

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



Proyecto Fin de Carrera

Caracterización y Modelado del canal MIMO: Diseño de Arrays de Antenas y Desarrollo de Algoritmo SAGE



AUTOR: Álvaro Carcelén Flores
DIRECTOR: José María Molina García-Pardo
CODIRECTORES: Ghaïs El Zein
Hanna Farhat

Octubre / 2006



Autor	Álvaro Carcelén Flores
E-mail del Autor	alvaro_cf@hotmail.com
Director	José María Molina García-Pardo
E-mail del Director	josemaria.molina@upct.es
Codirectores	Ghaïs El Zein, Hanna Farhat
Título del PFC	Caracterización y Modelado del canal MIMO: Diseño de Arrays de Antenas y Desarrollo de Algoritmo SAGE
Descriptor	MIMO, Escucha del canal, Antenas microtira, estimación del canal, SAGE
Resúmen	
<p>La explosión de las comunicaciones inalámbricas, la demanda de estos sistemas, desde las limitadas comunicaciones móviles radiocelulares analógicas del principio al requerimiento de transmisión de datos y servicios multimedia de la actualidad, han provocado el desarrollo de sistemas que tratan de mantener una alta tasa de transmisión a la vez que una elevada calidad de servicio.</p> <p>Una de las soluciones para aumentar la eficiencia del uso del canal es la tecnología MIMO (Múltiple-Input Múltiple-Output), donde se emplean arrays de antenas tanto en transmisión como en recepción, explotando la propagación multitrayecto, la dimensión espacial para transmitir información.</p> <p>Como en todo sistema en análisis y desarrollo, el estudio del canal de propagación es básico. Como acabamos de indicar, no es suficiente con una caracterización clásica limitada al dominio del tiempo, sino que es necesario extenderse al dominio espacial, del cual dependen muchas características de funcionamiento de estos sistemas.</p> <p>Así, para medir el canal MIMO se emplea un sondador de canal (channel sounder). Este instrumento es particularmente importante para nosotros debido a que es el eje de las 2 etapas de este proyecto de caracterización y modelado del canal MIMO: el diseño y realización de un array para las medidas de propagación MIMO y la optimización de un algoritmo para estimar los parámetros del canal a partir de la señal capturada.</p>	
Titulación	Ingeniería de Telecomunicación
Intensificación	Sistemas y Redes de Telecomunicación
Departamento	Tecnologías de la Información y las Telecomunicaciones
Fecha de Presentación	Octubre - 2006

Índices.

Índice.

Índices.....	3
Índice.....	3
Lista de figuras.....	6
Lista de tablas.	8
Capítulo 1. Introducción.....	9
1.1. Contexto.....	9
1.2. Objetivos.....	9
1.3. Trabajo previo.	10
1.4. Entorno de trabajo.	10
1.5. Estructura del proyecto.....	11
Capítulo 2. Sondador de canal y otros aparatos de medida.....	12
2.1. Sondador de canal.	12
2.2. Analizador de redes.	14
2.3. Cámaras anecoicas.	15
2.3.1. <i>Base de medidas de campo próximo.</i>	16
2.3.2. <i>Cámara centimétrica.</i>	16
Capítulo 3. Antenas microtira.....	18
3.1. Antenas microtira.	18
3.2. Substratos.	19
3.3. Métodos de alimentación.....	19
3.3.1. <i>Por línea imprimida (contactado).</i>	20
3.3.2. <i>Por sonda coaxial (contactado).</i>	20
3.3.3. <i>Por ranuras en el plano de masa (no contactado).</i>	20
3.3.4. <i>Acoplamiento por proximidad (no contactado).</i>	21
3.4. Análisis.....	21
3.4.1. <i>Modelo de la línea de transmisión.</i>	22
3.4.2. <i>Modelo de cavidad.</i>	23
3.4.3. <i>Soluciones de onda completa.</i>	24
3.4.4. <i>Método de los elementos finitos.</i>	24
3.5. Propiedades.	25
Capítulo 4. Análisis de una antena de banda ancha a 3.5 GHz.	26
4.1. Simulaciones de banda estrecha.....	26
4.1.1. <i>Dipolo a 2.4 GHz.</i>	28
4.1.2. <i>Dipolo de banda estrecha a 3.5 GHz.</i>	29
4.2. Simulaciones de banda ancha.....	31
4.2.1. <i>Antena de banda ancha a 2.2 GHz.</i>	31

4.2.2. Antena de banda ancha a 5.7 GHz.	33
4.2.3. Efecto de los parámetros.	35
4.3. Antena de banda ancha a 3.5 GHz.	36
4.3.1. Topología.	36
4.3.2. Antena de banda ancha a 3.5 GHz previa.	37
4.3.3. Primera realización: modificaciones en las longitudes.	39
4.3.4. Segunda realización: espaciados de cobre “reales”.	41
4.3.5. Tercera realización: nuevas dimensiones de los substratos y el plano de masa.	44
4.3.6. Cuarta realización: nueva línea de alimentación.	46
4.3.7. Medidas de campo cercano.	52
4.3.8. Medidas de campo lejano.	54
4.4. Conclusiones.	57
Capítulo 5. Formulación teórica de SAGE.	59
5.1. Modelo de canal.	59
5.2. Modelo de señal.	60
5.3. Efecto del sondador de canal.	60
5.4. Concepto general del algoritmo.	61
5.5. Espacio oculto de datos.	62
5.6. Paso Expectación E.	63
5.7. Paso Maximización M.	63
5.8. Inicialización.	65
Capítulo 6. Implementación de SAGE.	67
6.1. Estructura general.	67
6.2. Funciones.	67
6.2.1. Sage6D.m	68
6.2.2. TitleSage.m	69
6.2.3. EnterData.m.	69
6.2.4. str2int.m	69
6.2.5. ParamSage6D.m	69
6.2.6. Udirac6Dsim.m	69
6.2.7. Udirac6D.m.	70
6.2.8. PseudoISI.m.	71
6.2.9. Ang_argmax6D.m.	72
6.2.10. ZMLE6Ddopp.m	72
6.2.11. ZMLE6Dinit.m	73
6.2.12. Eraser.m.	73
Capítulo 7. Resultados del algoritmo implementado.	75
7.1. Simulaciones.	76
7.1.1. 2 trayectos.	76
7.1.2. 4 trayectos.	77
7.1.3. 10 trayectos.	79
7.1.4. 20 trayectos.	80
7.1.5. 30 trayectos.	81
7.1.6. 40 trayectos.	83
7.2. Tiempo de trabajo.	85
7.3. Iteraciones.	86

7.4. Conclusiones.....	88
Capítulo 8. Conclusiones.	90
Apéndices.	92
Apéndice I. Muestreo.	92
Apéndice II. Resultados.	93
Apéndice III. Scripts.....	100
Apéndice IV. Siglas.....	117
Apéndice V. Verosimilitud.....	118
Referencias.....	119
Agradecimientos.....	122

Lista de figuras.

Fig. 2.1 – Emisor vs Receptor	12
Fig. 2.2 – Estructura temporal de la adquisición de datos	13
Fig. 2.3 – Analizador de redes	15
Fig. 2.4 – Arco de la cámara de campo próximo.....	16
Fig. 2.5 – Emisor de la cámara anecoica centimétrica	16
Fig. 2.6 – Torre para el receptor de la cámara anecoica.....	17
Fig. 3.1 – Estructura de la antena microtira	18
Fig. 3.2 – Formas habituales del parche.....	18
Fig. 3.3 – Alimentación por línea imprimida	19
Fig. 3.4 – Alimentación por sonda coaxial.....	20
Fig. 3.5 – Alimentación por acoplamiento a través de una ranura	21
Fig. 3.6 – Alimentación por acoplamiento por proximidad	21
Fig. 3.7 – Modelo de la línea de transmisión	22
Fig. 3.8 – Efecto “fringing”.....	22
Fig. 3.9 – Carga y corriente en el modelo de cavidad resonante	23
Fig. 4.1 – Antena microtira con estructura dipolar.....	26
Fig. 4.2 – Antena microtira, vista superior, detalle del dipolo.....	27
Fig. 4.3 – Antena microtira, de frente, detalle del coaxial.....	27
Fig. 4.4 – Dimensiones de la estructura	27
Fig. 4.5 – Módulo, en dB, del s_{11} del dipolo a 2.4 GHz simulado	28
Fig. 4.6 – Fase, en grados, del s_{11} del dipolo a 2.4 GHz simulado	28
Fig. 4.7 – Carta de Smith del s_{11} del dipolo a 2.4 GHz simulado	29
Fig. 4.8 – Módulo, en dB, del s_{11} del dipolo a 3.5 GHz simulado	29
Fig. 4.9 – Fase, en grados, del s_{11} del dipolo a 3.5 GHz simulado	30
Fig. 4.10 – Carta de Smith del s_{11} del dipolo a 3.5 GHz simulado	30
Fig. 4.11 – Antena microtira banda ancha a 2.2 GHz	31
Fig. 4.12 – Antena microtira banda ancha a 2.2 GHz, vista superior	31
Fig. 4.13 – Módulo, en dB, del s_{11} de la antena banda ancha a 2.2 GHz simulada.....	32
Fig. 4.14 – Fase, en grados, del s_{11} de la antena banda ancha a 2.2 GHz simulada.....	32
Fig. 4.15 – Carta de Smith del s_{11} de la antena banda ancha a 2.2 GHz simulada.....	32
Fig. 4.16 – Diagrama de plano H de la antena banda ancha a 2.2 GHz simulada	33
Fig. 4.17 – Antena microtira banda ancha a 5.7 GHz	33
Fig. 4.18 – Antena microtira banda ancha a 5.7 GHz, vista superior	34
Fig. 4.19 – Módulo, en dB, del s_{11} de la antena banda ancha a 5.7 GHz simulada.....	34
Fig. 4.20 – Fase, en grados, del s_{11} de la antena banda ancha a 5.7 GHz simulada.....	34
Fig. 4.21 – Carta de Smith del s_{11} de la antena banda ancha a 5.7 GHz simulada.....	35
Fig. 4.22 – Diagrama de plano H de la antena banda ancha a 5.7 GHz simulada	35
Fig. 4.23 – Módulo, en dB, del s_{11} de la antena previa simulada para FR4 con $\epsilon_r = 4.3$ y $\text{tg}\delta = 0.01$	37
Fig. 4.24 – Fase, en grados, del s_{11} de la antena previa simulada para FR4 con $\epsilon_r = 4.3$ y $\text{tg}\delta = 0.01$	37
Fig. 4.25 – Módulo, en dB, del s_{11} de la antena previa simulada para FR4 con $\epsilon_r = 4.17$ y $\text{tg}\delta = 0.02$	38
Fig. 4.26 – Fase, en grados, del s_{11} de la antena previa simulada para FR4 con $\epsilon_r = 4.17$ y $\text{tg}\delta = 0.02$	38
Fig. 4.27 – Módulo, en dB, del s_{11} de la antena a 3.5 GHz v1 simulada	39
Fig. 4.28 – Fase, en grados, del s_{11} de la antena a 3.5 GHz v1 simulada	39
Fig. 4.29 – Carta de Smith del s_{11} de la antena a 3.5 GHz v1 simulada	40
Fig. 4.30 – Patrón de radiación de la antena a 3.5 GHz v1 simulada: cortes en plano E (rojo) y H (verde).....	40
Fig. 4.31 – Radiación 3D de la antena a 3.5 GHz v1 simulada.....	40
Fig. 4.32 – Módulo, en dB, del s_{11} de la antena a 3.5 GHz v2 simulada	41
Fig. 4.33 – Fase, en grados, del s_{11} de la antena a 3.5 GHz v2 simulada	42
Fig. 4.34 – Carta de Smith del s_{11} de la antena a 3.5 GHz v2 simulada	42
Fig. 4.35 – Patrón de radiación de la antena a 3.5 GHz v2 simulada: cortes en plano E (rojo) y H (verde).....	42
Fig. 4.36 – Radiación 3D de la antena a 3.5 GHz v2 simulada.....	43
Fig. 4.37 – Módulo, en dB, del s_{11} de la antena a 3.5 GHz realizada, v2, en el analizador de redes.....	43
Fig. 4.38 – Módulo, en dB, del s_{11} de la antena a 3.5 GHz v3 simulada	44
Fig. 4.39 – Fase, en grados, del s_{11} de la antena a 3.5 GHz v3 simulada	45
Fig. 4.40 – Carta de Smith del s_{11} de la antena a 3.5 GHz v3 simulada	45
Fig. 4.41 – Patrón de radiación de la antena a 3.5 GHz v3 simulada: cortes en plano E (rojo) y H (verde).....	45
Fig. 4.42 – Radiación 3D de la antena a 3.5 GHz v3 simulada.....	46
Fig. 4.43 – Perfil de la antena a 3.5 GHz con los parches dentro de la espuma.....	47
Fig. 4.44 – Módulo, en dB, del s_{11} de la antena a 3.5 GHz de parches introducidos simulada	47
Fig. 4.45 – Fase, en grados, del s_{11} de la antena a 3.5 GHz de parches introducidos simulada	47
Fig. 4.46 – Carta de Smith del s_{11} de la antena a 3.5 GHz de parches introducidos simulada	48
Fig. 4.48 – Radiación 3D de la antena a 3.5 GHz de parches introducidos simulada	48
Fig. 4.49 – Línea de alimentación con stubs	49

Fig. 4.50 – Módulo, en dB, del s_{11} de la antena a 3.5 GHz con stubs simulada.....	50
Fig. 4.51 – Fase, en grados, del s_{11} de la antena a 3.5 GHz con stubs simulada.....	50
Fig. 4.52 – Carta de Smith del s_{11} de la antena a 3.5 GHz con stubs simulada.....	50
Fig. 4.53 – Patrón de radiación de la antena a 3.5 GHz con stubs simulada: cortes en plano E (rojo) y H (verde) .	51
Fig. 4.54 – Radiación 3D de la antena a 3.5 GHz con stubs simulada.....	51
Fig. 4.55 – Antena a 3.5 GHz con stubs realizada.....	51
Fig. 4.56 – Módulo, en dB, del s_{11} de la antena a 3.5 GHz con stubs realizada, en el analizador de redes.....	52
Fig. 4.57 – Campo eléctrico cercano, corte en plano H, 8 modos	53
Fig. 4.58 – Campo eléctrico cercano, corte en plano E, 8 modos.....	53
Fig. 4.59 – Campo eléctrico cercano, corte en plano H, todos los modos.....	53
Fig. 4.60 – Campo eléctrico cercano, corte en plano E, todos los modos	54
Fig. 4.61 – 4 componentes de radiación de la antena, medidos a 3.45 GHz.....	54
Fig. 4.62 – 4 componentes de radiación de la antena, medidos a 3.50 GHz.....	55
Fig. 4.63 – 4 componentes de radiación de la antena, medidos a 3.55 GHz.....	55
Fig. 4.64 – 4 componentes de radiación del array, medidos a 3.45 GHz.....	56
Fig. 4.65 – 4 componentes de radiación del array, medidos a 3.50 GHz.....	56
Fig. 4.66 – 4 componentes de radiación del array, medidos a 3.55 GHz.....	56
Fig. 4.67 – Array transmisor, vista delantera	57
Fig. 4.68 – Array transmisor, vista trasera	57
Fig. 4.69 – Array receptor, vista trasera	57
Fig. 5.1 – Entorno móvil radio	59
Fig. 5.2 – Diagrama de flujo del algoritmo SAGE.....	62
Fig. 5.3 – Implementación de la función z.....	64
Fig. 6.1 – Función tipo sinc 	70
Fig. 6.2 – Función delta estimada.....	70
Fig. 6.3 – Umbrales sobre la señal recibida.....	71
Fig. 6.4 – Detalle ampliación del umbral general	71
Fig. 6.5 – Integración por el método de los trapecios compuestos.....	73
Fig. 7.1 – Disposición de los arrays de antenas sobre el plano YZ	75
Fig. 7.2 – Señal recibida vs Señal estimada. 2 trayectos, 2 iteraciones.....	76
Fig. 7.3 – Reales (o) vs Estimados (*): ElevaciónOA, AzimutOA. 2 trayectos, 2 iteraciones	76
Fig. 7.4 – Reales (o) vs Estimados (*): retardo, AzimutOA. 2 trayectos, 2 iteraciones.....	77
Fig. 7.5 – Reales (o) vs Estimados (*): retardo, Doppler. 2 trayectos, 2 iteraciones	77
Fig. 7.6 – Señal recibida vs Señal estimada: 4 trayectos, 2 iteraciones	77
Fig. 7.7 – Reales (o) vs Estimados (*): ElevaciónOA, AzimutOA. 4 trayectos, 2 iteraciones	78
Fig. 7.8 – Reales (o) vs Estimados (*): retardo, AzimutOA. 4 trayectos, 2 iteraciones.....	78
Fig. 7.9 – Reales (o) vs Estimados (*): retardo, Doppler. 4 trayectos, 2 iteraciones	78
Fig. 7.10 – Señal recibida vs Señal estimada: 10 trayectos, 2 iteraciones	79
Fig. 7.11 – Reales (o) vs Estimados (*): ElevaciónOA, AzimutOA. 10 trayectos, 2 iteraciones	79
Fig. 7.12 – Reales (o) vs Estimados (*): retardo, AzimutOA. 10 trayectos, 2 iteraciones.....	79
Fig. 7.13 – Reales (o) vs Estimados (*): retardo, Doppler. 10 trayectos, 2 iteraciones.....	80
Fig. 7.14 – Señal recibida vs Señal estimada: 20 trayectos, 2 iteraciones	80
Fig. 7.15 – Reales (o) vs Estimados (*): ElevaciónOA, AzimutOA. 20 trayectos, 2 iteraciones	80
Fig. 7.16 – Reales (o) vs Estimados (*): retardo, AzimutOA. 20 trayectos, 2 iteraciones.....	81
Fig. 7.17 – Reales (o) vs Estimados (*): retardo, Doppler. 20 trayectos, 2 iteraciones.....	81
Fig. 7.18 – Señal recibida vs Señal estimada: 30 trayectos, 2 iteraciones	81
Fig. 7.19 – Reales (o) vs Estimados (*): ElevaciónOA, AzimutOA. 30 trayectos, 2 iteraciones	82
Fig. 7.20 – Reales (o) vs Estimados (*): retardo, AzimutOA. 30 trayectos, 2 iteraciones.....	82
Fig. 7.21 – Reales (o) vs Estimados (*): retardo, Doppler. 30 trayectos, 2 iteraciones.....	82
Fig. 7.22 – Señal recibida vs Señal estimada: 40 trayectos, 2 iteraciones	83
Fig. 7.23 – Reales (o) vs Estimados (*): ElevaciónOA, AzimutOA. 40 trayectos, 2 iteraciones	83
Fig. 7.24 – Reales (o) vs Estimados (*): retardo, AzimutOA. 40 trayectos, 2 iteraciones.....	84
Fig. 7.25 – Reales (o) vs Estimados (*): retardo, Doppler. 40 trayectos, 2 iteraciones.....	84
Fig. 7.26 – Señal recibida vs Señales estimadas: 20 trayectos.....	87
Fig. 7.27 – Reales (o) vs Estimados 1 (*) y 10 (+) iteraciones: ElevaciónOA, AzimutOA. 20 trayectos.....	87
Fig. 7.28 – Reales (o) vs Estimados 1 (*) y 10 (+) iteraciones: retardo, AzimutOA. 20 trayectos	88
Fig. 7.29 – Reales (o) vs Estimados 1 (*) y 10 (+) iteraciones: retardo, Doppler. 20 trayectos.....	88

Lista de tablas.

Tabla 2.1 – Características de la tarjeta de adquisición	14
Tabla 2.2 – Tiempos y resoluciones de la medida	14
Tabla 2.3 – Características según la configuración de medida.....	14
Tabla 2.4 – Especificaciones principales del analizador de redes HP 8753D	15
Tabla 4.1 – Dimensiones del dipolo a 2.4 GHz.....	28
Tabla 4.2 – Valores comparativos entre las simulaciones 2D, 3D y la realización del dipolo a 2.4 GHz.....	29
Tabla 4.3 – Dimensiones del dipolo a 3.5 GHz.....	29
Tabla 4.4 – Valores comparativos entre las simulaciones 2D, 3D y la realización del dipolo a 3.5 GHz.....	30
Tabla 4.5 – Dimensiones de la antena banda ancha a 2.2 GHz	32
Tabla 4.6 – Valores comparativos entre las simulaciones 2D, 3D y la realización de la antena a 2.2 GHz.....	33
Tabla 4.7 – Dimensiones de la antena banda ancha a 5.7 GHz	34
Tabla 4.8 – Valores comparativos entre las simulaciones 2D y 3D de la antena a 5.7 GHz	35
Tabla 4.9 – Dimensiones de la antena previa	37
Tabla 4.10 – Valores comparativos entre las simulaciones 2D, 3D y realización de la antena previa	38
Tabla 4.11 – Dimensiones de la antena a 3.5 GHz realizada, v1.....	39
Tabla 4.12 – Resultados numéricos de la antena a 3.5 GHz v1 simulada	41
Tabla 4.13 – Dimensiones de la antena a 3.5 GHz realizada, v2.....	41
Tabla 4.14 – Resultados numéricos de la antena a 3.5 GHz v2 simulada	43
Tabla 4.15 – Dimensiones de la antena a 3.5 GHz realizada, v3.....	44
Tabla 4.16 – Resultados numéricos de la antena a 3.5 GHz v3 simulada	46
Tabla 4.17 – Dimensiones de la antena a 3.5 GHz con parches introducidos en la espuma	47
Tabla 4.18 – Resultados numéricos de la antena a 3.5 GHz de parches introducidos simulada.....	49
Tabla 4.19 – Dimensiones de la antena a 3.5 GHz con stubs realizada.....	49
Tabla 4.20 – Resultados numéricos de la antena a 3.5 GHz con stubs simulada	51
Tabla 4.21 – Características de radiación de la antena, medidas para 3.45, 3.50 y 3.55 GHz	55
Tabla 4.22 – Características de radiación del array, medidas para 3.45, 3.50 y 3.55 GHz	57
Tabla 7.1 – Parámetros de las condiciones de trabajo	75
Tabla 7.2 – Parámetros de precisión de búsqueda	75
Tabla 7.3 – Errores proporcionales entre parámetros reales y estimados	85
Tabla 7.4 – Tiempos de simulación, para diversos trayectos e iteraciones	86
Tabla 7.5 – Tiempos de simulación por iteración y trayecto	86
Tabla AII.1 – Parámetros reales, 2 trayectos, 2 iteraciones.....	93
Tabla AII.2 – Parámetros estimados, 2 trayectos, 2 iteraciones.....	93
Tabla AII.3 – Parámetros reales, 4 trayectos, 2 iteraciones.....	93
Tabla AII.4 – Parámetros estimados, 4 trayectos, 2 iteraciones.....	93
Tabla AII.5 – Parámetros reales, 10 trayectos, 2 iteraciones.....	94
Tabla AII.6 – Parámetros estimados, 10 trayectos, 2 iteraciones.....	94
Tabla AII.7 – Parámetros reales, 20 trayectos, 2 iteraciones.....	95
Tabla AII.8 – Parámetros estimados, 20 trayectos, 2 iteraciones.....	95
Tabla AII.9 – Parámetros reales, 30 trayectos, 2 iteraciones.....	96
Tabla AII.10 – Parámetros estimados, 30 trayectos, 2 iteraciones.....	97
Tabla AII.11 – Parámetros reales, 40 trayectos, 2 iteraciones.....	98
Tabla AII.12 – Parámetros estimados, 40 trayectos, 2 iteraciones.....	99

Capítulo 1. Introducción.

1.1. Contexto.

La explosión de las comunicaciones inalámbricas, la demanda de estos sistemas, desde las limitadas comunicaciones móviles radiocelulares analógicas del principio al requerimiento de transmisión de datos y servicios multimedia de la actualidad, han provocado el desarrollo de sistemas que tratan de mantener una alta tasa de transmisión a la vez que una elevada calidad de servicio.

Una de las soluciones para aumentar la eficiencia del uso del canal es la tecnología MIMO (Multiple-Input Multiple-Output), donde se emplean arrays de antenas tanto en transmisión como en recepción, explotando la propagación multirrayecto, la dimensión espacial para transmitir información.

Como en todo sistema en análisis y desarrollo, el estudio del canal de propagación es básico. Como acabamos de indicar, no es suficiente con una caracterización clásica limitada al dominio del tiempo, sino que es necesario extenderse al dominio espacial, del cual dependen muchas características de funcionamiento de estos sistemas.

Así, para medir el canal MIMO se emplea un sondador de canal (channel sounder). Este instrumento es particularmente importante para nosotros debido a que es el eje de las 2 etapas de este proyecto de caracterización y modelado del canal MIMO: el diseño y realización de un array para las medidas de propagación MIMO y la optimización de un algoritmo para estimar los parámetros del canal a partir de la señal capturada.

1.2. Objetivos.

En este proyecto perseguimos 2 objetivos a priori diferentes: desarrollar una antena y programar un algoritmo, que en realidad son partes de un todo, la caracterización del canal MIMO.

En primer lugar, llevaremos a cabo un estudio bibliográfico sobre la tecnología de implementación de la antena a fabricar, la tecnología microtira (microstrip), para después aplicar los conocimientos adquiridos en el diseño, a través del software HFSS [1], de una antena y array de antenas a 3.5 GHz. Una vez determinado un diseño óptimo, será implementada y medida en cámaras anecoicas para verificar su corrección.

En segundo lugar, realizaremos un estudio bibliográfico de la estimación de los parámetros del canal de propagación, para después adaptar y optimizar el algoritmo SAGE (Space Alternating Generalized Expectation-maximization) a nuestras medidas. Esta parte está encuadrada dentro del proyecto regional SIMPAA2, dentro de la red nacional francesa de búsqueda en telecomunicaciones con el objetivo de estudiar y realizar un simulador material del canal de propagación.

En aplicaciones de procesamiento de señal, como esta búsqueda de parámetros, donde hay datos perdidos o no se puede acceder a todos los datos, aplicar una estimación directa como el criterio de Máxima Verosimilitud (ML, Maximum Likelihood) es imposible debido a su alta complejidad. Una solución es aplicar el concepto de ML de un modo iterativo. Aquí es donde aparece SAGE, que es una extensión del método clásico Expectation-Maximization, EM, que encontramos explicado en [2].

1.3. Trabajo previo.

Este proyecto supone la continuación de 2 trabajos realizados bajo el amparo del IETR [3], Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes, dentro del INSA de Rennes [4], Institut National des Sciences Appliquées.

El primero de estos trabajos es el realizado por Alaeddine Al-Fawal en la concepción y realización de antenas para las medidas de propagación y transmisión en [5], donde aborda el desarrollo de antenas de banda estrecha a 2.4, 3.5 y 5.7 GHz y de banda ancha a 2.2, 3.5 y 5.7 GHz en tecnología microtira. Este trabajo estuvo encuadrado dentro de los proyectos regionales SIMPAA y ANVAR, con el objetivo de la realización de antenas para la medida y la transmisión en las bandas ISM, WLAN e HIPERLAN/2.

El segundo es el desempeñado por Ulrich Cocault en la implementación de una versión de SAGE para la estimación de los parámetros de retardo, azimut de llegada, elevación de llegada y amplitud compleja [6]. Este trabajo también estuvo encuadrado dentro del proyecto SIMPAA.

1.4. Entorno de trabajo.

El INSA de Rennes es una de las grandes escuelas de ingenieros francesas. Además de un centro de formación de más de 1500 estudiantes es un centro de investigación con 7 laboratorios y 2 escuelas doctorales.

El laboratorio IETR-INSA comprende, entre otras, las tareas de modelado y optimización electromagnética, antenas multibanda, técnicas y sistemas de comunicación de alta velocidad o modelado y caracterización del canal de propagación.

Se encuentra dividido en 5 grupos de trabajo: antenas e hiperfrecuencias, automática y comunicación, comunicaciones por propagación radar, imagen y teledetección y microelectrónica; participa en proyectos nacionales franceses (Commindor, SIMPAA, etc.), proyectos internacionales (IST Matrice, IST 4 More) y en colaboraciones internacionales e institucionales.

Por otro lado, el SiCoMo [7] es el grupo de investigación de sistemas de comunicaciones móviles de la UPCT, Universidad Politécnica de Cartagena.

Su trabajo se desarrolla en torno a 3 líneas de investigación principales: el desarrollo e implementación de modelos de propagación electromagnéticos para la predicción de parámetros para el canal de radiocomunicaciones, la toma de medidas

experimentales del canal de radiocomunicaciones y el desarrollo de aplicaciones informáticas basadas en sistemas de información geográfica para la planificación de sistemas de comunicaciones móviles.

Es por esto que gran parte de los modelos, medidas y proyectos que actualmente en él se realizan están centrados en MIMO.

1.5. Estructura del proyecto.

La estructura del informe va a estar dividida en 3 partes: la primera referente al equipamiento, la segunda referente a la antena realizada y una última con el algoritmo programado.

Tras este **capítulo 1** de introducción sobre las necesidades de este proyecto, empezaremos su desarrollo en el **capítulo 2** mostrando el funcionamiento y las características de los aparatos de medida empleados: analizador de redes, cámaras anecoicas y sondador de canal, centrados en este último.

En los capítulos 3 y 4, que componen la segunda parte, abordaremos el desarrollo de la antena de banda ancha. En el **capítulo 3** se hará un repaso sobre la teoría referente a antenas impresas: estructuras, substratos, alimentaciones, modelos y propiedades, mientras que en el **capítulo 4** se centrará en los pasos para su realización: simulaciones previas para verificar resultados anteriores, diferentes versiones de la antena y medidas.

Los capítulos 5, 6 y 7, la tercera parte, los emplearemos para exponer el algoritmo SAGE y su programación. En el **capítulo 5** se hará un análisis de las señales que representan el canal MIMO y el sondador de canal y un repaso teórico de SAGE en su concepto y sus puntos principales. En el **capítulo 6** abordaremos en detalle su implementación en MATLAB, cuyos resultados veremos en el **capítulo 7**.

Por último, sin contar los anexos con scripts, tablas de resultados, siglas y otras aclaraciones, el último capítulo, el **capítulo 8**, será para la conclusión sobre los resultados obtenidos y la experiencia adquirida.

Capítulo 2. Sondador de canal y otros aparatos de medida.

Antes de comenzar a desarrollar el trabajo realizado es necesario hacer referencia a los aparatos de medida empleados: el sondador de canal, el analizador de redes y las cámaras anecoicas.

2.1. Sondador de canal.

Su función es medir la respuesta del canal y hacer visible, por medio de algoritmos programados con tal fin, todos los trayectos posibles de una señal propagada de radiofrecuencia. Para ello genera una señal periódica de referencia $x(t)$ formada por una repetición de impulsos $a(t)$, de tal manera que al receptor llega:

$$y(t) = \left(\int_{-\infty}^{\infty} h(t, \tau) x(t - \tau) \right) * f(t) * \tilde{a}(t) + n(t) \quad (2.1)$$

es decir, la convolución entre la respuesta impulsional del canal, $h(t, \tau)$, la señal de referencia, la señal de filtrado (incluye todas las distorsiones lineales), $f(t)$, y una estimación del tren de pulsos, $\tilde{a}(t)$, en presencia de ruido blanco Gaussiano, $n(t)$.



Fig. 2.1 – Emisor vs Receptor

Se puede observar el sondador de canal empleado, del INSA de Rennes, en Fig. 2.1, el cual fue diseñado por Ronan Cosquer en [8]; trabaja con una técnica combinada de adquisición de señal en banda ancha (para la conversión digital-analógica y analógica-digital) y división del espectro (para aprovechar las características del filtrado adaptado).

Para transmitir se emplea un señal pseudoaleatoria, estando el tiempo total de la medida determinado por los casos extremos de las duraciones de las respuestas impulsionales reflejadas en la literatura: 1 μ s para entorno indoor, 2 μ s para urbano en microceldas, 10 μ s para urbano macroceldas y 20-40 μ s para suburbano montañoso.

La función más interesante, desde el punto de vista de este proyecto, es la de adquisición, que se realiza en modo TDM (Time Domain Multiplexing) con la estructura que se observa en Fig. 2.2:

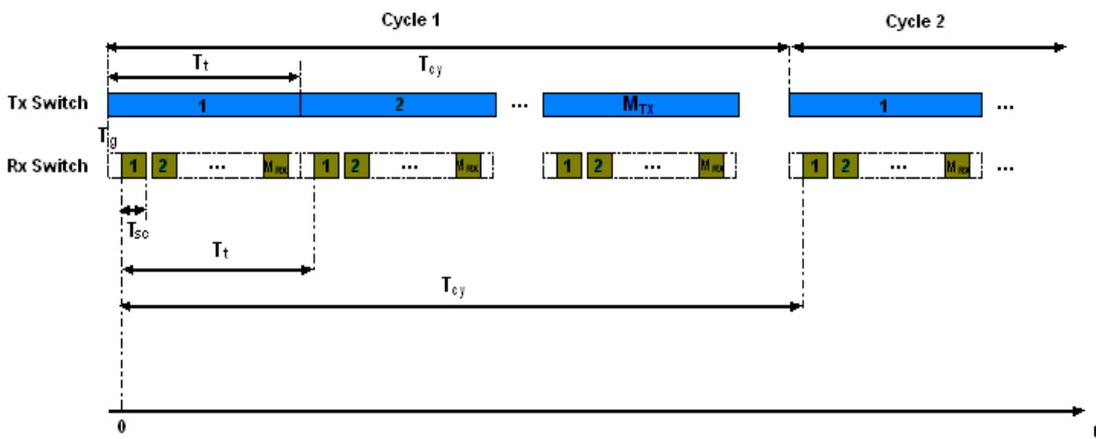


Fig. 2.2 – Estructura temporal de la adquisición de datos

Para mantener la sincronización entre transmisor y receptor, los códigos pseudoaleatorios de ambos se lanzan a la vez.

En el array de transmisión de M_{TX} antenas, cada una emite sucesivamente durante un tiempo de transmisión T_t . El tiempo entre 2 emisiones de la misma antena es el período de ciclo, T_{cy} , donde cada ciclo es una repetición necesaria de la medida, ver **Apéndice I. Muestreo**, para poder detectar el desplazamiento Doppler. Por tanto, el tiempo total de transmisión es $I \cdot T_{cy}$, con I el número total de ciclos. Se cumple:

$$T_{cy} \geq M_{TX} T_t \quad (2.2)$$

Durante el T_t de cada antena transmisora, se activan sucesivamente las antenas del array receptor durante un tiempo de escaneo T_{sc} , existiendo una pequeña separación entre estos intervalos. Antes de comenzar la recepción se aplica un tiempo de guarda T_g . Se cumple:

$$T_t \geq M_{RX} T_{sc} \quad (2.3)$$

Por último, en tablas Tabla 2.1 a 2.3 procedentes de [8] se muestran las principales características técnicas del sondador utilizado:

Nº bits	8	Frecuencia muestreo	2 GHz
Nº bits efectivos	6.2	Precisión muestreo	±10 ps
Banda pasante -3dB	500 MHz	Datos transferidos	100 Mbytes/s

Tabla 2.1 – Características de la tarjeta de adquisición

T_{medida}, 2.2 GHz, ± 1º Resolución_{fase}	1.6 s	T_{medida}, 3.5 GHz, ± 1º Res._{fase}	0.9 s
T_{medida}, 2.2 GHz, ± 10º Res._{fase}	15.8 s	T_{medida}, 3.5 GHz, ± 10º Res._{fase}	9.9 s
T_{medida}, 2.2 GHz, ± 90º Res._{fase}	142.0 s	T_{medida}, 3.5 GHz, ± 90º Res._{fase}	89.0 s
T_{medida} máximo	3 h 28 min	Resolución temporal	11.9 ns
Doppler_{mínimo} 2.2 GHz	0.0018 Hz	SNR dinámica	50 dB
Doppler_{mínimo} 3.5 GHz	0.0028 Hz	SNR potencia	150 dB

Tabla 2.2 – Tiempos y resoluciones de la medida

Configuración	Tasa (Mbits/s)	T_t (µs)	T_{cy} (µs)	Doppler_{max} (km/h)
1 x 8	100	10.23	1637	300
	100	5.11	818	600
	50	20.46	1637	300
	50	10.22	818	600
	50	5.10	408	1203
4 x 4	100	10.23	3274	150
	100	5.11	1635	300
	50	20.46	3274	150
	50	10.22	1635	300
	50	5.10	816	600
4 x 8	100	10.23	6547	75
	100	5.11	3270	150
	50	20.46	6547	75
	50	10.22	3270	150
	50	5.10	1632	300
1 x 16	100	5.11	1635	150
	100	2.55	816	300
	100	2.17	406	601
4 x 16	100	5.11	6540	75
	100	2.55	3264	150
	100	2.17	1625	302

Tabla 2.3 – Características según la configuración de medida

2.2. Analizador de redes.

Es el instrumento de radiofrecuencia que nos permite medir varios parámetros, sobre todo los de Scattering “S”, de un circuito o dispositivo, al que el instrumento ve como una red de 2 puertos, o del canal radio.

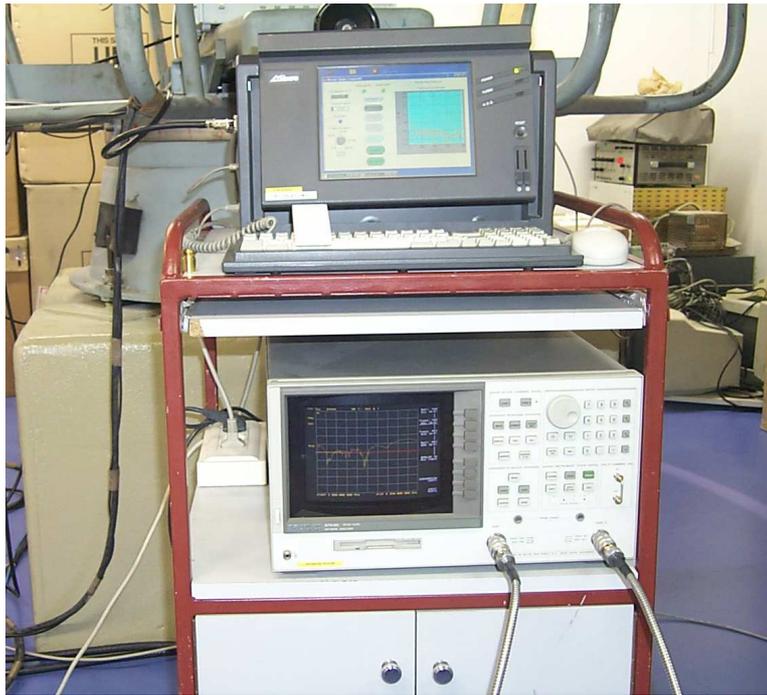


Fig. 2.3 – Analizador de redes

El analizador del INSA de Rennes que hemos manejado es el HP 8753D, mostrado en Fig. 2.3 y cuyas especificaciones principales se resumen en Tabla 2.4; su función ha sido la de medir el parámetro s_{11} de las antenas implementadas para verificar la bondad de los diseños realizados en HFSS.

Rango de frecuencia de trabajo	30 KHz a 3 GHz (extensible hasta 6 GHz)
Resolución frecuencia	1 Hz
Rango de potencia	-85 dBm a 10 dBm
Rango dinámico	115 dB
Resolución potencia	0.05 dB
Rango de barrido	25 dB
Impedancia	50 Ω

Tabla 2.4 – Especificaciones principales del analizador de redes HP 8753D

2.3. Cámaras anecoicas.

Una cámara anecoica es un recinto diseñado para poder simular en su interior las condiciones de espacio libre evitando las interferencias. Está formado por una envolvente de Faraday, que es una estructura metálica que atenúa los campos incidentes (del exterior al interior y viceversa), y materiales absorbentes electromagnéticos que recubren el recinto, de modo que evitan posibles reflexiones y hacen que los campos generados actúen como si “no existiesen” las paredes.

