia de diseño. El ancho de haz es de 4.7° , sigue dentro de los objetivos de diseño. En elevación la antena transmisora tiene un ancho de haz de 23° que cumple el objetivo del sistema.

Figura 30: Diagramas normalizados en acimut de la antena transmisora a la frecuencias inicial, central y final

Figura 31: Diagramas normalizados en elevación de la antena transmisora a la frecuencias inicial, central y final

Los resultados de las simulaciones electromagnéticas de la fila individual y de la antena transmisora validan el proceso de diseño seguido para la obtención del enventanado requerido que asegura el nivel de lóbulos secundarios marcado. Este proceso es independiente del número de elementos y del tipo de enventanado, siempre que la dirección de apuntamiento coincida con la dirección *broadside*. Aunque teóricamente se podría conseguir cualquier nivel de lóbulos secundarios, para poder fabricarse se establece un compromiso entre el número de elementos y la profundidad del nivel de los lóbulos secundarios. Una antena con pocos elementos y un enventanado muy abrupto generaría líneas muy estrechas imposibles de fabricar.

5.3.2 Diseño de las antenas receptoras

El sistema trabaja con dos canales en recepción, para maximizar el nivel de SNR final las detecciones se evalúan en el diagrama Suma conformado tras la digitalización. En el plano digital, también se puede sintetizar el diagrama Diferencia. Uno de los objetivos de los diagramas de radiación en recepción es que ayuden, en la medida de lo posible, a discriminar blancos dentro y fuera del haz principal con el objetivo de eliminar detecciones en este último caso. Por ello, se estudian enventanados de las antenas receptoras para analizar su efecto en el diagrama Suma, que es el que interesa a nivel sistema. Concretamente se analizan dos estructuras: antenas idénticas con el nivel de lóbulos secundarios ajustado antes del *beamforming* y antenas donde el enventanado se realice al calcular los diagramas Suma y Diferencia. Dado que el número de elementos de los arrays incide directamente en el tiempo computacional de la simulación electromagnética, se reduce el número de los elementos en los diseños iniciales. La antena transmisora está formada por una única fila con 16 elementos y las dos receptoras por una fila con 8 elementos.

En la figura 32 se presenta una estructura de antenas (transmisora y dos receptoras) del primer caso. La antena transmisora está formado por 16 elementos con un enventanado de Chebyshev con un nivel de lóbulos secundarios de -25 dB. Cada antena receptora (son idénticas) tiene 8 elementos con un enventanado de Chebyshev para ajustar un nivel de lóbulos secundarios en

acimut a -20 dB. Las antenas se han diseñado con el proceso visto anteriormente, donde solo cambia el número de elementos y el nivel de lóbulos secundarios.

La figura 33 muestra el diagrama en acimut simulado de la antenna transmisora y la figura 34 el de las dos antenas receptoras. En las tres antenas se han cumplido los objetivos de nivel de lóbulos secundarios marcados. En las antenas receptoras se puede apreciar la simetría de los diagramas de radiación y el efecto del acoplamiento entre ellas elevando ligeramente los lóbulos secundarios.

Figura 32: Diseño inicial de las antenas receptoras

Figura 33: Diagrama normalizado de radiación en acimut de la antena transmisora de 16 elementos con un enventanado en amplitud de Chebyshev de -25 dB de SLL

Figura 34: Diagrama normalizado de radiación en acimut de las antenas receptoras de 8 elementos con un enventanado en amplitud de Chebyshev de -20 dB de SLL

Aunque los diagramas de acimut de las antenas receptoras tienen un nivel de lóbulos secundarios fijado por el enventanado, al calcular los diagramas Suma y Diferencia (véase figura 35) se aprecian efectos indeseados: en primer lugar, en el diagrama Suma aparece un lóbulo secundario a -12 dB con respecto al máximo. Por otro lado, ambos diagramas se cruzan muchas veces por lo que no es posible discriminar blancos comparando las amplitudes de ambos diagramas. Este tipo de arquitectura de antenas receptoras imposibilita la discriminación de blancos dentro y fuera del haz principal. La figura 36 muestra las direcciones en las que la amplitud del diagrama Suma está por encima de la amplitud del Diferencia (se representa con un 1). En la figura 36 está representado solo el rango acimutal desde el que le puede llegar alguna señal al sistema $[-90^\circ, 90^\circ]$ asumiendo que el resto de direcciones están protegidas por la mecánica del mismo. En naranja está marcado el rango acimutal deseado donde se quiere obtener detecciones exclusivamente.

Figura 35: Cálculo de los diagramas normalizados Suma y Diferencia en acimut con la configuración inicial de las antenas receptoras

Figura 36: Direcciones en las que el módulo del diagrama Suma está por encima del módulo del Diferencia con la configuración inicial de antenas receptoras

La figura 37 muestra la arquitectura alternativa. La antena transmisora es la misma que la de la arquitectura anterior, sin embargo, cada antena receptora está formada por una mitad de la antena transmisora. Los diagramas individuales de las antenas receptoras no tienen un bajo

nivel de lóbulos secundarios, es tras el *beamforming* en el diagrama Suma (con el que trabaja el sistema) donde se consiguen ese nivel de lóbulos secundarios. Esta arquitectura es equivalente al enventanado convencional del que se hablaba en el capítulo 3. Cada mitad del array total (entendiendo el array total como la suma de ambas mitades) está enventanado con los mismos valores. Al hacer el enventanado antes de la digitalización en este sistema no se tiene la flexibilidad que se consigue en el RAD-DAR.

Figura 37: Diseño alternativo de las antenas receptoras

En la figura 38 se representan los diagramas de radiación en acimut a la frecuencia central simulados electromagnéticamente. La figura 39 muestra los diagramas Suma y Diferencia resultantes y la figura 40 las direcciones en las que la amplitud del diagrama Diferencia cubre al diagrama Suma.

Figura 38: Diagrama normalizados de radiación en acimut de las antenas receptoras con el diseño alternativo

Figura 39: Diagramas normalizados Suma y Diferencia con el diseño alternativo de las antenas receptoras

Figura 40: Direcciones en las que el diagrama Suma está por encima del Diferencia con la configuración propuesta

Con la arquitectura alternativa, a la vista de los resultados anteriores, se consigue ajustar el nivel de lóbulos secundarios en el diagrama Suma del sistema. Por otro lado, la relación entre el diagrama Suma y el Diferencia ayuda a discriminar a los blancos en función de su posición con respecto al haz principal.