En este proyecto hemos utilizado las 2 cámaras que se exponen brevemente a continuación para obtener los diagramas de radiación de la antena y el array de antenas realizados.



Fig. 2.4 – Arco de la cámara de campo próximo

2.3.1. Base de medidas de campo próximo.

Es la cámara anecoica perteneciente al INSA. Tiene una banda de funcionamiento entre 0.8 GHz y 6 GHz con una dinámica de medida de 70 dB.

Con unas medidas de 3 x 3.70 x 3 m (largo, alto y ancho), dispone de un arco, visto en Fig. 2.4, de 1.6 m de diámetro sobre el que se dispone una red de 32 sondas bipolarizadas que giran en torno a la antena, de tal manera que se calculan rápidamente diagramas de campo E en condiciones de campo próximo.

Por el contrario, los resultados obtenidos no son extremadamente precisos.

2.3.2. Cámara centimétrica.

Es una de las cámaras anecoicas pertenecientes al IETR [9]. Tiene una banda de funcionamiento entre 0.8 GHz y 18 GHz.

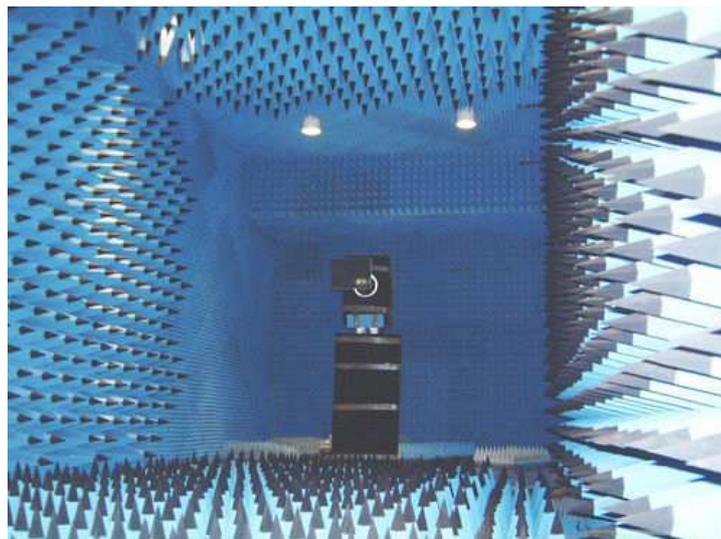


Fig. 2.5 – Emisor de la cámara anecoica centimétrica

Con unas medidas de 4.55 x 4.55 x 13.8 m (largo, alto y ancho), 3.2 x 3.2 x 12.7 m considerando los materiales absorbentes, y distancia emisor (con una torreta de 1 eje), en Fig. 2.5, a receptor (con una torreta de 3 ejes), en Fig. 2.6, posible entre 2 y 11 m, permite

medidas precisas de amplitud y fase de los diagramas de radiación de los campos E y H, medidas de ganancia y de polarización.

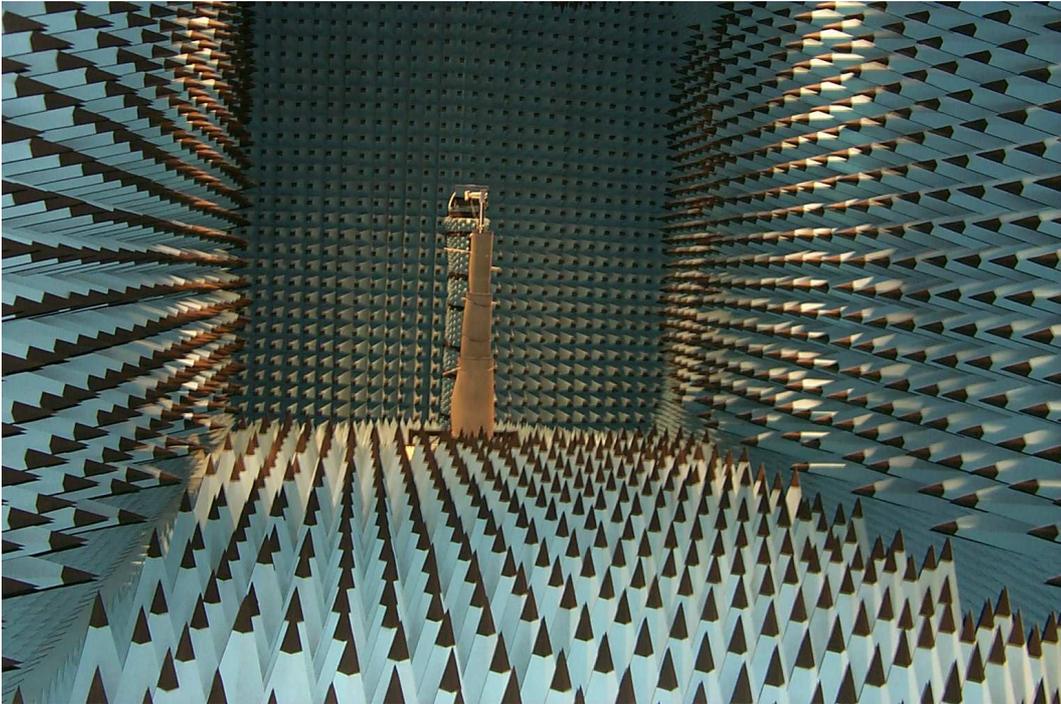


Fig. 2.6 – Torre para el receptor de la cámara anecoica.

Capítulo 3. Antenas microtira.

Tras la presentación del sondador de canal, en este segundo bloque del informe mostramos la antena realizada de 3.5 GHz, y el array formado a partir de dicha antena, destinada a campañas de medida MIMO.

En primer lugar introducimos teóricamente la tecnología de antenas empleada, la de antenas imprimidas microtira.

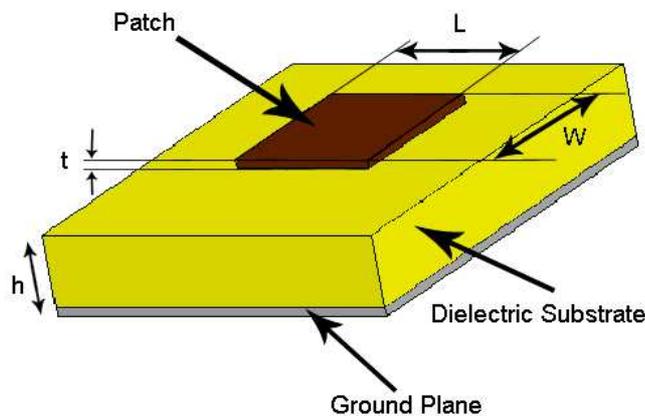


Fig. 3.1 – Estructura de la antena microtira

3.1. Antenas microtira.

Una antena impresa de tipo parche o microtira [10] [11] [12], como el ejemplo de Fig. 3.1, está constituida por un parche conductor radiante colocado en un lado de un fino substrato dieléctrico que tiene un plano de masa en el otro, diseñado tal que la máxima radiación es normal al plano del parche.

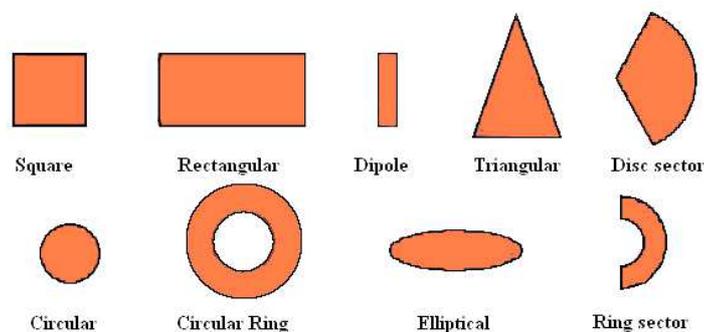


Fig. 3.2 – Formas habituales del parche

El parche puede tener cualquier forma aunque, por razones de simplicidad, normalmente es: cuadrado, rectangular, dipolo, circular, sector circular, anillo, sector de anillo, elíptico o triangular, tal como se ve en Fig. 3.2.

Sobre las dimensiones, el grosor del parche es mucho menor que la longitud de onda ($t \ll \lambda_0$) y el grosor del sustrato es mayor que el del parche ($0.003 \cdot \lambda_0 \leq h \leq 0.05 \cdot \lambda_0$).

3.2. Substratos.

Las permitividades relativas de la mayoría de sustratos, ϵ_r , varían entre 1 y 12.

Si se aumenta el espesor del sustrato y disminuye la permitividad se agranda el ancho de banda y se mejora la eficacia, en cambio la radiación es peor y el volumen de la antena aumenta. Si el objetivo es que funcione como antena, lo más interesante es un sustrato fino eléctricamente con una permitividad baja, como se analiza experimentalmente en [13].

Este efecto se explica porque si se reduce el espesor la corriente en el parche se sitúa muy cerca de su imagen negativa, por la proximidad del plano de masa, lo que causa una cantidad grande de energía almacenada bajo el parche y se evitan las fugas y las ondas superficiales.

El sustrato de base empleado en las antenas de este proyecto es el FR4, cuyas características se analizan en [14]. En las estructuras multicapa se emplea FR4 para el sustrato de la alimentación, mientras que para los dipolos se elige una espuma dieléctrica de muy baja permitividad, para mejorar la ganancia y el ancho de banda, como hemos dicho, como el HF 51 de Rohacell [15].

3.3. Métodos de alimentación.

Los métodos de alimentación de las antenas microtira pueden clasificarse en contactados, donde se emplea un elemento conector para transmitir la potencia de RF, y no contactados, donde se crea un campo electromagnético de acoplamiento para transferir la potencia entre la línea y el parche. Los más utilizados son alimentación por línea imprimida, por sonda coaxial, por ranura en el plano de masa y acoplamiento por proximidad, que explicamos a continuación.

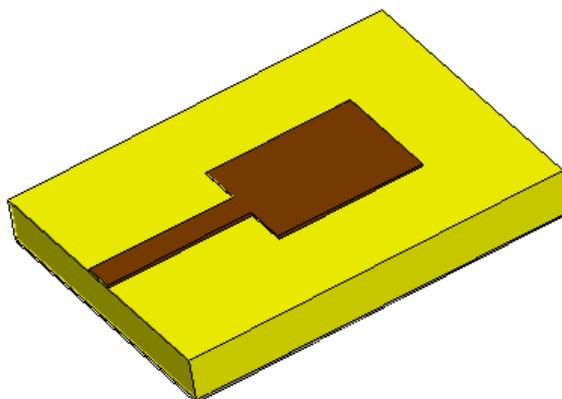


Fig. 3.3 – Alimentación por línea imprimida

3.3.1. Por línea imprimida (contactado).

Como se ve en Fig. 3.3, una línea conductora se conecta al borde del parche, de ancho mucho mayor.

Sus ventajas son que es un modelo simple, fácil de fabricar, donde la línea se realiza de igual manera que el parche, resultando una estructura planar, en la que con la posición de inserción de la línea se controla la impedancia. La principal desventaja es que se aumenta el espesor, por lo que aumentan las fugas y las ondas superficiales.

3.3.2. Por sonda coaxial (contactado).

Como se ve en Fig. 3.4, el coaxial exterior está en contacto con el plano de masa, mientras que el coaxial interior atraviesa el dieléctrico y entra en contacto con el parche.

Las ventajas son que es un esquema fácil de fabricar, reduce la radiación parásita, donde la posibilidad de posiciones de la sonda otorga libertad para conseguir la impedancia deseada. Por el contrario, es difícil de modelar con precisión y reduce el ancho de banda.

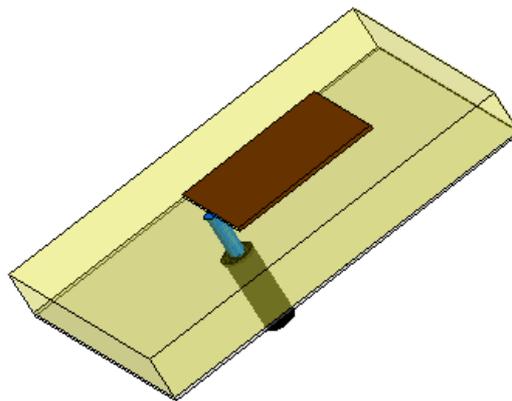


Fig. 3.4 – Alimentación por sonda coaxial

3.3.3. Por ranuras en el plano de masa (no contactado).

Como se ve en Fig. 3.5, la línea de alimentación y el parche están separados por un plano de masa con ranura, que realiza el acoplamiento.

La ranura está centrada bajo el parche y, debido a la simetría de la estructura, permite baja polarización cruzada; sin embargo, su fabricación se complica al ser una estructura multicapa, que, además, aumenta el espesor, aunque el ancho de banda se estrecha.

El diseño óptimo de estas antenas se trata en [16]. Generalmente, se emplea un sustrato con altas propiedades dieléctricas para la capa inferior y uno estrecho y de bajas propiedades en la capa superior para optimizar la radiación del parche. El acoplamiento se controla con las medidas de la apertura.

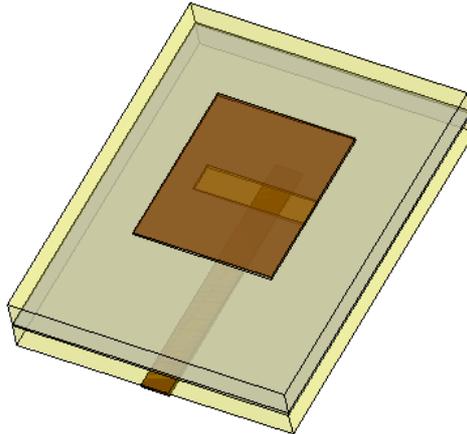


Fig. 3.5 – Alimentación por acoplamiento a través de una ranura

3.3.4. Acoplamiento por proximidad (no contactado).

Como se ve en Fig. 3.6, la línea de alimentación se encuentra entre los 2 sustratos dieléctricos mientras que el parche se encuentra sobre el sustrato superior.

Este esquema elimina la radiación parásita y, como aumenta el espesor total, aumenta el ancho de banda (más del doble que para las otras técnicas); además, se pueden controlar las constantes de ambos dieléctricos para optimizar, mediante el inferior, el acoplamiento y, mediante el superior, la radiación del parche. Por el contrario, el volumen aumenta y es difícil de fabricar, por ser multicapa.

Dependiendo del punto de inserción en la línea del conector por el que se le suministra la energía, una parte de la línea se puede utilizar como un stub para adaptar la impedancia de la antena.

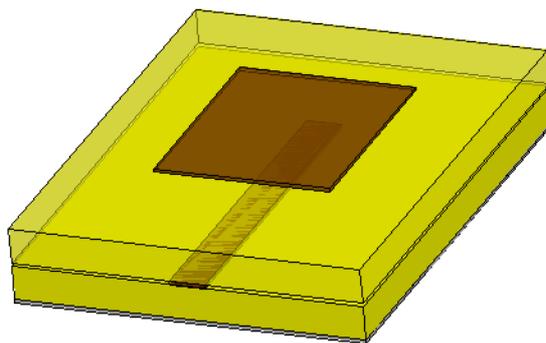


Fig. 3.6 – Alimentación por acoplamiento por proximidad

3.4. Análisis.

El análisis de las antenas microtira es complicado por las diferentes alimentaciones, configuraciones de parche, estructuras de capas, no homogeneidades y radiaciones que se presentan. Por ello, se aplican métodos que modelan el funcionamiento de estas antenas para un análisis más simple.

3.4.1. Modelo de la línea de transmisión.

En este caso la antena microtira se representa por 2 guías o 2 aperturas de ancho W y altura h separadas por una línea de transmisión de baja impedancia de longitud L .

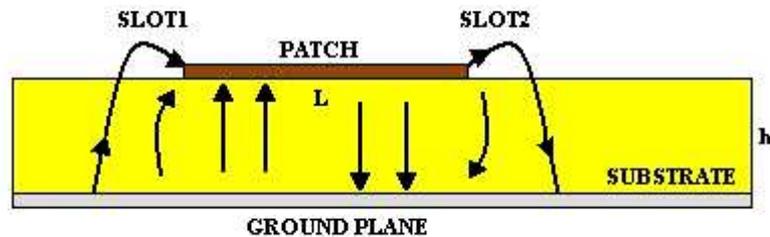


Fig. 3.7 – Modelo de la línea de transmisión

De Fig. 3.7, las líneas de campo salen fuera del sustrato por culpa de las dimensiones finitas del parche, en las discontinuidades de la estructura; esto se conoce como el efecto de fringing. La consecuencia es que donde se “escapa” este campo alarga eléctricamente el parche, de manera que la longitud efectiva es, tal como en Fig. 3.8:

$$L_{ef} = L + 2\Delta L \quad (3.1)$$

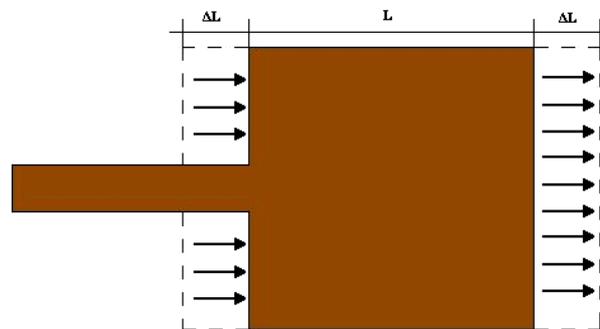


Fig. 3.8 – Efecto “fringing”

De igual modo, aparece un constante dieléctrica efectiva, comprendida entre valores $1 < \epsilon_{ef} < \epsilon$. Tiene el sentido de un “promedio” entre los 2 dieléctricos que atraviesa el campo, el sustrato y el aire.

Los cálculos de L_{ef} y ϵ_{ef} , las ecuaciones y un análisis más profundo se realiza en [11], dependen de la relación entre la altura del sustrato, h , y la anchura del parche, W . La frecuencia resonante del parche, a su vez, depende de estos parámetros:

$$f_r = \frac{c}{L_{ef} \sqrt{\epsilon_{ef}}} \quad (3.2)$$

Considerando este modelo, el circuito equivalente está formado por 2 admitancias equivalentes en paralelo (la parte resistiva refleja las pérdidas de radiación y la capacitiva la discontinuidad) separadas por una línea de transmisión de longitud L .

La longitud del parche se elige buscando una inversión de fase, tal que la radiación de las ranuras se suma en fase. Teniendo en cuenta la variación de longitud que se introducirá, el valor suele ser algo diferente a $\lambda/2$.

Desde el punto de vista de la radiación, cada ranura tiene una distribución de campo uniforme. Como la antena tiene polarización lineal, se comporta como un dipolo magnético; si se supone dispuesta sobre el plano XZ, el plano E, el XY, tiene un diagrama debido a las 2 antenas separadas menos de $\lambda/2$ y el plano H, el YZ, tiene un diagrama debido a la corriente magnética.

El principal problema de este modelo es que es sólo aplicable a parches rectangulares, por lo que, en otro caso, debe usarse un modelo más complejo.

3.4.2. Modelo de cavidad.

El interior del sustrato se modela como una cavidad resonante limitada por conductores eléctricos, en la parte inferior y superior, y paredes magnéticas, en el perímetro del parche; sólo hay componentes transversales del campo magnético en la región de dieléctrico limitada por el parche y el plano de masa (los conductores). Se aplica para sustratos estrechos ($h \ll \lambda$).

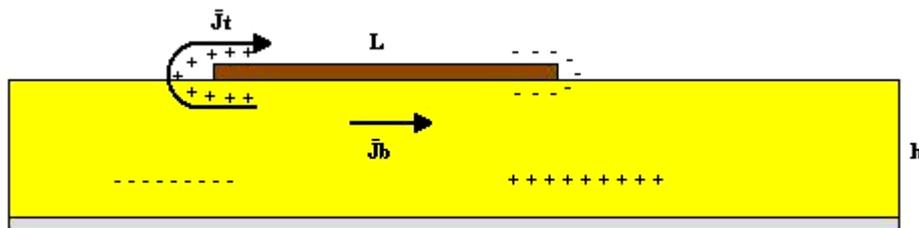


Fig. 3.9 – Carga y corriente en el modelo de cavidad resonante

Al suministrar potencia al parche, la carga se distribuye en la parte superior e inferior del parche y en la superficie del plano de masa, como se puede ver en Fig. 3.9. Son 2 movimientos los que controlan esta distribución:

- Atracción, entre las cargas opuestas de la superficie del plano de masa y de la parte inferior del parche, lo que hace que se mantenga la concentración de carga en la parte inferior del parche.
- Repulsión, entre las cargas iguales en la parte inferior del parche, que causa el ascenso de cargas desde la parte inferior a la superior del parche a través de sus bordes. Este movimiento, lógicamente, genera un flujo de corriente en la superficie del parche, tanto inferior como superior.

Asumiendo el ancho muy superior al alto, como ocurre en la mayoría de las antenas microtira que se realizan, un elevado porcentaje de la corriente y de la concentración de carga se mantienen debajo del parche, por el movimiento de atracción.

En efecto, conforme disminuye la altura respecto al ancho esta corriente tiende a 0, con lo que “desaparecen” las componentes tangenciales magnéticas en los bordes del parche, por lo que las 4 paredes laterales se pueden modelar como superficies conductoras magnéticas perfectas. En la realidad, estas componentes magnéticas tangenciales no son completamente 0, pero son valores muy pequeños y la aproximación nos sigue resultando válida.

Que la altura sea tan pequeña hace que las variaciones de campo a lo largo de la altura sean constantes y que el efecto de fringing en los bordes del parche sea mínimo, por lo que podemos considerar el campo eléctrico normal a la superficie. Así, dentro de la cavidad, sólo se consideran los modos TM. Para el análisis completo de los campos hay que acudir a la ecuación de onda aplicando las condiciones de contorno de las componentes tangenciales [11].

Para que el modelo sea completo falta un mecanismo que muestre las pérdidas, necesarias para reflejar la radiación. Para ello se introduce una tangente de pérdidas efectiva, δ_{ef} .

3.4.3. Soluciones de onda completa.

En este caso, estos modelos son más precisos a la hora de describir los parámetros que caracterizan el comportamiento del dieléctrico, como el acoplamiento o la impedancia de entrada, a través de un análisis que contempla más posibilidades y efectos, a costa de un aumento en la complejidad computacional, que se convierte en un factor crítico.

Uno de ellos, por ejemplo, es el “Método de los Momentos”, donde se emplean las ecuaciones integrales de campo eléctrico para resolver las corrientes que se generan en los parches y en las alimentaciones. Hay diversas implementaciones, como [17], donde las ecuaciones integrales de campo se transforman en ecuaciones matriciales.

3.4.4. Método de los elementos finitos.

En los métodos de elementos finitos la región de la antena microtira se divide en pequeñas subregiones (los elementos), de tal manera que en cada elemento el campo se representa con una función local. Así, se transforma el problema continuo en un modelo discreto aproximado.

Un factor importante es la elección de la función de base, la función local que se emplea en cada elemento para la aproximación. Por otro lado, también lo son la división o el mallado, donde la distribución y el número de elementos determinan la precisión; si las variaciones de campo son mayores, son necesarios más elementos, aunque esto eleva la carga computacional.

3.5. Propiedades.

Como se ha visto, las ventajas más importantes de esta tecnología es que son antenas simples, de bajo peso y volumen, robustas, generalmente fáciles y baratas de construir, adaptables a distintas frecuencias y polarizaciones, adaptables también en su estructura y se pueden emplear en circuitos integrados de microondas.

Sin embargo, no son nada eficientes, por lo que se limita la potencia, presentan un alto factor de calidad que provoca una banda estrecha de funcionamiento, baja ganancia y pobre pureza de polarización y pueden aparecer problemas con la radiación de las líneas de alimentación y las uniones.

En efecto, como el grosor de la antena es muy pequeño, las ondas que se mueven por el dieléctrico, cuando llegan a los límites del parche se encuentran con grandes reflexiones, por lo que sólo es radiada una pequeña parte de la energía; de ahí su ineficiencia.

Capítulo 4. Análisis de una antena de banda ancha a 3.5 GHz.

Después del estudio bibliográfico realizado en el apartado anterior, ahora analizamos las antenas microtira desde un punto de vista práctico. Para ello, se emplea HFSS, en su versión 10, un software de simulación electromagnética para alta frecuencia en 3D.

En una primera parte hemos continuado el trabajo de [5]; en efecto, partiendo de los diseños de antenas en él realizados con un software 2D hemos verificado sus resultados en HFSS. Se utilizaron igualmente para analizar los efectos de factores como la alimentación, la altura de los substratos, la longitud del parche, etc., de manera que estos resultados los pudimos aplicar en la parte de trabajo siguiente.

La segunda parte se centra en el diseño, optimización y realización de una antena de banda ancha a 3.5 GHz que se empleará en el sondador de canal para medidas de propagación.

4.1. Simulaciones de banda estrecha.

La estructura de estas antenas, destinadas para la transmisión, que ya fueron realizadas y medidas, se eligió dipolar, en Fig. 4.1 y Fig. 4.2, frente a de parche cuadrado para aprovechar sus características de mayor ganancia frente a menor ancho de banda, que en este caso no era relevante.

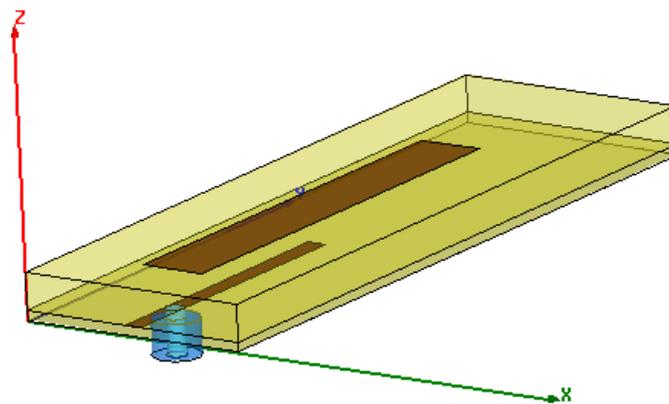


Fig. 4.1 – Antena microtira con estructura dipolar

Se empleó una alimentación de acoplamiento por proximidad de una línea microtira sobre el elemento radiante, como hemos explicado en 3.3.4., donde el coaxial suministra la energía a la línea, Fig.4.3. Recordamos de la sección 3.2., el sustrato elegido para la alimentación fue el FR4, mientras que para el dipolo el HF 51; en la sección 4.3.1. indicaremos los parámetros exactos de los disponibles es nuestro laboratorio.

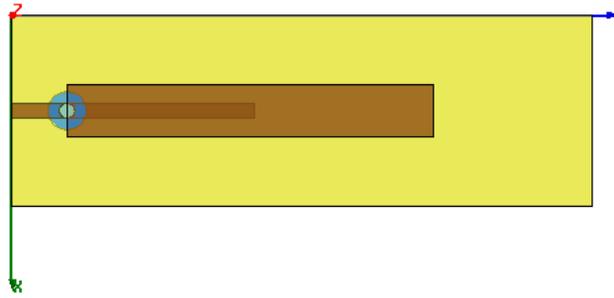


Fig. 4.2 – Antena microtira, vista superior, detalle del dipolo

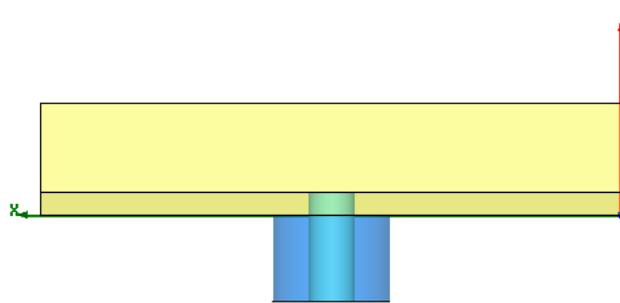


Fig. 4.3 – Antena microtira, de frente, detalle del coaxial

Para cualquier diseño de antena microtira, las dimensiones, Fig. 4.4, de la estructura son factores principales para determinar las características de funcionamiento, luego su determinación es importante:

- El ancho de la línea, V , se obtiene en función de la impedancia característica deseada, 50Ω en todos nuestros casos, y del valor de la constante dieléctrica del sustrato de la alimentación, aplicando fórmulas del diseño de microondas [18] y suponiendo una altura de sustrato, h , normalizada, 0.8 mm en todos nuestros casos.

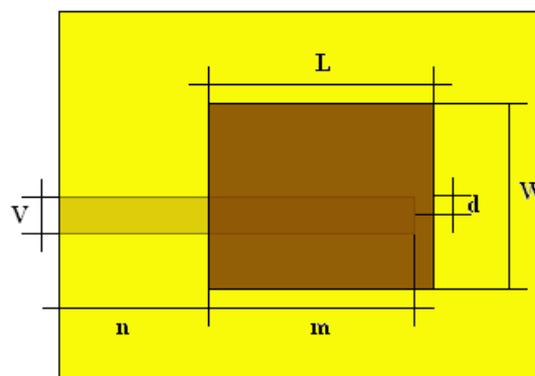


Fig. 4.4 – Dimensiones de la estructura

- La longitud del parche (o dipolo), L , se considera inicialmente $\lambda_0/2$ e iterativamente se modifica levemente (para compensar el mencionado efecto de fringing) hasta conseguir el resultado óptimo.
- Los restantes parámetros, desplazamiento central de la alimentación, d , longitud de la alimentación fuera del dipolo, n , longitud de la alimentación bajo el dipolo, m ,

ancho del parche, W , altura del substrato del parche, H , se obtienen de manera empírica en función de la adaptación, del ancho de banda o de la frecuencia de resonancia deseados.

4.1.1. Dipolo a 2.4 GHz.

Los valores dados para las dimensiones de esta antena fueron los de la tabla siguiente, Tabla 4.1:

h (mm)	H (mm)	V (mm)	W (mm)	L (mm)	n (mm)	m (mm)	d (mm)
0.8	2.6	1.6	20.0	53.6	9.0	26.5	0.0

Tabla 4.1 – Dimensiones del dipolo a 2.4 GHz

En las gráficas Fig. 4.5 a 4.7 y Tabla 4.2 se muestran los resultados para esta simulación.

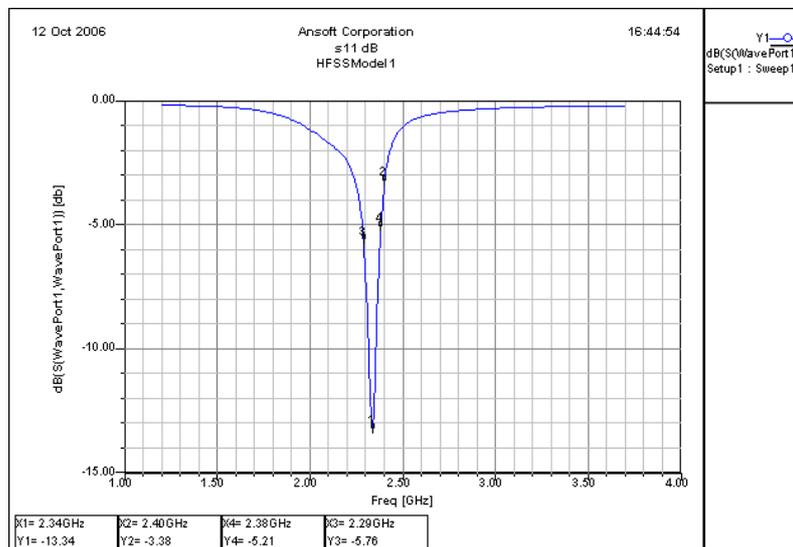


Fig. 4.5 – Módulo, en dB, del s_{11} del dipolo a 2.4 GHz simulado

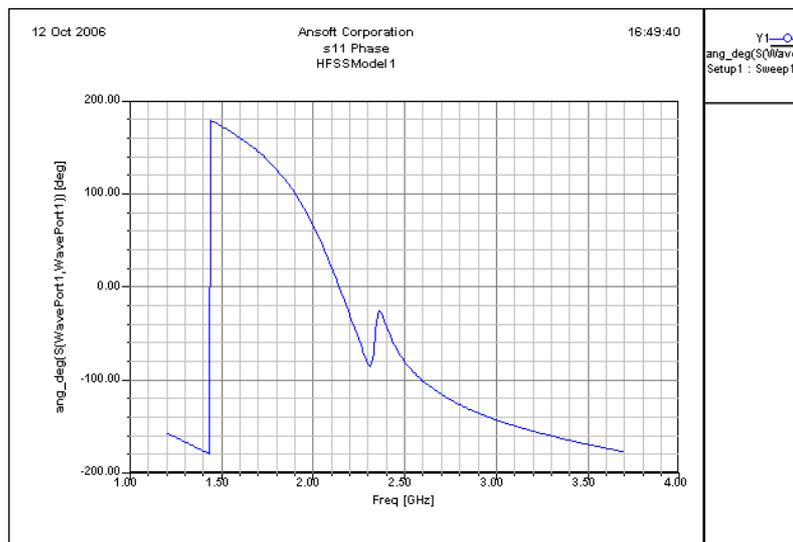


Fig. 4.6 – Fase, en grados, del s_{11} del dipolo a 2.4 GHz simulado

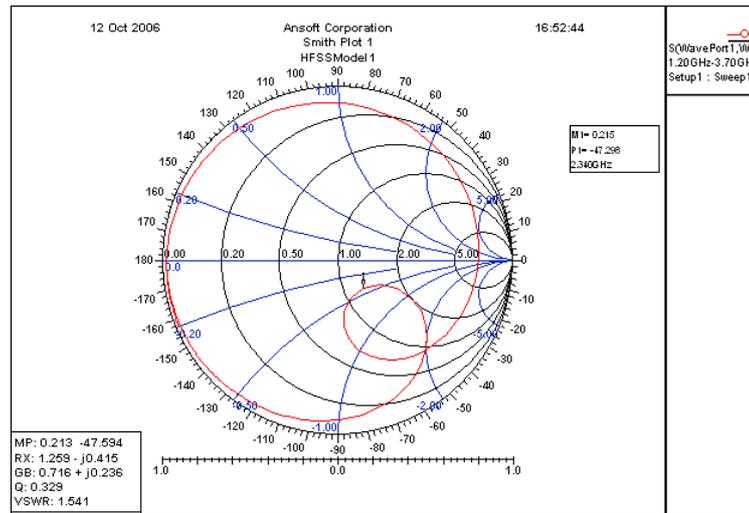


Fig. 4.7 – Carta de Smith del s_{11} del dipolo a 2.4 GHz simulado

	f_c (GHz)	Adapt. (dB)	Z_{in} Real (Ω)	$ Z_{in} $ (Ω)	BW _{-6dB} (MHz)
Simulado 2D	2.40	-36.00	48.61	49.70	69.40
Simulado 3D	2.34	-13.34	62.95	67.99	80.00
Realización	2.46	-17.00	59.50	59.80	66.40

Tabla 4.2 – Valores comparativos entre las simulaciones 2D, 3D y la realización del dipolo a 2.4 GHz

4.1.2. Dipolo de banda estrecha a 3.5 GHz.

Los valores dados para las dimensiones de esta antena fueron los de la tabla siguiente, Tabla 4.3:

h (mm)	H (mm)	V (mm)	W (mm)	L (mm)	n (mm)	m (mm)	d (mm)
0.8	3.1	1.6	5.5	37.9	5.7	19.4	0.0

Tabla 4.3 – Dimensiones del dipolo a 3.5 GHz

En las gráficas Fig. 4.8 a 4.10 y Tabla 4.4 se muestran los resultados para esta simulación.

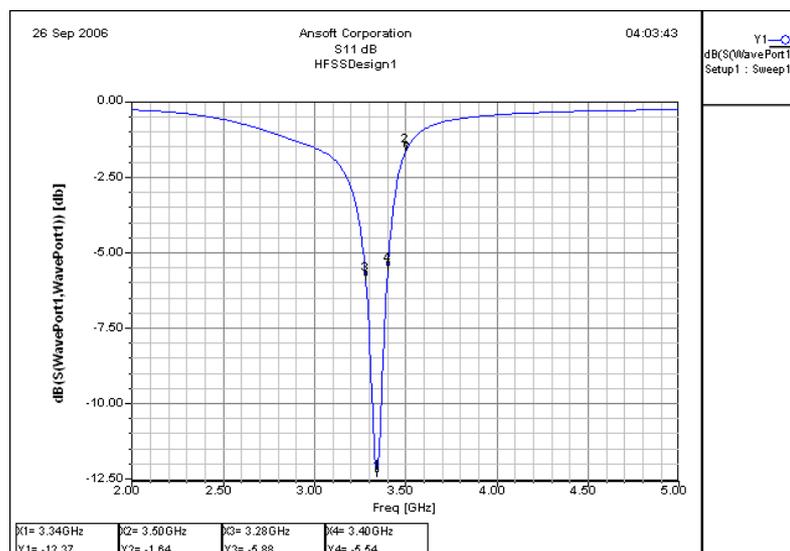


Fig. 4.8 – Módulo, en dB, del s_{11} del dipolo a 3.5 GHz simulado

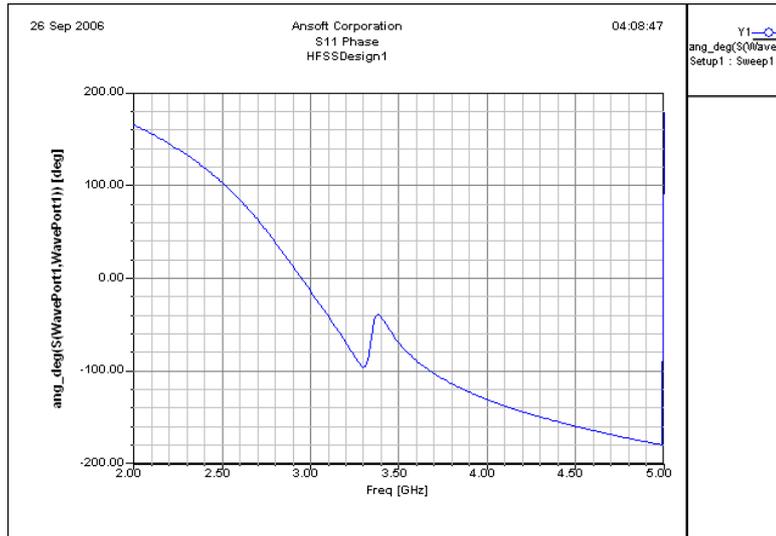


Fig. 4.9 – Fase, en grados, del s_{11} del dipolo a 3.5 GHz simulado

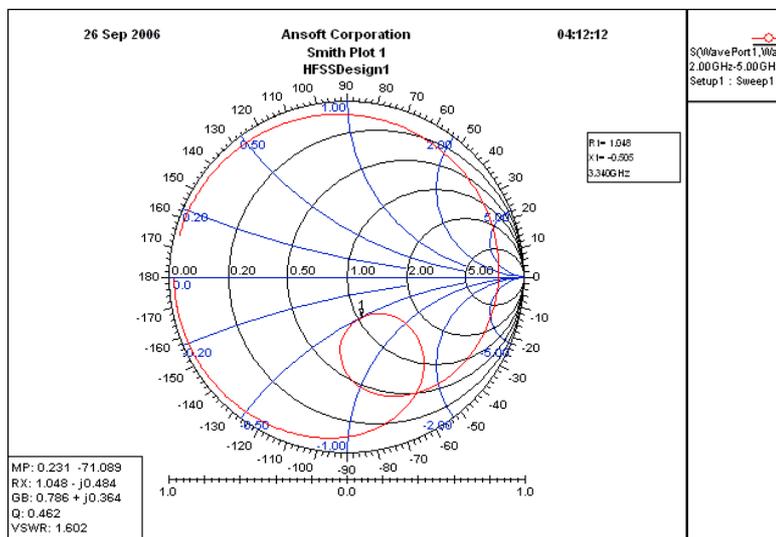


Fig. 4.10 – Carta de Smith del s_{11} del dipolo a 3.5 GHz simulado

	f_c (GHz)	Adapt. (dB)	Z_{in} Real (Ω)	$ Z_{in} $ (Ω)	BW _{-6dB} (MHz)
Simulado 2D	3.49	-36.00	51.32	51.33	106.50
Simulado 3D	3.34	-12.37	52.40	57.72	110.00
Realización	3.54	-25.00	48.00	48.20	85.00

Tabla 4.4 – Valores comparativos entre las simulaciones 2D, 3D y la realización del dipolo a 3.5 GHz

A la vista de las gráficas y las tablas para ambos dipolos, la simulación en 2D, con ADS Momentum, queda verificada por la simulación 3D.