Cada antena receptora del aforador está formada por la mitad de la antena transmisora diseñada en la sección anterior y con el número de filas en elevación que aseguren los 40° de ancho de haz marcados. Como se analizó en la tabla 13, con dos elementos por antena se consigue el objetivo en elevación de 40° fijado para las antenas receptoras del sistema. La figura 41 muestra el diseño de las antenas receptoras. En la cara inferior, se encuentran las redes de alimentación de cada antena mediante uniones en T uniformes. La señal alimenta las diferentes filas del array mediante transiciones.

Figura 41: Diseño de las antenas receptoras del aforador

En la figura 42 se representan los parámetros de adaptación de cada antena (S_{11} y S_{22}) junto con los parámetros S_{21} y S_{12} que representan el acoplamiento entre ellas.

Figura 42: Parámetros S de las antenas receptoras simuladas en CST

Las figuras 43-45 muestran los diagramas de radiación de las antenas receptoras (en elevación y en acimut) simulados para las frecuencias inicial, central y final del sistema.

Figura 43: Diagramas normalizados de radiación en acimut y elevación de las antenas receptoras a 24 GHz

Figura 44: Diagramas normalizados de radiación en acimut y elevación de las antenas receptoras a 24.125 GHz

Figura 45: Diagramas normalizados de radiación en acimut y elevación de las antenas receptoras a 24.25 GHz

El desapuntamiento en elevación se debe a la asimetría del sustrato necesaria para colocar los conectores en el prototipado de las antenas. Se aprecia en la figura 42, como las antenas no están centradas en el plano vertical en la tarjeta. Si estuviesen centradas el diagrama en elevación sería simétrico con respecto a 0° . Esta posición es necesaria para no desperdiciar material en la fabricación de las antenas y poder incluir diferentes diseños.

En las figuras 46-48 se muestran los diagramas Suma y Diferencia calculados a partir de los resultados anteriores para las frecuencias inicial, central y final del sistema.

Figura 46: Diagramas normalizados Suma y Diferencia de las antenas receptoras en acimut a 24 GHz

Figura 47: Diagramas normalizados Suma y Diferencia de las antenas receptoras en acimut a 24.125 GHz

Figura 48: Diagramas normalizados Suma y Diferencia de las antenas receptoras en acimut a 24.25 GHz

En toda la banda de frecuencias se consiguen un nivel de lóbulos secundarios mejor de -24.8 dB, En la tabla 14 se resumen los parámetros más importantes de las antenas diseñadas.

	Objetivo	Diseño
Ancho de haz acimut Tx	4.5°-5°	4.7°
Ancho de haz elevación Tx	≈20°	22°
SLL antena Tx	20-25 dB	24 dB
Ancho de haz acimut Rx	8°-9°	8.2°
Ancho de haz elevación Rx	≈40°	43°
SLL diagrama Suma	20-25 dB	24.5 dB

Tabla 14: Características principales de las antenas diseñadas

5.4 Fabricación y medidas de las antenas del aforador

5.4.1 Fabricación de las antenas del aforador

Hasta ahora se ha asumido que los parámetros del sustrato escogido Rogers 4003 proporcionados por el fabricante son los nominales. La variación de la constante dieléctrica o un aumento de las pérdidas con respecto a la especificación del fabricante pueden suponer que los prototipos no cumplan las especificaciones de diseño, ni en el ancho de banda ni en el nivel de lóbulos secundarios. En [Hamberger_15] se diseña una antena microstrip a 23.8 GHz sobre un sustrato Rogers 4350B (que es similar al que se ha utilizado en los diseños del aforador) y hacen un estudio de la constante dieléctrica de su sustrato. Ese sustrato tiene como especificación una constante dieléctrica de diseño de 3.66, en el artículo se utiliza un filtro para calcular la constante dieléctrica real y se obtiene un valor de 3.83. Para analizar el efecto de una variación similar en el sustrato elegido para el aforador se ha utilizado el diseño de la fila y se ha variado la constante dieléctrica entre 3.55 y 3.85 con pasos de una décima. Los resultados de las simulaciones electromagnéticas de la adaptación y del diagrama de acimut se muestran en las figuras 49 y 50 respectivamente.

Figura 49: Adaptación de la fila individual diseñada para diferentes constantes dieléctricas del sustrato

Figura 50: Diagrama normalizado de radiación en acimut de la fila individual diseñada para diferentes constantes dieléctricas del sustrato

Una variación de una décima en la constante dieléctrica supone una variación de la frecuencia de resonancia de aproximadamente 300 MHz, varía el ancho de haz y el nivel de los lóbulos secundarios. Los resultados en función de la constante dieléctrica se muestran en la tabla 15. Un cambio en el valor de la constante dieléctrica afecta a los objetivos de diseño.

	$\epsilon_r = 3.55$	$\epsilon_r = 3.65$	$\epsilon_r = 3.75$	$\epsilon_r = 3.85$
$f_0(\text{GHz})$	24.4	24.12	23.8	23.5
$HPBW(^{\circ})$	5.1	4.7	4.6	4.4
$SLL(\text{dB})$	-28	-26	-21	-15.6

Tabla 15: Comparación de diferentes parámetros de las antenas en función de la constante dieléctrica del sustrato

Debido a las posibles variaciones de la constante dieléctrica se ha fabricado un resonador que permita conocer la constante dieléctrica del dieléctrico en el que se han fabricado las antenas. Además, se rediseñan las antenas a varias constantes dieléctricas para una vez que se sepa la constante dieléctrica medir las antenas correspondientes en la cámara anecoica. Cualquier error que se encuentre en las medidas de las antenas se debe al proceso de diseño, ya que las medidas del resonador establecen la constante dieléctrica del sustrato diseñado. Se fabricaron varios prototipos de antenas para el aforador para diferentes constantes dieléctricas. En la figura 51 se encuentra el panel fabricado.

Figura 51: Panel fabricado

5.4.2 Medidas de las antenas del aforador

5.4.2.1 Medidas de la fila individual

Se fabricó una fila individual para validar el enventanado individual de los elementos, se hizo monocapa para no incluir el efecto de la transición entre caras. La fila se muestra en la figura 52. La comparación de la adaptación medida (traza continua) y de la simulación (traza discontinua) se muestra en la figura 53. La medida de la adaptación de la fila muestra un ligero desplazamiento de la frecuencia de resonancia que se sitúa en 24 GHz, el ancho de banda es ligeramente menor que el esperado pero sigue cumpliendo el objetivo de diseño.