En un principio, los resultados de nuestra simulación deben ser más “reales”, lo cual se refleja en valores menos abruptos para la adaptación. Sin embargo, para el ancho de banda o la frecuencia central parece no ocurrir lo mismo; la explicación está en que se han empleado los mismos datos para ambas simulaciones (para poder realizar la comparación), pero no fueron exactamente iguales para la realización, donde aplicaron correcciones en las dimensiones para ajustar la frecuencia.

4.2. Simulaciones de banda ancha.

Las antenas de banda ancho surgieron como necesidad a las medidas de propagación. Para mantener la condición estricta de polarización rectilínea se continuó el uso de dipolos.

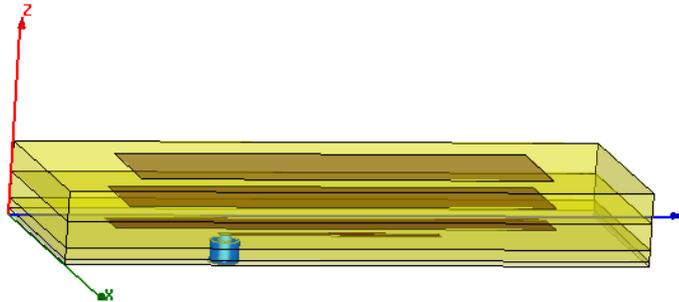


Fig. 4.11 – Antena microtira banda ancha a 2.2 GHz

4.2.1. Antena de banda ancha a 2.2 GHz.

La estructura de esta antena, ya realizada y medida, fue elegida como multicapa de dipolos, en Fig. 4.11 y Fig. 4.12, para buscar un alargamiento de la banda pasante (pasar de 1 a 2 capas supone multiplicar por 4 el ancho de la banda).

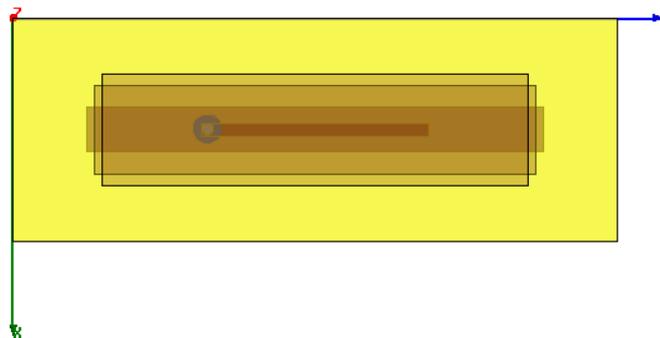


Fig. 4.12 – Antena microtira banda ancha a 2.2 GHz, vista superior

Se empleó una estructura de alimentación similar a la anterior, de acoplamiento por proximidad, donde la línea es de tamaño muy inferior a los parches y bajo los cuales queda enmascarada y centrada. De esta forma se reduce la radiación parásita.

Las dimensiones de los dipolos deben cumplir 2 condiciones, suponiendo el 1 el dipolo inferior: la longitud es mayor conforme descendemos ($L_1 > L_2 > L_3$), para que la radiación de un dipolo no enmascare la del resto, y la anchura es menor conforme descendemos ($W_1 < W_2 < W_3$), para que todos los dipolos sean alimentados. De nuevo, los valores óptimos se obtienen de manera iterativa.

Los valores dados para las dimensiones de esta antena fueron los de la tabla siguiente, Tabla 4.5, teniendo en cuenta que para la alimentación las medidas permanecen constantes, $h = 0.8 \text{ mm}$ y $V = 1.6 \text{ mm}$:

L_1 (mm)	L_2 (mm)	L_3 (mm)	W_1 (mm)	W_2 (mm)	W_3 (mm)	H_1 (mm)	H_2 (mm)	H_3 (mm)
61.0	59.0	57.0	6.0	12.0	15.0	1.5	3.7	4.2

Tabla 4.5 – Dimensiones de la antena banda ancha a 2.2 GHz

En las gráficas Fig. 4.13 a 4.16 y Tabla 4.6 se muestran los resultados para esta simulación.

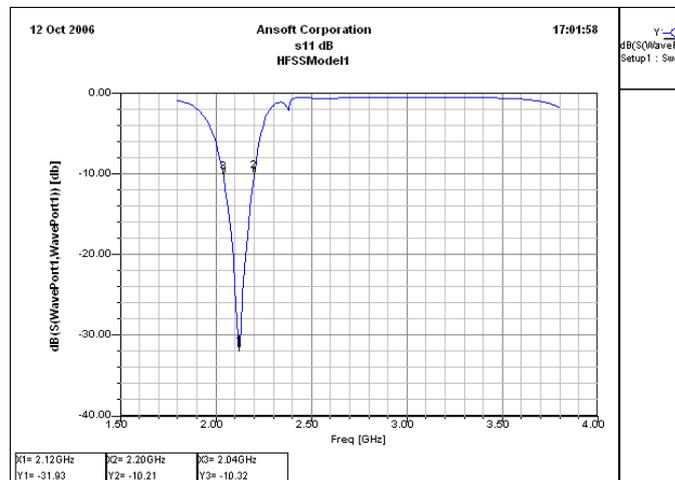


Fig. 4.13 – Módulo, en dB, del s_{11} de la antena banda ancha a 2.2 GHz simulada

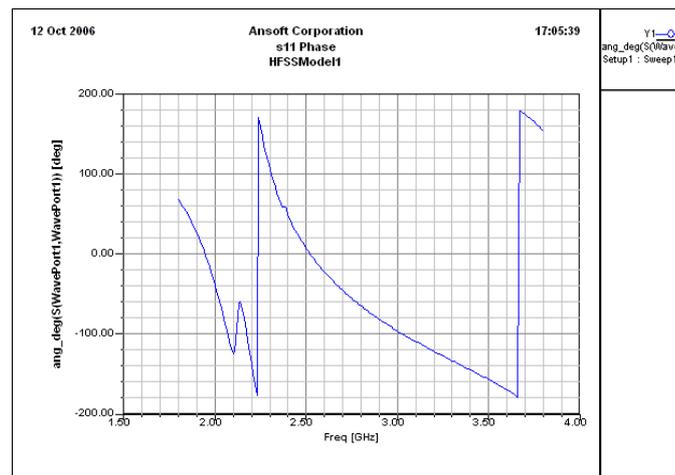


Fig. 4.14 – Fase, en grados, del s_{11} de la antena banda ancha a 2.2 GHz simulada

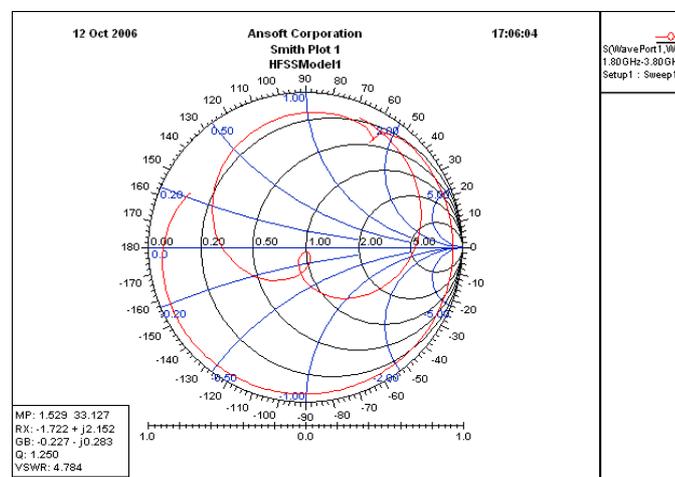


Fig. 4.15 – Carta de Smith del s_{11} de la antena banda ancha a 2.2 GHz simulada

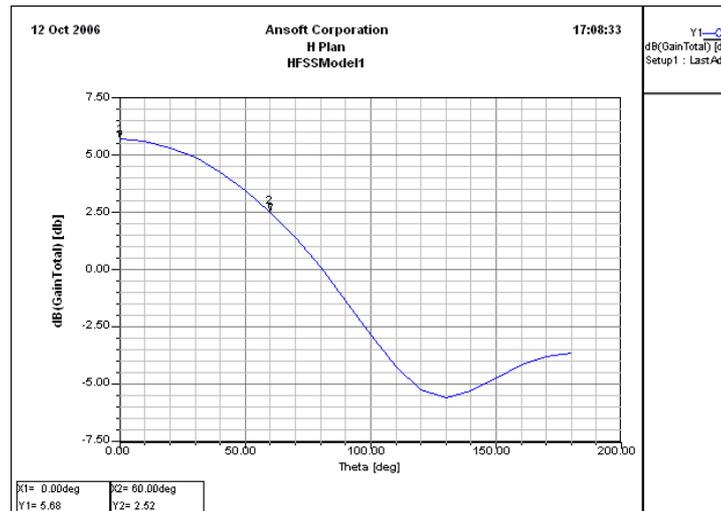


Fig. 4.16 – Diagrama de plano H de la antena banda ancha a 2.2 GHz simulada

	f_c (GHz)	Gain _{max} (dB)	$\Delta\Phi^H$ (°)	BW _{-10dB} (GHz)
Simulado 2D	2.181	8.861	± 46.000	0.199
Simulado 3D	2.120	5.680	± 58.000	0.160
Realización	2.207	6.540	± 54.000	0.212

Tabla 4.6 – Valores comparativos entre las simulaciones 2D, 3D y la realización de la antena a 2.2 GHz

A la vista de las gráficas y las tablas para ambos dipolos, la simulación en 2D, con ADS Momentum, queda verificada por la simulación 3D.

4.2.2. Antena de banda ancha a 5.7 GHz.

La estructura de esta antena, sólo simulada, fue elegida también como multicapa de dipolos, en Fig. 4.17 y Fig. 4.18, para cumplir las exigencias de ancho de banda. En este caso, son sólo necesarias 2 capas de dipolos, manteniéndose las mismas reglas en cuanto a su ancho y largo.

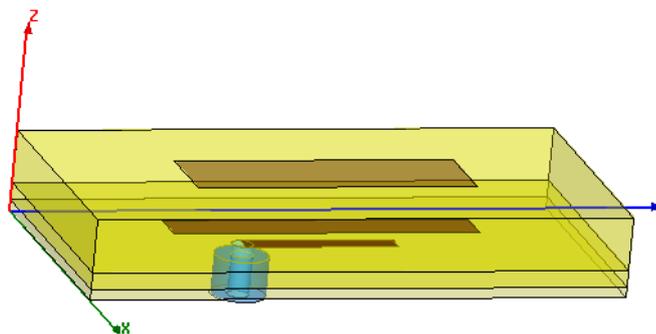


Fig. 4.17 – Antena microtira banda ancha a 5.7 GHz

Emplea la misma alimentación que la antena a 2.2 GHz.

Los valores dados para las dimensiones de esta antena fueron los de la Tabla 4.7 teniendo en cuenta que para la alimentación las medidas permanecen constantes, $h = 0.8$ mm y $V = 1.6$ mm.

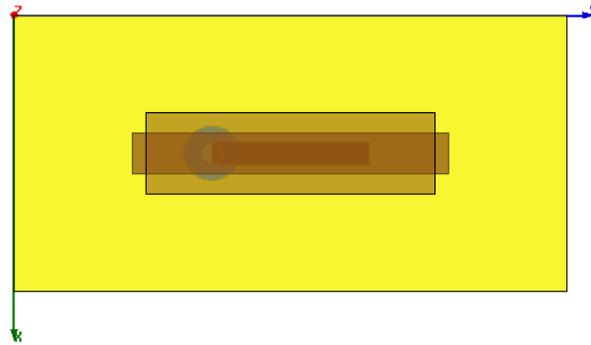


Fig. 4.18 – Antena microtira banda ancha a 5.7 GHz, vista superior

L_1 (mm)	L_2 (mm)	W_1 (mm)	W_2 (mm)	H_1 (mm)	H_2 (mm)	m (mm)
22.8	20.8	3.0	6.0	1.3	4.0	11.4

Tabla 4.7 – Dimensiones de la antena banda ancha a 5.7 GHz

En las gráficas Fig. 4.19 a 4.22 y Tabla 4.8 se muestran los resultados para esta simulación.

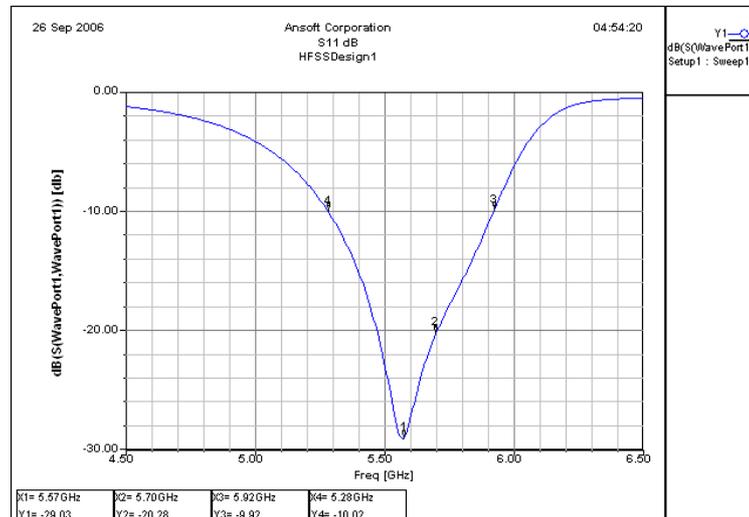


Fig. 4.19 – Módulo, en dB, del s_{11} de la antena banda ancha a 5.7 GHz simulada

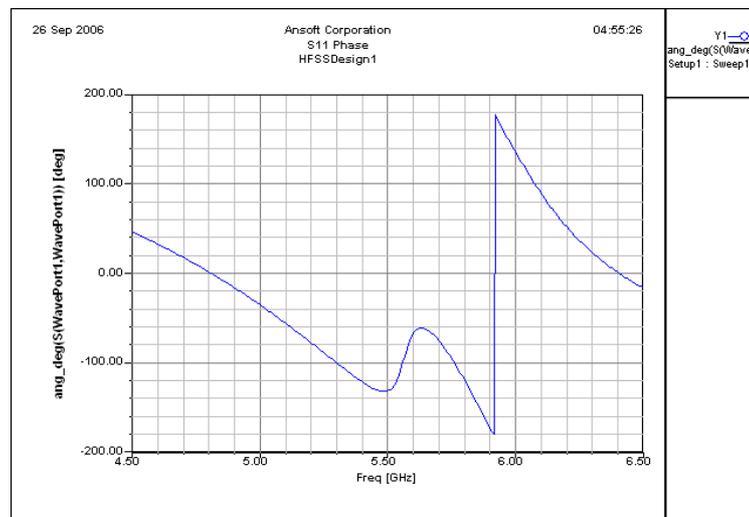


Fig. 4.20 – Fase, en grados, del s_{11} de la antena banda ancha a 5.7 GHz simulada

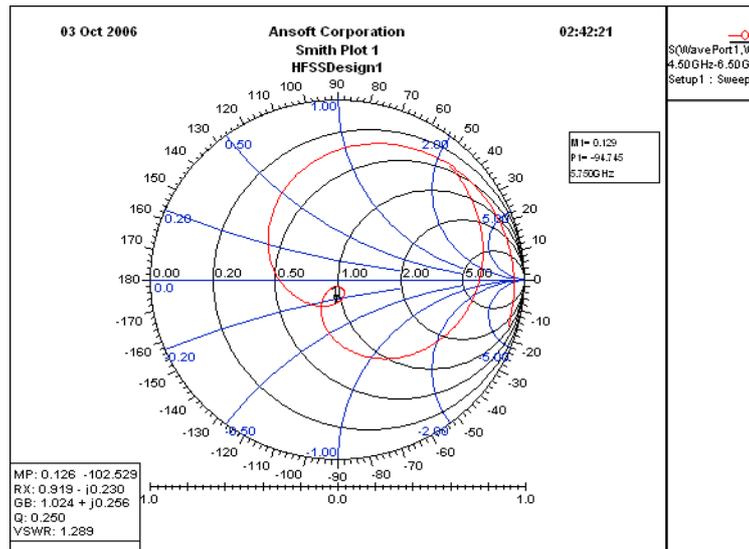


Fig. 4.21 – Carta de Smith del s_{11} de la antena banda ancha a 5.7 GHz simulada

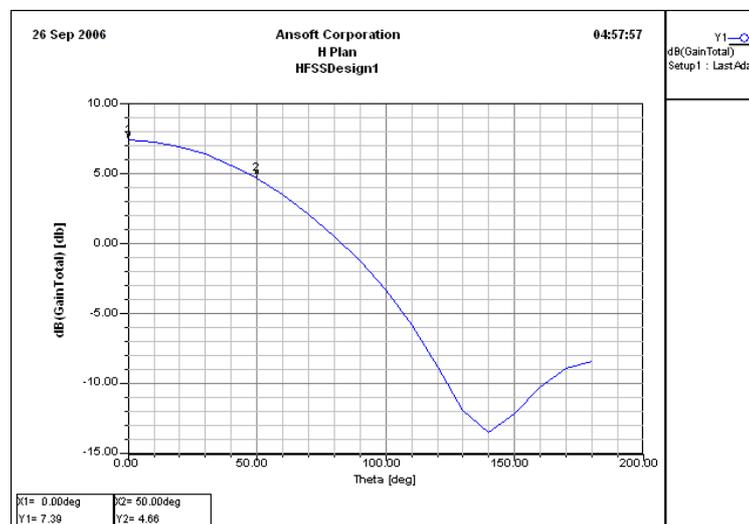


Fig. 4.22 – Diagrama de plano H de la antena banda ancha a 5.7 GHz simulada

	f_c (GHz)	Gain _{max} (dB)	Adap. (dB)	$\Delta\Phi^H$ (°)	BW _{-10dB} (MHz)
Simulado 2D	5.55	8.6	- 36.0	± 47.0	733.0
Simulado 3D	5.57	7.4	- 29.0	± 56.3	640.0

Tabla 4.8 – Valores comparativos entre las simulaciones 2D y 3D de la antena a 5.7 GHz

A la vista de las gráficas y las tablas para ambos dipolos, la simulación en 2D, con ADS Momentum, queda verificada por la simulación 3D.

4.2.3. Efecto de los parámetros.

Como indicábamos en el apartado 4.1., las dimensiones de los elementos de las antenas microtira se obtienen a través de un proceso iterativo de simulaciones en busca de los resultados deseados.

Así, era importante conocer la influencia de cada parámetro en la radiación y la adaptación de la antena, para lo cual realizamos, en base a la antena de 2.2 GHz, un conjunto de simulaciones.

- Posición de inserción del conector: aunque el ancho de banda a -10 dB no se ve afectado, conforme la sonda se desplaza hacia el centro, surgen no linealidades en la fase y disminuyen tanto la frecuencia de resonancia como la adaptación.
- Longitud del primer dipolo: si se disminuye, mientras sea mayor que la del segundo dipolo, cuando son valores muy cercanos pierde ligeramente adaptación y ancho de banda (problemas de acoplamiento) a la vez que puede aumentar la frecuencia de resonancia; si se aumenta, la frecuencia de resonancia disminuye.
- Longitud del segundo dipolo: sus efectos se combinan con los del primer dipolo; si aumenta, mejoramos el ancho de banda y la adaptación, mientras que descendemos en frecuencia.
- Ancho del primer dipolo: si aumenta, mientras sea menor que el del segundo dipolo, descienden la frecuencia de resonancia y el ancho de banda (problemas de acoplamiento) y la fase pierde linealidad; si disminuye, desciende enormemente la adaptación. Esto nos hace ver, como para el parámetro anterior, que, a partir de un punto, la frecuencia de resonancia puede quedar delimitada y la variación en torno a él nos llevará a una radiación óptima.
- Espesor del substrato del primer dipolo: conforme disminuye perdemos adaptación.

4.3. Antena de banda ancha a 3.5 GHz.

Como ya indicamos, el objetivo principal de esta parte del proyecto era el desarrollo de una array de antenas para medidas MIMO a 3.5 GHz. Para ello partimos del trabajo desarrollado en [5] como base para la realización de la antena individual de banda ancha.

El cuaderno de carga nos pedía una antena que aislada radiase con un ancho de banda a -10 dB de 200 MHz, preferentemente superior, centrada en 3.5 GHz, con una adaptación mínima de -15 dB y apertura mínima de 60° .

4.3.1. Topología.

Al igual que en el apartado 4.2.2., empleamos 2 capas de elementos radiantes con una alimentación por proximidad donde la línea, de longitud mitad del dipolo más largo, queda centrada bajo él.

En la estructura multicapa, el dipolo inferior, el de mayor longitud, “manda” en la frecuencia de resonancia mientras que el otro produce un efecto de desplazamiento debido al acoplamiento entre ambos, aumentando así el ancho de banda. Recordemos, de la sección 4.1., que la longitud del primer dipolo se encuentra partiendo de $\lambda_0/2$.

En la alimentación, la inserción del conector se realiza en un extremo de la línea, ya que al desplazarla hacia el centro la adaptación disminuye, como vimos en 4.2.3. Esto se debe a que se generan corrientes opuestas que minimizan la radiación. La alimentación por

proximidad aumenta la adaptación de la reflexión porque se crea una discontinuidad entre la línea y el dipolo.

El substrato elegido para la alimentación es el FR4, de $\epsilon_r = 4.17$ y $\text{tg}\delta = 0.02$, por su simplicidad y manipulabilidad. El substrato para los dipolos es la espuma HF 51, cuyas características, $\epsilon_r = 1.1$ y $\text{tg}\delta = 0.0001$, hacen que el efecto de fringing y, por tanto, las pérdidas dieléctricas disminuyan.

4.3.2. Antena de banda ancha a 3.5 GHz previa.

L_1 (mm)	L_2 (mm)	W_1 (mm)	W_2 (mm)	H_1 (mm)	H_2 (mm)	m (mm)
38.00	35.70	4.00	8.00	1.45	5.00	19.00

Tabla 4.9 – Dimensiones de la antena previa

Los valores para las dimensiones de esta antena diseñada en [5] fueron los de la tabla anterior, Tabla 4.9, teniendo en cuenta que para la alimentación las medidas permanecen constantes, $h = 0.8$ mm y $V = 1.6$ mm.

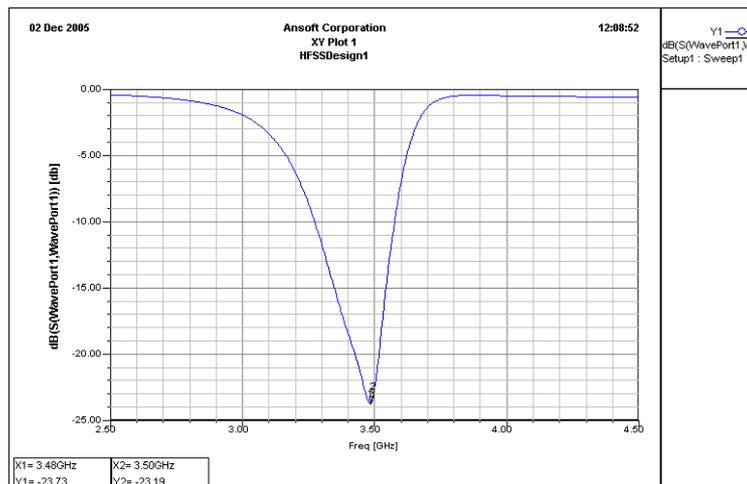


Fig. 4.23 – Módulo, en dB, del s_{11} de la antena previa simulada para FR4 con $\epsilon_r = 4.3$ y $\text{tg}\delta = 0.01$

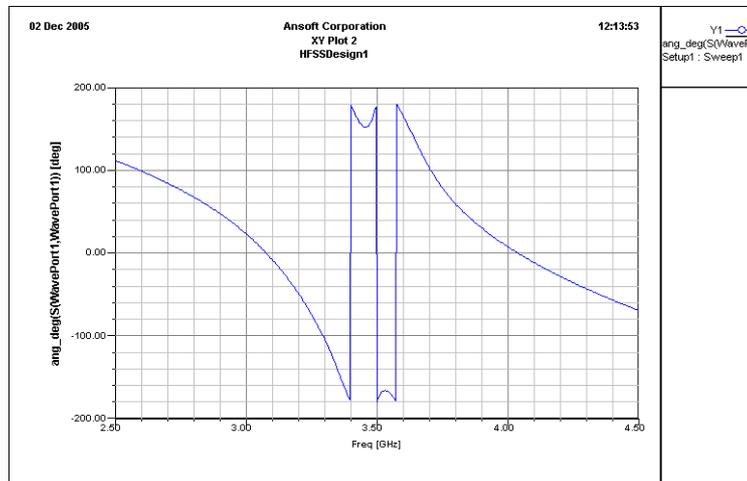


Fig. 4.24 – Fase, en grados, del s_{11} de la antena previa simulada para FR4 con $\epsilon_r = 4.3$ y $\text{tg}\delta = 0.01$

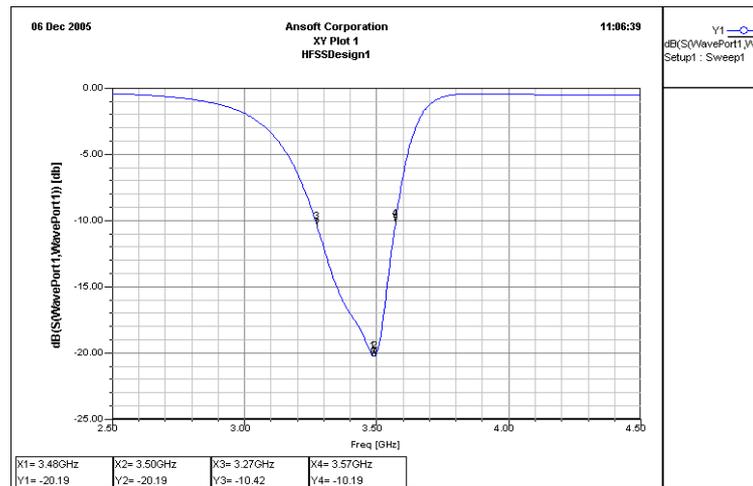


Fig. 4.25 – Módulo, en dB, del s_{11} de la antena previa simulada para FR4 con $\epsilon_r = 4.17$ y $tg\delta = 0.02$

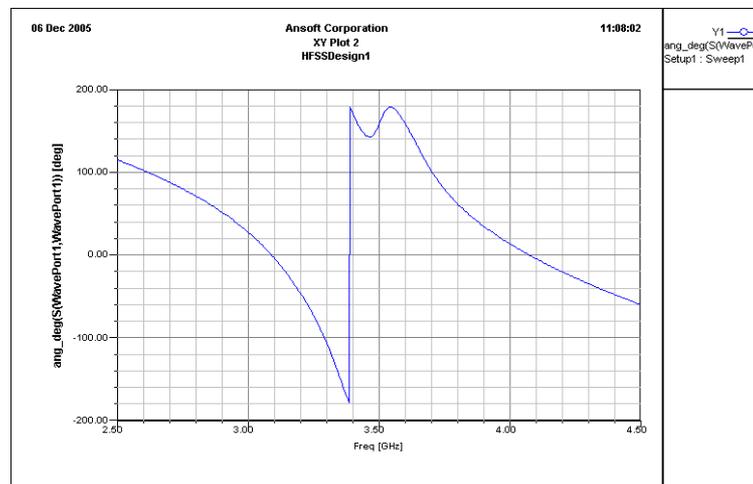


Fig. 4.26 – Fase, en grados, del s_{11} de la antena previa simulada para FR4 con $\epsilon_r = 4.17$ y $tg\delta = 0.02$

El principal problema es que en este proyecto manejaron un sustrato FR4 con $\epsilon_r = 4.3$ y $tg\delta = 0.01$ y una espuma HF 51 con $\epsilon_r = 1.05$, por lo que los resultados de las gráficas Fig. 4.23 y Fig. 4.24 y la Tabla 4.10 son orientativos en nuestra búsqueda. Por ello, con el mismo objetivo, simulamos empleando nuestro tipo de FR4, mostrando sus resultados en las gráficas Fig. 4.25 y Fig. 4.26 y la Tabla 4.10.

	f_c (MHz)	Adap. (dB)	BW _{-10dB} (MHz)
Simulado 2D	3500	-15	335 (3333-3668)
Simulado 3D $\epsilon_r=4.3$	3480	-24	310 (3270-3580)
Simulado 3D $\epsilon_r=4.17$	3480	-20	300 (3270-3570)
Realización	3381	-35	344 (3209-3553)

Tabla 4.10 – Valores comparativos entre las simulaciones 2D, 3D y realización de la antena previa

A la vista de los resultados, aunque el ancho de banda cumple con los requisitos, se encuentra demasiado desplazado; así, nosotros buscábamos que además de la radiación, el ancho de banda quedase centrado.

4.3.3. Primera realización: modificaciones en las longitudes.

En las secciones 4.1. y 4.2.3. vimos que la relación entre la longitud del primer dipolo y la frecuencia de resonancia es inversamente proporcional. Por tanto, para desplazar la resonancia de nuestra antena recortamos la longitud del primer y segundo dipolos, de manera que ahora las dimensiones fueron las de la tabla siguiente, Tabla 4.11:

L_1 (mm)	L_2 (mm)	W_1 (mm)	W_2 (mm)	H_1 (mm)	H_2 (mm)	m (mm)
36.00	35.20	4.00	8.00	1.45	5.00	18.00

Tabla 4.11 – Dimensiones de la antena a 3.5 GHz realizada, v1

En las gráficas Fig. 4.27 a 4.31 y Tabla 4.12 se muestran los resultados para esta simulación.

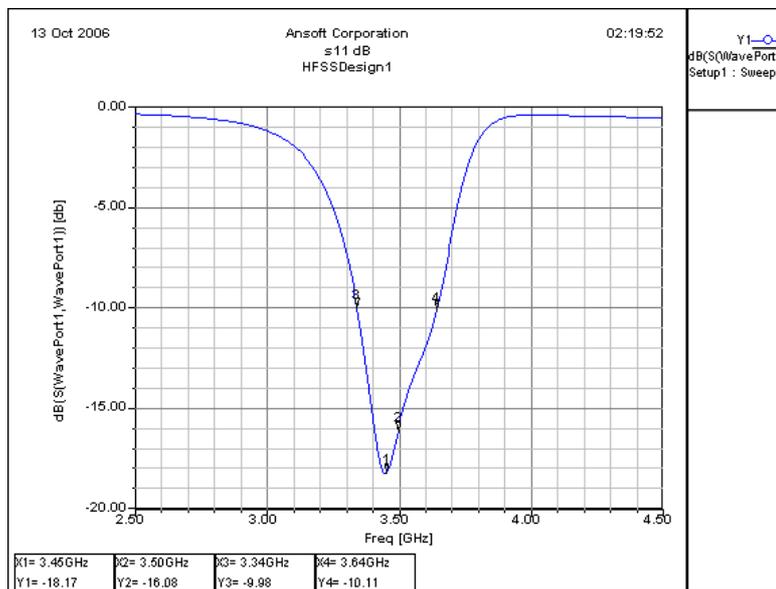


Fig. 4.27 – Módulo, en dB, del s_{11} de la antena a 3.5 GHz v1 simulada

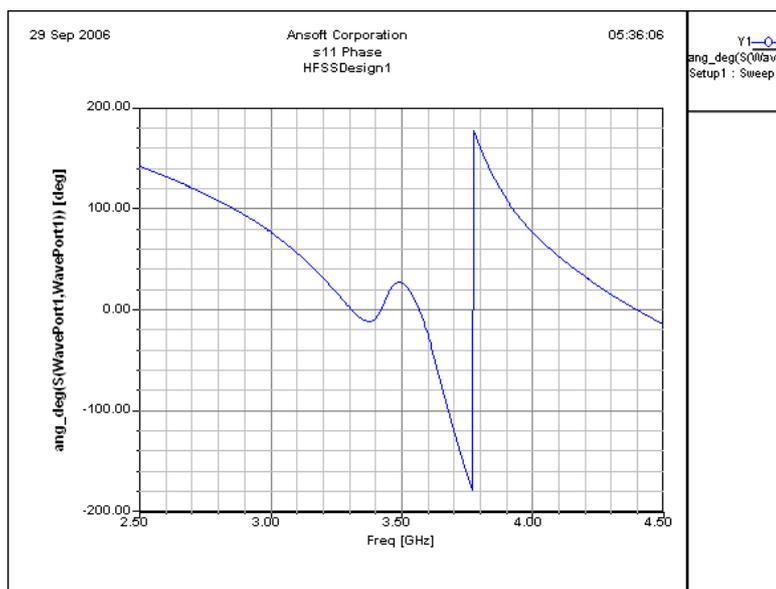


Fig. 4.28 – Fase, en grados, del s_{11} de la antena a 3.5 GHz v1 simulada

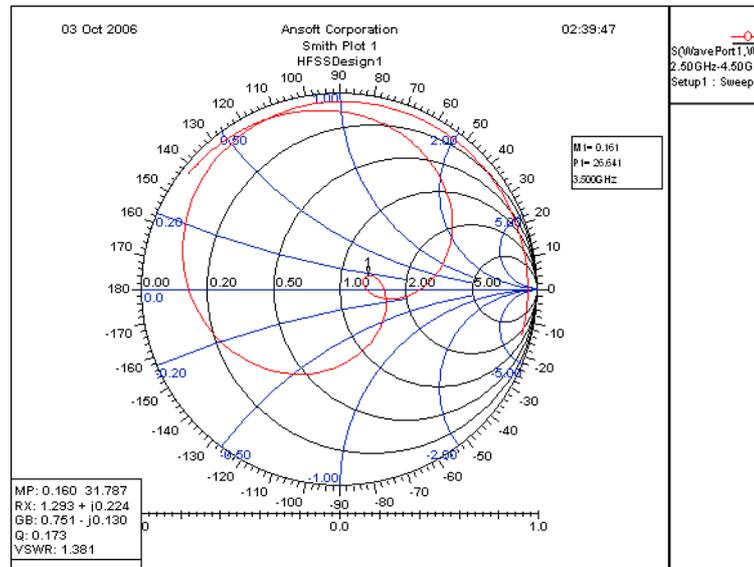


Fig. 4.29 – Carta de Smith del s_{11} de la antena a 3.5 GHz v1 simulada

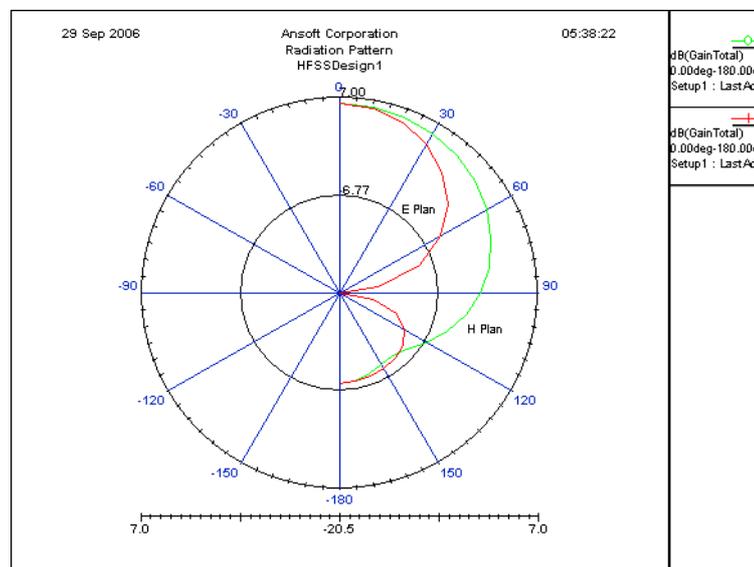


Fig. 4.30 – Patrón de radiación de la antena a 3.5 GHz v1 simulada: cortes en plano E (rojo) y H (verde)

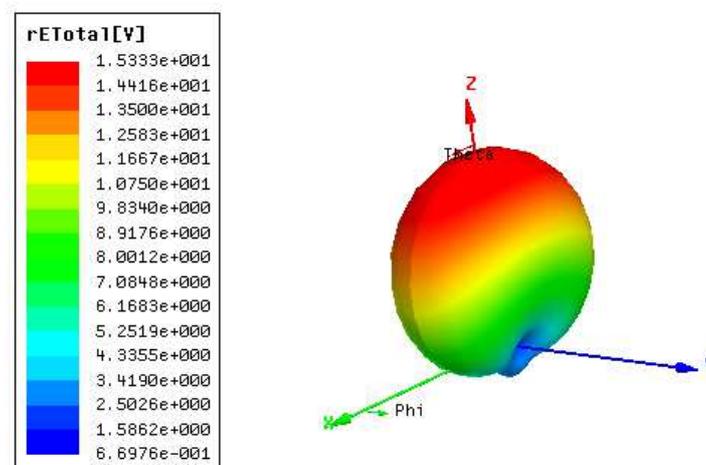


Fig. 4.31 – Radiación 3D de la antena a 3.5 GHz v1 simulada

f_c (MHz)	3450	f_{min} (MHz)	3340
Adaptación (dB)	-18	f_{max} (MHz)	3640
$Gain_{max}$ (dB)	6	$\Delta\Phi^E$ (°)	± 34
BW_{-10dB} (MHz)	300	$\Delta\Phi^H$ (°)	± 60

Tabla 4.12 – Resultados numéricos de la antena a 3.5 GHz v1 simulada

En un principio, los valores que arrojan las simulaciones se ajustan perfectamente a todos los requisitos. Por ello, esta antena fue la primera que realizamos. Sin embargo, una vez fabricada, el primer análisis con el analizador de redes, de la sección 2.2., nos llevó a desecharla, ya que la frecuencia de resonancia era menor de la esperada y el ancho de banda a -10 dB se veía reducido hasta los 200 MHz, no llegando ni siquiera a un límite superior de 3.6 GHz.

4.3.4. Segunda realización: espaciados de cobre “reales”.

Dadas las diferencias relevantes entre la simulación y la realización, en nuestro siguiente modelo empleamos una aproximación más “real”, con otro valor de permitividad para la espuma, $\epsilon_r = 1.1$, y asignando espesores a las superficies metálicas, 0.035 mm a la alimentación y 0.1 mm a los parches.

De nuevo, para desplazar la resonancia y adaptar el ancho de banda, modificamos la longitud del primer y segundo dipolos, de manera que ahora las dimensiones fueron las de la tabla siguiente, Tabla 4.13:

L_1 (mm)	L_2 (mm)	W_1 (mm)	W_2 (mm)	H_1 (mm)	H_2 (mm)	m (mm)
35.00	33.70	4.00	8.00	1.45	5.00	17.50

Tabla 4.13 – Dimensiones de la antena a 3.5 GHz realizada, v2

En las gráficas Fig. 4.32 a 4.36 y Tabla 4.14 se muestran los resultados para esta simulación.