Figura 52: Fila individual fabricada

Figura 53: Adaptación de la medida y de la simulación de la fila individual

Los diagramas de radiación medidos (traza continua) en la cámara anecoica a la frecuencia central del sistema junto con los resultados de las simulaciones (traza discontinua) se muestran en la figura 54.

Figura 54: Diagramas normalizados de radiación medidos y simulados del array individual a la frecuencia central del sistema

Se ha producido un incremento de 1 o 2 dB del nivel de los lóbulos secundarios con respecto a las simulaciones electromagnéticas pero se sigue cumpliendo el objetivo del nivel de los lóbulos secundarios entre 20-25, todos los lóbulos secundarios están por debajo de -24 dB (solo uno está por encima de 25 dB). El ancho de haz en acimut es de 4.7° . En elevación el ancho de haz es de 115° . Los rizados que se ven en el diagrama en elevación son propios del diseño de antenas microstrip con sustratos no simétricos y donde no se ha formado una estructura de array. El problema es similar a las medidas de las antenas receptoras del RAD-DAR en el plano de acimut, donde al hacer el apuntamiento digital del haz el factor de array corregía estas discrepancias. Las medidas a la frecuencia inicial y final de la banda de trabajo se presentan en la figura 55.

Figura 55: Diagramas normalizados de radiación medidos y simulados a las frecuencias inicial y final del sistema

A la vista de los resultados de las figuras 54-56 se han cumplido los objetivos de diseño del array individual de manera satisfactoria. Los ligeros incrementos en el nivel de lóbulos secundarios no afectan significativamente a las prestaciones de la antena.

5.4.2.2 Medidas de la antena transmisora

La antena transmisora fabricada se muestra en la figura 56. La adaptación de la antena medida se compara con la simulada en la figura 57. Dentro del ancho de banda de trabajo se tiene una adaptación mejor de -10 dB cumpliendo el objetivo de diseño marcado.

Figura 56: Antena transmisora fabricada

Figura 57: Medida de la adaptación de la antena transmisora fabricada (traza continua) y de la simulación (traza discontinua)

En la figura 58 se comparan los diagramas de radiación medidos (traza continua) con las simulaciones electromagnéticas (traza discontinua) de la antena transmisora del sistema a las frecuencias inicial, central y final del sistema.

Figura 58: Comparación de los diagramas normalizados de radiación medidos con los obtenidos en las simulaciones de la antena transmisora para las frecuencias inicial, central y final del sistema

Al igual que en la fila individual se ha producido un incremento de 1 o 2 dB del nivel de los lóbulos secundarios con respecto a las simulaciones electromagnéticas pero se sigue cumpliendo el objetivo del nivel de los lóbulos secundarios entre 20-25, ya que en la banda de frecuencias se tienen lóbulos secundarios por debajo de -22 dB. El ancho de haz en acimut se sitúa entre 4.6° y 5° en las tres medidas. En elevación se ha conseguido un ancho de haz de 22.8° por lo que también se cumple ese objetivo. Además, al utilizar 4 filas en elevación se han corregido las asimetrías que se veían en el diagrama de elevación en las medidas de la fila individual.

5.4.2.3 Medidas de las antenas receptoras del aforador

En la figura 59 se muestra la antena receptora fabricada. La adaptación de las dos antenas medidas se compara con la simulada en la figura 60. Dentro del ancho de banda de trabajo se tiene una adaptación mejor de -10 dB en ambos casos, cumpliendo el objetivo de diseño. Aunque el diseño de las antenas receptoras es el mismo, hay ligeras diferencias en su adaptación, pero no afecta significativamente a nivel sistema.

Figura 59: Antenas receptoras fabricadas

Las medidas de los diagramas de radiación individuales de cada antena a las frecuencias inicial, central y final de trabajo se muestran en la figura 61. Con los diagramas de radiación medidos se han calculado los diagramas Suma y Diferencia para cada frecuencia en el plano de acimut. Los diagramas calculados junto con las simulaciones previas se muestran en la figura 62.

Figura 60: Adaptaciones medidas de las antenas receptoras fabricadas (traza continua) y las simulaciones electromagnéticas (traza discontinua)

Figura 61: Diagramas normalizados de radiación medidos de las antenas receptoras

Figura 62: Diagramas normalizados Suma y Diferencia calculados con las medidas (traza continua) y con las simulaciones (traza discontinua)

Los diagramas Suma tienen un nivel de lóbulos secundarios superior al esperado, en especial en la zona de $\pm 50^\circ$, con -20 dB. Esto se encuentra dentro de los objetivos de diseño previstos del sistema pero no coincide con las simulaciones. Este incremento en el nivel de los lóbulos secundarios se debe a diferencias en la fabricación de las antenas receptoras o al montaje del conector que generan desequilibrios en amplitud y fase entre ellas. De hecho en la adaptación de ambas antenas también había ligeras diferencias, aunque los diseños son exactamente iguales. A pesar de este incremento el comportamiento global no ve afectado ya que el diagrama Diferencia cubre prácticamente en la totalidad al diagrama Suma por lo que se pueden discriminar los blancos de manera correcta. Además, las principales diferencias entre las medidas y las simulaciones se encuentran lejos del máximo del diagrama de radiación.

Para estudiar la capacidad de rechazo a señales fuera del lóbulo principal se analizan conjuntamente el diagrama de radiación en acimut de la antena transmisora y el diagrama Suma conformado con las dos receptoras. En el diagrama conjunto se tiene un fuerte rechazo a señales fuera del haz principal, ya que los dos diagramas tienen bajos lóbulos secundarios. Además, la relación entre el diagrama Suma y el Diferencia asegura que el sistema solo utilice las detecciones que se han producido dentro del haz principal. En la figura 63 se muestran los diagramas Suma y Diferencia conjunto para las frecuencias inicial, central y final del sistema.

Figura 63: Diagramas normalizados Suma y Diferencia del conjunto transmisor y receptor para las frecuencias inicial, central y final del sistema

En la figura 63 se aprecia que fuera del haz de principal del sistema se tiene un rechazo de 50 dB en amplitud. Además, el diagrama Diferencia cubre casi por completo al diagrama Suma por lo que es sencillo discriminar usando la relación en amplitud entre ambos diagramas. En la tabla 16 se resumen las principales características de las antenas diseñadas. Se comprueba que se han cumplido de manera satisfactoria todos los objetivos de diseño.

	Objetivo	Diseño	Medida
Ancho de haz acimut Tx	4.5°-5°	4.7°	4.7°
Ancho de haz elevación Tx	≈20°	22°	22°
SLL antena Tx	20-25 dB	24 dB	22 dB
Ancho de haz acimut Rx	8°-9°	8.2°	8.2°
Ancho de haz elevación Rx	≈40°	43°	43°
SLL diagrama Suma	20-25 dB	24.5 dB	22 dB

Tabla 16: Características principales de las antenas diseñadas

5.5 Pruebas de campo del aforador

El resto de componentes del diagrama de bloques de figura 4 se diseñaron y validaron pero se alejan de los objetivos de esta tesis. Para validar el concepto del aforador se buscó una ubicación que tuviera más de 14 carriles entre las dos direcciones. La ubicación se muestra en la figura 64. El demostrador instalado en el escenario se presenta en la figura 65, se aprecian las antenas diseñadas. El procesamiento de señal de los datos capturados también se hizo al margen de la investigación de este documento y un análisis exhaustivo se puede encontrar [Asensio_19].

Figura 64: Ubicación del experimento de validación del aforador [Asensio_19]

Figura 65: Demostrador aforador ubicado en el experimento [Asensio_19]

Con los datos capturados se hizo un procesamiento offline de los datos y la salida del procesador radar se muestra en la figura 66.

Figura 66: Salida del procesador de señal [Asensio_19]

Por último, se presenta en la figura 67 la historia Doppler de los mismos blancos que se mostraron en la introducción (véase figura 3) pero ahora en lugar del tiempo se utiliza la relación con el acimut de la frecuencia Doppler. La estimación de la velocidad de los blancos se obtiene por medio de la pendiente de la recta de la regresión lineal de los datos. La estimación del acimut de los blancos se puede hacer mediante el monopoluso (con el diagrama Suma y el Diferencia) o la interferometría. Como se vio en el capítulo 3, para un inventariado convencional no hay diferencias significativas entre ambos estimadores de DoA.

Figura 67: Historia Doppler de diferentes blancos con respecto al acimut [Asensio_19]

El parámetro R^2 que aparece en la figura 67 es el coeficiente de determinación. Es un parámetro que vale entre 0 y 1, e indica la calidad de la regresión realizada. Se observa que la historia Doppler de los blancos, en comparación con los mostrados en figura 4, es más lineal y utilizando una regresión lineal se calcula su velocidad con mayor precisión. Lo que prueba y valida el concepto planteado para el sistema.

5.6 Conclusiones

En este capítulo se ha descrito de manera superficial un radar de vigilancia aplicado al control de tráfico. Este sistema tiene similitudes con el RAD-DAR analizado en capítulos anteriores: arquitectura de array digital a nivel de elemento (con $N = 2$), la forma de onda es una FMCW modulada con un diente de sierra, los receptores son coherentes con una estructura homodina la conformación del diagrama Suma se realiza en el plano digital.... Al igual que en el RAD-DAR la tecnología de antenas escogida es la tecnología microstrip.

En este capítulo se ha presentado el diseño de las antenas del aforador desde las consideraciones teóricas, pasando por las simulaciones electromagnéticas hasta los resultados de las medidas. Dada la frecuencia de trabajo del aforador y los objetivos marcados de los elementos radiantes, el diseño de las mismas se ha complicado con respecto a las del RAD-DAR. Se ha conseguido una antena transmisora con un nivel de lóbulos secundarios de -22 dB. Esto es destacable ya que como se vio en los capítulos anteriores ligeros desequilibrios entre elementos generan un aumento del nivel de estos lóbulos. Además, el proceso de diseño seguido es independiente del tipo de enventanado y la única limitación es la posibilidad de fabricación.

En el diseño de las antenas receptoras se ha utilizado el concepto de enventanado convencional que se analizó en el capítulo 3. En un sistema como el aforador es aún más necesaria la discriminación de blancos, debido a la distancia entre el sistema y los blancos y al tamaño de los mismos. Además, dada la relación entre las antenas receptoras y la transmisora, el diagrama de radiación en acimut conjunto tiene un rechazo de 50 dB a señales fuera del ancho de haz principal.

Los resultados experimentales del sistema prueban su correcto funcionamiento

5.7 Bibliografía

- [Asensio_19] A. Asensio, J. M. Dekamp, Á. D. De Quevedo, F. I. Urzaiz, and J. G. Menoyo, "On the Use of Glint-Doppler-Azimuth Correlation for Speed Estimation of Nearby Tangential Targets," *IEEE Trans. Intell. Transp. Syst.*, pp. 1–7, 2019, doi: 10.1109/TITS.2019.2950522.
- [Balanis_05] C. A. Balanis, *Antenna Theory. Analysis and desisgn*. 2005.
- [Boškovi_15] N. Boškovi, B. Jokanovi, F. Oliveri, and D. Tarchi, "Highly Directive Patch Antenna Array for FMCW Radar at Ku Band," no. April 2016, 2015.
- [Boskovic_18] N. Boskovic, B. Jokanovic, M. Radovanovic, and N. S. Doncov, "Novel Ku-Band Series-Fed Patch Antenna Array with Enhanced Impedance and Radiation Bandwidth," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, no. 12, pp. 7041–7048, 2018, doi: 10.1109/TAP.2018.2874515.
- [Chen_18] W. Chen, Y. Yao, J. Yu, X. Liu, L. Qi, Z. Chen, and X. Chen, "Ultra-low sidelobe and high gain millimeter wave microstrip array antenna," *2017 IEEE 6th Asia-Pacific Conf. Antennas Propagation, APCAP 2017 - Proceeding*, vol. 17, pp. 1–3, 2018, doi: 10.1109/APCAP.2017.8420866.
- [Chopra_19] R. Chopra and G. Kumar, "Series-Fed Binomial Microstrip Arrays for Extremely Low Sidelobe Level," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 67, no. 6, pp. 4275–4279, 2019, doi: 10.1109/TAP.2019.2908108.