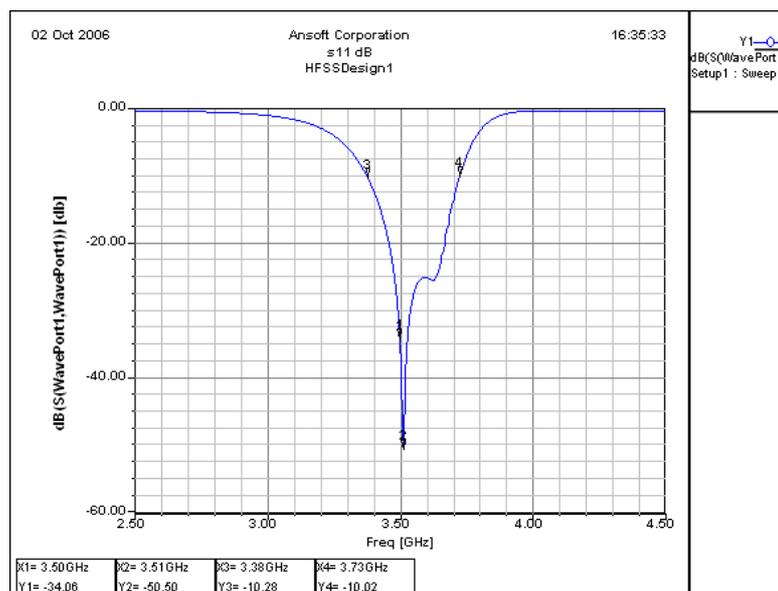


Fig. 4.32 – Módulo, en dB, del s_{11} de la antena a 3.5 GHz v2 simulada

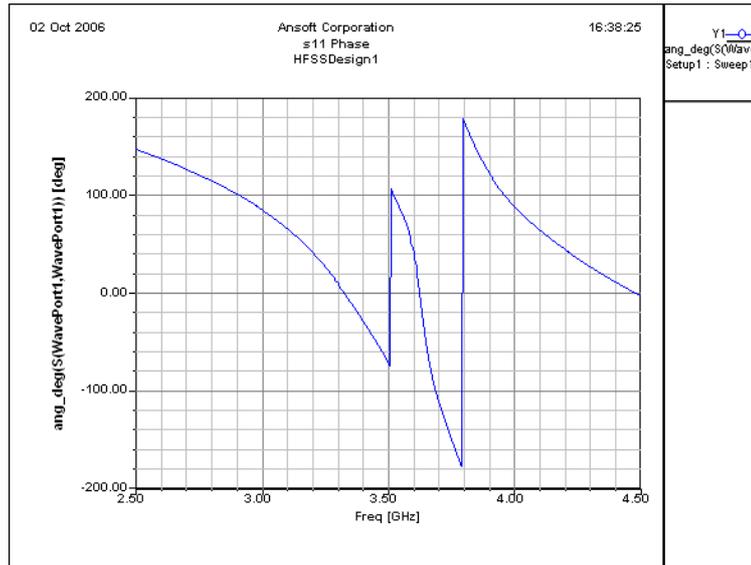


Fig. 4.33 – Fase, en grados, del s_{11} de la antena a 3.5 GHz v2 simulada

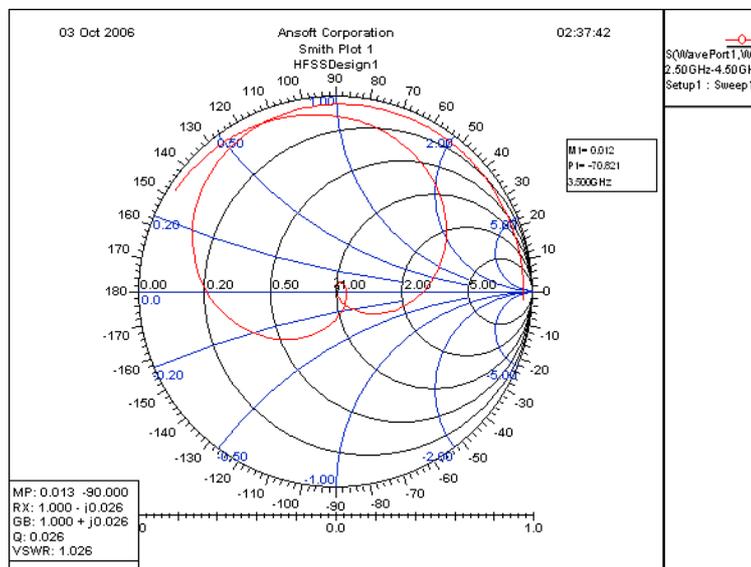


Fig. 4.34 – Carta de Smith del s_{11} de la antena a 3.5 GHz v2 simulada

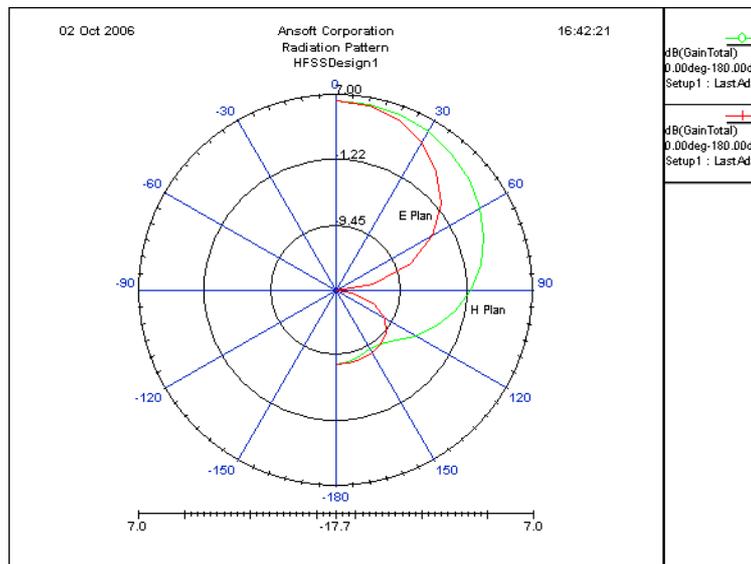


Fig. 4.35 – Patrón de radiación de la antena a 3.5 GHz v2 simulada: cortes en plano E (rojo) y H (verde)

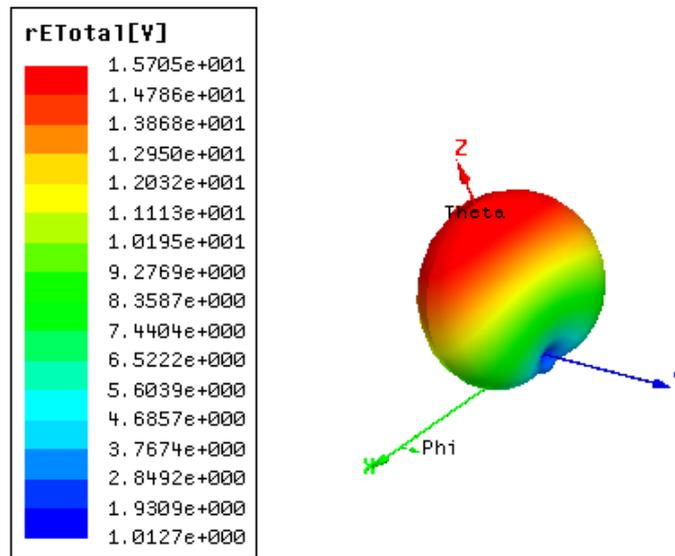


Fig. 4.36 – Radiación 3D de la antena a 3.5 GHz v2 simulada

f_c (MHz)	3510	f_{min} (MHz)	3380
Adaptación (dB)	-50	f_{max} (MHz)	3730
$Gain_{max}$ (dB)	6	$\Delta\Phi^E$ (°)	± 33
BW_{-10dB} (MHz)	350	$\Delta\Phi^H$ (°)	± 60

Tabla 4.14 – Resultados numéricos de la antena a 3.5 GHz v2 simulada

Las características de radiación de la antena simulada con este modelo más preciso nos mostraron un ancho de banda muy ventajoso, a la vez que la aparición de picos de adaptación muy profundos, todo ello manteniendo el valor de la impedancia, la frecuencia central, la ganancia y las aperturas. Así, con las dimensiones especificadas anteriormente, fue la segunda versión que realizamos.

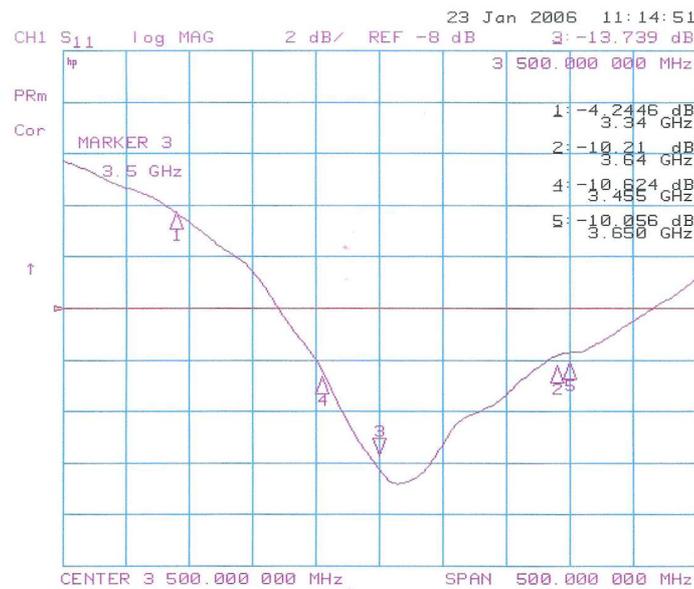


Fig. 4.37 – Módulo, en dB, del s_{11} de la antena a 3.5 GHz realizada, v2, en el analizador de redes

De nuevo, el analizador de redes, Fig. 4.37, reveló la falta de adaptación (no se alcanzaron los -15 dB) y de ancho de banda (190 MHz, aunque, ahora sí, bien centrado) de las características reales respecto a las simuladas.

4.3.5. Tercera realización: nuevas dimensiones de los substratos y el plano de masa.

Obviamente, tras las 2 primeras realizaciones, determinamos que entre la realidad y la simulación que proporciona HFSS para este tipo de antena hay diferencias que tenemos que manejar y tratar de compensar.

Así, se realizaron 2 versiones más donde nuevamente variamos los parámetros referentes al primer dipolo, la alimentación y el primer substrato, $\{L_1 = 35.50, L_2 = 33.70, H_1 = 4.30$ y $m = 17.75$ mm $\}$ y $\{L_1 = 35.50, L_2 = 34.00, H_1 = 5.00$ y $m = 17.75$ mm $\}$, con magníficos resultados simulados, $\{f_c = 3.61$ GHz a -22.99 dB y $BW_{-10dB} = 0.37$ GHz entre 3.30 y 3.67 GHz $\}$ y $\{f_c = 3.60$ GHz a -42.83 dB y $BW_{-10dB} = 0.35$ GHz entre 3.33 y 3.68 GHz $\}$, pero con, de nuevo, deficiencias en el ancho de banda real medido.

En un nuevo intento para aproximar simulación y realidad, adoptamos los mismos ancho y longitud para el substrato y el ancho de banda en la simulación que los usados en la realidad (en teoría es poco importante si son suficientemente grandes, sobre todo, para el plano de masa que se considera en HFSS como infinito). Partiendo de la última simulación, las dimensiones fueron las de la tabla siguiente, Tabla 4.15:

L_1 (mm)	L_2 (mm)	W_1 (mm)	W_2 (mm)	H_1 (mm)	H_2 (mm)	m (mm)	X (mm)	Y (mm)
35.50	34.00	4.00	8.00	1.45	5.00	17.75	41.00	80.00

Tabla 4.15 – Dimensiones de la antena a 3.5 GHz realizada, v3

En las gráficas Fig. 4.38 a 4.42 y Tabla 4.16 se muestran los resultados para esta simulación.

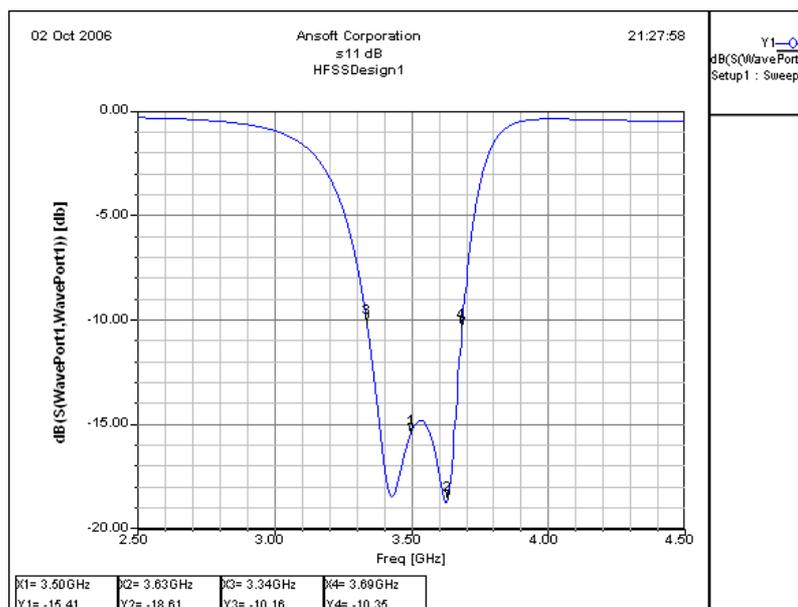


Fig. 4.38 – Módulo, en dB, del s_{11} de la antena a 3.5 GHz v3 simulada

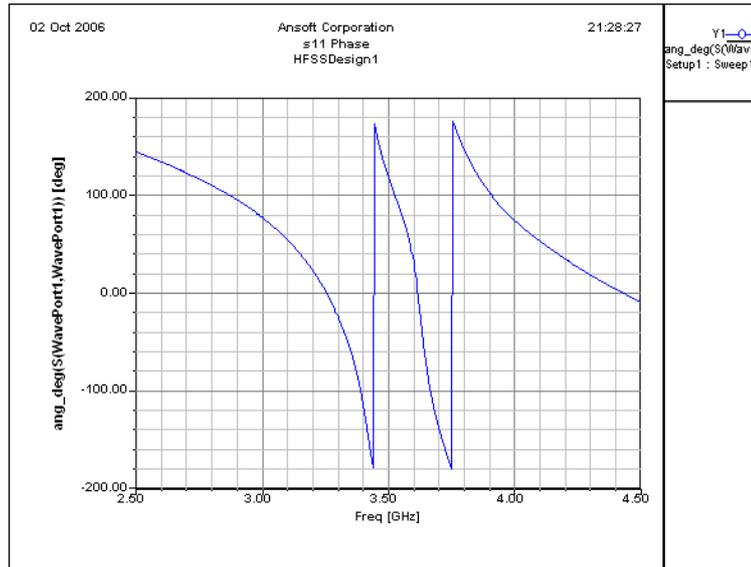


Fig. 4.39 – Fase, en grados, del s_{11} de la antena a 3.5 GHz v3 simulada

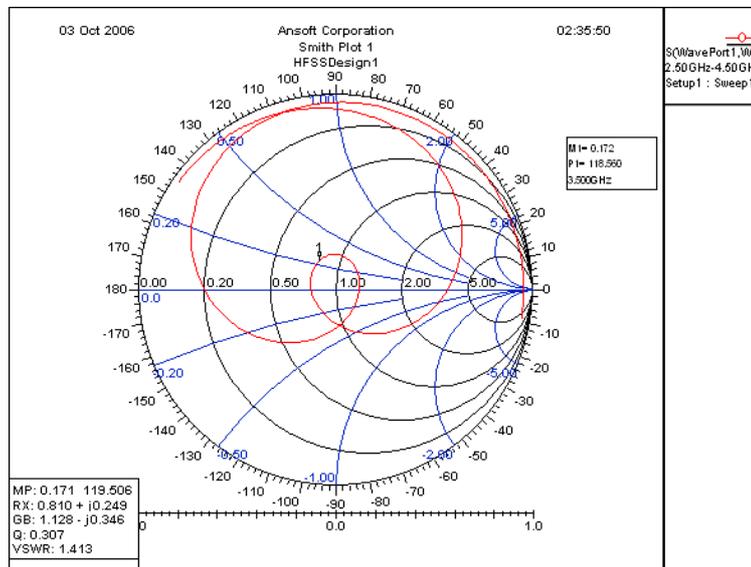


Fig. 4.40 – Carta de Smith del s_{11} de la antena a 3.5 GHz v3 simulada

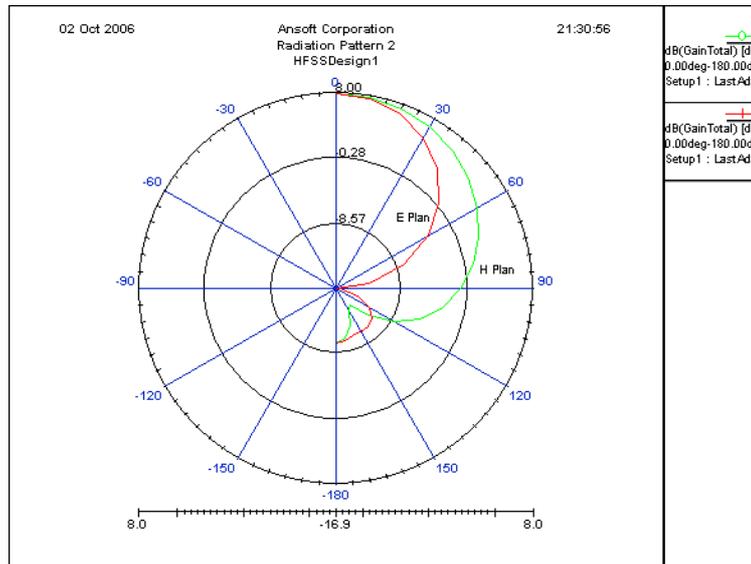


Fig. 4.41 – Patrón de radiación de la antena a 3.5 GHz v3 simulada: cortes en plano E (rojo) y H (verde)

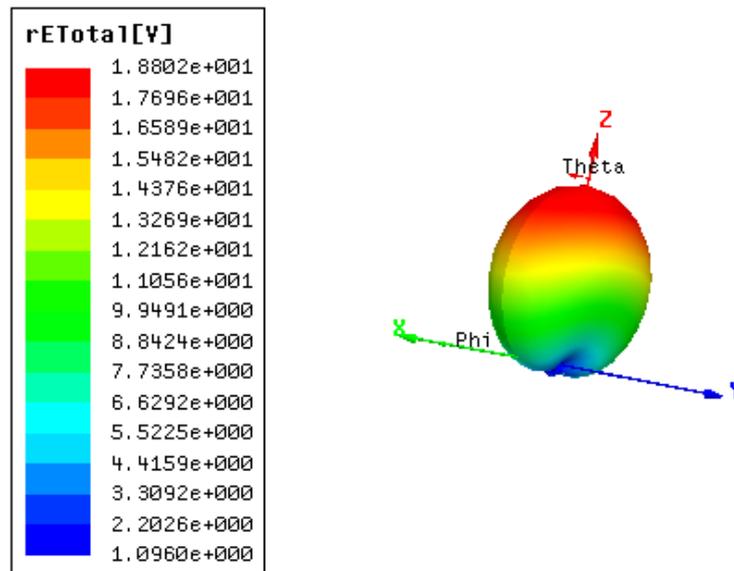


Fig. 4.42 – Radiación 3D de la antena a 3.5 GHz v3 simulada

f_c (MHz)	3630	f_{min} (MHz)	3340
Adaptación (dB)	-19	f_{max} (MHz)	3690
Gain_{max} (dB)	8	$\Delta\Phi^E$ (°)	± 31
BW_{-10dB} (MHz)	350	$\Delta\Phi^H$ (°)	± 50

Tabla 4.16 – Resultados numéricos de la antena a 3.5 GHz v3 simulada

A la vista de gráficas y tablas, el efecto de reducir las dimensiones de los substratos y del plano de masa es la pérdida de adaptación: porque los niveles de adaptación del coeficiente de reflexión disminuyen, porque aparecen 2 picos de resonancia y porque se reduce la apertura.

A pesar de esto, como cumple la mayoría de los requisitos impuestos, decidimos realizarla, más con la idea de acotar las diferencias y determinar las modificaciones que de haber obtenido el resultado definitivo. Así, tras el paso por el analizador de redes, la gráfica nos mostró un ancho de banda bien centrado pero insuficiente. Por tanto, los cambios sucesivos realizados para precisar el modelo nos han permitido, hasta ahora, eliminar los problemas de desplazamiento de la banda de adaptación, restando aumentar dicha adaptación.

4.3.6. Cuarta realización: nueva línea de alimentación.

Tras las realizaciones anteriores llegamos a la conclusión de que si lo que buscamos es un ancho de banda de 300 MHz alrededor de 3.5 GHz, como [3.35 – 3.65], lo que debemos obtener de la simulación debe limitar los [3.30 – 3.75].

La primera de las soluciones que tratamos de aplicar fue la de introducir los parches en medio del substrato, como en la Fig. 4.43, para tratar de reducir el efecto de fringing, que podía ser el causante de nuestras pérdidas.

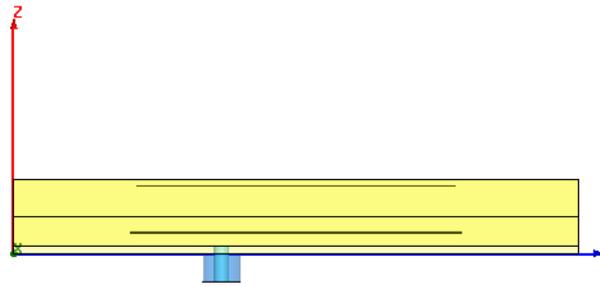


Fig. 4.43 – Perfil de la antena a 3.5 GHz con los parches dentro de la espuma

Consideramos ahora 2 alturas, H_{a1} y H_{a2} , donde antes había 1, H_a ; las dimensiones más importantes se encuentran en la tabla siguiente, Tabla 4.17:

L_1 (mm)	L_2 (mm)	W_1 (mm)	W_2 (mm)	H_{11} (mm)	H_{12} (mm)	H_{21} (mm)	H_{22} (mm)	m (mm)
35.00	33.70	4.00	8.00	1.45	1.75	3.25	0.75	17.50

Tabla 4.17 – Dimensiones de la antena a 3.5 GHz con parches introducidos en la espuma

En las gráficas Fig. 4.44 a 4.48 y Tabla 4.18 se muestran los resultados para esta simulación.

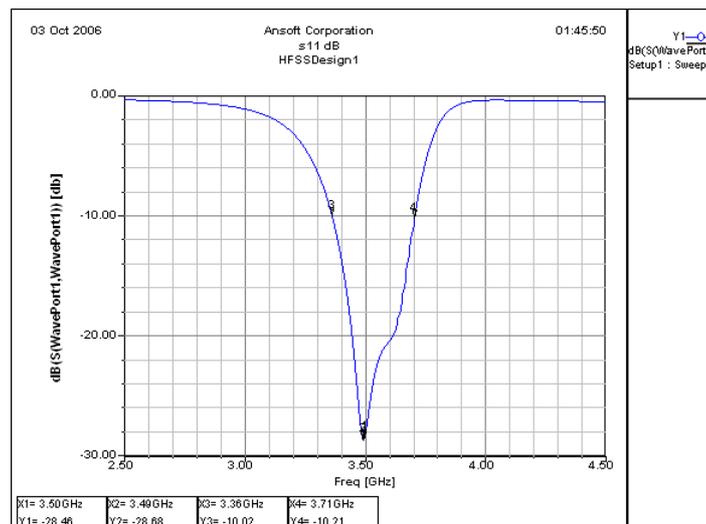


Fig. 4.44 – Módulo, en dB, del s_{11} de la antena a 3.5 GHz de parches introducidos simulada

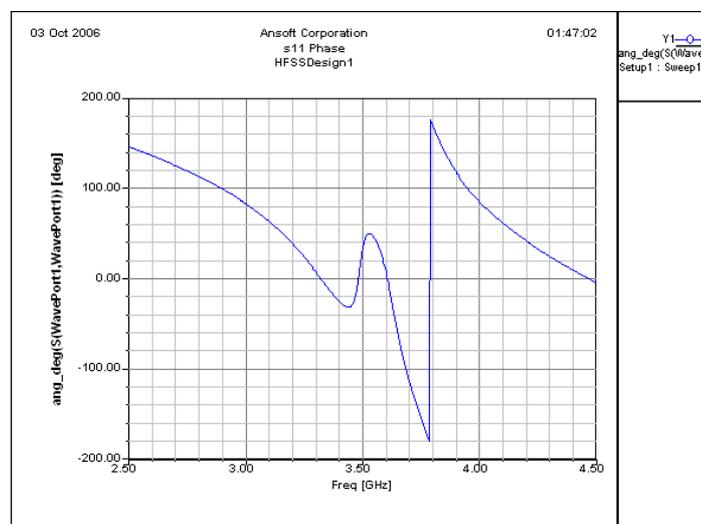


Fig. 4.45 – Fase, en grados, del s_{11} de la antena a 3.5 GHz de parches introducidos simulada

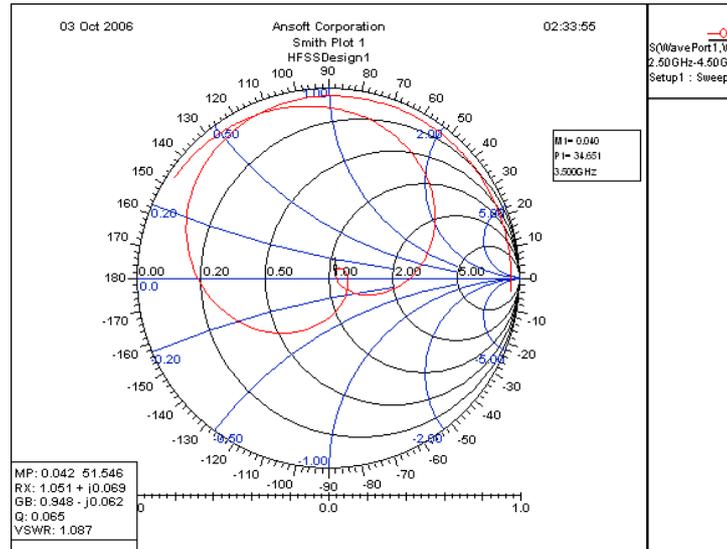


Fig. 4.46 – Carta de Smith del s_{11} de la antena a 3.5 GHz de parches introducidos simulada

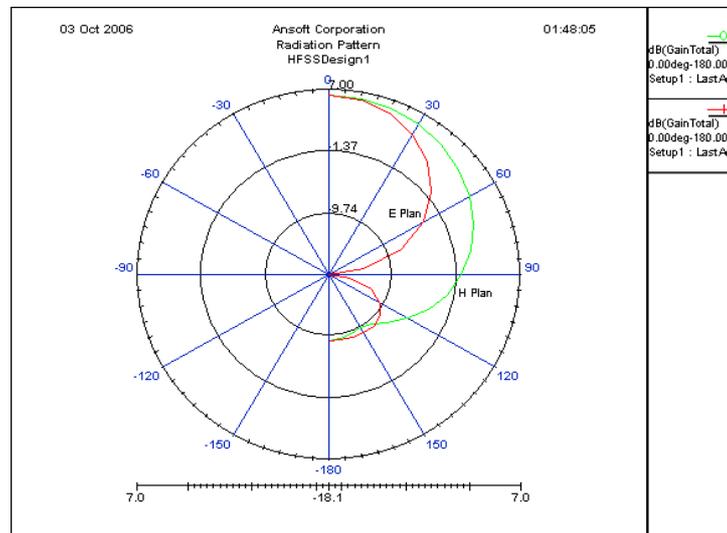


Fig. 4.47 – Patrón de radiación de la antena a 3.5 GHz de parches introducidos simulada: cortes en plano E (rojo) y H (verde)

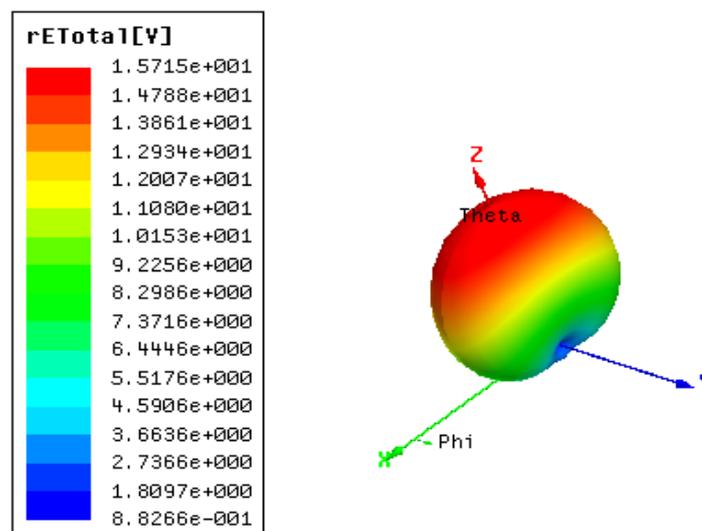


Fig. 4.48 – Radiación 3D de la antena a 3.5 GHz de parches introducidos simulada

f_c (MHz)	3490	f_{min} (MHz)	3360
Adaptación (dB)	-29	f_{max} (MHz)	3710
$Gain_{max}$ (dB)	6	$\Delta\Phi^E$ (°)	± 33
BW_{-10dB} (MHz)	350	$\Delta\Phi^H$ (°)	± 59

Tabla 4.18 – Resultados numéricos de la antena a 3.5 GHz de parches introducidos simulada

Aunque los resultados de la simulación son bastante buenos, dado que no cumplen con la estimación del ancho de banda del inicio de esta sección y que la estructura no genera ningún cambio funcional en la respuesta (introducir los parches en la espuma tiene un efecto de normalización simplemente) no fue implementada porque sufriría las mismas limitaciones que casos anteriores.

La segunda solución que pensamos fue, ya que habíamos probado con todos los parámetros de los parches y substratos, modificar la alimentación. En efecto, como se aborda en muchos papeles técnicos como [19], la impedancia de la antena es un factor limitante en el ancho de banda de radiación. Así, si la impedancia real no se ajustaba a la impedancia simulada, ahí podía estar nuestro problema.

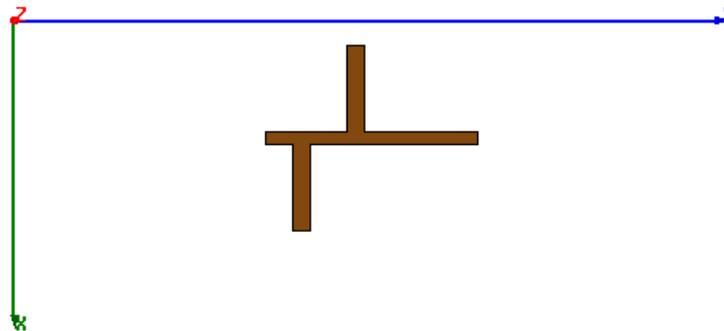


Fig. 4.49 – Línea de alimentación con stubs

Es por esto que optamos por modificar nuestra línea para el acoplamiento por proximidad. Tal como se habla en [11] [18], introdujimos 2 stubs sintonizadores, Fig. 4.49, una de las formas de adaptar casi todas las impedancias posibles.

Los stubs, perpendiculares a la línea, tienen 1.45 mm de ancho por 7.4 mm de largo, estando colocados uno a 2.2 mm y el otro a 6.8 mm del inicio de la línea. Para compensar los efectos sobre el valor de la impedancia, redujimos el ancho de la línea, V , de 1.6 a 1 mm. Una vez solucionado, realizamos diferentes simulaciones para diferentes valores de las dimensiones de los parches (siguiendo el método de los casos anteriores) hasta encontrar la radiación óptima. Ahora las dimensiones resultaron las de la tabla siguiente, Tabla 4.19:

L_1 (mm)	L_2 (mm)	W_1 (mm)	W_2 (mm)	H_1 (mm)	H_2 (mm)	m (mm)
35.50	34.00	4.00	8.00	1.45	5.00	17.75

Tabla 4.19 – Dimensiones de la antena a 3.5 GHz con stubs realizada

En las gráficas Fig. 4.50 a 4.54 y Tabla 4.20 se muestran los resultados para esta simulación.

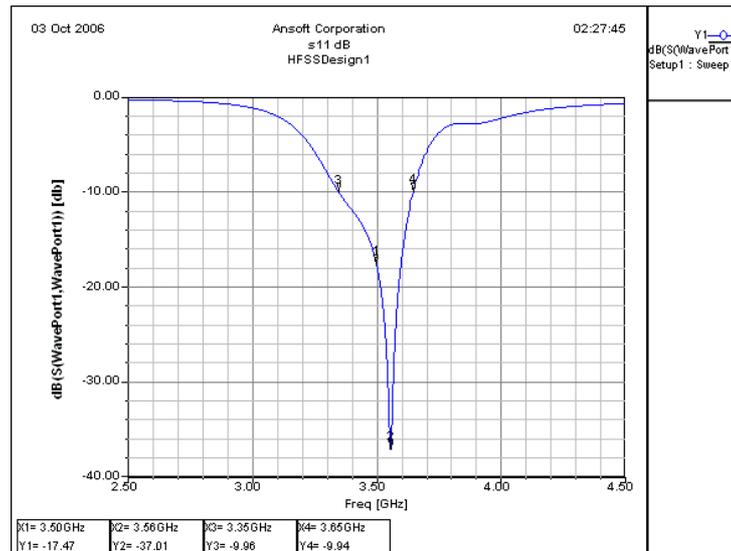


Fig. 4.50 – Módulo, en dB, del s_{11} de la antena a 3.5 GHz con stubs simulada

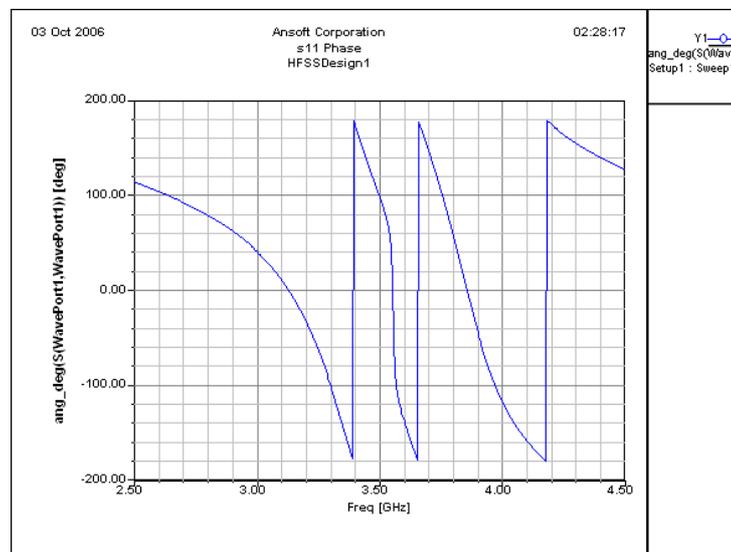


Fig. 4.51 – Fase, en grados, del s_{11} de la antena a 3.5 GHz con stubs simulada

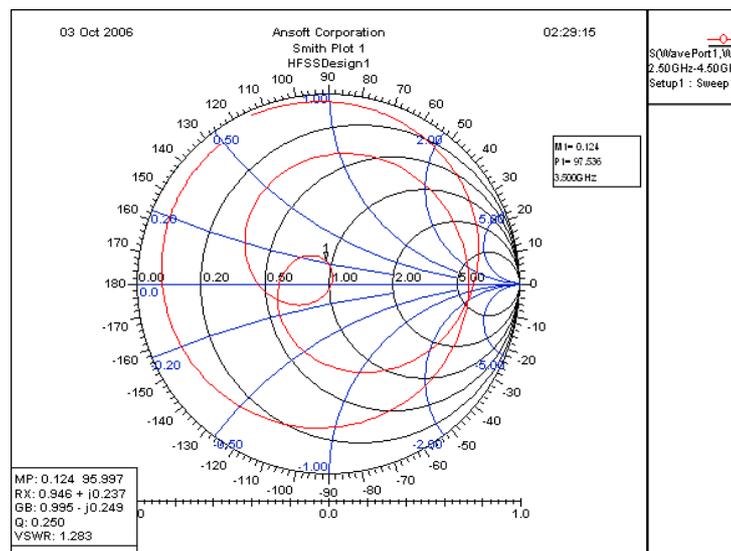


Fig. 4.52 – Carta de Smith del s_{11} de la antena a 3.5 GHz con stubs simulada

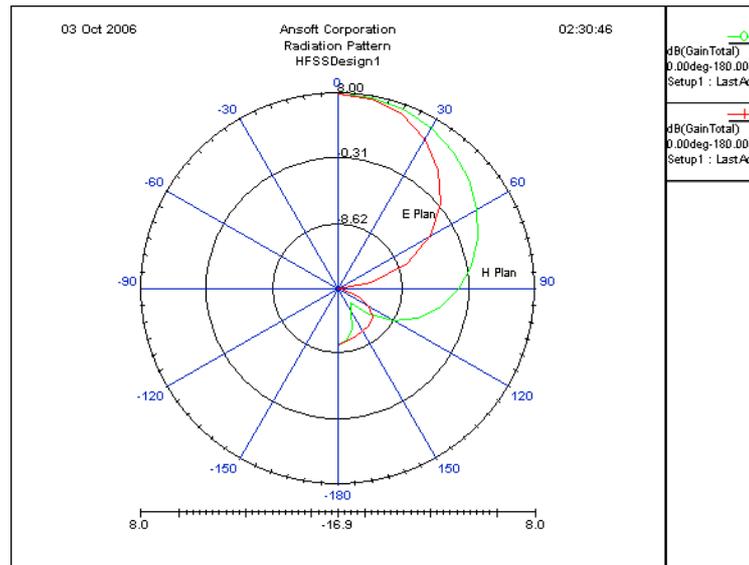


Fig. 4.53 – Patrón de radiación de la antena a 3.5 GHz con stubs simulada: cortes en plano E (rojo) y H (verde)

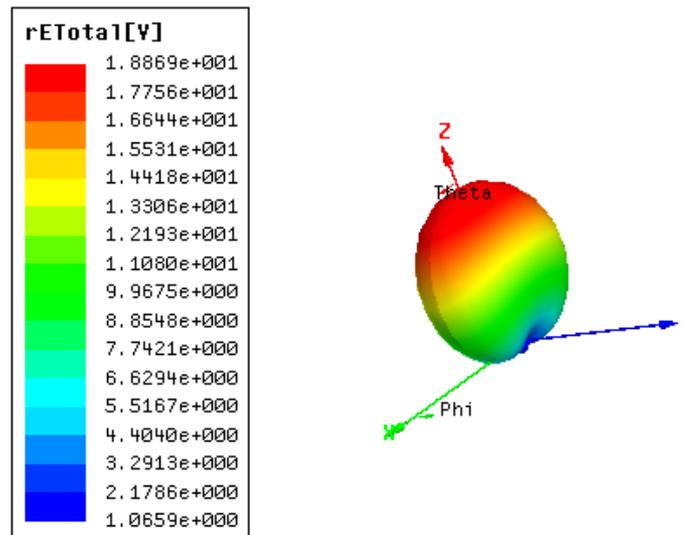


Fig. 4.54 – Radiación 3D de la antena a 3.5 GHz con stubs simulada

f_c (MHz)	3560	f_{min} (MHz)	3350
Adaptación (dB)	-37	f_{max} (MHz)	3650
$Gain_{max}$ (dB)	8	$\Delta\Phi^E$ (°)	± 30
$BW_{.10dB}$ (MHz)	300	$\Delta\Phi^H$ (°)	± 49

Tabla 4.20 – Resultados numéricos de la antena a 3.5 GHz con stubs simulada

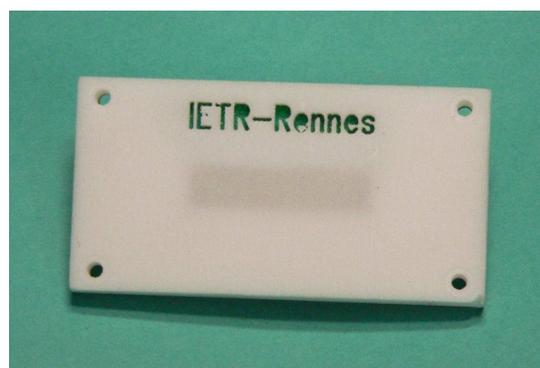


Fig. 4.55 – Antena a 3.5 GHz con stubs realizada

Aunque los resultados para la apertura en plano H podrían ser cortos, el ancho de banda parecía muy interesante, sobre todo si después la diferencia con la realidad no era tan relevante como en los otros casos, por lo que fue implementada, Fig. 4.55, con las dimensiones anteriormente especificadas.