- [Feng_10] X. Feng, C. Xu, and W. Xin'an, "K-band micro-strip antenna array applied in anti-collision radar," in *International Conference on Communication Technology Proceedings, ICCT*, 2010, vol. 5880, pp. 1240–1243, doi: 10.1109/ICCT.2010.5689102.
- [Fu_08] J. H. Fu, W. Qun, and G. H. Yang, "The research of Ka band broadband low side-lobe microstrip antenna array," *Proc. 2008 Asia Pacific Microw. Conf. APMC 2008*, pp. 3–6, 2008, doi: 10.1109/APMC.2008.4958562.
- [Garcia_18] K. Garcia, M. Yan, and A. Purkovic, "Robust traffic and intersection monitoring using millimeter wave sensors," p. 13, 2018.
- [Hajian_09] M. Hajian, J. Zijderveld, A. A. Lestari, and L. P. Ligthart, "Analysis , Design and Measurement of a Series-Fed Microstrip Array Antenna for X-Band Indra : the Indonesian Maritime Radar," *2009 3rd European Conference on Antennas and Propagation*, Berlin, 2009, pp. 1154-1157.
- [Hamberger_15] G. F. Hamberger, S. Trummer, U. Siart, and T. F. Eibert, "A Planar Dual-Polarized Microstrip Antenna Array in Series-Parallel Feed Configuration," *2015 Loughbrgh. Antennas Propag. Conf.*, pp. 1–4, 2015, doi: 10.1109/LAPC.2015.7366061.
- [Huang_92] J. Huang, "A parallel-series-fed microstrip array with high efficiency and low cross-polarization," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 5, no. 5, pp. 230–233, May 1992, doi: 10.1002/mop.4650050509.
- [Jamshid_17] J. Jamshid, "Low Side Lobe Feed Network for Automotive Application," vol. 1, no. 1, pp. 1–5, 2017.
- [Ke_19] R. Ke, S. Member, Z. Li, J. Tang, Z. Pan, and Y. Wang, "Real-Time Traffic Flow Parameter Estimation From UAV Video Based on Ensemble Classifier and Optical Flow," *IEEE Trans. Intell. Transp. Syst.*, vol. 20, no. 1, pp. 54–64, 2019, doi: 10.1109/TITS.2018.2797697..
- [Ke_17] R. Ke, S. Member, Z. Li, S. Kim, J. Ash, Z. Cui, and Y. Wang, "Real-Time Bidirectional Traffic Flow Parameter Estimation From Aerial Videos," *IEEE Trans. Intell. Transp. Syst.*, vol. 18, no. 4, pp. 890–901, 2017, doi: 10.1109/TITS.2016.2595526..
- [Khalili_18] H. Khalili, K. Mohammadpour-Aghdam, S. Alamdar, and M. Mohammad-Taheri, "Low-Cost Series-Fed Microstrip Antenna Arrays with Extremely Low Sidelobe Levels," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, no. 9, pp. 4606–4612, 2018, doi: 10.1109/TAP.2018.2845442.
- [Kuo_14] F. Kuo, S. Member, R. Hwang, and S. Member, "High-Isolation X-Band Marine Radar Antenna Design," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 5, pp. 2331–2337, 2014, doi: 10.1109/TAP.2014.2307296.
- [Levanon_88] N. Levanon, *Radar principles*. 1988.
- [Liang_15] M. Liang, X. Huang, C. Chen, X. Chen, and A. Tokuta, "Counting and Classification of Highway Vehicles by Regression Analysis," *IEEE Trans. Intell. Transp. Syst.*, vol. 16, no. 5, pp. 2878–2888, 2015, doi: 10.1109/TITS.2015.2424917.
- [Liu_08] M. Liu, Z. R. Feng, and Q. Wu, "Design of a millimeter-wave conformal low sidelobe microstrip antenna array on a cone surface," *Proc. 2008 China-Japan Jt. Microw. Conf. CJMW 2008*, vol. 0, no. 5, pp. 121–124, 2008, doi: 10.1109/CJMW.2008.4772388.
- [Loghmannia_13] P. Loghmannia, M. Kamyab, M. R. Nickpay, M. R. Nikkhah, and J. Rashed-Mohassel, "Analysis and design of a low sidelobe level and wide-band aperture

- coupled microstrip antenna array using FDTD,” *2013 21st Iran. Conf. Electr. Eng. ICEE 2013*, pp. 1–4, 2013, doi: 10.1109/IranianCEE.2013.6599840.
- [Luvizon_17] D. C. Luvizon, B. T. Nassu, and R. Minetto, “A Video-Based System for Vehicle Speed Measurement in Urban Roadways,” *IEEE Trans. Intell. Transp. Syst.*, vol. 18, no. 6, pp. 1393–1404, 2017, doi: 10.1109/TITS.2016.2606369.
- [Miliji_13] M. Miliji, A. Neši, and B. Milovanovi, “Printed Antenna Arrays with High Side Lobe Suppression : the Challenge of Design,” pp. 15–20, 2013.
- [Odat_18] E. Odat, S. Member, J. S. Shamma, and C. Claudel, “Vehicle Classification and Speed Estimation Using Combined Passive Infrared / Ultrasonic Sensors,” *IEEE Trans. Intell. Transp. Syst.*, vol. 19, no. 5, pp. 1593–1606, 2018, doi: 10.1109/TITS.2017.2727224.
- [Ogurtsov_17] S. Ogurtsov and S. Koziel, “Sidelobe Reduction in Linear Antenna Arrays with Corporate-Feeds of Non-Uniform Power Distribution,” *2017 11th Eur. Conf. Antennas Propag.*, no. 1, pp. 3259–3263, 2017, doi: 10.23919/EuCAP.2017.7928131.
- [Park_03] S. J. Park, T. Y. Kim, and K. H. Koo, “A novel signal processing technique for vehicle detection radar,” in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, 2003, doi: 10.1109/MWSYM.2003.1211012.
- [Pillai_97] E. R. Pillai, “Coax Via - A technique to reduce crosstalk and enhance impedance match at vias in high-frequency multilayer packages verified by FDTD and MoM modeling,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 45, no. 10 PART 2, pp. 1981–1985, 1997, doi: 10.1109/22.641808.
- [Poazar_90] D. M. Poazar and B. Kaufman, “Design Considerations for Low Sidelobe Microstrip Arrays,” *IEEE Trans. Antennas Propag.*, 1990, doi: 10.1109/8.56953.
- [Radnovi_08] I. Radnovi, “Printed Antenna Arrays with High Side Lobe Suppression ANTENNA ARRAYS WITH HIGH SIDE,” vol. 2008, no. 6, 2008, doi: 10.1155/2008/542929.
- [Sherman_11] S. M. Sherman and D. Knox Barton, *Monopulse principles and techniques*, 2 ed. Boston: Artech House, 2011.
- [Slovic_06] M. Slovic, B. Jokanovic, and B. Kolundzija, “High Efficiency Patch Antenna for 24 GHz Anticollision Radar,” no. October 2005, pp. 20–23, 2006, doi: 10.1109/telsks.2005.1572055.
- [Tanabe_17] H. Tanabe, K. Sakakibara, and N. Kikuma, “Multibeam-switching millimeter-wave antenna using beam-tilting design in perpendicular plane to feeding line of microstrip comb-line antenna,” *2017 IEEE MTT-S Int. Conf. Microwaves Intell. Mobility, ICMIM 2017*, no. Icmim, pp. 139–142, 2017, doi: 10.1109/ICMIM.2017.7918876.
- [Tang_14] J. Tang, L. Fang, and H. Cheng, “A low sidelobe and high gain omni-directional COCO antenna array,” *Proc. 3rd Asia-Pacific Conf. Antennas Propagation, APCAP 2014*, pp. 339–341, 2014, doi: 10.1109/APCAP.2014.6992490.
- [Toan_17] T. T. Toan, N. M. Tran, T. Vu, and B. Giang, “A Feeding Network with Chebyshev Distribution for Designing Low Sidelobe Level Antenna Arrays,” vol. 33, no. 1, pp. 16–21, 2017.
- [Tsai_11] C. C. Tsai, Y. S. Cheng, T. Y. Huang, Y. A. Hsu, and R. B. Wu, “Design of microstrip-to-microstrip via transition in multilayered LTCC for frequencies up to 67 GHz,” *IEEE Trans. Components, Packag. Manuf. Technol.*, vol. 1, no. 4, pp. 595–601, 2011, doi: 10.1109/TCPMT.2011.2104416.