La captura del analizador de redes, Fig. 4.56, nos desveló la bondad de este diseño, en relación al coeficiente de reflexión, ya que su radiación se centra en los 3.5 GHz con una adaptación de -45.68 dB y con un ancho de banda a -10 dB de 281 MHz, entre los 3.352 y los 3.633 GHz. Dados estos resultados, es la versión que aceptamos como definitiva y procedimos a medir.

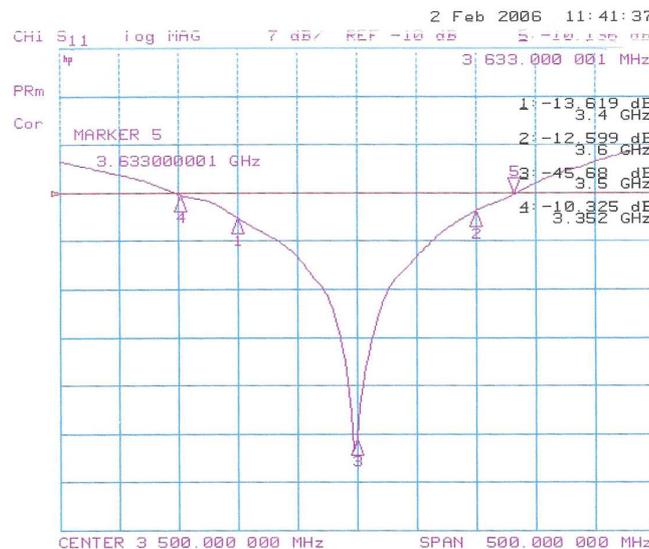


Fig. 4.56 – Módulo, en dB, del s_{11} de la antena a 3.5 GHz con stubs realizada, en el analizador de redes

4.3.7. Medidas de campo cercano.

Fueron tomadas dentro de la cámara expuesta en la sección 2.3.1., con el software SatEnv de Satimo [20].

Dado que la colocación de la antena en el soporte no se realiza con gran precisión, que las medidas son de campo próximo y que sólo se obtienen diagramas de campo eléctrico, los datos obtenidos son de carácter principalmente orientativo.

Las medidas se pueden ver para un número determinado de modos propagados; los modos reflejan la energía que se propaga, de modo que si seleccionamos pocos se perderá mucha energía y los valores de ganancia no estarán bien aproximados, pero si seleccionamos demasiados contemplaremos numerosas oscilaciones que no darán buen aproximación de la apertura.

Por ello, para las aperturas elegimos las gráficas con 8 modos, Fig. 4.57 y Fig. 4.58, mientras que para las ganancias las gráficas con todos los modos, Fig. 4.59 y Fig. 4.60.

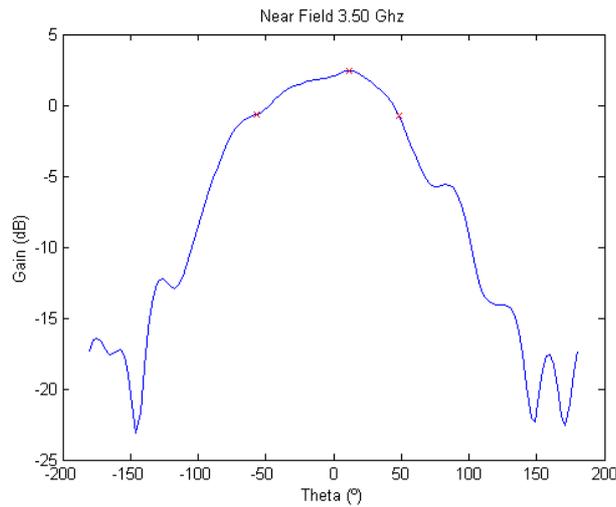


Fig. 4.57 – Campo eléctrico cercano, corte en plano H, 8 modos

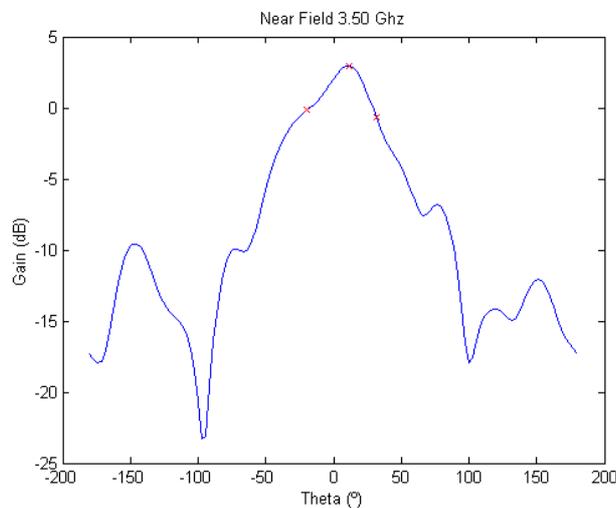


Fig. 4.58 – Campo eléctrico cercano, corte en plano E, 8 modos

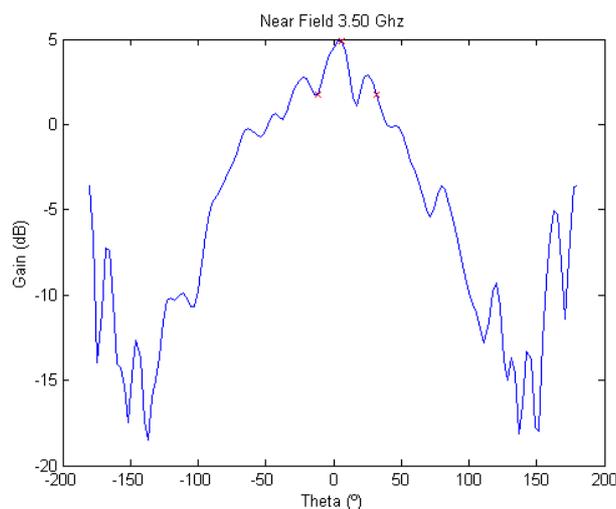


Fig. 4.59 – Campo eléctrico cercano, corte en plano H, todos los modos

Así, para el corte en plano H, obtuvimos un campo máximo de 4.87 dB (2.44 dB considerando 8 modos) con una apertura media de $\pm 52.86^\circ$ ($\pm 21.43^\circ$ considerando todos

los modos) y, para el corte en plano E un campo máximo de 7.44 dB (2.95 dB considerando 8 modos) con una apertura media de $\pm 25.71^\circ$ ($\pm 10.00^\circ$ considerando todos los modos).

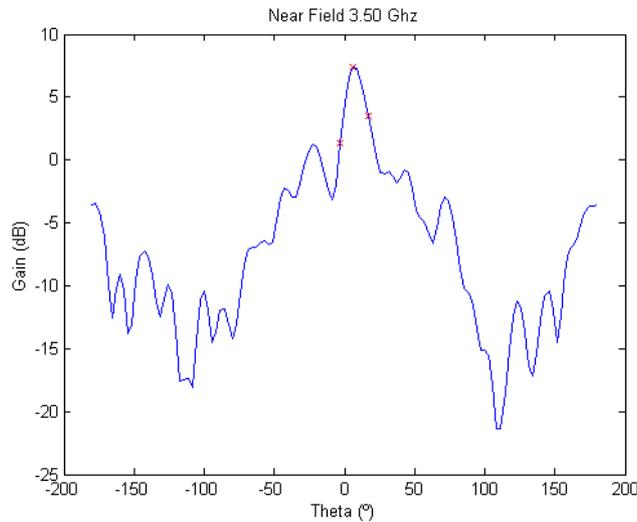


Fig. 4.60 – Campo eléctrico cercano, corte en plano E, todos los modos

4.3.8. Medidas de campo lejano.

Fueron tomadas dentro de la cámara expuesta en la sección 2.3.2.

Las medidas obtenidas corresponden a las componentes en plano E, plano H, polarización cruzada E y polarización cruzada H a lo largo de un muestreo de 50 frecuencias, de 3.30 a 3.80 GHz con un espaciado de 0.01 GHz. Por razones de interés, nos centramos en la frecuencia central, 3.50 GHz, y en los valores límites como posible frecuencia central, 3.45 y 3.55 GHz.

En las gráficas Fig. 4.61 a 4.63 y en la Tabla 4.21 presentamos los resultados para estas 3 medidas.

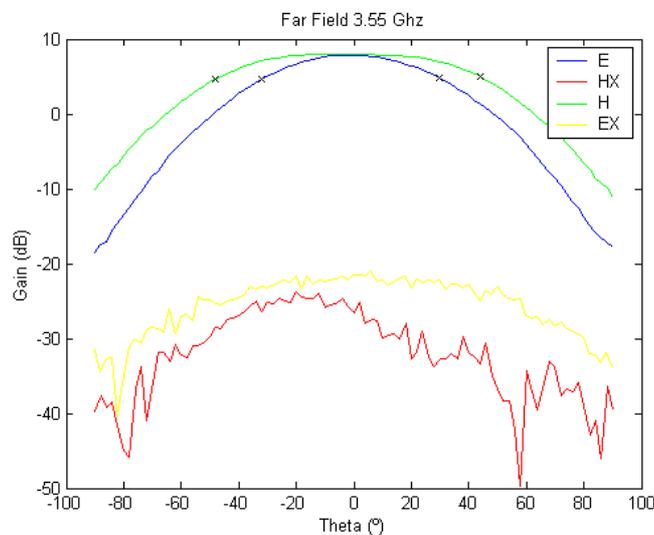


Fig. 4.61 – 4 componentes de radiación de la antena, medidos a 3.45 GHz

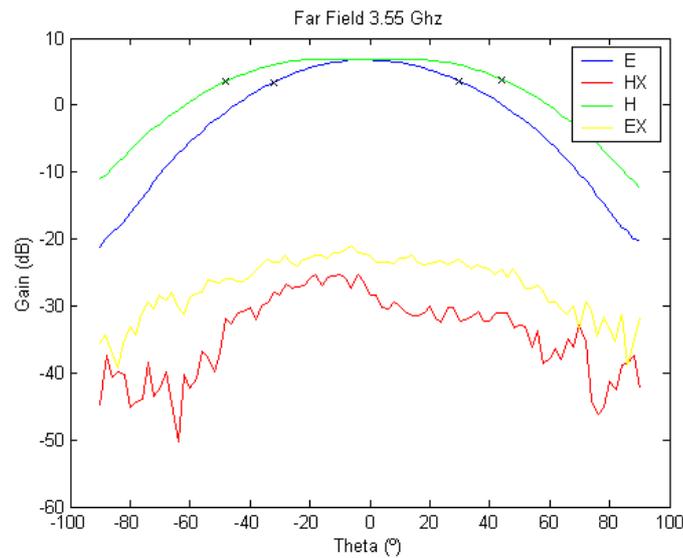


Fig. 4.62 – 4 componentes de radiación de la antena, medidos a 3.50 GHz

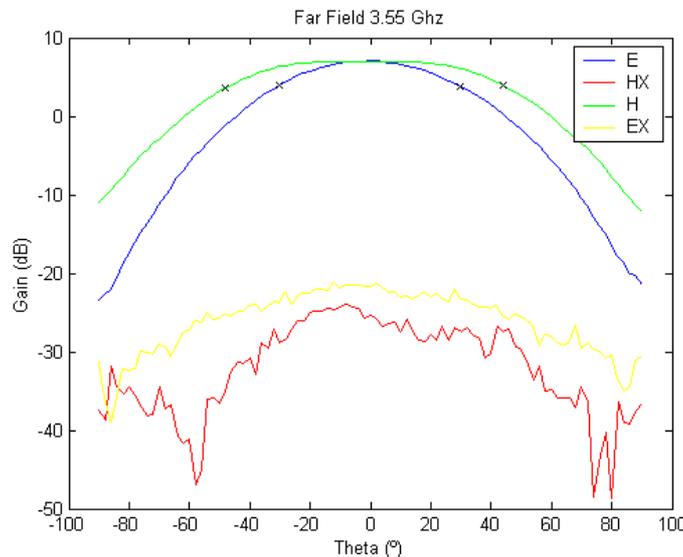


Fig. 4.63 – 4 componentes de radiación de la antena, medidos a 3.55 GHz

f (GHz)	Gain _E (dB)	$\Delta E_D H_X$ (dB)	$\Delta \Phi^E$ (°)	Gain _H (dB)	$\Delta H_D E_X$ (dB)	$\Delta \Phi^H$ (°)
3.45	7.87	31.57	± 31.00	7.93	28.86	± 46.01
3.50	6.77	32.08	± 31.00	6.92	28.01	± 46.01
3.55	7.02	30.90	± 30.02	6.95	28.08	± 46.01

Tabla 4.21 – Características de radiación de la antena, medidas para 3.45, 3.50 y 3.55 GHz

Como vemos, la antena diseñada mostró, para la frecuencia diseñada, una ganancia de 7 dB, con un rechazo a la polarización cruzada de, al menos, 28 dB y una apertura en plano H de $\pm 46^\circ$. Esta apertura es insuficiente respecto a las exigencias iniciales, pero, dado que la antena como elemento aislado cumple con las otras características, la solución es emplearla en array.

Para ver los efectos construimos un array con 3 antenas iguales al elemento aislado, donde la antena central está alimentada y las laterales están cargadas con 50 Ω . En las gráficas Fig. 4.64 a 4.66 y en la Tabla 4.22 presentamos los resultados para sus 3 medidas.

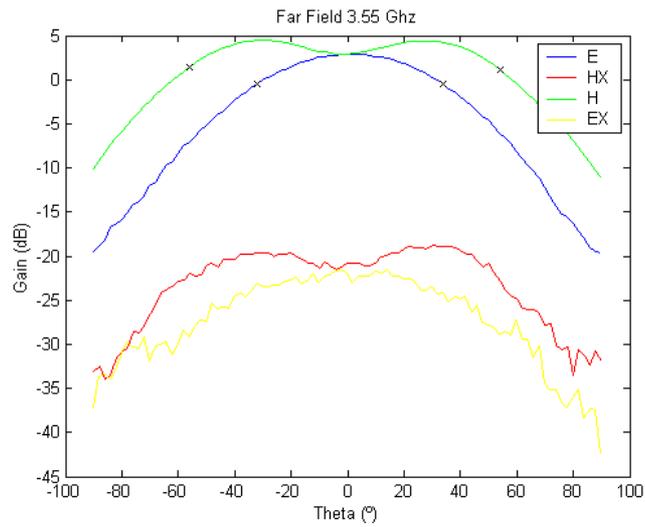


Fig. 4.64 – 4 componentes de radiación del array, medidos a 3.45 GHz

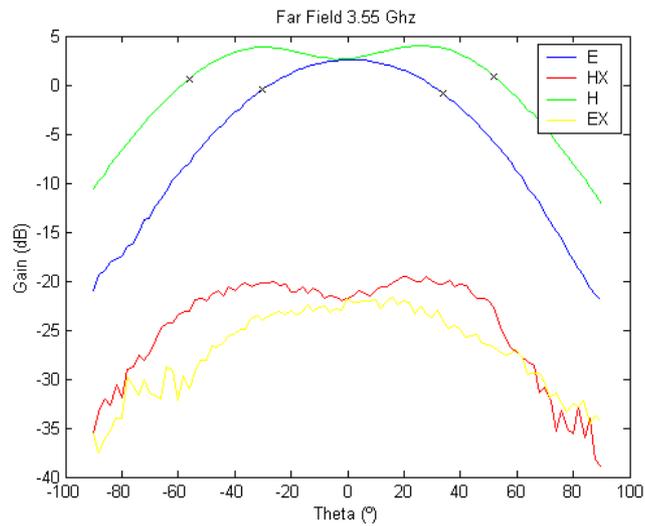


Fig. 4.65 – 4 componentes de radiación del array, medidos a 3.50 GHz

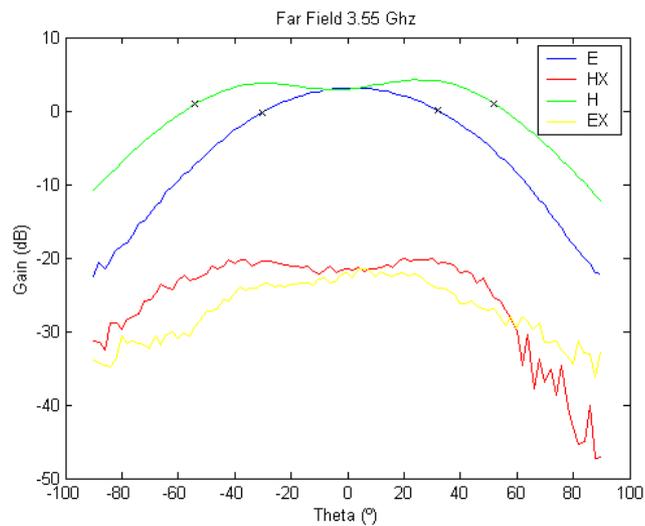


Fig. 4.66 – 4 componentes de radiación del array, medidos a 3.55 GHz

f (GHz)	Gain _E (dB)	$\Delta E_D H_X$ (dB)	$\Delta \Phi^E$ (°)	Gain _H (dB)	$\Delta H_D E_X$ (dB)	$\Delta \Phi^H$ (°)
3.45	2.83	21.68	± 33.01	4.50	26.01	± 55.03
3.50	2.59	22.13	± 32.01	3.98	26.00	± 54.03
3.55	3.15	23.18	± 31.01	4.22	25.74	± 53.03

Tabla 4.22 – Características de radiación del array, medidas para 3.45, 3.50 y 3.55 GHz

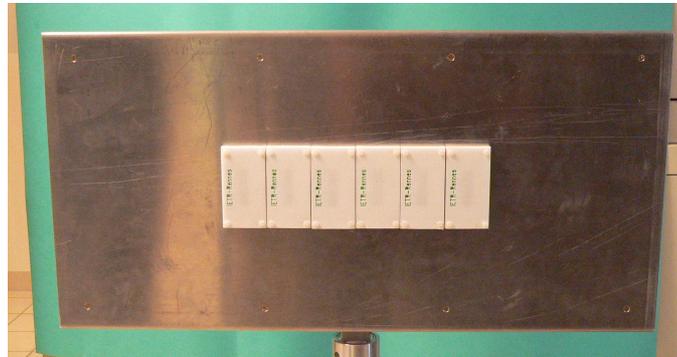


Fig. 4.67 – Array transmisor, vista delantera

Finalmente, tras estas comprobaciones, la antena que se empleará en las medidas ha sido realizada en array de 6, 4 elementos centrales activos y los de los extremos cargados 50 Ω , en transmisión, Fig. 4.67, y en array de 4 en recepción, Fig. 4.68 y 4.69.



Fig. 4.68 – Array transmisor, vista trasera



Fig. 4.69 – Array receptor, vista trasera

4.4. Conclusiones.

Hemos verificado los diseños realizados mediante un simulador 2D para dipolos radiantes a 2.4 y 3.5 GHz y antenas de banda ancha radiantes a 2.2 y 5.7 GHz del trabajo previo con un simulador 3D. Este estudio inicial nos sirvió para constatar que, aunque son

aceptables, aparecen diferencias relacionadas con la “falta de realidad” de algunos parámetros de los diseños; al igual, los empleamos para adquirir conocimiento sobre los efectos de las dimensiones en la radiación para aplicarlo posteriormente.

Nuestro objetivo primordial era fabricar una antena radiante a 3.5 GHz, con un cuaderno de carga de un ancho de banda a -10 dB superior a 200 MHz, con una adaptación y apertura mínimas de -15 dB y 60° . Vistos los resultados anteriores, seguimos el mismo modelo, una estructura de dipolos multicapa con alimentación por acoplamiento por proximidad. A través del control de las dimensiones de la antena mejoramos las condiciones de radiación en nuestras simulaciones.

Las diferentes implementaciones de esta antena nos han demostrado las inexactitudes entre nuestro modelo simulado y el real, que hemos tratado de aproximar dotando de espesor real a los dipolos y a la línea de alimentación, de dimensiones finitas a los substratos y el plano de masa, ajustando los valores de las constantes dieléctricas y modificando la línea de alimentación con la introducción de stubs para sintonizar el ancho de banda.

Finalmente, hemos conseguido un elemento radiante con tecnología microtira, tipología multicapa y alimentación por acoplamiento por proximidad con radiación, con radiación centrada en los 3.5 GHz con una adaptación de -45.68 dB y con un ancho de banda a -10 dB de 281 MHz, entre los 3.352 y los 3.633 GHz, una ganancia de 7 dB, con un rechazo a la polarización cruzada de, al menos, 28 dB y una apertura en plano H de $\pm 46^\circ$.

Esta antena cumple con los requisitos previos, salvo la apertura, cuestión que se soluciona empleándola en array.

Capítulo 5. Formulación teórica de SAGE.

En esta tercera parte se aborda el desarrollo del algoritmo que ha de trabajar con los datos que capture el sondador de canal para estimar los parámetros que caracterizan el canal móvil radio.

Para calcular estos parámetros existen numerosos algoritmos de alta resolución, siendo los principales MUSIC, ESPRIT o SAGE [21]. MUSIC no funciona bien para SNR bajas o señales próximas y sus mejoras requieren elevado coste computacional y ESPRIT es dependiente de la estructura de antenas empleada; por ello, emplearemos SAGE.

En primer lugar es necesario definir teóricamente su entorno y las bases de funcionamiento.

5.1. Modelo de canal.

Siendo el canal móvil radio, el modelo es MIMO [22], con arrays de antenas tanto en transmisión como en recepción y dentro de un entorno multitrayecto, tal como se muestra en Fig. 5.1.

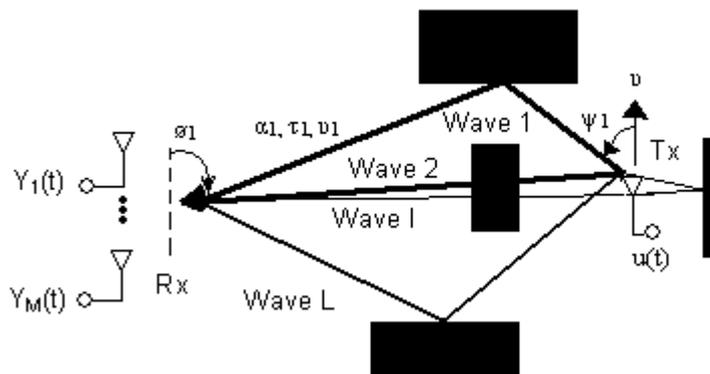


Fig. 5.1 – Entorno móvil radio

Asumimos que se producen L trayectos diferentes, viniendo el l-ésimo definido por su amplitud compleja (α_l), el retardo relativo hasta su llegada al receptor (τ_l), los ángulos que definen su DOA (Direction Of Arrival), dirección de llegada, ($\Omega_{RX,l}$), los ángulos que definen su DOD (Direction Of Departure), dirección de salida, ($\Omega_{TX,l}$) y el desplazamiento Doppler que se produce en su frecuencia (ν_l). Este conjunto de parámetros (θ_l) es el que tratamos de estimar.

$$\theta_l = [\alpha_l, \tau_l, \Omega_{RX,l}, \Omega_{TX,l}, \nu_l]$$

(5.1)

5.2. Modelo de señal.

Partiendo del modelo de canal definido, es decir, L trayectos caracterizados por un conjunto de parámetros θ_L , con un array de M_{TX} antenas transmitiendo hacia el array receptor de M_{RX} antenas, definimos un modelo de señal, de manera similar que en [23]. Las posiciones de los arrays respecto a un punto de referencia arbitrario son: $\mathbf{r}_{m,n}$ de \mathbb{R}^3 , con $m = M_{TX}, M_{RX}$ y $n = 1, 2, \dots, m$.

La señal de sondeo $\mathbf{u}(t)$ es la señal compuesta por las señales a la entrada del array de transmisión. La contribución de la onda l -ésima es:

$$s(t; \theta_l) \equiv [s_1(t; \theta_l), \dots, s_M(t; \theta_l)]^T = \alpha_l \exp\{j2\pi\nu_l t\} \mathbf{c}_{RX}(\boldsymbol{\Omega}_{RX,l}) \mathbf{c}_{TX}(\boldsymbol{\Omega}_{TX,l})^T \mathbf{u}(t - \tau_l) \quad (5.2)$$

$\mathbf{c}(\boldsymbol{\Omega})$ es el vector de apuntamiento de un array de antenas, que representa la respuesta del array ante una onda incidente con dirección $\boldsymbol{\Omega}$, y viene definido por:

$$\mathbf{c}_m(\boldsymbol{\Omega}_l) = \int_m (\boldsymbol{\Omega}_l) \exp\{j2\pi\lambda^{-1} \langle \mathbf{e}(\boldsymbol{\Omega}), \mathbf{r}_m \rangle\} \quad (5.3)$$

con λ , la longitud de onda, $\mathbf{e}(\boldsymbol{\Omega})$, el vector unitario de Pointing y $\int_m(\boldsymbol{\Omega})$ el patrón complejo de campo eléctrico del m -ésimo receptor.

$\boldsymbol{\Omega}$ representa una dirección, definida como el vector unitario desde el punto de referencia o como el punto final de una esfera unitaria centrada en el punto de referencia. Así, es $\boldsymbol{\Omega} = [\cos(\Phi)\sin(\theta), \sin(\theta)\sin(\theta), \cos(\theta)]^T$. Φ es el azimut, definido en el intervalo $[-\pi, +\pi)$, y θ es la elevación, definida en el intervalo $[0, +\pi)$.

La señal salida del array receptor es el vector $\mathbf{Y}(t) = [Y_1(t), \dots, Y_{M_{RX}}(t)]^T$, la suma de las contribuciones de las ondas y del vector de ruido (donde sus componentes corresponden a cada antena receptora, ruidos blancos Gaussianos generados por procesos independientes con peso espectral unitario):

$$Y(t) = \sum_{l=1}^L s(t; \theta_l) + \sqrt{\frac{N_0}{2}} N(t) \quad (5.4)$$

5.3. Efecto del sondador de canal.

Como explicábamos en el apartado 2.1. sobre el funcionamiento del sondador de canal, el sondeo del canal se lleva a cabo con una multiplexación TDM de acuerdo con la estructura ya señalada.

La activación del elemento transmisor correspondiente se refleja como:

$$q_{1,m}(t) = \sum_{i=1}^I q_{T_t}(t - t_{i,m} + T_g) \quad (5.5)$$

donde $q_{T_t}(t)$ es una ventana de duración T_t , $t_{i,m} = T_{cy}(i-1) + T_t(m-1)$, $m = 1, \dots, M_{TX}$ e $i = 1, \dots, I$.

La activación del elemento receptor correspondiente se refleja como:

$$q_{2,n}(t) = \sum_{i=1}^I \sum_{m=1}^M q_{T_{sc}}(t - t_{i,n,m}) \quad (5.6)$$

donde $q_{T_{sc}}(t)$ es una ventana de duración T_{sc} , $t_{i,n,m} = T_{cy}(i-1) + T_r(n-1) + T_t(m-1)$, $m = 1, \dots, M_{TX}$, $n = 1, \dots, M_{RX}$ e $i = 1, \dots, I$.

Añadiendo $q_1(t)$ al efecto de la señal de sondeo $\mathbf{u}(t)$ y $q_2(t)$ al efecto de la señal recibida y sustituyendo en la ecuación (5.2), tenemos la expresión final para la contribución de señal a la salida del receptor [24]:

$$\begin{aligned} s(t; \theta_l) &= \alpha_l \exp\{j2\pi\nu_l t\} q_2(t)^T c_{RX}(\Omega_{RX,l}) c_{TX}(\Omega_{TX,l})^T q_1(t - \tau_l) u(t - \tau_l) = \\ &= \alpha_l \exp\{j2\pi\nu_l t\} c_{RX}(\Omega_{RX,l})^T U(t - \tau_l) c_{TX}(\Omega_{TX,l}) \end{aligned} \quad (5.7)$$

5.4. Concepto general del algoritmo.

SAGE, como cualquier método basado en EM, resuelve el problema de la estimación de los parámetros del canal de manera iterativa: en cada iteración se computa una expectación de una función relacionada con la verosimilitud de las observaciones y, después, la maximiza para obtener la estimación de los parámetros.

La idea de SAGE y mayor diferencia respecto a EM [2] se basa en 2 conceptos:

- Separar los parámetros en varios subconjuntos, que pueden intersectar, de tal manera que en cada iteración algunos de los subconjuntos permanecen fijos mientras los otros son actualizados (posteriormente, los parámetros ahora fijos pueden actualizarse o no).
- Se introduce un espacio de datos oculto respecto a los parámetros. Suponemos que nuestras observaciones, que son conocidas, están incompletas y que, además, existe un conjunto “completo” de datos inobservables que está relacionado con esas observaciones estadísticamente con una función de probabilidad que depende de los parámetros a estimar.

Por tanto, en vez de realizar una estimación simultánea, como en el EM clásico, la realiza secuencialmente para mejorar la tasa de convergencia y reducir la complejidad de la maximización.

SAGE, como se explica en [25], es un algoritmo general aplicable a diferentes casos de procesamiento de señal, como reconstrucción de imágenes o el aquí afrontado de estimación de parámetros del canal; se muestra su diagrama en Fig. 5.2 y puede resumirse como:

1. Inicialización de los parámetros.
2. (Una iteración empieza) Descomposición de parámetros.
3. Elección de un espacio oculto de datos para los parámetros.
4. Aplicación de las ecuaciones:
 - a. Paso E.
 - b. Paso M.
5. (Una iteración finaliza) Evaluación de convergencia: si no se alcanza o ni finalizan las iteraciones, vuelta a paso 2.

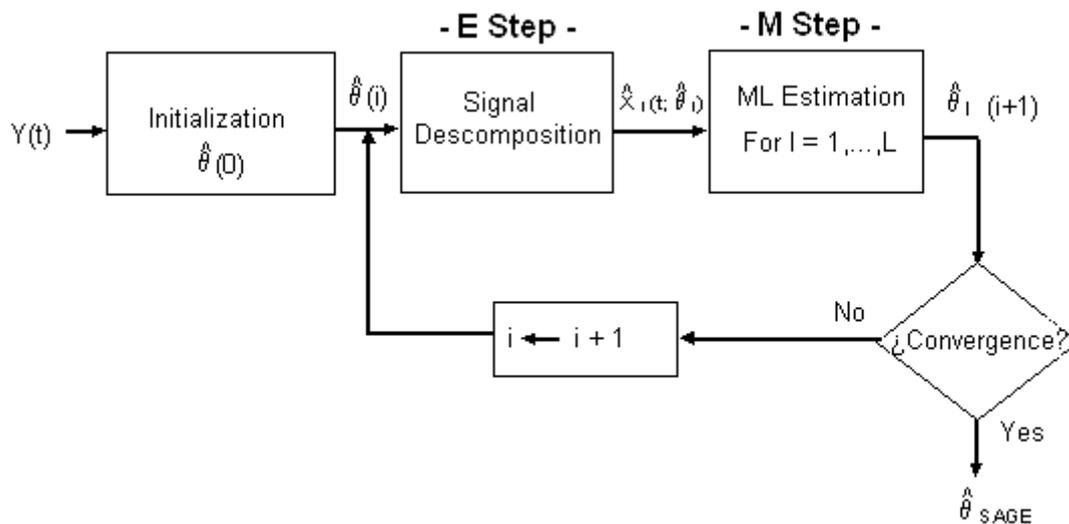


Fig. 5.2 – Diagrama de flujo del algoritmo SAGE

5.5. Espacio oculto de datos.

La selección del conjunto de parámetros [25] depende de la estructura del problema (la relación entre las señales, la dependencia respecto a los parámetros, etc.) y de la complejidad de los pasos E y M. En problemas con señales hay algunas elecciones naturales posibles:

- La señal entera.
- Por señales individuales.
- Por filas o columnas.
- Ordenaciones blanco-rojo.

5.6. Paso Expectación E.

Nuestro espacio oculto de datos se identifica como la aportación de las señales individuales $s(t; \theta_L)$ más el correspondiente ruido aditivo, de tal manera que $X_l(t)$ así definido (5.8) representa el conjunto “completo” de datos y la señal recibida $Y(t)$, $Y(t) = \Sigma_l X_l(t)$, representa los datos incompletos.

$$X_l(t) = s(t; \theta_l) + \sqrt{\frac{N_0}{2}} q_2(t) N_l(t) \quad (5.8)$$

Dada una observación $X_l(t) = x_l(t)$, la verosimilitud logarítmica de θ_L viene dada por, **Apéndice V. Verosimilitud:**

$$\Lambda(\theta_l; x_l(t)) \propto 2 \int_D \Re \{ s(t; \theta_l)^H x_l(t) \} dt - \int_D \| s(t; \theta_l) \|^2 dt \quad (5.9)$$

Insertando (5.7) en (5.9):

$$\Lambda(\theta_l; x_l) \propto 2 |c_{RX}(\Omega_{RX,l})| |c_{TX}(\Omega_{TX,l})| \Re \{ \alpha_l^* z(\bar{\theta}_l; x_l) \} - |\alpha_l|^2 |c_{RX}(\Omega_{RX,l})|^2 |c_{TX}(\Omega_{TX,l})|^2 IPT_{sc} \quad (5.10)$$

donde P la potencia de la señal transmitida, y $\bar{\theta}_l = [\tau_l, \Omega_{RX,l}, \Omega_{TX,l}, \nu_l]$.

La estimación ML de θ_L [22] que buscamos dada una observación $X_l(t) = x_l(t)$ es el valor de ese vector que hace que la verosimilitud logarítmica alcance un máximo. Observando (5.10) está claro que maximizar $\Lambda(\theta_L; x_l)$ tiene el mismo sentido que maximizar $z(\bar{\theta}_l; x_l)$.

Como $X_l(t)$ es inobservable, no se pueden aplicar directamente las estimaciones ML. El paso E consiste en calcular $\Lambda(\theta_l; \hat{x}_l)$, donde $\hat{x}_l(t; \hat{\theta}_l^i)$ tiene el sentido de una estimación de los datos “completos” pero inobservables basados en la observación $Y(t) = y(t)$, considerando los parámetros θ_L estimados previamente.

$$\hat{x}_l(t; \hat{\theta}^i) = E \{ X_l(t) | y(t); \hat{\theta}^i \} = s(t; \hat{\theta}_l^i) + \left[y(t) - \sum_{\substack{l'=1 \\ l' \neq l}}^L s(t; \hat{\theta}_l^i) \right] = y(t) - \sum_{\substack{l'=1 \\ l' \neq l}}^L s(t; \hat{\theta}_l^i) \quad (5.11)$$

5.7. Paso Maximización M.

Consiste en maximizar la función integral z que, teniendo en cuenta (5.7), (5.9) y (5.10), se define en la ecuación (5.12) y podemos implementar, por ejemplo, siguiendo una estructura como la de Fig. 5.3:

$$z(\hat{\theta}_l; \hat{x}_l) = \sum_{i=1}^I \exp\{-j2\pi\nu_l t_{i,n,m}\} \int_0^{T_{sc}} u^*(t-\tau_l) \exp\{-j2\pi\nu_l t\} c_{RX}(\Omega_{RX,l})^H \hat{x}_l(t+t_{i,n,m}) c_{TX}(\Omega_{TX,l})^* dt \quad (5.12)$$

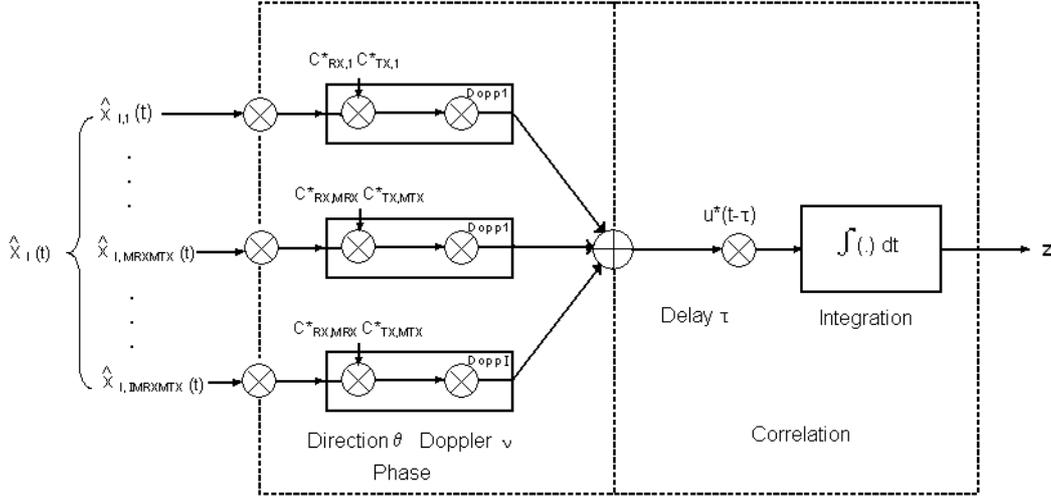


Fig. 5.3 – Implementación de la función z

$$\begin{aligned} \left(\hat{\theta}_l\right)^{i+1} &= \arg \max_{[\tau, \Omega, \nu]} \left\{ z\left(\tau, \Omega, \nu, \hat{x}_l\left(t, \hat{\theta}^i\right)\right) \right\} \\ \hat{\alpha}_l^{i+1} &= \frac{1}{\left\| c_{RX}\left(\hat{\Omega}_{RX,l}\right) \right\| \left\| c_{TX}\left(\hat{\Omega}_{TX,l}\right) \right\| IPT_{sc}} z\left(\hat{\tau}_l, \hat{\Omega}_l, \hat{\nu}_l, \hat{x}_l\left(t, \hat{\theta}^i\right)\right) \end{aligned} \quad (5.13)$$

$$\begin{aligned} \hat{\tau}_l^{i+1} &= \arg \max_{\tau} \left\{ z\left(\tau, \hat{\Omega}_{RX,l}^i, \hat{\Omega}_{TX,l}^i, \hat{\nu}_l^i, \hat{x}_l\left(t, \hat{\theta}^i\right)\right) \right\} \\ \hat{\Omega}_{RX,l}^{i+1} &= \arg \max_{\Omega} \left\{ z\left(\hat{\tau}_l^{i+1}, \Omega, \hat{\Omega}_{TX,l}^i, \hat{\nu}_l^i, \hat{x}_l\left(t, \hat{\theta}^i\right)\right) \right\} \\ \hat{\Omega}_{TX,l}^{i+1} &= \arg \max_{\Omega} \left\{ z\left(\hat{\tau}_l^{i+1}, \hat{\Omega}_{RX,l}^{i+1}, \Omega, \hat{\nu}_l^i, \hat{x}_l\left(t, \hat{\theta}^i\right)\right) \right\} \\ \hat{\nu}_l^{i+1} &= \arg \max_{\nu} \left\{ z\left(\hat{\tau}_l^{i+1}, \hat{\Omega}_{RX,l}^{i+1}, \hat{\Omega}_{TX,l}^{i+1}, \nu, \hat{x}_l\left(t, \hat{\theta}^i\right)\right) \right\} \\ \hat{\tau}_l^{i+1} &= \frac{1}{\left\| c_{RX}\left(\hat{\Omega}_{RX,l}^{i+1}\right) \right\| \left\| c_{TX}\left(\hat{\Omega}_{TX,l}^{i+1}\right) \right\| IPT_{sc}} z\left(\hat{\tau}_l^{i+1}, \hat{\Omega}_{RX,l}^{i+1}, \hat{\Omega}_{TX,l}^{i+1}, \hat{\nu}_l^{i+1}, \hat{x}_l\left(t, \hat{\theta}^i\right)\right) \end{aligned} \quad (5.14)$$

Finalmente, la maximización de z [22] para obtener la estimación de los parámetros se puede aproximar de 2 formas: respecto a la onda incidente completa (5.13), donde se actualizan todos los parámetros al mismo tiempo, o de manera coordinada individual (5.14), donde el conjunto de parámetros se divide en subconjuntos a pares $\{\tau_l, \alpha_l\}$,

$\{\Omega_{RX}, \alpha_l\}$, $\{\Omega_{TX}, \alpha_l\}$ y $\{v_l, \alpha_l\}$, de manera que se reduce la complejidad (la principal diferencia es que en el modo coordinado cuando se actualiza cada parámetro se utilizan los ya re-actualizados).

5.8. Inicialización.

Es importante el paso de la inicialización a causa de su implicación en la tasa de convergencia y en la convergencia absoluta. Así, si el algoritmo se inicializa en la proximidad de un máximo local de θ , las iteraciones harán que la secuencia de estimaciones converja monótonamente, en el sentido de la norma, hacia dicho máximo, como se demuestra en [25].

El primer método, que vemos en [22] [26], consiste en, a partir de una estimación inicial de θ a $[0, 0, \dots, 0]$, sustituir las ecuaciones en (5.14), como un ciclo de inicialización, por una estimación no coherente de los parámetros:

$$\begin{aligned}
 \hat{\tau}_l^0 &= \arg \max_{\tau} \left\{ \sum_{i,n,m} \left| \int_D u^*(t-\tau)y(t+t_{i,n,m})dt \right|^2 \right\} \\
 \hat{\Omega}_{RX,l}^0 &= \arg \max_{\Omega} \left\{ \sum_{i,m} \left| \sum_n \tilde{c}_{RX,n,l}^* \int_D u^*(t-\hat{\tau}_l^0)y(t+t_{i,n,m})dt \right|^2 \right\} \\
 \hat{\Omega}_{TX,l}^0 &= \arg \max_{\Omega} \left\{ \sum_i \left| \sum_m \tilde{c}_{TX,m,l}^* \left(\sum_n \hat{c}_{RX,n,l}^0 \int_D u^*(t-\hat{\tau}_l(0))y(t+t_{i,n,m})dt \right) \right|^2 \right\} \\
 \hat{v}_l^0 &= \arg \max_v \left\{ \sum_i \exp\{-j2\pi v_l t_{1,n,m}\} \sum_m \hat{c}_{TX,m,l}^0 \left(\sum_n \hat{c}_{RX,n,l}^0 \int_D u^*(t-\hat{\tau}_l^0)y(t+t_{i,n,m})dt \right) \right\} \\
 \hat{\alpha}_l^0 &= \frac{\left\{ \sum_i \exp\{-j2\pi \hat{v}_l^0 t_{1,n,m}\} \sum_m \hat{c}_{TX,m,l}^0 \left(\sum_n \hat{c}_{RX,n,l}^0 \int_D u^*(t-\hat{\tau}_l^0)y(t+t_{i,n,m})dt \right) \right\}}{\left| \hat{c}_{RX,n,l}^0 \right| \left| \hat{c}_{TX,m,l}^0 \right| IPD}
 \end{aligned} \tag{5.15}$$

Este ciclo es conocido como la cancelación de interferencia sucesiva (SIC, Successive Interference Cancellation) porque después de que la siguiente onda es inicializada, las ondas previamente inicializadas se sustraen de la señal observada $y(t)$. Así, la “interferencia” se cancela sucesivamente:

$$y^{(l)}(t) = y(t) - \sum_{l'=1}^L s(t; \hat{\theta}_{l'}(0)) \tag{5.16}$$

En una segunda posibilidad, SAGE se puede apoyar en otro algoritmo de estimación de menor complejidad, como MUSIC o ESPRIT 1D [21]. Así, todos los retardos iniciales son estimados con MUSIC o ESPRIT 1D, a partir de lo cual comienza un ciclo de inicialización de SAGE para evaluar la estimación inicial de los otros parámetros.

Otra posibilidad, pero que no es un método de alta resolución, es emplear la segunda derivada y un límite máximo para estimar superficialmente los retardos y el número de trayectos.

Sin embargo, el mejor resultado se produce realizando una modificación al método SIC, la inicialización de búsqueda mejorada (ISI, Improved Search Initialization), propuesta en [26].

Normalmente, cuando disponemos de un perfil de retardo en potencia de la señal recibida escogemos los trayectos en la estimación inicial de los retardos a partir del que proporciona la mayor potencia; si estamos en un escenario de un solo trayecto es un procedimiento óptimo, pero cuando aparecen clusters de dispersión difusos, podría llevar a resultados erróneos si algún cluster, compuesto por muchos picos estrechos, da un valor mayor. Para evitar esto, se realiza ISI, que se basa en:

- Umbral: a partir de características del sondador de canal, del propio canal, de las señales transmitidas y de los requerimientos impuestos se establece un umbral para seleccionar la parte válida (la parte superior) de la respuesta al impulso.

Se definen 2 parámetros, el margen de ruido (NM), que es el máximo ruido que se puede sumar a la señal sin distorsionar el nivel recibido, y el máximo rango dinámico de la respuesta al impulso (DL), que es una característica predefinida del sondador, y se calculan otros 2 parámetros, el nivel medio de ruido (NL) y el nivel de pico máximo de la señal recibida (PL), todo en dB. Así, el umbral, TH, es:

$$TH = \max(NL + NM, PL - DL) \quad (5.17)$$

- División: la respuesta al impulso se divide en diferentes segmentos. Si conocemos el número de ondas a estimar, empíricamente, el número de segmentos es la mitad. Si no lo conocemos dependerá de la longitud de la señal.
- Elección: dentro de cada segmento, siempre que se supere el umbral, se estima una onda en el máximo y se almacena su potencia. Esto se repite hasta que se alcance el número máximo de ondas o cuando no haya más niveles por encima del umbral.

Capítulo 6. Implementación de SAGE.

En este capítulo se expone el funcionamiento de las funciones desarrolladas que componen SAGE, cuya implementación se ha llevado a cabo con el lenguaje de programación de alto nivel MATLAB [27], en su versión 6.1.

Recordando la sección 1.3, el algoritmo desarrollado está basado en el trabajo realizado en [6]. La programación está basada en el uso de bucles *for*, con una inicialización SIC, vista en 5.8. Es necesario indicar, previamente a las iteraciones, el número de trayectos a estimar (los mismos que se van a simular). Si hay un número elevado de trayectos o aparecen muchos trayectos cercanos presenta problemas para poder diferenciarlos.

6.1. Estructura general.

La versión de SAGE ahora realizada calcula los parámetros de retardo, azimut de llegada, elevación de llegada, azimut de salida, elevación de salida, desplazamiento Doppler y amplitud compleja.

La estructura de funcionamiento que sigue el programa, que luego veremos a través de sus scripts, es la siguiente:

- Datos: predefinidos y definidos por usuario.
- Generación de señal: generación de parámetros, generación de ruido y composición de la señal recibida.
- Algoritmo:
 1. Inicialización ISI, vista en 5.8.
 2. Paso E: para cada trayecto, cálculo de los datos “completos” e inobservables $X(t)$.
 3. Paso M: maximización secuencial.
 4. Eliminación de trayectos poco fiables.
- Presentación de resultados: trayectos, gráficas de parámetros y tiempo de cálculo.

En este caso, con la intención de aumentar la velocidad del programa y de disminuir su complejidad se han empleado matrices para sustituir el uso de gran parte de los bucles *for*.

6.2. Funciones.

El código de todas las funciones se encuentra en **Apéndice III. Scripts.**

Todas las funciones tienen las primeras líneas del fichero comentadas para que al llamar en la ventana de comandos de MATLAB a “*help* función” aparezca una pequeña explicación de ella.

Las funciones *posrect3d.m*, que devuelve la matriz de posiciones de un array de antenas, y *arresp3d.m*, que devuelve el vector de direcciones del array a partir de su matriz de posiciones, son las mismas que las empleadas en [6].

6.2.1. Sage6D.m

Función principal donde se desarrolla el algoritmo tal como se define en 6.1.

A través de la llamada *EnterData.m* se introducen los datos definidos por el usuario. Además se definen: antenas receptoras a lo largo de cada eje, velocidad de la luz, longitud de onda, número de onda, espaciado, pérdidas de propagación, SNR, velocidad del movimiento, ancho de banda de la medida, número de puntos en frecuencia, paso frecuencial, tamaño del filtro de ajustamiento, número de ciclos de la medida, tiempo entre observaciones, tiempo inicial, retardo máximo, paso temporal, eje temporal, número de puntos en el eje temporal y número de segmentos para la ISI.

Después de los datos se define la señal recibida $Y(t)$, de tamaño $I \cdot M_{TX} \cdot M_{RX} \times PT$, con PT el número de instantes en el eje temporal. La llamada a *ParamSage6D.m* proporciona los parámetros de los trayectos; mientras, se genera el ruido a través de la función *randn* con una amplitud proporcional a la SNR definida y con tamaño $I \cdot M_{TX} \cdot M_{RX} \times PT$. Empleando la función *Udirac6Dsim.m* se obtiene $u(t - \tau)$, de longitud $L \times PT$. Los vectores de dirección $c(\Omega_{TX})$ y $c(\Omega_{RX})$, de tamaño $L \times M_{TX}$ y $L \times M_{RX}$ respectivamente, se obtienen aplicando la función *arresp3d.m* a las matrices de posición. Para componer matricialmente la fase, de tamaño $M_{TX} \cdot M_{RX} \times L$, se replica $c(\Omega_{RX})$ M_{TX} veces mediante la función *repmat* y se aplica el producto Kronecker [28] respecto a $c(\Omega_{TX})$; se replica $M_{TX} \cdot M_{RX}$ veces el vector de amplitudes complejas y se multiplica por la fase. Para finalizar la composición de las contribuciones s , se genera el producto de las señales anteriores (u y fase \times amplitud compleja) con la exponencial Doppler, simulando la toma de diferentes observaciones. Finalmente, $Y(t)$ es la suma de $s(t)$ más el ruido.

Para aplicar ISI se definen los parámetros de margen de ruido y rango dinámico del receptor y se calculan el nivel medio de ruido y el pico máximo de la señal recibida y se llama a *PseudoISI.m*. La inicialización culmina asignando valor 90° (por estar en el plano YZ) a las elevaciones.

El núcleo central del algoritmo se implementa en una estructura de doble bucle *for* anidado, el primero a lo largo de las iteraciones, el segundo a lo largo de cada trayecto estimado. Antes de comenzar, se definen 3 matrices imprescindibles, todas de tamaño $I \cdot M_{TX} \cdot M_{RX} \times PT$, en el desarrollo de SAGE: XI , para la estimación de los datos completos, SI , para la suma de todas las contribuciones estimadas, y sl , para la estimación de la contribución actual.

En el paso E se genera la estimación de los datos completos de un modo similar al que se generaba la señal recibida, ahora empleando los parámetros estimados y la función *Udirac6D.m*.

En el paso M se produce la maximización con la llamada a *Ang_argmax6D.m* y se actualiza el valor de porcentaje de funcionamiento del algoritmo.

En la parte de postprocesado, la selección de los trayectos fiables se realiza con la llamada a *Eraser.m*. Posteriormente se muestran los parámetros generados y estimados, el tiempo de procesado y las gráficas comparativas, de señales y de parámetros.

6.2.2. *TitleSage.m*

Es una función tipo botón que presenta el algoritmo y, si se elige “yes”, lo inicia; si se elige “no”, se termina inmediatamente.

6.2.3. *EnterData.m*

Función para elegir el usuario, sin modificar el algoritmo principal, los datos: el número de trayectos que van a componer la señal recibida, la frecuencia de transmisión, el número de antenas en el array ULA transmisor, el número de antenas en el array URA receptor y el número de iteraciones que deseamos ejecutar.

6.2.4. *str2int.m*

Función para convertir un string de números en un dígito, válido incluso para números con decimales.

6.2.5. *ParamSage6D.m*

Función para la generación de los parámetros que se deben estimar.

Los parámetros de retardo y ángulo se generan de manera aleatoria empleando la función de MATLAB *unifrnd*. Para la elevación del transmisor es un valor fijo a 90° (es 90 y no 0 porque el plano seleccionado para las antenas es el YZ) por tratarse de un array lineal. La fase de la amplitud compleja se genera empleando la función de MATLAB *rand*.

Para el valor absoluto de la amplitud se aplica a cada algoritmo unas pérdidas en dB en función del retardo. Para el desplazamiento Doppler empleamos la fórmula conocida:

$$v = \frac{v \cdot f}{c} \cos(\theta_{RX}) \sin(\phi_{RX}) \quad (6.1)$$

6.2.6 *Udirac6Dsim.m*

Función para la simulación de las deltas recibidas a través del entorno. Por ello, en vez de emplear una delta de Dirac empleamos una función tipo $|sinc|$, que simula mejor la

respuesta impulsional real que podríamos recibir, un pico más unos armónicos decrecientes, como se muestra en Fig. 6.1.

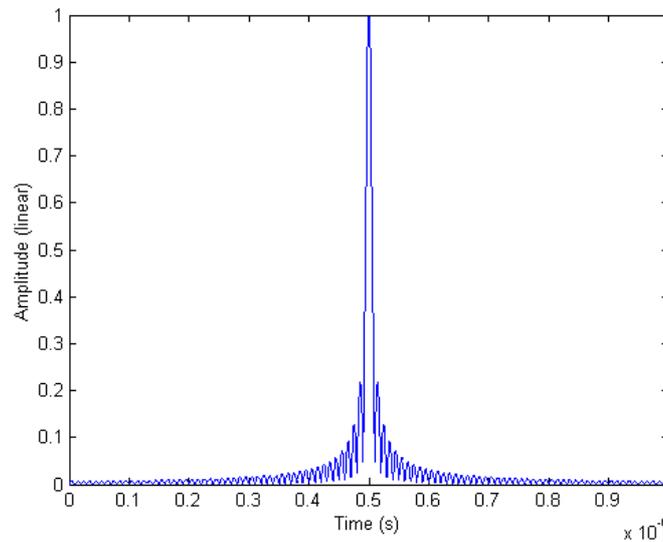


Fig. 6.1 – Función tipo |sinc|

Usamos una ventana de ajustamiento para evitar que los valores de la sinc puedan exceder los índices del eje temporal.

6.2.7. Udirac6D.m

Función para la simulación de las deltas estimadas. En teoría este valor es un impulso centrado en cada retardo estimado, pero, sabiendo que el impulso real no va a ser perfecto, consideramos valores al 10 % de amplitud en los instantes anterior y posterior, tal como en Fig. 6.2. Si no se empleasen los valores laterales, se perdería precisión en la estimación de la amplitud compleja.

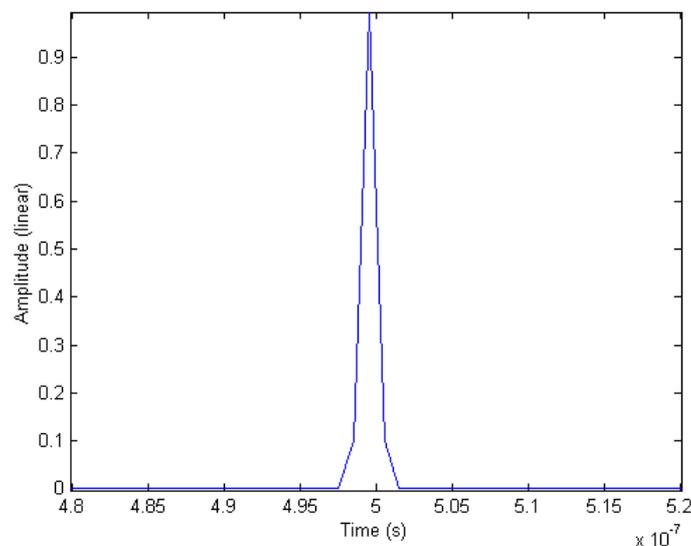


Fig. 6.2 – Función delta estimada

6.2.8. PseudoISI.m

Función para la implementación de la inicialización estilo ISI, con la particularidad de que se definen 2 umbrales, que se ven en Fig. 6.3.

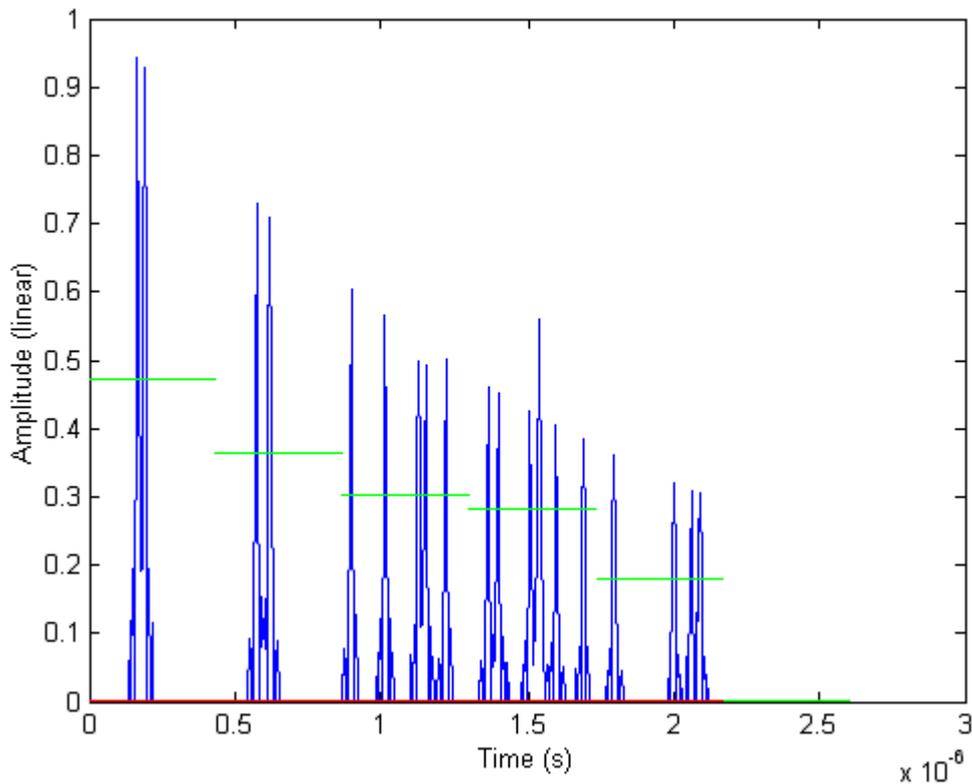


Fig. 6.3 – Umbral sobre la señal recibida

En primer lugar, se reciben los parámetros que definen el umbral general (5.17) (Fig. 6.3, en rojo) y se calcula. Este es un umbral de valor bajo, detalle ampliado en Fig. 6.4, que nos sirve para eliminar solamente los valores de ruido.

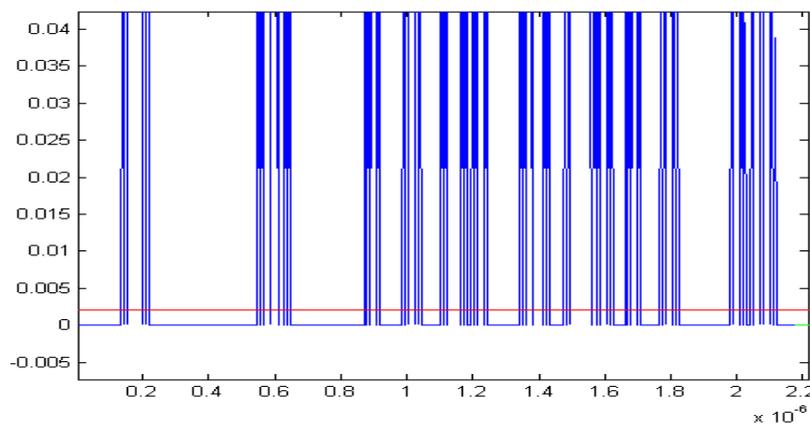


Fig. 6.4 – Detalle ampliación del umbral general

Después, la señal se divide en los segmentos indicados, dentro de cada cual se define un nuevo umbral (Fig. 6.3, en verde), como un porcentaje del valor máximo del

segmento (empíricamente, el 50 % es el que mejor resultado nos ha ofrecido), que determina como retardos iniciales los instantes temporales de los valores que superan dicho umbral.

El número de trayectos obtenidos con el que trabajar es una sobreestimación, pero permite no perder ningún trayecto a costa de emplear al final un algoritmo de eliminación de los trayectos poco fiables.

6.2.9. *Ang_argmax6D.m*

Función para la estimación ML de los parámetros, de manera individual (5.14). La búsqueda de cada parámetro óptimo se realiza a través de un bucle *for* a lo largo de todo el eje de valores del correspondiente parámetro, valiéndose para el cálculo de z de la función *ZMLE6Dinit.m* o *ZMLE6Ddopp.m*.

En el caso de los retardos se introduce una variable que almacena el valor de los retardos ya estimados. Su sentido es evitar que se estime 2 veces el mismo retardo dentro de una misma iteración. Aunque así, si hay 2 o más trayectos que llegan en un mismo instante serán considerados como uno sólo (o se trasladarán a los instantes anteriores y posteriores) se soluciona un problema peor, que el algoritmo se pierda una y otra vez asignando a cada trayecto el mismo retardo.

En el caso de los ángulos, si el array es lineal y, teniendo en cuenta que hemos establecido el plano de las antenas como el YZ, si no hay componente Y se establece el azimut a 0° y si no hay componente Z se establece la elevación a 90° , para ahorrar iteraciones innecesarias (y posibles desfases que se pueden generar por una mala estimación).

Por último, indicar que, aunque a priori pueda parecer más preciso, realizar la maximización del azimut y la elevación al mismo tiempo es inviable ya que en el doble bucle *for* y el cálculo de la función z el algoritmo se pierde.

6.2.10. *ZMLE6Ddopp.m*

Función para el cálculo de z , tal como se define en (5.12).

Empleando la función *Udirac6D.m* se obtiene $u(t - \tau)^*$, de longitud $1 \times PT$. Los vectores de dirección $c(\Omega_{TX})$ y $c(\Omega_{RX})$, de tamaño $1 \times M_{TX}$ y $1 \times M_{RX}$ respectivamente, se obtienen aplicando la función *arresp3d.m*. Para componer matricialmente la fase se replica $c(\Omega_{RX})^*$ mediante la función *repmat* a lo largo de M_{TX} y se aplica el producto Kronecker respecto a $c(\Omega_{TX})^*$; la fase resultante se replica I veces y se multiplica por la exponencial Doppler, dando una fase total de tamaño $I \cdot M_{TX} \cdot M_{RX} \times 1$.

Si comparamos (5.12) con la función generada, sólo consideramos la parte de exponencial Doppler que se produce al tomar cada ciclo. Esto se debe a que a bajas frecuencias Doppler, como es el caso si comparamos los 100 Hz del Doppler frente a los 2.2 GHz de transmisión, la exponencial dependiente del eje de tiempos no produce un efecto notable [22].

Finalmente, se compone la función producto de las anteriores, de tamaño 1 x PT, que se integra para obtener z. La integración se realiza mediante el método del trapecio compuesto, Fig. 6.5, donde, como se explica en [29], se divide el intervalo de integración en segmentos iguales y se aplica la aproximación (6.2), el sumatorio del área de los trapecios, donde la altura es el valor medio de los 2 extremos:

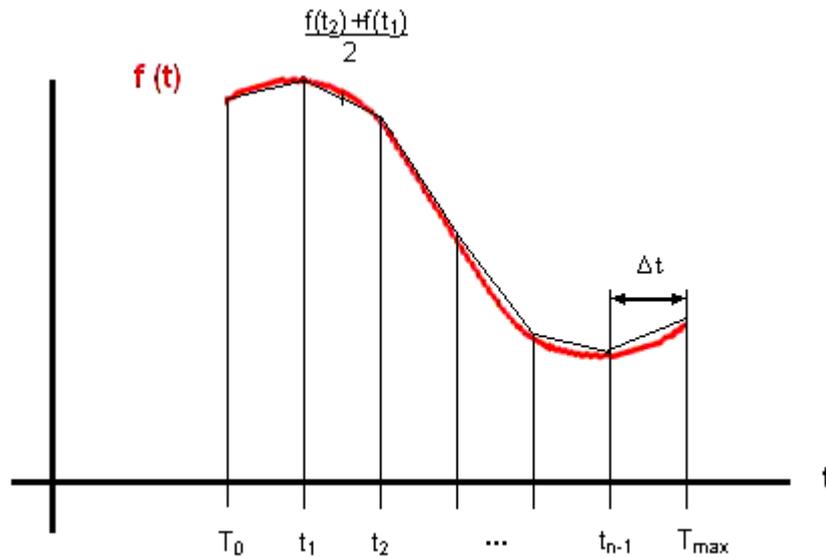


Fig. 6.5 – Integración por el método de los trapecios compuestos

$$\int_{T_0}^{T_{\max}} f(t)dt \approx \Delta t \frac{f(T_0) + f(t_1)}{2} + \dots + \Delta t \frac{f(t_{n-1}) + f(T_{\max})}{2} = \frac{\Delta t}{2} \left(f(T_0) + f(T_{\max}) + 2 \sum_{i=1}^{n-1} f(t_i) \right) \quad (6.2)$$

6.2.11. ZMLE6Dinit.m

Función para el cálculo de z a la hora de calcular el valor inicial (el valor de la primera iteración) de los retardos. Es la implementación de la primera ecuación de (5.15).

6.2.12. Eraser.m

Función para la eliminación, una vez terminadas las iteraciones del algoritmo, de aquellos trayectos menos fiables de ser reales. Se compone de 3 fases: eliminación por proximidad de ángulos estimados, eliminación por pérdidas de propagación y eliminación por Doppler.

Eliminación por proximidad de ángulos estimados: mientras los trayectos estimados son ordenados según sus retardos, se comprueba la diferencia entre los ángulos de cada 2 trayectos consecutivos (azimut y elevación de llegada y salida); si para los 4 ángulos la diferencia es menor del límite establecido, 5.4° para el azimut y 3.6° para la elevación, se elimina el trayecto de menor amplitud, en valor absoluto.

Eliminación por pérdidas de propagación: para los trayectos estimados que han superado la primera eliminación se calculan las pérdidas de propagación siguiendo (6.3). Antes de continuar, es importante indicar que esta eliminación sólo empieza si llegan, al menos, 16 trayectos, ya que hemos comprobado empíricamente que para un número bajo de trayectos, en algunos casos, se eliminaban trayectos correctos.

$$Loss\left(\frac{dB}{\mu s}\right) = -20 \cdot 10^{-6} \log_{10}\left(\frac{|A|}{\tau}\right) \quad (6.3)$$

Una vez calculadas las pérdidas se dividen los trayectos según el orden de tiempo, es decir, cada vez que cambia el orden decimal (10^{-9} , 10^{-8} , 10^{-7} , 10^{-6}). Para cada segmento se calcula la media de las pérdidas, se establece esta media como umbral y se seleccionan los trayectos cuyas pérdidas superan esta media. Este umbral puede sufrir 3 modificaciones:

- Si la proporción de trayectos con valor de pérdida menor de 0.5 dB es superior al 35 %, sólo se consideran para hacer la media los trayectos con pérdida superior. Sólo se aplica al primer segmento, donde al tratarse de tiempos muy pequeños el cálculo de las pérdidas no es tan preciso.
- Si no hay ningún trayecto con valor de pérdida mayor de 0.5 dB y sí los hay con pérdida menor, el umbral se establece a 0 para que no sea eliminado.
- Si el cociente entre el valor mayor de pérdida y el menor es superior a 200 se aumenta el umbral en un factor que depende del segmento en el que nos encontremos (es mayor cuanto menor sea el tiempo).

Finalmente, se eliminan, dentro de los parámetros por debajo del umbral, una cantidad de trayectos proporcional al número de trayectos previo. Obviamente, los eliminados son los de mayor pérdida.

Eliminación por Doppler: es similar a la eliminación por proximidad de ángulos estimados, añadiendo ahora la diferencia entre Doppler estimados. Para la eliminación sólo se deben superar 3 de los 4 límites de ángulos más el límite del Doppler. Su objetivo es “cazar” aquellos trayectos que siendo iguales, por un pequeño error de estimación, no se haya calculado bien uno de sus ángulos.

Capítulo 7. Resultados del algoritmo implementado.

En base al algoritmo expuesto e implementado en los capítulos 5 y 6 respectivamente, ahora presentamos y analizamos los resultados de diferentes simulaciones realizadas, bajo el entorno MATLAB, para la estimación de los parámetros de los trayectos considerados: retardo, amplitud compleja, azimut de llegada, elevación de llegada, azimut de salida, elevación de salida y desplazamiento Doppler.

Para las simulaciones asignamos parámetros, Tabla 7.1, que coinciden con algunas de las condiciones de trabajo reales en las que presuponemos debe funcionar SAGE:

Parámetro	Valor	Parámetro	Valor
Array TX	ULA 4	BW medida	200 MHz
Array RX	URA 4x4	SNR	40 dB
Frecuencia	2.2 GHz	Velocidad	10 m/s

Tabla 7.1 – Parámetros de las condiciones de trabajo

Suponiendo las antenas, un array lineal con espaciado uniforme para transmisión y un array rectangular con espaciado uniforme para recepción, en el plano YZ, quedan dispuestas como en Fig. 7.1:

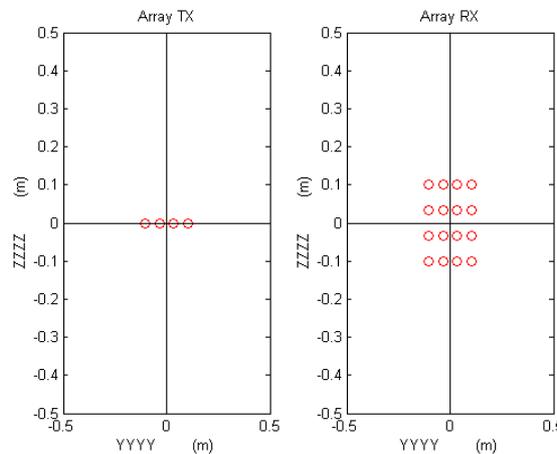


Fig. 7.1 – Disposición de los arrays de antenas sobre el plano YZ

Además, resta por establecer otros parámetros, mostrados en Tabla 6.2, que, en este caso, controlan la precisión y velocidad (puede ser un factor crítico dependiendo de la capacidad del procesador) del algoritmo:

Eje	Valores	Precisión
Tiempo	0 s < tiempo < 2.55 μ s	5 ns
Azimut	-60 ° < azimut < 60 °	0.1 °
Elevación	80 ° < elevación < 100 °	0.1 °
Doppler	36.1 Hz < doppler < 73.3 Hz	0.1 Hz

Tabla 7.2 – Parámetros de precisión de búsqueda

7.1. Simulaciones.

Los resultados de las gráficas que se muestran son, para todos los casos, realizadas 2 iteraciones. No se muestra la gráfica de la elevación de salida por ser constante.

7.1.1. 2 trayectos.

El tiempo de trabajo del algoritmo fue de 73.64 s, resultando las estimaciones de Fig. 7.2 a 7.5.

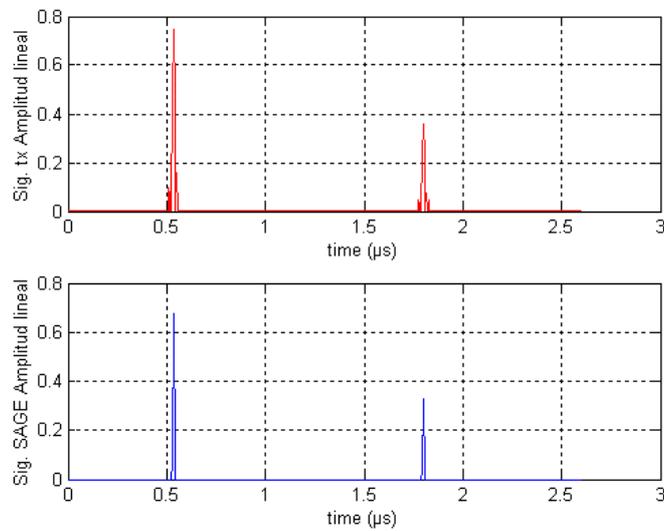


Fig. 7.2 – Señal recibida vs Señal estimada. 2 trayectos, 2 iteraciones

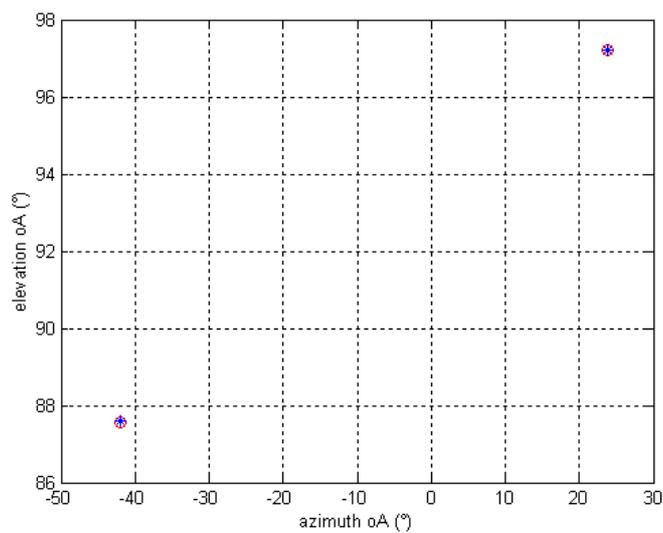


Fig. 7.3 – Reales (o) vs Estimados (*): ElevaciónOA, AzimutOA. 2 trayectos, 2 iteraciones

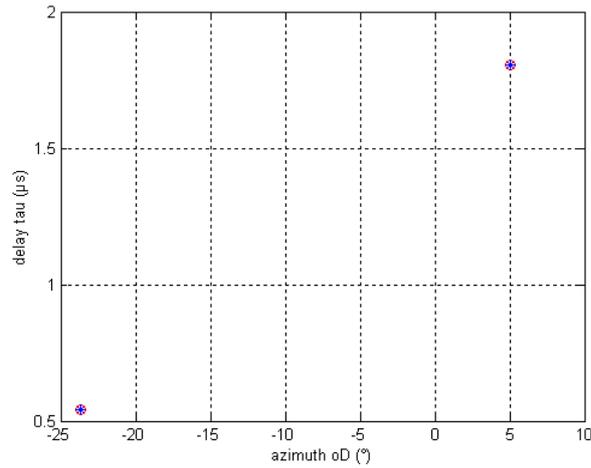


Fig. 7.4 – Reales (o) vs Estimados (*): retardo, AzimutOA. 2 trayectos, 2 iteraciones

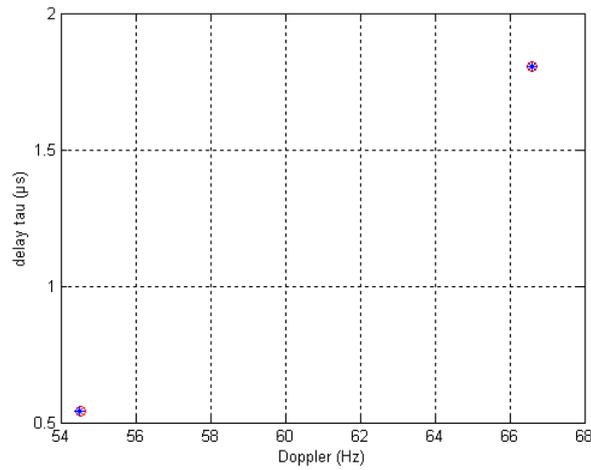


Fig. 7.5 – Reales (o) vs Estimados (*): retardo, Doppler. 2 trayectos, 2 iteraciones

7.1.2. 4 trayectos.

El tiempo de trabajo del algoritmo fue de 139.13 s, resultando las estimaciones de Fig. 7.6 a 7.9.

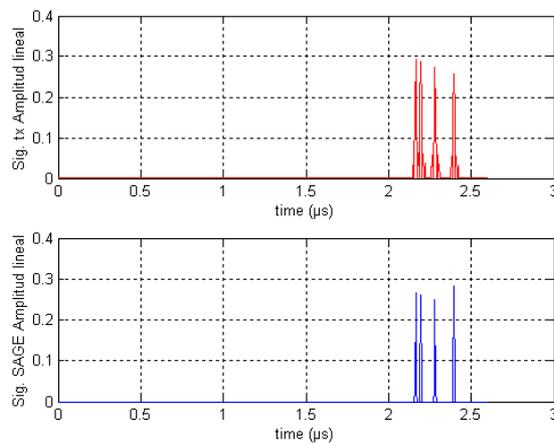


Fig. 7.6 – Señal recibida vs Señal estimada: 4 trayectos, 2 iteraciones

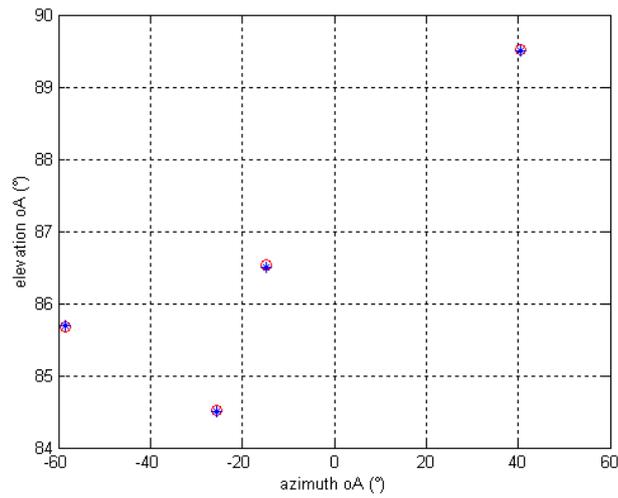


Fig. 7.7 – Reales (o) vs Estimados (*): ElevaciónOA, AzimutOA. 4 trayectos, 2 iteraciones

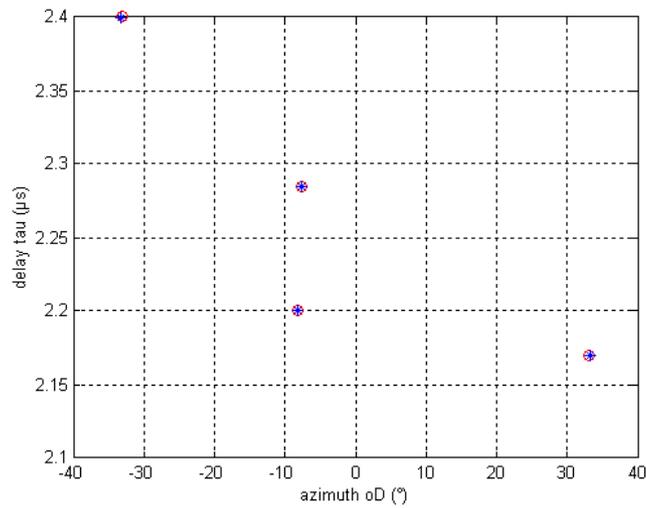


Fig. 7.8 – Reales (o) vs Estimados (*): retardo, AzimutOA. 4 trayectos, 2 iteraciones

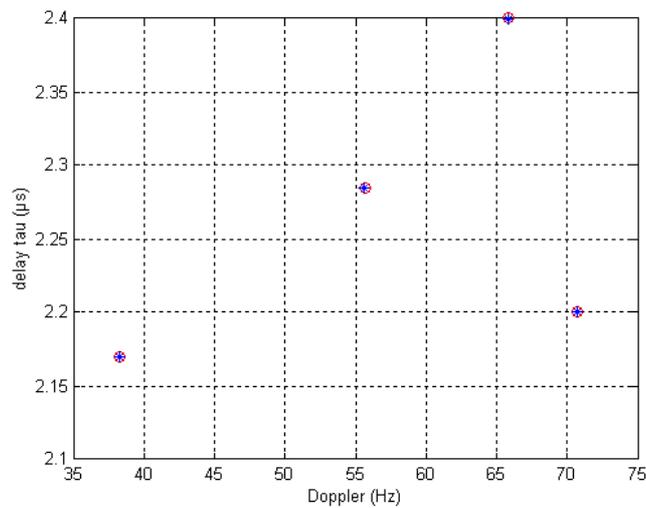


Fig. 7.9 – Reales (o) vs Estimados (*): retardo, Doppler. 4 trayectos, 2 iteraciones

7.1.3. 10 trayectos.

El tiempo de trabajo del algoritmo fue de 372.63 s, resultando las estimaciones de Fig. 7.10 a 7.13.