- [Wahid_15] A. Wahid, M. Sreenivasan, and P. H. Rao, "CSRR loaded microstrip array antenna with low sidelobe level," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 1169–1171, 2015, doi: 10.1109/LAWP.2015.2396084.
- [Wang_06] H. Wang, D. G. Fang, and X. G. Chen, "A Compact Single Layer Monopulse Microstrip Antenna Array," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, no. 2, pp. 503–509, 2006, doi: 10.1109/TAP.2005.863103.
- [Wang_15] Y. Wang, X. Jiang, X. Zhao, and X. Liao, "Design of Microstrip Array Antenna for Angle Measurement Based on Dual-baseline Method," *2015 IEEE Int. Conf. Commun. Probl.*, no. 1, pp. 282–285, 2015, doi: 10.1109/ICCPS.2015.7454151.
- [Yang_16] W. Yang, Y. Yang, W. Che, L. Gu, and X. Li, "A novel 24-GHz series-fed patch antenna array for radar system," in *2016 IEEE International Workshop on Electromagnetics, IWEM 2016 - Proceeding*, 2016, pp. 8–10, doi: 10.1109/IWEM.2016.7505065.
- [Yin_17] J. Yin, Q. Wu, C. Yu, H. Wang, and W. Hong, "Low-Sidelobe-Level Series-Fed Microstrip Antenna Array of Unequal Interelement Spacing," *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 1695–1698, 2017, doi: 10.1109/LAWP.2017.2666427.
- [Zainal_16] N. A. Zainal, M. R. Kamarudin, Y. Yamada, N. Seman, M. Khalily, and M. Jusoh, "Sidelobe Reduction of Unequally Spaced Arrays for 5G Applications," *2016 10th Eur. Conf. Antennas Propag.*, vol. 5880, pp. 1–4, 2016, doi: 10.1109/EuCAP.2016.7481342.

6. Conclusiones generales y líneas de trabajo futuras

6.1 Conclusiones generales

En esta sección se extraen las conclusiones globales de la tesis doctoral ya que en cada capítulo se han incluido conclusiones particulares de cada uno.

Los capítulos 2, 3 y 4 analizan en profundidad la arquitectura de array digital a nivel de elemento aplicada, en este caso, a un radar de vigilancia superficial. Se ha analizado el sistema desarrollado partiendo de los parámetros operativos de sistema que justifican los objetivos de diseño, hasta llegar a la calibración de los desequilibrios entre canales. En cada capítulo se ha estudiado la teoría asociada al problema planteado, se ha realizado un análisis de los posibles resultados mediante simulación (electromagnética, circuital o numérica dependiendo del problema concreto) y finalmente se han mostrado resultados experimentales (de subsistemas concretos o del sistema completo) que permiten valorar los objetivos conseguidos.

El núcleo del capítulo 2 es el diseño de los elementos radiantes del RAD-DAR. La elección de la tecnología microstrip ha demostrado ser correcta ya que se tiene un sistema ligero y compacto y donde los posibles inconvenientes de esta tecnología no han sido limitantes. Asimismo, como se ha visto en el capítulo 4, el posicionamiento de los canales receptores es una fuente de desequilibrio que muchos algoritmos de calibración tratan de corregir. Esta fuente de error no está presente (o es totalmente despreciable) cuando las antenas receptoras son antenas microstrip, ya que se han fabricado en la misma tarjeta facilitando la calibración de los canales receptores.

El array digital en recepción a nivel de elemento flexibiliza el *beamforming* digital, en comparación con una arquitectura de array digital a nivel de subarray. El problema de no conformar el array hasta el procesamiento digital es, como se ha visto en los capítulos 2 y 5, que se producen desapuntamientos del máximo de radiación y variaciones en el ancho de haz. Este comportamiento se puede apreciar en las antenas receptoras del RAD-DAR donde, a pesar de tener el mismo diseño, sus diagramas de radiación en acimut son diferentes provocando desequilibrios. Asimismo, la posición de la antena y el tamaño de la tarjeta influyen en los diagramas de radiación como se puede ver entre los resultados de las antenas receptoras entre sí y comparándolas con la antena transmisora. Los problemas de la no conformación del haz están presentes también en el capítulo 5, esta vez en el plano de elevación. En el diseño de las antenas del aforador, conforme se van incluyendo filas en el plano de elevación se reducen las

no idealidades de ese plano. Un array digital a nivel de subarray reduciría los desequilibrios debidos a la no conformación del haz, a costa de una pérdida de flexibilidad en la conformación del haz en el plano digital.