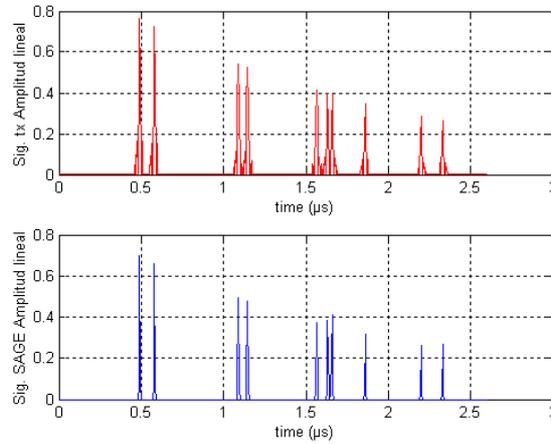


Fig. 7.10 – Señal recibida vs Señal estimada: 10 trayectos, 2 iteraciones

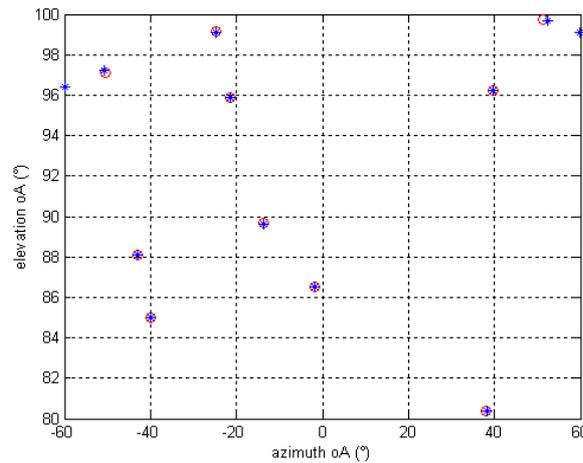


Fig. 7.11 – Reales (o) vs Estimados (*): ElevaciónOA, AzimutOA. 10 trayectos, 2 iteraciones

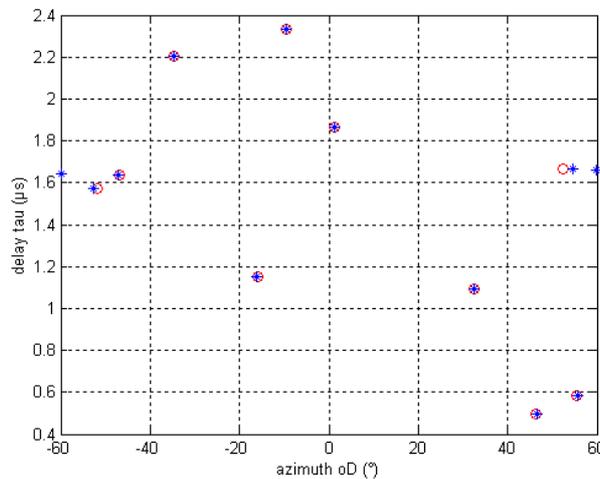


Fig. 7.12 – Reales (o) vs Estimados (*): retardo, AzimutOA. 10 trayectos, 2 iteraciones

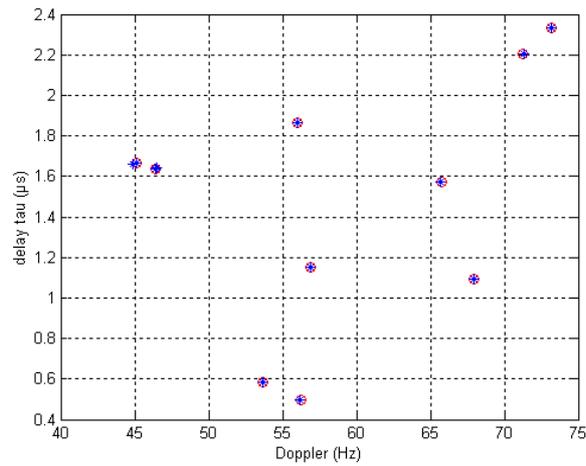


Fig. 7.13 – Reales (o) vs Estimados (*): retardo, Doppler. 10 trayectos, 2 iteraciones

7.1.4. 20 trayectos.

El tiempo de trabajo del algoritmo fue de 819.89 s, resultando las estimaciones de Fig. 7.14 a 7.17.

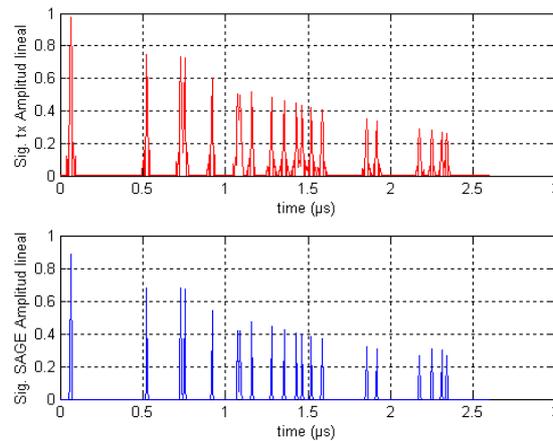


Fig. 7.14 – Señal recibida vs Señal estimada: 20 trayectos, 2 iteraciones

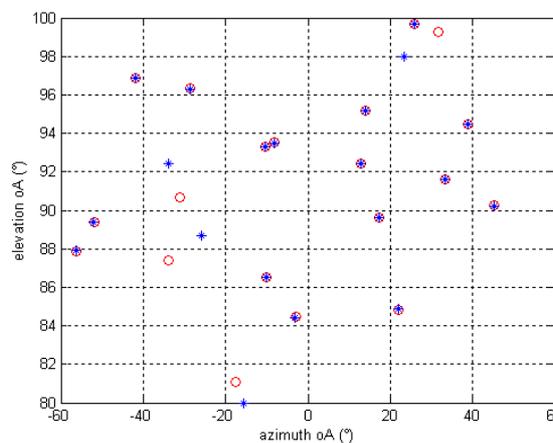


Fig. 7.15 – Reales (o) vs Estimados (*): ElevaciónOA, AzimutOA. 20 trayectos, 2 iteraciones

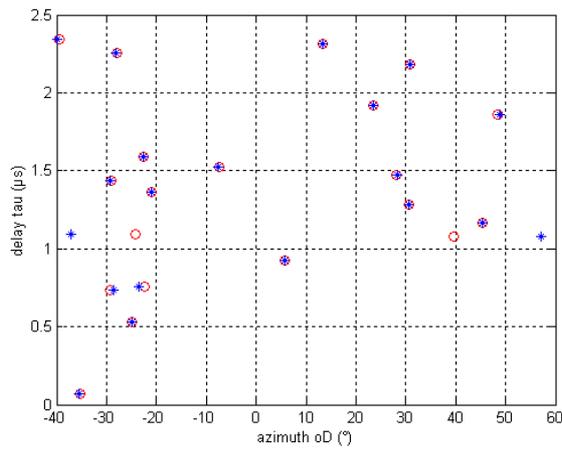


Fig. 7.16 – Reales (o) vs Estimados (*): retardo, AzimutOA. 20 trayectos, 2 iteraciones

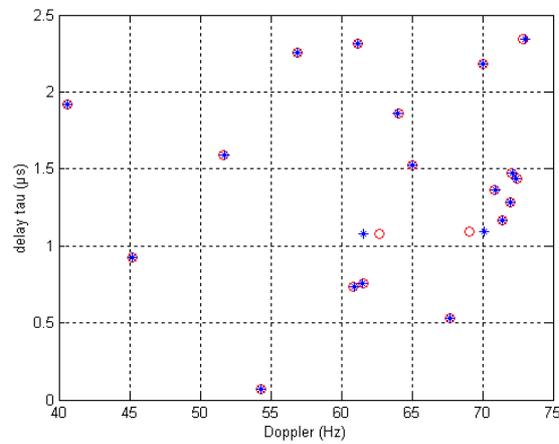


Fig. 7.17 – Reales (o) vs Estimados (*): retardo, Doppler. 20 trayectos, 2 iteraciones

7.1.5. 30 trayectos.

El tiempo de trabajo del algoritmo fue de 1058.20 s, resultando las estimaciones de Fig. 7.18 a 7.21.

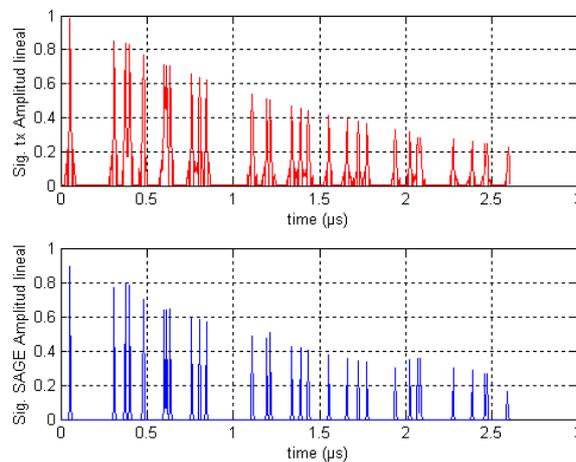


Fig. 7.18 – Señal recibida vs Señal estimada: 30 trayectos, 2 iteraciones

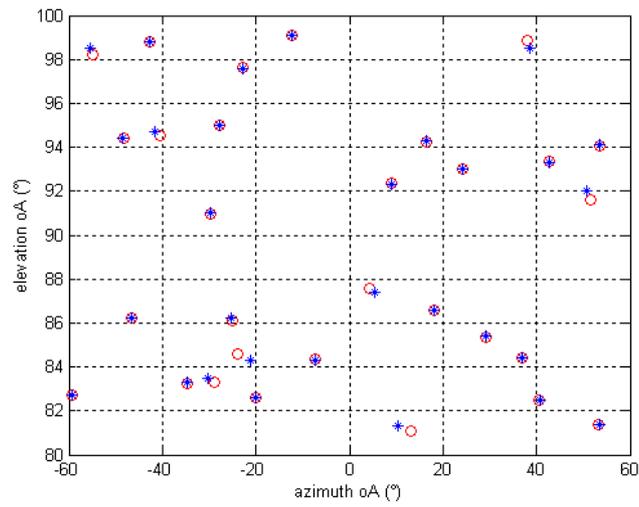


Fig. 7.19 – Reales (o) vs Estimados (*): ElevaciónOA, AzimutOA. 30 trayectos, 2 iteraciones

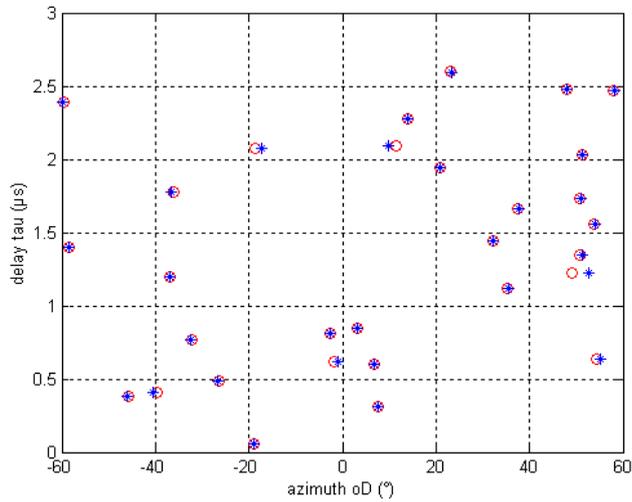


Fig. 7.20 – Reales (o) vs Estimados (*): retardo, AzimutOA. 30 trayectos, 2 iteraciones

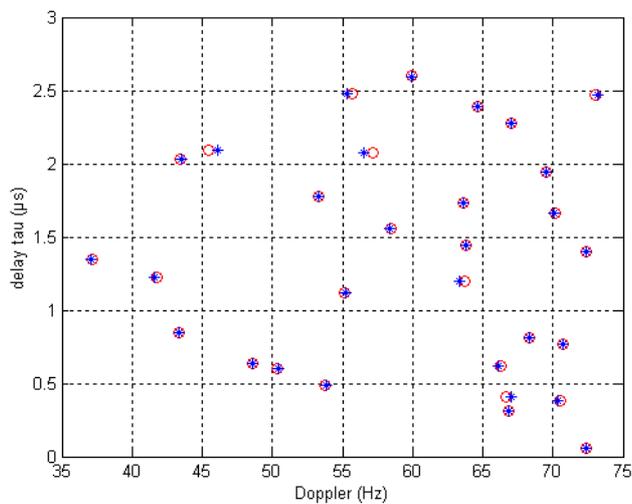


Fig. 7.21 – Reales (o) vs Estimados (*): retardo, Doppler. 30 trayectos, 2 iteraciones

7.1.6. 40 trayectos.

El tiempo de trabajo del algoritmo fue de 1233.50 s, resultando las estimaciones de Fig. 7.22 a 7.25.

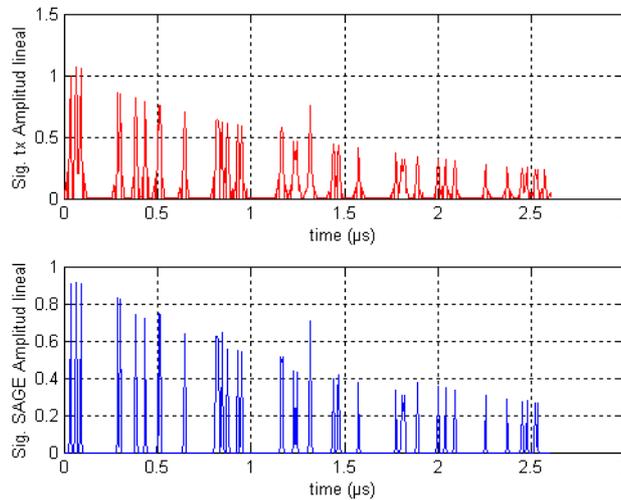


Fig. 7.22 – Señal recibida vs Señal estimada: 40 trayectos, 2 iteraciones

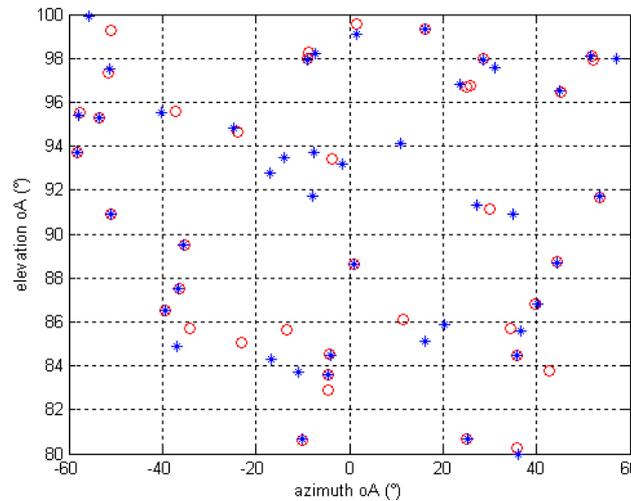


Fig. 7.23 – Reales (o) vs Estimados (*): ElevaciónOA, AzimutOA. 40 trayectos, 2 iteraciones

A la vista de los resultados anteriores, que se pueden consultar numéricamente en **Apéndice II. Resultados**, podemos ver que el algoritmo se ajusta muy bien para un número de trayectos menor a 40, Fig. 7.2 a 7.21. Por muy bien entendemos no sólo que la señal estimada se parece a la recibida o que los parámetros estimados (*) aproximan con precisión a los reales (o), sino también a que el número de trayectos relevantes considerados rondan el valor real (con una varianza de ± 2).

A partir de 40 trayectos la falta de separación suficiente hace que haya trayectos que no son tenidos en cuenta como diferentes, haciendo que, en primer lugar, se estimen trayectos de menos y, en segundo, resulten algunas composiciones de fases que llevan a estimaciones de parámetros no reales, resultados correspondientes a Fig. 7.22 a 7.25. De

todas formas, el algoritmo está programado de manera que los trayectos que se pierden son los más débiles.

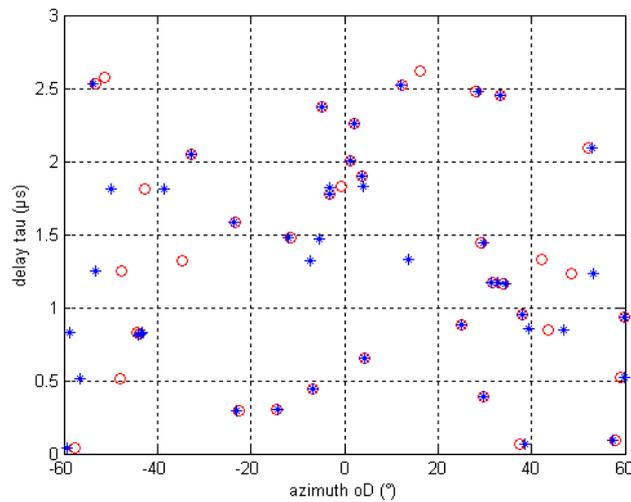


Fig. 7.24 – Reales (o) vs Estimados (*): retardo, AzimutOA. 40 trayectos, 2 iteraciones

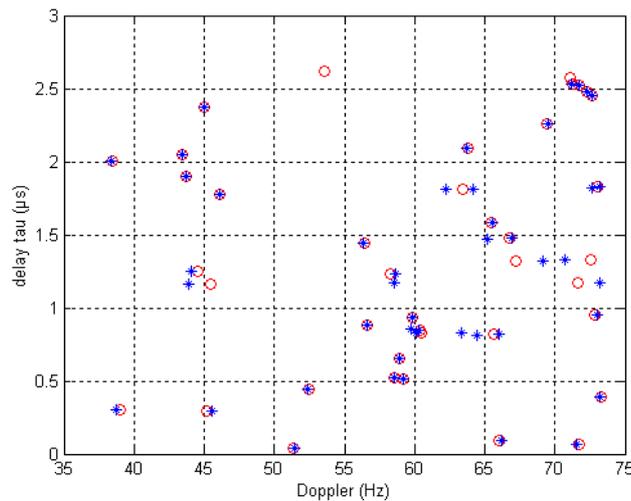


Fig. 7.25 – Reales (o) vs Estimados (*): retardo, Doppler. 40 trayectos, 2 iteraciones

Sin embargo, en cualquier caso la señal en amplitud recibida estimada, Fig. 7.2, 7.6, 7.10, 7.14, 7.18 y 7.22, se parece a la recibida real (simulada). Esto es debido al proceso de maximización de z (5.12), base de cada estimación de cada parámetro.

Este proceso está basado en la correlación entre \hat{x}_l , que es la estimación de los datos “completos”, y una delta afectada por los parámetros de retardo, azimut, elevación y Doppler. Como para cada trayecto el primer parámetro que se estima es el retardo, éste ejerce la función de centrado mientras que los otros parámetros ejercen la de ajustamiento de la fase. Así, si recordamos que en la actualización de \hat{x}_l se eliminan progresivamente de la señal recibida los trayectos estimados, podemos pensar que el algoritmo “elige” los trayectos de manera que van reconstruyendo la señal recibida, por lo cual, la señal recibida estimada siempre se parece a la señal recibida real.

Estos resultados los podemos analizar también numéricamente acudiendo a la Tabla 7.3. En ella, en un promediado sobre 15 ejecuciones diferentes por trayecto, se calculan los errores proporcionales entre los parámetros reales y los valores estimados, excepto para la elevación de salida, que es constante.

En efecto, para el retardo el error se ha calculado como los nanosegundos medios de diferencia por trayecto; para la amplitud, como la diferencia de amplitud respecto a la cantidad de señal transmitida; para los ángulos de azimut y elevación y el Doppler, como la diferencia entre real y estimado respecto a la longitud del intervalo de valores que pueden tomar (de Tabla 7.2 son 120, 20 y 37.2); para los trayectos, como el número medio de trayectos incorrectamente estimados (trayectos estimados que no existen o trayectos que existen y no son estimados) por ejecución.

Trayectos	$E_{\tau(\mu s)}$ (ns)	$E_{ a }$ (%)	$E_{\Phi_{rx}(\circ)}$ (%)	$E_{\theta_{rx}(\circ)}$ (%)	$E_{\Phi_{tx}(\circ)}$ (%)	$E_{v(Hz)}$ (%)	E_{trav}
2	0.000	5.057	0.069	0.100	0.075	0.080	0.000
4	0.000	2.569	0.187	0.163	0.168	0.075	0.333
10	15.967	1.074	0.712	1.731	0.932	1.159	1.467
20	8.484	0.624	1.566	1.602	1.417	1.793	2.067
30	20.138	0.487	2.780	2.969	2.919	2.489	2.267
40	41.275	0.378	3.209	4.696	3.370	4.384	4.200

Tabla 7.3 – Errores proporcionales entre parámetros reales y estimados

Como extraemos de la tabla, y habíamos visto en las gráficas, la precisión en la aproximación del algoritmo se maneja en valores realmente buenos hasta los 30 trayectos. Aunque en los 40 se mantiene un buen funcionamiento, se nota un claro empeoramiento, subiendo el porcentaje de trayectos erróneos al 10 % y con variaciones temporales del orden de 0.04 μs ; para los ángulos y el Doppler, los errores totales que suponen esos porcentajes no son críticos aún. Si aumenta el número de trayectos continuará esta tendencia.

El error referente a la amplitud se puede ver como el porcentaje de señal que se pierde en la estimación de cada trayecto. Cuantos más trayectos hay menor es la pérdida por trayecto. Sin embargo, multiplicando por el número de trayectos, la pérdida total se mantiene entre un 10 y un 15 % (10.114, 10.276, 10.740, 12.480, 14.610 y 15.120); en realidad, si contásemos con la energía que aportan los trayectos erróneos estimados este error sería casi constante al 10 %.

7.2. Tiempo de trabajo.

Los tiempos calculados, clasificados en la Tabla 7.3, dentro de cada número de trayectos y para el número de iteraciones determinado son un promedio a lo largo de 5 ejecuciones. El algoritmo se ha ejecutado en el entorno MATLAB versión 6.1. en un PC con procesador Pentium 4 a 3 GHz, con una RAM de 512 Mbytes.

Este tiempo de trabajo se ve influido por:

- El número de trayectos estimados inicialmente, que son con los que trabaja el algoritmo hasta la eliminación final. Depende de las restricciones de la inicialización ISI, 5.8., y, obviamente, del número de trayectos recibidos.
- La precisión, marcada por las características del sondador de canal aplicadas al algoritmo, que se citaban en Tabla 7.2.
- Las iteraciones empleadas.
- La programación:
 1. De las iteraciones y las búsquedas: si se emplean matrices en lugar de bucles *for* se generan matrices demasiado grandes y es ineficiente.
 2. De las operaciones: en este caso, sustituir los bucles *for* por las operaciones con matrices mejora la velocidad

Trayectos	Tiempo con 1 It. (s)	Tiempo con 2 It. (s)	Tiempo con 4 It. (s)
2	40.54	79.26	149.76
4	93.92	154.33	314.38
10	188.09	368.80	747.89
20	354.17	729.14	1286.26
30	459.42	877.05	1587.10
40	527.94	1130.95	2035.32

Tabla 7.4 – Tiempos de simulación, para diversos trayectos e iteraciones

Trayectos	Tiempo _{1 It.} (s)	Tiempo _{2 It.} (s)	Tiempo _{4 It.} (s)	T medio (s)
2	20.27	19.81	18.72	19.60
4	23.48	19.29	19.65	20.81
10	18.82	18.44	18.70	18.65
20	17.71	18.23	16.08	17.34
30	15.31	14.62	13.23	14.39
40	13.20	14.14	12.72	13.44
Medio	18.13	17.42	16.52	17.36

Tabla 7.5 – Tiempos de simulación por iteración y trayecto

Cuando aumentan los trayectos, hasta los 20, el incremento de tiempo es proporcional, en Tabla 7.5 vemos que el tiempo por trayecto permanece constante, mientras que en adelante tiene menos influencia. Esto se explica precisamente por la inicialización. En efecto, cuando hay un nivel bajo de trayectos, estos son bien diferenciables, se dejan pasar posibles trayectos en zonas puntuales y se sigue mejor la proporción real; sin embargo, cuando hay un nivel elevado es más difícil diferenciar con lo que, en general, siempre se deja pasar un número elevado para tratar de aproximar la señal; como esta cantidad es, podemos decir, similar, cuantos más sean los trayectos reales, menos tiempo se emplea.

7.3. Iteraciones.

Como hemos visto, una iteración comprende el proceso de actualización de todos los parámetros e influye en el tiempo de trabajo total del algoritmo. Es un factor importante

porque podemos retardar la obtención de resultados si empleamos más iteraciones de las necesarias.

En las gráficas Fig. 7.26 a 7.29 se muestran los parámetros reales simulados de 20 trayectos (o) frente a los estimados tras 1 iteración (*) y tras 10 iteraciones (+). Aunque la señal en amplitud parece menos adaptada, esto se debe a pequeñas variaciones en los parámetros estimados de ángulo y Doppler, de manera que ahora se cubren mejor los trayectos.

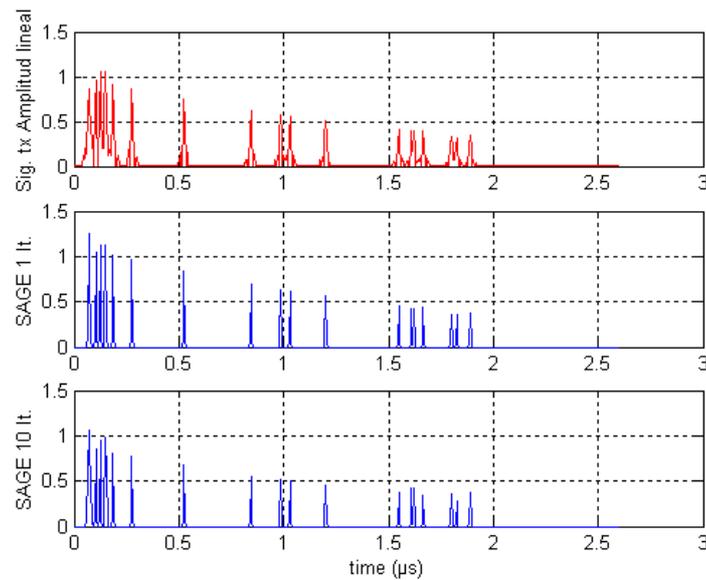


Fig. 7.26 – Señal recibida vs Señales estimadas: 20 trayectos

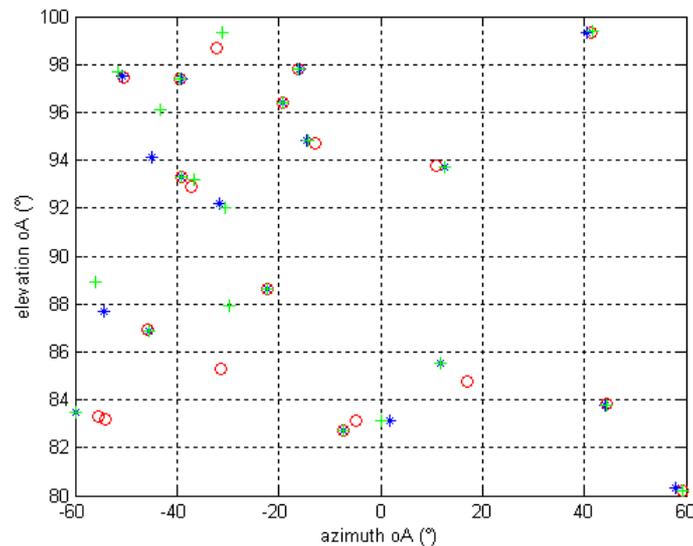


Fig. 7.27 – Reales (o) vs Estimados 1 (*) y 10 (+) iteraciones: ElevaciónOA, AzimutOA. 20 trayectos

Es importante indicar que los mismos cálculos, manteniéndose exactas las condiciones de partida, los realizamos para 30 iteraciones llevando a iguales resultados que para 10 iteraciones.

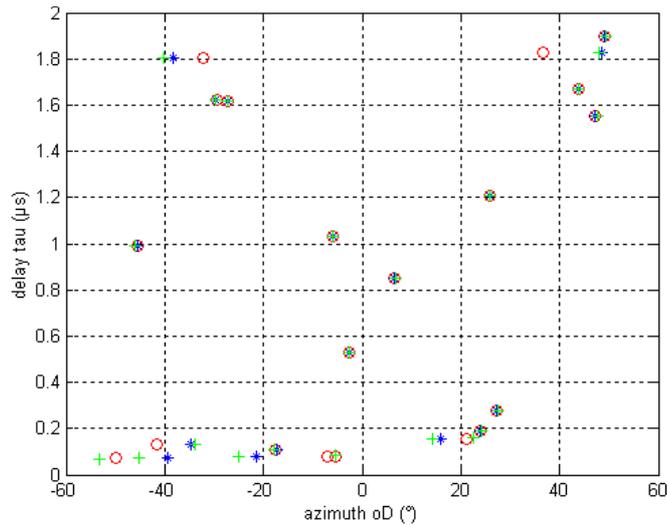


Fig. 7.28 – Reales (o) vs Estimados 1 (*) y 10 (+) iteraciones: retardo, AzimutOA. 20 trayectos

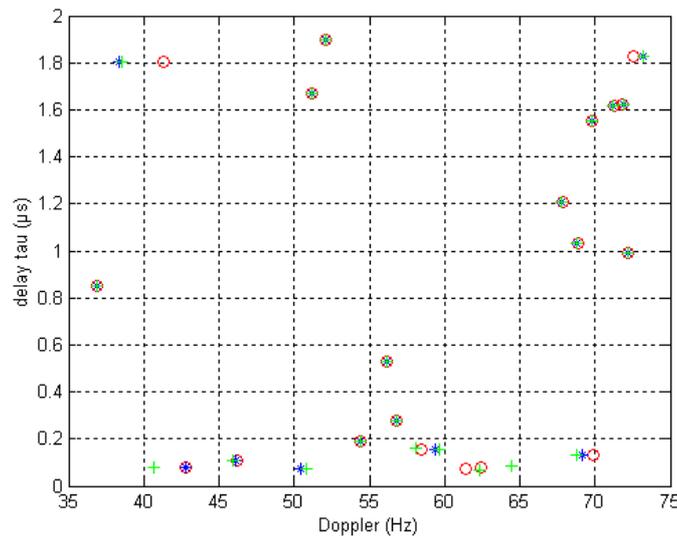


Fig. 7.29 – Reales (o) vs Estimados 1 (*) y 10 (+) iteraciones: retardo, Doppler. 20 trayectos

7.4. Conclusiones.

Hemos conseguido desarrollar el algoritmo SAGE para la estimación de trayectos transmitidos por el canal radio y de sus parámetros: amplitud, azimut y elevación de llegada, azimut y elevación de salida y desplazamiento Doppler.

Ofrece los mejores resultados cuando hay menos de 40 trayectos, ya que en este caso aparecen problemas de diferenciación, dando lugar a pérdida de algunos trayectos débiles o desviación de los parámetros, en los casos donde no se puede diferenciar, respecto a los reales.

El número de iteraciones para conseguir buenos resultados parece reducirse a 1 o 2, debido a la inicialización, que nos coloca en un punto de partida óptimo para la estimación del retardo. Más iteraciones conducen a un mejor resultado, aunque de manera limitada: el resultado se estanca a partir de un determinado punto.

Se ha implementado una inicialización ISI, donde se presenta un dilema: cuantos más trayectos iniciales se dejan pasar mejor se “sigue” la señal recibida, sin embargo se retarda la obtención de resultados y se corre el riesgo de sobreadaptación; por contra, si no hay suficientes trayectos que superen el umbral podemos perder algunos que sean importantes. La mejor solución que hemos encontrado es emplear un criterio medio y posteriormente eliminar los trayectos sobrantes.

Esta inicialización es óptima en el sentido de los retardos, sin embargo no ofrece ningún punto de partida para el resto de los parámetros.

Finalmente, hemos introducido un algoritmo de refinamiento, donde se comparan los parámetros estimados de los trayectos, eliminando aquellos trayectos que resultan poco fiables. Aunque hay casos en los que podemos perder un trayecto bien estimado, en general actúa sobre los trayectos estimados dobles y los trayectos ficticios.

Capítulo 8. Conclusiones.

La aparición de nuevas tecnologías inalámbricas y el desarrollo de las existentes que saturan y requieren el máximo de las capacidades del canal exigen de la búsqueda de técnicas que aumenten la eficiencia del canal para satisfacer estas necesidades. Entre estas se encuentra MIMO, donde manejamos un entorno multitrayecto con múltiples antenas en transmisión y recepción.

En este punto, el desarrollo de antenas adecuadas para la captura de señales al igual que el empleo de un algoritmo que opere con estas señales se vuelven fundamentales.

Debido a las altas tasas y a las características de transmisión y las múltiples direcciones de llegada, buscamos antenas que operen a altas frecuencias, con un gran ancho de banda y una apertura suficiente. Así, nuestro cuaderno de carga nos pedía una antena a 3.5 GHz, con un ancho de banda a -10 dB superior a 200 MHz con una apertura mínima en plano H de 60° .

Dadas las características del trabajo de experimentación, se trataba de buscar una antena fácil de manejar y de modificar en su diseño, simple, barata y de bajo peso y volumen, aún a costa de empeorar factores como la ganancia. Por ello, la tecnología escogida fue la de las antenas impresas.

Después de un estudio bibliográfico de un mes sobre libros de diseño de antenas microtira, papeles técnicos sobre características especiales de estas antenas y manuales sobre el software de diseño 3D en el que iba a trabajar, HFSS, comencé la revisión de antenas ya diseñadas en 2D, para verificarlas y adquirir experiencia.

Tras manejar los problemas aparecidos entre las simulaciones y la realidad y operando con los parámetros de diseño que controlan la radiación de la antena llevé a cabo diferentes diseños que fueron implementados. Así, adaptando progresivamente las simulaciones a condiciones reales, en la última versión, que aceptamos por definitiva, añadimos 2 stubs sintonizadores para mejorar el ancho de banda.

Con esto, nuestra antena, como elemento unitario, funcionó en las medidas en cámara anecoica, de campo cercano y campo lejano, a 3.5 GHz con un ancho de banda a -10 dB de 281 MHz y una apertura en plano H de $\pm 46^\circ$. La falta de apertura no es problemática ya que se va a emplear en array.

Así, a partir de este trabajo, ahora se continúa con la realización de la campaña de medidas MIMO en el INSA de Rennes, para lo cual se emplea la antena realizada en array de 6, 4 centrales activas y las de los extremos cargadas 50Ω , en transmisión, y array de 4 en recepción.

En el otro lado, una vez capturadas las señales en el sondador de canal hay que aplicar un algoritmo para estimar los parámetros de los trayectos que caracterizan el canal.

Como no se puede acceder a todos los datos, si queremos aplicar una estimación de máxima verosimilitud hay que afrontarlo iterativamente, con un algoritmo EM. Para obtener rápida convergencia y reducir la complejidad es conveniente actuar sobre los parámetros de manera separada. Así, un algoritmo óptimo es SAGE.

Después de un estudio bibliográfico de un mes sobre algoritmos de estimación, papeles técnicos sobre las diferentes características de SAGE e informes sobre el funcionamiento de adquisición del sondador de canal, comencé con la revisión de la versión en MATLAB disponible del algoritmo.

Así, programé una versión para la estimación de trayectos transmitidos por el canal radio y de sus parámetros: amplitud, azimut y elevación de llegada, azimut y elevación de salida y desplazamiento Doppler.

A pesar de haber modificado la estructura de la señal generada “real” simulada, la formación de las señales “reales”, estimadas y de maximización (z) y emplear operaciones matriciales para sustituir bucles *for*, el esfuerzo e interés principal lo he concentrado en la adición del cálculo del Doppler, una inicialización tipo ISI y un algoritmo de refinamiento para eliminar trayectos poco fiables.

Esta versión de SAGE mantiene sus buenas características, con una convergencia aceptable con pocas iteraciones de funcionamiento, hasta los 40 trayectos, donde aparecen problemas por la poca diferenciabilidad entre trayectos.

Así, a partir de este trabajo y con las medidas que serán tomadas con los arrays anteriormente vistos, se procederá, en primer lugar, a partir de datos conocidos a verificar la bondad del algoritmo programado y, posteriormente, a su aplicación en campañas de medidas para la caracterización del canal de propagación.

Con vistas al futuro aparece un nuevo algoritmo que empezamos a analizar. Se trata de RIMAX [30] [31], donde en el modelo de datos se consideran 2 componentes separados: una parte determinística, especular, donde parámetros que caracterizan los trayectos vienen determinados por funciones que describen la respuesta del sistema, y una parte que representa el scattering difuso típico de un entorno multitrayecto, descrito por un modelo de exponencial decreciente. Los parámetros se optimizan aplicando algoritmos de gradientes conjugados (Levenberg-Marquardt para la parte determinística y Gauss-Newton para la parte de scattering).

Desde el punto de vista personal, este año de experiencia profesional me ha permitido repasar conceptos teóricos vistos en la carrera como las antenas microtira o el algoritmo de estimación EM, leer numerosos papeles técnicos referentes a las últimas tecnologías, trabajar en una prestigiosa institución extranjera y desempeñar un papel dentro del desarrollo de las tecnologías MIMO.

Apéndices.

Apéndice I. Muestreo.

Las propiedades de los trayectos que se propagan por el canal radio y que medimos en el sondador de canal, el retardo, los ángulos de salida y de llegada y la amplitud, son variantes con el tiempo. Por tanto, en cada ciclo, los parámetros son en punto de tiempo concreto.

El efecto Doppler da una idea de estas variaciones en el tiempo. Como el inverso de esta frecuencia Doppler es mucho mayor que la duración de la señal de pulsos transmitida, la señal recibida no puede ser observada de manera continua, se hace necesario un muestreo.

Para realizar bien este muestreo, la frecuencia de muestreo debe ser al menos el doble de la frecuencia de aparición de desvanecimientos en la señal (a una distancia de $\lambda/2$).

$$f_{cy} \geq 2f_{ap} \quad (AM1)$$

A su vez, la relación de la frecuencia de aparición y el Doppler es:

$$f_{ap} = 2f_{Doppler} = f_c \frac{v \cos \alpha}{c} = \frac{v \cos \alpha}{\lambda_c}$$

$$f_{ap} = 2f_{Doppler \max} = \frac{v_{\max}}{\lambda_c/2} \text{ peor caso} \quad (AM2)$$

Así, insertando (Am2) en (Am1), obtenemos el tiempo que debe transcurrir entre 2 ciclos, T_{cy} :

$$T_{cy} = \frac{1}{f_{cy}} \leq \frac{1}{2f_{ap}} = \frac{1}{4f_{Doppler \max}}$$

$$T_{cy} \leq \frac{\lambda_c}{4v_{\max}} \quad (AM3)$$

Apéndice II. Resultados.

2 trayectos, 2 iteraciones.

Reales.

τ (μs)	$ \alpha $	Φ_{RX} ($^{\circ}$)	θ_{RX} ($^{\circ}$)	Φ_{TX} ($^{\circ}$)	θ_{TX} ($^{\circ}$)	v (Hz)
0.540	0.746	-41.895	87.567	-23.668	90	54.538
1.805	0.360	23.748	97.200	5.001	90	66.595

Tabla AII.1 – Parámetros reales, 2 trayectos, 2 iteraciones

Estimados.

τ (μs)	$ \alpha $	Φ_{RX} ($^{\circ}$)	θ_{RX} ($^{\circ}$)	Φ_{TX} ($^{\circ}$)	θ_{TX} ($^{\circ}$)	v (Hz)
0.540	0.678	-41.9	87.6	-23.7	90	54.51
1.805	0.328	23.8	97.2	5.0	90	66.61

Tabla AII.2 – Parámetros estimados, 2 trayectos, 2 iteraciones

4 trayectos, 2 iteraciones.

Reales.

τ (μs)	$ \alpha $	Φ_{RX} ($^{\circ}$)	θ_{RX} ($^{\circ}$)	Φ_{TX} ($^{\circ}$)	θ_{TX} ($^{\circ}$)	v (Hz)
2.170	0.292	-58.418	85.683	33.070	90	38.297
2.200	0.287	-14.884	86.542	-8.169	90	70.744
2.285	0.273	40.627	89.524	-7.668	90	55.655
2.400	0.256	-25.651	84.520	-33.083	90	65.804

Tabla AII.3 – Parámetros reales, 4 trayectos, 2 iteraciones

Estimados.