Los desequilibrios entre canales generan un aumento de los lóbulos secundarios, desapuntamientos del máximo del diagrama conformado e inducen errores en la estimación del DoA de las señales recibidas. En la reducción de los desequilibrios la elección de la correcta polarización de antena es crucial. Una polarización lineal vertical para un array microstrip lineal uniformemente distribuido en el plano horizontal reduce el acoplamiento entre elementos, minimizando los desequilibrios. Además, en el RAD-DAR, debido a las condiciones del dieléctrico del elemento radiante, la difracción en los bordes del sustrato genera desequilibrios en amplitud en el plano H de la antena. En las antenas del aforador, con una polarización lineal vertical, la reducción del acoplamiento facilita la obtención del nivel de lóbulos secundarios objetivo. En cualquier sistema con arquitectura de array digital en recepción, independientemente de la tecnología de antena escogida, se debe estudiar el efecto de la polarización en el acoplamiento entre elementos y en el diagrama de radiación ya que se ha demostrado que es un parámetro fundamental.

En esta tesis doctoral, para evitar la generación de desequilibrios en la integración de las antenas con el resto de subsistemas de radiofrecuencia se han utilizado diferentes diseños. En el RAD-DAR la interconexión con los receptores se realiza mediante conectores SMP y una transición asociada para poder caracterizar independientemente ambos subsistemas. En el aforador, se utilizan transiciones microstrip-microstrip para cambiar de cara y llevar la señal de las antenas a los subsistemas correspondiente o viceversa. Las medidas experimentales validan estas dos formas de integración y en cualquier sistema con arquitectura de array digital se deben minimizar los desequilibrios en la integración de los subsistemas.

En el capítulo 3 se estudian estimadores de DoA para un sistema con arquitectura de array digital a nivel de elemento, haciendo un análisis exhaustivo de la técnica monopolso. El estimador monopolso es un estimador calibrado, como se mostró con simulaciones en el capítulo 3 y con medidas en el capítulo 4. Esta propiedad se la confiere el uso de la función monopolso que puede reflejar los desequilibrios entre canales permitiendo que no afecten a la estimación del DoA. La flexibilidad en la conformación digital de los diagramas Suma y Diferencia proporciona propiedades únicas al estimador monopolso en un array digital en recepción, en comparación con su implementación en sistemas convencionales. Además, debido a la ganancia del procesamiento del sistema RAD-DAR, se reduce su error con respecto a los estudios teóricos como se demostró en el capítulo 4 con simulaciones y medidas.

En el capítulo 4 se mostraron las funciones monopolso experimentales del RAD-DAR que junto con las conclusiones del capítulo 3 muestran diferentes opciones en la implementación de la técnica monopolso en un sistema en tiempo real. En primer lugar, se pueden corregir todos los desequilibrios (multiplicando por la inversa de la matriz de distorsión completa) lo que permite utilizar en la estimación del acimut las funciones monopolso ideales. Dado que se conocen las expresiones de esas funciones ideales, se pueden aproximar por polinomios para evitar el uso de *look-up tables* en la implementación a tiempo real. Otra opción, es corregir exclusivamente las diferencias entre canales (la diagonal principal de la inversa de la matriz de distorsión) lo que se consigue multiplicando a cada canal por un número complejo (el valor correspondiente de la diagonal principal), facilitando el proceso de corrección en una aplicación en tiempo real. Los desequilibrios no corregidos, los debidos a los acoplamientos, deben reflejarse en la función monopolso para evitar inducir errores en la estimación del DoA. En función de las características

de la implementación en tiempo real puede ser más atractivo el uso de un tipo de calibración u otra.

Por último, es interesante una valoración del proceso de calibración general de un array digital en recepción. El primer paso es la identificación de las fuentes de error, en el caso del RAD-DAR y del aforador que son sistemas similares las fuentes son las mismas: desequilibrios entre canales y acoplamientos entre ellos. En función de las fuentes de error se escogen unos procesos de calibración u otros. Las simulaciones numéricas validan la correcta implementación (o diseño en función del objetivo) y permiten conocer los posibles resultados experimentales. Por último, en la calibración experimental, hay que asegurar un alto nivel de SNR y que las diferencias entre canales se deban solo a los desequilibrios. Este es el proceso que se ha seguido en el RAD-DAR para su calibración experimental y los resultados lo han validado. Factores como la frecuencia de trabajo o el peso del sistema pueden ser limitantes para la obtención de resultados experimentales. Sistemas con frecuencias de trabajo bajas son más grandes y requieren de distancias mayores para la consideración de campo lejano. Sistemas con frecuencias de trabajo altas son más pequeños y ligeros y facilitan el posicionamiento de las señales de calibración.

6.2 Líneas de trabajo futuras

En esta sección se incluyen diferentes líneas de trabajo para continuar con la investigación mostrada en esta tesis doctoral.

La primera línea de trabajo futura propuesta es continuar con las pruebas de campo en diferentes escenarios. El sistema desarrollado ha demostrado excelentes prestaciones en la vigilancia superficial terrestre, como se prueba en los resultados en la detección de un dron [Duque_19]. Hay que continuar con estas pruebas de trabajo para diferentes excursiones en frecuencia de la señal transmitida o utilizando las antenas con 4 elementos en elevación. Además, sería interesante conocer las prestaciones del sistema en un entorno de vigilancia superficial costera.

La segunda línea de trabajo es el desarrollo de un array digital en recepción que permita la obtención de la elevación de los blancos, además de su distancia, velocidad y acimut. Esto se puede conseguir utilizando un array plano en recepción lo que complica y encarece el sistema [Skolnik_02]. Sería necesario hacer un estudio de viabilidad para conocer las prestaciones antes del desarrollo.

La tercera línea de trabajo es el estudio de enventanados del diagrama Diferencia para evitar empeorar las características de la función monopulso ante la presencia de señales interferentes dentro del haz principal del sistema. Trabajos como los mostrados en [Rao_11], [Yu_01] utilizan valores fijos de la función monopulso y la matriz de covarianzas de la señal interferente para adecuar el enventanado del diagrama Diferencia. Es interesante el estudio de la técnica monopulso en este tipo de situaciones.

La cuarta línea de trabajo es el estudio de la calibración de receptores y transmisores de varios canales utilizando los algoritmos implementados en esta tesis doctoral. En la calibración del RAD-DAR las direcciones de las señales de calibración se obtienen por medio del giro del sistema, generando desfases entre las respuestas de los canales debido a la disposición física de las antenas. Si se quieren calibrar subsistemas sin incluir a las antenas se tiene que utilizar una red de calibración a la que se le inyecte una señal y proporcione N salidas desfasadas consecutivamente valores establecidos. Evidentemente en este tipo de calibración requiere o

bien el uso de desfases variables o muchas redes de calibración donde se varíe la longitud eléctrica de cada canal. Las matrices de distorsión serían matrices diagonales, asumiendo que no existe acoplamiento entre canales.

La quinta línea de trabajo concierne al diseño de estructuras radiantes para sensores de tráfico. Estos sistemas suelen trabajar con haces desapuntados, por lo que es necesario desfasar los parches individuales del array para conseguirlo. Este desfase se puede conseguir mediante líneas de longitud fija en la red de alimentación paralelo-serie. El inventariado debe incluir las posibles pérdidas de la red de alimentación para asegurar que a cada parche le llega la potencia requerida con respecto al primer elemento.

Finalmente se propone como línea futura de trabajo la aplicación de las técnicas aquí descritas en la que a DoA y calibración se refiere a sistemas MIMO que usen más de un transmisor para aumentar la apertura equivalente del sistema en recepción.

6.3 Publicaciones del autor relacionadas con la tesis

Publicaciones en revistas:

- A. Asensio López *et al.*, "Coherent Signal Processing for Traffic Flow Measuring Radar Sensor," in *IEEE Sensors Journal*, vol. 18, no. 12, pp. 4803-4813, 15 June 2018, doi: 10.1109/JSEN.2017.2757699.
- Á. D. de Quevedo, F. I. Urzaiz, J. G. Menoyo and A. A. López, "Drone detection and radar-cross-section measurements by RAD-DAR," in *IET Radar, Sonar & Navigation*, vol. 13, no. 9, pp. 1437-1447, 9 2019, doi: 10.1049/iet-rsn.2018.5646.
- A. Asensio López, J. Muñoz Dekamp, Á. Duque de Quevedo, F. Ibañez Urzaiz and J. Gismero Menoyo, "On the Use of Glint-Doppler-Azimuth Correlation for Speed Estimation of Nearby Tangential Targets," in *IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems*, doi: 10.1109/TITS.2019.2950522.
- I. Roldan *et al.*, "DopplerNet: a convolutional neural network for recognising targets in real scenarios using a persistent range-Doppler radar," in *IET Radar, Sonar & Navigation*, vol. 14, no. 4, pp. 593-600, 4 2020, doi: 10.1049/iet-rsn.2019.0307.
- F. I. Urzaiz, J. G. Menoyo, A. A. López and Á. D. de Quevedo, "Digital Beamforming on Receive Array Calibration. Application to a Persistent X-band Surface Surveillance Radar," in *IEEE Sensors Journal*, doi: 10.1109/JSEN.2020.3037781.

Congresos internacionales:

- Á. D. de Quevedo, F. I. Urzaiz, J. G. Menoyo and A. A. López, "X-band ubiquitous radar system: First experimental results," *2017 IEEE SENSORS*, Glasgow, 2017, pp. 1-3, doi: 10.1109/ICSENS.2017.8234009.
- F. Ibañez, A. Duque, J. Gismero, A. Asensio, "Design of radiofrequency subsystems of a ubiquitous radar in X band" 23-26 Oct. 2017 International Carnahan Conference on Security Technology (ICCST).
- A. Duque, F. Ibañez, J. Gismero, A. Asensio, "X-band ubiquitous radar system: First experimental results" 2017 International Carnahan Conference on Security Technology (ICCST).

- F. Ibañez, A. Duque, A. Martín Ayuso, A. Gámez Machado, J. Gismero, A. Asensio, “Design, implementation and first experimental results of an X-band ubiquitous radar system” 23-27 April 2018 Oklahoma City, OK, USA 2018 IEEE Radar Conference (RadarConf18).
- A. Duque, F. Ibañez, J. Gismero, A. Asensio, “Drone Detection With X-Band Ubiquitous Radar” 19th International Radar Symposium (IRS2018).
- A. Duque, F. Ibañez, J. Gismero, A. Asensio, “Remotely Piloted Aircraft Detection with Persistent Radar” European Radar Conference (EuRAD2018).
- A. Duque, F. Ibañez, J. Gismero, A. Asensio, “Drone Detection and RCS Measurements with Ubiquitous Radar” International Conference on Radar (RADAR 2018).

Congresos nacionales:

- F. Ibañez, A. Duque, J. Gismero, A. Asensio, “Diseño de un array microstrip mediante acoplamiento por apertura a 8.75GHz” XXXI Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, URSI 2016 Madrid.
- A. Duque, F. Ibañez, J. Gismero, A. Asensio, “Diseño de un radar ubicuo en banda X” XXXI Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, URSI 2016 Madrid.
- F. Ibañez, A. Duque, J. Gismero, A. Asensio, “Diseño de subsistemas de radiofrecuencia de un radar ubicuo en banda X” XXXII Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, URSI 2017 Cartagena.
- A. Duque, F. Ibañez, J. Gismero, A. Asensio, “Primeros resultados experimentales de un sistema radar ubicuo en banda X” XXXII Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio, URSI 2017.
- A. Duque, F. Ibañez, J. Gismero, A. Asensio, “Drone Detection and RCS Measurements with X-Band Ubiquitous Radar” XXXIII Symposium Nacional de la Unión Científica Internacional de Radio (URSI 2018).

6.4 Bibliografía

- [Duque_19] Á. Duque, F. Ibañez, J. Gismero, and A. Asensio, “Drone detection and radar-cross-section measurements by RAD-DAR,” *IET Radar, Sonar Navig.*, vol. 13, no. 9, pp. 1437–1447, 2019, doi: 10.1049/iet-rsn.2018.5646.
- [Rao_11] C. Rao, R. Li, and L. Dai, “Monopulse Estimation with Multipoint Constrained Adaptation in Mainlobe Jamming *,” *Proc. 2011 IEEE CIE Int. Conf. Radar*, vol. 2, no. 0, pp. 1054–1057, 2011, doi: 10.1109/CIE-Radar.2011.6159733.
- [Skolnik_02] M. Skolnik, “Systems Aspects of Digital Beam Forming Ubiquitous Radar,” pp. 1–39, 2002, doi: S0003-2697(06)00331-9 [pii]\r10.1016/j.ab.2006.04.048.
- [Yu_01] K.-B. Yu and D. J. Murrow, “Adaptive Digital Beamforming for Angle Estimation in Jamming,” *IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst.*, vol. 37, no. 2, pp. 508–523, 2001, doi: 10.1109/7.937465.