τ (μs)	$ \alpha $	Φ_{RX} ($^{\circ}$)	θ_{RX} ($^{\circ}$)	Φ_{TX} ($^{\circ}$)	θ_{TX} ($^{\circ}$)	v (Hz)
2.170	0.265	-58.5	85.7	33.2	90	38.31
2.200	0.261	-14.9	86.5	-8.2	90	70.71
2.285	0.248	40.6	89.5	-7.7	90	55.61
2.400	0.283	-25.7	84.5	-33.3	90	65.81

Tabla AII.4 – Parámetros estimados, 4 trayectos, 2 iteraciones

10 trayectos, 2 iteraciones.

Reales.

τ (μs)	$ \alpha $	Φ_{RX} ($^\circ$)	θ_{RX} ($^\circ$)	Φ_{TX} ($^\circ$)	θ_{TX} ($^\circ$)	v (Hz)
0.495	0.765	39.545	96.217	46.272	90	56.217
0.585	0.727	-42.904	88.114	55.549	90	53.688
1.095	0.542	-21.404	95.901	32.356	90	67.914
1.150	0.525	38.149	80.388	-15.847	90	56.860
1.570	0.412	-24.794	99.133	-51.824	90	65.730
1.635	0.397	-50.406	97.098	-46.932	90	46.380
1.665	0.390	51.397	99.726	52.419	90	45.096
1.865	0.348	-39.987	85.014	1.327	90	55.975
2.205	0.286	-13.587	89.650	-34.647	90	71.280
2.335	0.265	-1.679	86.492	-9.4674	90	73.165

Tabla AII.5 – Parámetros reales, 10 trayectos, 2 iteraciones

Estimados.

τ (μs)	$ \alpha $	Φ_{RX} ($^\circ$)	θ_{RX} ($^\circ$)	Φ_{TX} ($^\circ$)	θ_{TX} ($^\circ$)	v (Hz)
0.495	0.696	39.6	96.2	46.6	90	56.21
0.585	0.661	-42.9	88.1	55.6	90	53.71
1.095	0.493	-21.4	95.9	32.6	90	67.91
1.150	0.477	38.2	80.4	-16.1	90	56.91
1.570	0.375	-24.8	99.1	-52.8	90	65.71
1.635	0.363	-50.6	97.2	-47.2	90	46.41
1.640	0.194	-60.0	96.4	-60.0	90	46.51
1.660	0.183	59.9	99.1	59.9	90	44.91
1.665	0.391	52.5	99.7	54.5	90	45.11
1.865	0.316	-40.0	85.0	1.3	90	56.01
2.205	0.260	-13.6	89.6	-34.6	90	71.31
2.335	0.267	-1.7	86.5	-9.5	90	73.21

Tabla AII.6 – Parámetros estimados, 10 trayectos, 2 iteraciones

20 trayectos, 2 iteraciones.

Reales.

τ (μ s)	$ \alpha $	Φ_{RX} ($^{\circ}$)	θ_{RX} ($^{\circ}$)	Φ_{TX} ($^{\circ}$)	θ_{TX} ($^{\circ}$)	v (Hz)
0.070	0.977	-41.775	96.866	-35.324	90	54.298
0.530	0.750	22.073	84.852	-24.793	90	67.684
0.735	0.666	-33.846	87.399	-29.265	90	60.844
0.760	0.657	31.642	99.293	-22.487	90	61.612
0.925	0.597	-51.966	89.381	5.841	90	45.180
1.080	0.546	-31.178	90.659	39.698	90	62.737
1.095	0.542	-17.494	81.081	-24.300	90	69.096
1.165	0.520	12.919	92.446	45.260	90	71.412
1.285	0.486	-10.455	93.304	30.586	90	71.996
1.360	0.465	13.935	95.191	-20.972	90	70.883
1.435	0.445	-8.181	93.510	-29.026	90	72.451
1.470	0.437	-10.092	86.543	28.096	90	72.067
1.525	0.423	25.897	99.687	-7.507	90	65.029
1.590	0.407	45.179	90.245	-22.505	90	51.692
1.860	0.349	-28.530	96.348	48.439	90	64.033
1.920	0.337	-56.348	87.891	23.409	90	40.610
2.180	0.290	17.199	89.637	30.815	90	70.053
2.255	0.278	38.947	94.457	-28.003	90	56.861
2.315	0.268	33.435	91.585	13.347	90	61.174
2.345	0.264	-2.969	84.449	-39.326	90	72.892

Tabla AII.7 – Parámetros reales, 20 trayectos, 2 iteraciones

Estimados.

τ (μ s)	$ \alpha $	Φ_{RX} ($^{\circ}$)	θ_{RX} ($^{\circ}$)	Φ_{TX} ($^{\circ}$)	θ_{TX} ($^{\circ}$)	v (Hz)
0.070	0.889	-41.8	96.9	-35.6	90	54.31
0.530	0.682	22.1	84.9	-24.9	90	67.71
0.735	0.679	-25.8	88.7	-28.5	90	60.91
0.760	0.672	23.4	98.0	-23.5	90	61.51
0.925	0.544	-52.0	89.4	5.8	90	45.21
1.080	0.419	-33.9	92.4	57.1	90	61.61
1.095	0.420	-15.5	80.0	-37.2	90	70.11
1.165	0.473	12.9	92.4	45.3	90	71.41
1.285	0.442	-10.4	93.3	30.6	90	72.01
1.360	0.423	13.9	95.2	-21.1	90	70.91
1.435	0.404	-8.2	93.5	-29.2	90	72.41
1.470	0.396	-10.1	86.5	28.3	90	72.11
1.525	0.385	25.9	99.7	-7.6	90	65.01
1.590	0.371	45.2	90.2	-22.5	90	51.71
1.860	0.317	-28.6	96.3	48.8	90	64.01
1.920	0.307	-56.4	87.9	23.4	90	40.61
2.180	0.264	17.2	89.6	30.8	90	70.01
2.255	0.308	38.9	94.5	-28.1	90	56.91
2.315	0.297	33.4	91.6	13.4	90	61.21
2.345	0.264	-3.2	84.4	-40.0	90	73.01

Tabla AII.8 – Parámetros estimados, 20 trayectos, 2 iteraciones

30 trayectos, 2 iteraciones.

Reales.

τ (μ s)	$ \alpha $	Φ_{RX} ($^\circ$)	θ_{RX} ($^\circ$)	Φ_{TX} ($^\circ$)	θ_{TX} ($^\circ$)	v (Hz)
0.060	0.983	-7.242	84.336	-18.822	90	72.393
0.315	0.849	24.123	93.036	7.556	90	66.835
0.380	0.818	13.166	81.056	-45.733	90	70.537
0.405	0.806	-24.014	84.586	-39.717	90	66.687
0.485	0.770	42.724	93.349	-26.533	90	53.781
0.605	0.718	-46.551	86.219	6.818	90	50.322
0.620	0.712	-25.013	86.133	-1.729	90	66.304
0.640	0.704	-48.306	94.414	54.267	90	48.633
0.765	0.655	-12.306	99.088	-32.169	90	70.749
0.810	0.638	-20.002	82.623	-2.561	90	68.339
0.850	0.624	53.308	81.366	3.183	90	43.321
1.115	0.535	40.627	82.505	35.126	90	55.182
1.200	0.510	-28.989	83.323	-36.839	90	63.711
1.220	0.504	-54.852	98.228	49.152	90	41.782
1.345	0.469	-59.294	82.725	50.664	90	37.145
1.395	0.456	8.930	92.340	-58.408	90	72.384
1.440	0.444	29.268	85.380	32.106	90	63.764
1.560	0.414	36.820	84.413	53.681	90	58.426
1.665	0.390	16.508	94.258	37.597	90	70.116
1.730	0.376	-29.847	90.980	50.860	90	63.597
1.780	0.365	-42.682	98.827	-36.120	90	53.271
1.945	0.332	18.186	86.597	20.913	90	69.547
2.030	0.316	53.530	94.090	51.252	90	43.478
2.075	0.308	37.906	98.869	-18.742	90	57.169
2.090	0.305	51.630	91.632	11.339	90	45.503
2.280	0.274	-22.807	97.603	13.858	90	67.005
2.390	0.257	-27.742	94.992	-59.595	90	64.658
2.465	0.246	4.374	87.592	57.842	90	73.055
2.475	0.245	-40.407	94.511	47.942	90	55.668
2.600	0.228	-34.681	83.256	23.131	90	59.887

Tabla AII.9 – Parámetros reales, 30 trayectos, 2 iteraciones

Estimados.

τ (μ s)	$ \alpha $	Φ_{RX} ($^\circ$)	θ_{RX} ($^\circ$)	Φ_{TX} ($^\circ$)	θ_{TX} ($^\circ$)	v (Hz)
0.060	0.894	-7.3	84.3	-18.9	90	72.41
0.315	0.772	24.1	93.0	7.6	90	66.81
0.380	0.795	10.5	81.3	-46.0	90	70.31
0.405	0.785	-21.2	84.3	-40.4	90	67.01
0.485	0.700	42.7	93.3	-26.6	90	53.81
0.605	0.637	-46.5	86.2	6.7	90	50.41
0.620	0.640	-25.3	86.2	-1.1	90	66.11
0.640	0.647	-48.4	94.4	55.1	90	48.61
0.765	0.596	-12.3	99.1	-32.6	90	70.71
0.810	0.581	-20.0	82.6	-2.6	90	68.31
0.850	0.568	53.4	81.4	3.2	90	43.31
1.115	0.487	40.7	82.5	35.5	90	55.21
1.200	0.475	-30.4	83.5	-37.0	90	63.31
1.220	0.504	-55.4	98.5	52.7	90	41.61
1.345	0.427	-59.4	82.7	51.2	90	37.11
1.395	0.415	8.9	92.3	-58.5	90	72.41
1.440	0.404	29.3	85.4	32.2	90	63.81
1.560	0.377	36.8	84.4	54.1	90	58.41
1.665	0.355	16.5	94.3	37.7	90	70.11
1.730	0.342	-29.8	91.0	50.9	90	63.61
1.780	0.332	-42.8	98.8	-36.6	90	53.31
1.945	0.302	18.2	86.6	21.0	90	69.51
2.030	0.350	53.5	94.1	51.4	90	43.51
2.075	0.356	38.6	98.5	-17.2	90	56.51
2.090	0.353	50.7	92.0	9.7	90	46.11
2.280	0.303	-22.8	97.6	14.0	90	67.01
2.390	0.285	-27.7	95.0	-60.0	90	64.61
2.465	0.267	5.3	87.4	58.2	90	73.21
2.475	0.265	-41.6	94.7	48.0	90	55.31
2.600	0.165	-34.7	83.3	23.3	90	59.91

Tabla AII.10 – Parámetros estimados, 30 trayectos, 2 iteraciones

40 trayectos, 2 iteraciones.

Reales.

τ (μ s)	$ \alpha $	Φ_{RX} ($^{\circ}$)	θ_{RX} ($^{\circ}$)	Φ_{TX} ($^{\circ}$)	θ_{TX} ($^{\circ}$)	v (Hz)
0.040	0.994	45.160	96.460	-57.658	90	51.381
0.070	0.977	-8.702	98.278	37.530	90	71.734
0.095	0.963	25.008	96.721	57.938	90	66.001
0.295	0.859	-51.577	97.362	-22.580	90	45.198
0.305	0.854	-57.712	95.512	-14.531	90	38.992
0.390	0.813	0.997	88.639	29.764	90	73.302
0.440	0.790	44.329	88.722	-6.860	90	52.445
0.510	0.759	35.826	84.486	-48.013	90	59.184
0.520	0.754	35.908	80.264	59.115	90	58.541
0.650	0.700	-36.466	87.519	4.351	90	58.920
0.820	0.635	25.725	96.771	-43.854	90	65.604
0.830	0.631	-34.199	85.725	-44.244	90	60.485
0.850	0.624	34.381	85.683	43.679	90	60.350
0.880	0.613	-39.342	86.542	24.993	90	56.611
0.935	0.594	-35.262	89.524	59.789	90	59.876
0.955	0.587	-4.263	84.520	37.891	90	72.796
1.165	0.520	-51.057	99.240	33.869	90	45.496
1.175	0.517	11.590	86.129	31.634	90	71.674
1.235	0.500	-37.081	95.579	48.597	90	58.227
1.250	0.495	52.178	97.907	-47.625	90	44.541
1.320	0.476	-23.098	85.074	-34.595	90	67.205
1.325	0.475	-4.573	82.915	42.131	90	72.542
1.445	0.443	39.570	86.830	29.156	90	56.442
1.475	0.435	-23.983	94.663	-11.391	90	66.780
1.580	0.410	25.154	80.677	-23.395	90	65.502
1.780	0.365	-51.048	90.885	-3.097	90	46.097
1.810	0.359	30.026	91.169	-42.631	90	63.479
1.825	0.356	-3.731	93.394	-0.679	90	73.050
1.895	0.342	53.390	91.679	3.615	90	43.715
2.005	0.321	-58.323	93.718	1.229	90	38.428
2.045	0.314	-53.496	95.320	-32.704	90	43.436
2.095	0.305	28.614	97.953	52.199	90	63.758
2.260	0.277	16.268	99.336	2.123	90	69.465
2.375	0.259	51.717	98.116	-4.889	90	44.979
2.455	0.248	-4.685	83.572	33.209	90	72.629
2.480	0.244	1.547	99.570	28.056	90	72.286
2.525	0.238	-9.062	97.960	12.286	90	71.720
2.535	0.236	-10.090	80.587	-53.169	90	71.227
2.575	0.231	-13.412	85.640	-51.360	90	71.127
2.620	0.225	42.664	83.758	16.282	90	53.605

Tabla AII.11 – Parámetros reales, 40 trayectos, 2 iteraciones

Estimados.

τ (μ s)	$ \alpha $	Φ_{RX} ($^{\circ}$)	θ_{RX} ($^{\circ}$)	Φ_{TX} ($^{\circ}$)	θ_{TX} ($^{\circ}$)	v (Hz)
0.040	0.910	44.9	96.5	-59.2	90	51.41
0.070	0.917	-7.4	98.2	38.7	90	71.51
0.095	0.905	23.6	96.8	57.5	90	66.21
0.295	0.828	-51.3	97.5	-23.2	90	45.51
0.305	0.823	-58.0	95.4	-14.2	90	38.71
0.390	0.740	1.0	88.6	29.8	90	73.21
0.440	0.719	44.3	88.7	-6.9	90	52.41
0.510	0.746	35.8	84.5	-56.6	90	59.21
0.520	0.741	36.0	80.0	59.9	90	58.51
0.650	0.637	-36.5	87.5	4.4	90	58.91
0.815	0.432	11.0	94.1	-44.0	90	64.41
0.820	0.553	31.1	97.6	-43.6	90	66.01
0.825	0.544	-7.8	91.7	-58.8	90	63.31
0.830	0.553	-36.9	84.9	-43.2	90	60.11
0.850	0.609	36.6	85.6	46.9	90	60.31
0.855	0.395	20.2	85.9	39.4	90	59.71
0.880	0.558	-39.4	86.5	25.0	90	56.61
0.935	0.550	-35.4	89.5	59.9	90	59.81
0.955	0.543	-4.1	84.5	38.0	90	73.01
1.165	0.476	-55.6	99.9	34.5	90	43.91
1.170	0.408	-17.0	92.8	32.8	90	58.51
1.175	0.476	16.1	85.1	31.5	90	73.21
1.235	0.438	-40.2	95.5	53.3	90	58.61
1.250	0.433	57.1	98.0	-53.1	90	44.11
1.320	0.640	-16.6	84.3	-7.3	90	69.11
1.325	0.644	-10.9	83.7	13.7	90	70.71
1.445	0.400	40.3	86.8	29.6	90	56.31
1.470	0.273	-14.1	93.5	-5.4	90	65.21
1.475	0.393	-24.8	94.8	-11.9	90	66.91
1.580	0.373	25.2	80.7	-23.7	90	65.51
1.780	0.332	-51.0	90.9	-3.1	90	46.11
1.810	0.284	35.1	90.9	-50.0	90	62.21
1.815	0.215	27.1	91.3	-38.7	90	64.21
1.820	0.210	-1.5	93.2	-3.3	90	72.61
1.825	0.284	-7.7	93.7	4.0	90	73.21
1.895	0.379	53.4	91.7	3.6	90	43.71
2.005	0.355	-58.3	93.7	1.2	90	38.41
2.045	0.347	-53.5	95.3	-32.9	90	43.41
2.095	0.337	28.6	97.9	52.9	90	63.71
2.260	0.307	16.3	99.3	2.2	90	69.51
2.375	0.287	51.7	98.1	-4.9	90	45.01
2.455	0.274	-4.7	83.6	33.4	90	72.61
2.480	0.277	1.4	99.1	28.6	90	72.31
2.525	0.264	-9.1	97.9	12.1	90	71.71
2.535	0.263	-10.1	80.7	-53.7	90	71.21

Tabla AII.12 – Parámetros estimados, 40 trayectos, 2 iteraciones

Apéndice III. Scripts.

Sage6D.m

```

start = TitleSage;

if start==1
clear all;
close all hidden;
format long g;

datain = EnterData;

MTX = datain(3);
MRX = datain(4);
xx = sqrt(MRX);
yy = sqrt(MRX);
f = datain(2)*1e9;
c = 3e8;
lambda = c/f;
K = 2*pi/lambda;
d = 0.5*lambda;
Kd = K*d;
dP = -5;
snr_db = 40;
Nbpath = round(datain(1));
v = 10;
BW = 200e6;
PF = 256;
df = BW/PF;
L = 11;
Ncy = 2;
if v == 0
    Tcy_max = 1;
else
    Tcy_max = lambda/(4*v);
end;
Tcy = (0:Ncy-1)*Tcy_max;
To = 0;
Tmax = (PF-1)*1e-8;
dt = 1/BW;
t = To:dt:(Tmax+L*dt);
PT = length(t);
bin = 6;

[tau,azitx,azirx,eletx,elerx,dopp,A,S,t_azi,t_ele,t_dopp] =
ParamSage6D(Nbpath,dP,t,dt,f,c,v);
Chan_param = [tau.',S.',azirx.',elerx.', azitx.',eletx.',dopp.'];

snr = 10^(snr_db/10);
real = randn(Ncy*MTX*MRX,PT);
imag = randn(Ncy*MTX*MRX,PT);
maxre = repmat(max(abs(real'))',1,PT);
maxim = repmat(max(abs(imag'))',1,PT);
noise = (max(A)/snr)*(real./maxre + i*imag./maxim);

clear real imag maxre maxim;

positionstx=posrect3d(1,MTX,d,0,'yz');
positionsrx=posrect3d(xx,yy,d,0,'yz');
for ii=1:Nbpath,
    artx(:,ii)=arresp3d(positionstx,azitx(ii)*pi/180,eletx(ii)*pi/180);
    arrx(:,ii)=arresp3d(positionsrx,azirx(ii)*pi/180,elerx(ii)*pi/180);
end;
Ph_Ant = repmat(arrx,MTX,1).*kron(artx,ones(MRX,1));
tau2 = tau + dt*(L-1)/2;
U = Udirac6Dsim(tau2,t,L,dt,Nbpath,PT).';

```

```

sa = repmat(S,MTX*MRX,1).*Ph_Ant;
for kk=1:Ncy,
    s(((kk-1)*MTX*MRX+1):kk*MTX*MRX,:))
repmat(exp(j*2*pi*Tcy(kk)*dopp),MTX*MRX,1).*sa*U;
end;
Y = s + noise;

clear Ph_Ant U sa s arrx artx;

tic

NoiseMarg = 20*log10(8);
NoiseAver = mean(10*log10(abs(noise(1,:)))));
SignMax = max(10*log10(abs(Y(1,:)))));
SignMarg = 50;
[initau,Nbpathest]=PseudoISI(Y(1,:),bin,PT,dt,NoiseMarg,NoiseAver,SignMax,SignMarg);

tetal = zeros(Nbpathest,7);
tetal(:,1) = initau.';
tetal(:,4) = 90*ones(Nbpathest,1);
tetal(:,6) = 90*ones(Nbpathest,1);

Nbiter = round(datain(5));
Xl = zeros(Ncy*MTX*MRX,PT);
Sl = zeros(Ncy*MTX*MRX,PT);
sl = zeros(Ncy*MTX*MRX,PT);
percent = 0;
stepperpercent = 100/(Nbiter*Nbpathest);

for ITERATION=1:Nbiter,
arraytau = zeros(1,Nbpathest);
for jj=1:Nbpathest,

    for ii=1:Nbpathest,
        artx(:,ii)=arresp3d(positionstx,tetal(ii,5)*pi/180,tetal(ii,6)*pi/180);
        arrx(:,ii)=arresp3d(positionsrx,tetal(ii,3)*pi/180,tetal(ii,4)*pi/180);
    end;
    Ph_Ant = repmat(arrx,MTX,1).*kron(artx,ones(MRX,1));
    U = Udirac6D(tetal(:,1),dt,PT,To,Nbpathest);
    sa = repmat(tetal(:,2).',MTX*MRX,1).*Ph_Ant;
    for hh=1:Ncy,
        Sl(((hh-1)*MTX*MRX+1):hh*MTX*MRX,:))
repmat(exp(j*2*pi*Tcy(hh)*tetal(:,7)'),MTX*MRX,1).*sa*U;
        sl(((hh-1)*MTX*MRX+1):hh*MTX*MRX,:))
sa(:,jj)*U(jj,:)*exp(j*2*pi*Tcy(hh)*tetal(jj,7));
    end;

    Xl = Y - Sl + sl;

[tetal(jj,1),tetal(jj,2),tetal(jj,3),tetal(jj,4),tetal(jj,5),tetal(jj,6),tetal(jj,7)]
Ang_argmax6D(MTX,MRX,ITERATION,Xl,tetal(jj,:),arraytau,dt,PT,t,t_azi,t_ele,t_dopp,
,positionstx,positionsrx,Ncy,Tcy);

    arraytau(1,jj) = tetal(jj,1);
    tetal(jj,:)
    percent = percent+stepperpercent;
    fprintf('\n          Evolution in percentage %4.2f',percent);
    end;
end;

[Chan_estim(:,1),Chan_estim(:,2),Chan_estim(:,3),Chan_estim(:,4),Chan_estim(:,5),
Chan_estim(:,6),Chan_estim(:,7),pathref] = ...
    Eraser(tetal,t,t_azi,t_ele,t_dopp);

fprintf('\n          RESULTS for %d path(s) and %d SAGE iteration(s) :',pathref,
Nbiter);

```

```

fprintf('\n _____\n');
Chan_estim
Chan_param(:,1)=tau2';
Chan_param

clear arrx artx U sa Ph_Ant arraytau Xl Sl sl percent steppercents;

t_prog = toc;
fprintf('The time of calculation have been %4.2f sec.\n',t_prog);

for ii=1:pathref,
artx(:,ii)=arresp3d(positionstx,Chan_estim(ii,5)*pi/180,Chan_estim(ii,6)*pi/180);
arrx(:,ii)=arresp3d(positionsrx,Chan_estim(ii,3)*pi/180,Chan_estim(ii,4)*pi/180);
end;
Ph_Ant = repmat(arrx,MTX,1).*kron(artx,ones(MRX,1));
U = Udirac6D(Chan_estim(:,1),dt,PT,To,pathref);
sa = repmat(Chan_estim(:,2).',MTX*MRX,1).*Ph_Ant;
for hh=1:Ncy,
    Xsag((hh-1)*MTX*MRX+1):hh*MTX*MRX,: =
repmat(exp(j*2*pi*Tcy(hh)*Chan_estim(:,7)'),MTX*MRX,1).*sa*U;
end;

figure(1);
    SUBPLOT(1,2,1)
        plot(positionstx(:,2),positionstx(:,3),'ro');
        hold on;
        plot(linspace(-0.5,0.5,1000),0,'k');
        hold on;
        plot(0,linspace(-0.5,0.5,1000),'k');
        xlabel('YYYY (m)');
        ylabel('ZZZZ (m)');
        title('Array TX');
    SUBPLOT(1,2,2)
        plot(positionsrx(:,2),positionsrx(:,3),'ro');
        hold on;
        plot(linspace(-0.5,0.5,1000),0,'k');
        hold on;
        plot(0,linspace(-0.5,0.5,1000),'k');
        xlabel('YYYY (m)');
        ylabel('ZZZZ (m)');
        title('Array RX');
figure(2);
    SUBPLOT(2,1,1)
        plot(t*1e6,20*log10(abs(Y(1,:))));
        xlabel('time (µs)');
        ylabel('Amplitude (dB)');
        title('Signal Rx with Noise');
    SUBPLOT(2,1,2)
        plot(t*1e6,angle(Y(1,:)));
        xlabel('time (µs)');
        ylabel('Phase (rad)');
figure(3);
    SUBPLOT(2,1,1)
        plot(t*1e6,abs(Y(1,:)),'r');
        xlabel('time (µs)');
        ylabel('Sig. tx Amplitud lineal');
        grid on;
    SUBPLOT(2,1,2)
        plot(t*1e6,abs(Xsag(1,:)),'b');
        xlabel('time (µs)');
        ylabel('Sig. SAGE Amplitud lineal');
        grid on;
figure(4);
    for jj=1:Nbpath,
        plot(azirx(jj),elerx(jj),'ro');
        hold on;
    end;
    for jj=1:pathref,

```

```
        plot(Chan_estim(jj,3),Chan_estim(jj,4),'b*');
        hold on;
    end;
    ylabel('elevation oA (°)');
    xlabel('azimuth oA (°)');
    legend('param. generated','param. estimated');
    grid on;
figure(5);
for jj=1:Nbpath,
    plot(azitx(jj),tau2(jj),'ro');
    hold on;
end;
for jj=1:pathref,
    plot(Chan_estim(jj,5),Chan_estim(jj,1),'b*');
    hold on;
end;
ylabel('time (µs)');
xlabel('azimuth oD (°)');
legend('param. generated','param. estimated');
grid on;
figure(6);
for jj=1:Nbpath,
    plot(dopp(jj),tau2(jj),'ro');
    hold on;
end;
for jj=1:pathref,
    plot(Chan_estim(jj,7),Chan_estim(jj,1),'b*');
    hold on;
end;
ylabel('delay tau (µs)');
xlabel('Doppler (Hz)');
legend('param. generated','param. estimated');
grid on;
end;
```

TitleSage.m

```
function start=TitleSage()

button = questdlg('Start estimation of Delay, Doppler, Angle of arrival &
Amplitude','SAGE 6D: algorithm 2 D','Yes','No','Yes');
switch button
case 'Yes',
start = 1;
case 'No',
start = 0;
end
```

EnterData.m

```
function datain=EnterData()

prompt={'Number of signal tx:', 'Frequency in GHz:', 'Number of antennas in the ULA
tx array:'...
        'Number of antennas in the URA rx array:', 'Number of iterations'};
def={'4', '2.2', '4', '16', '2'};
dlgTitle='Enter Data to initialize SAGE';
lineNo=1;
answer=inputdlg(prompt,dlgTitle,lineNo,def);
for i=1:length(answer)
    datain(i)=str2int(char(answer(i)),10);
end
```

str2int.m

```
function n=str2int(n_str,b)

len=length(n_str);
n=0;
j=0;
for in=1:len
switch (n_str(len-in+1))
case '0'
nn=0;
case '1'
nn=1;
case '2'
nn=2;
case '3'
nn=3;
case '4'
nn=4;
case '5'
nn=5;
case '6'
nn=6;
case '7'
nn=7;
case '8'
nn=8;
case '9'
nn=9;
case {'A','a'}
nn=10;
case {'B','b'}
nn=11;
case {'C','c'}
nn=12;
case {'D','d'}
nn=13;
case {'E','e'}
nn=14;
case {'F','f'}
nn=15;
case '.'
nn=0;
j=-1;
otherwise
disp('error in string')
n=[];
end
if j==0
n=n+nn*b^(in-1);
else
n=n+nn*b^(j+1);
j=j-1;
end
end
```

ParamSage6D.m

```

function
[tau,azitx,azirx,eletx,elerx,dopp,A,S,t_azi,t_ele,t_dopp]=ParamSage6D(Ns,dP,t,dt,
f,c,v)

azi_min = -60;
azi_max = 60;
azi_pas = 0.1;
ele_min = 80;
ele_max = 100;
ele_pas = 0.1;

t_azi = azi_min:azi_pas:azi_max;
t_ele = ele_min:ele_pas:ele_max;

tau = unifrnd(t(3),t(end-2),1,Ns);
tau = dt*round(tau/dt);
tau = sort(tau);
azitx = unifrnd(azi_min,azi_max,1,Ns);
eletx = 90*ones(1,Ns);
azirx = unifrnd(azi_min,azi_max,1,Ns);
elerx = unifrnd(ele_min,ele_max,1,Ns);

dopp = v*f/c*cos(azirx*pi/180).*sin(elerx*pi/180);
dopp_min = v*f/c*cos(azi_max*pi/180)*sin(ele_max*pi/180);
dopp_max = v*f/c;
dopp_pas = 0.1;
t_dopp = dopp_min:dopp_pas:dopp_max;

P = dP*tau*1e6;
A = 10.^(P/20);
phi = exp(i*2*pi*rand(1,Ns));
S = A.*phi;

```

PseudoISI.m

```

function
[initau,pathest]=PseudoISI(Yrx,bin,PTa,dta,NoiseMarg,NoiseAver,SignMax,SignMarg)

NM = NoiseAver;
NL = NoiseMarg;
DL = SignMarg;
PL = SignMax;
THdb = max(NM+NL,PL-DL);
TH = 10^(THdb/10);

indini = find(abs(Yrx)>TH);
indest = [];
longbin = round(PTa/bin);

for ii=1:bin,
    ind = indini(find(indini>((ii-1)*longbin)&indini<((longbin-1)+(ii-1)*longbin)));
    if length(ind)>0
        maxi = max(abs(Yrx(1,ind)));
        indest = [indest ind(find(abs(Yrx(1,ind))>0.50*maxi))];
    end;
end;

initau = indest*dta;
pathest = length(indest);

```

Udirac6Dsim.m

```
function u=Udirac6Dsim(tau,t,L,dt,Nbpath,PT)

matt = kron(t,ones(Nbpath,1));
mattau = kron(tau,ones(PT,1));
dif = (mattau - matt. ');

u = abs( sinc(dif/(2*dt)) ).*(abs(dif) <= (L-1)*dt/2);
```

Udirac6D.m

```
function u=Udirac6D(estau,dt,PT,To,Nbpath)

indice = round((estau-To)/dt).';
u = zeros(Nbpath,PT);
for ii=1:Nbpath,
    u(ii,indice(1,ii)-1) = 0.1;
    u(ii,indice(1,ii)) = 1;
    u(ii,indice(1,ii)+1) = 0.1;
end;
```

Ang_argmax6D.m

```

function [estau,esampli,esaziA,eseleA,esaziD,eseleD,esdopp] = ...

Ang_argmax6D(MTXa,MRXa,ITERATIONa,Xla,tetala,arraytaua,dta,PTa,ta,t_azia,t_elea,t
_doppa,positionstxa,positionsrxa,Ncya,Tcya)

ppas = dta;
apas = (t_azia(2)-t_azia(1));
epas = (t_elea(2)-t_elea(1));
dpas = (t_doppa(2)-t_doppa(1));

maxi_z = 0;
for taua=ta(3):ppas:ta(end-2),
    indextau = find(arraytaua==taua);
    if length(indextau) == 0
        if ITERATIONa==1
            z1 =
ZMLE6Dinit(MTXa,MRXa,PTa,taua,dta,ta(1),0,0,0,0,Xla(1:MTXa*MRXa,:),positionstxa,p
ositionsrxa,Ncya);
        else
            z1 =
ZMLE6Ddopp(MTXa,MRXa,PTa,taua,ta,dta,ta(1),tetala(1,5),tetala(1,6),tetala(1,3),te
tala(1,4),tetala(1,7),Xla,positionstxa,positionsrxa,Ncya,Tcya);
        end;
        if (abs(z1) > abs(maxi_z))
            tau_opt = taua;
            maxi_z = z1;
        end;
    end;
end;

maxi_z = 0;
if positionsrxa(:,2) == zeros(MRXa,1)
    aziA_opt = 0;
else
for aziAa=t_azia(1):apas:t_azia(end),
    z1 =
ZMLE6Ddopp(MTXa,MRXa,PTa,tau_opt,ta,dta,ta(1),tetala(1,5),tetala(1,6),aziAa,tetal
a(1,4),tetala(1,7),Xla,positionstxa,positionsrxa,Ncya,Tcya);
    if (abs(z1) > abs(maxi_z))
        aziA_opt = aziAa;
        maxi_z = z1;
    end;
end;
end;

maxi_z = 0;
if positionsrxa(:,3) == zeros(MRXa,1)
    eleA_opt = 90;
else
for eleAa=t_elea(1):epas:t_elea(end),
    z1 =
ZMLE6Ddopp(MTXa,MRXa,PTa,tau_opt,ta,dta,ta(1),tetala(1,5),tetala(1,6),aziA_opt,el
eAa,tetala(1,7),Xla,positionstxa,positionsrxa,Ncya,Tcya);
    if (abs(z1) > abs(maxi_z))
        eleA_opt = eleAa;
        maxi_z = z1;
    end;
end;
end;

maxi_z = 0;
if positionstxa(:,2) == zeros(MTXa,1)
    aziD_opt = 0;
else
for aziDa=t_azia(1):apas:t_azia(end),

```

```

        z1
ZMLE6Ddopp(MTXa,MRXa,PTa,tau_opt,ta,dta,ta(1),aziDa,tetala(1,4),aziA_opt,eleA_opt
, tetala(1,7),Xla,positionstxa,positionsrxa,Ncya,Tcya);
        if (abs(z1) > abs(maxi_z))
            aziD_opt = aziDa;
            maxi_z = z1;
        end;
    end;
end;
end;

maxi_z = 0;
if positionstxa(:,3) == zeros(MTXa,1)
    eleD_opt = 90;
else
for eleDa=t_elea(1):epas:t_elea(end),
    z1
ZMLE6Ddopp(MTXa,MRXa,PTa,tau_opt,ta,dta,ta(1),aziD_opt,eleDa,aziA_opt,eleA_opt,te
tala(1,7),Xla,positionstxa,positionsrxa,Ncya,Tcya);
        if (abs(z1) > abs(maxi_z))
            eleD_opt = eleDa;
            maxi_z = z1;
        end;
    end;
end;
end;

maxi_z = 0;
for doppa=t_doppa(1):dpas:t_doppa(end),
    z1
ZMLE6Ddopp(MTXa,MRXa,PTa,tau_opt,ta,dta,ta(1),aziD_opt,eleD_opt,aziA_opt,eleA_opt
,doppa,Xla,positionstxa,positionsrxa,Ncya,Tcya);
        if (abs(z1) > abs(maxi_z))
            dopp_opt = doppa;
            maxi_z = z1;
        end;
    end;
end;

estau = tau_opt;
esaziD = aziD_opt;
eseleD = eleD_opt;
esaziA = aziA_opt;
eseleA = eleA_opt;
esdopp = dopp_opt;
z
ZMLE6Ddopp(MTXa,MRXa,PTa,estau,ta,dta,ta(1),esaziD,eseleD,esaziA,eseleA,esdopp,Xl
a,positionstxa,positionsrxa,Ncya,Tcya);
esampli = MRXa*z / (2*Ncya*ta(end));

```

ZMLE6Dinit.m

```

function
z=ZMLE6Dinit(MTXp,MRXp,PTp,taup,dtp,Top,aziDp,eleDp,aziAp,eleAp,Xlp,positionstxp,
positionsrxp,Ncyp)

uc = zeros(1,PTp);
uc = Udirac6D(taup,dtp,PTp,Top,1);
uc = conj(uc);

artxp = arresp3d(positionstxp,aziDp*pi/180,eleDp*pi/180);
arrxp = arresp3d(positionsrxp,aziAp*pi/180,eleAp*pi/180);
stvec = repmat(conj(arrxp),MTXp,1).*kron(conj(artxp),ones(MRXp,1));

zai = (stvec.*Xlp).*uc;    % 1 x PT

z = 0;
height = ( zai(1,1:(PTp-1)) + zai(1,2:PTp) )/2;
base = dtp*ones((PTp-1),1);
z = height * base;

```

ZMLE6Ddopp.m

```

function
z=ZMLE6Ddopp(MTXp,MRXp,PTp,taup,tp,dtp,Top,aziDp,eleDp,aziAp,eleAp,doppp,Xlp,positionstxp,positionsrxp,Ncyp,Tcyp)

uc = zeros(1,PTp);
uc = Udirac6D(taup,dtp,PTp,Top,1);
uc = conj(uc);

artxp=arresp3d(positionstxp,aziDp*pi/180,eleDp*pi/180);
arrxp=arresp3d(positionsrxp,aziAp*pi/180,eleAp*pi/180);
stvec = repmat(conj(arrxp),MTXp,1).*kron(conj(artxp),ones(MRXp,1));
stvec = repmat(stvec,Ncyp,1);

for ii=1:Ncyp,
    dpvec(((ii-1)*MTXp*MRXp+1):ii*MTXp*MRXp,:) = repmat(exp(-
j*2*pi*Tcyp(ii)*doppp),MTXp*MRXp,1); % Ncy*MTX*MRX x 1
end;

zai = ((stvec.*dpvec).'*Xlp).*uc; % 1 x PT

z = 0;
height = ( zai(1,1:(PTp-1)) + zai(1,2:PTp) )/2;
base = dtp*ones((PTp-1),1);
z = height * base;

```

Eraser.m

```

function
[tetalref1,tetalref2,tetalref3,tetalref4,tetalref5,tetalref6,tetalref7,pathref] =
Eraser(param,ttau,tazi,tele,tdopp)

path = length(param(:,1));
steptau = ttau(2)-ttau(1);
stepazi = tazi(end)-tazi(1);
stepele = tele(end)-tele(1);
stepdop = tdopp(2)-tdopp(1);

eraang = zeros(1,path);
minim = 0;
paramsort = [];
[minim,indmin] = min(param(:,1));
paramsort(1,:) = param(indmin,:);
param(indmin,1) = 1;

for ii = 2:path,
    [minim,indmin] = min(param(:,1));
    paramsort(ii,:) = param(indmin,:);
    param(indmin,1) = 1;
    a = abs(paramsort(ii,3)-paramsort(ii-1,3))/stepazi;
    b = abs(paramsort(ii,4)-paramsort(ii-1,4))/stepele;
    c = abs(paramsort(ii,5)-paramsort(ii-1,5))/stepazi;
    d = abs(paramsort(ii,6)-paramsort(ii-1,6))/stepele;
    if (a < 0.045 & b < 0.18 & c < 0.045 & d < 0.18)
        absparam = [abs(paramsort(ii,2)) abs(paramsort(ii-1,2))];
        [minim, eras] = min(absparam);
        eraang(ii+1-eras) = ii+1-eras;
    end;
end;

oldind = 1:path;
newind = oldind-eraang;
newind = find(newind>0);

if length(newind)>15
    tau = paramsort(newind,1);
    loss = -(20*1e-6*log10(abs(paramsort(newind,2)))./tau);
    lim(1) = 0;
    if sum(tau<1e-7)>0
        lim(2) = max(find(tau<1e-7));
    else
        lim(2) = lim(1);
    end;
    if sum(tau<1e-6)>0
        lim(3) = max(find(tau<1e-6));
    else
        lim(3) = lim(2);
    end;
    lim(4) = length(tau);
    eraamp = [];

    for ii=1:3,
        eras = lim(ii)+1:lim(ii+1);
        lossok = eras(loss(eras)>0.5);
        if (length(lossok)>=0.65*length(eras) & ii==1)
            avloss = mean(loss(eras));
        else
            avloss = mean(loss(lossok));
        end;
        if (isempty(lossok)&length(eras)>0)
            avloss = 0;
            th = 0;
        end;
    end;
end;

```

```

    maxim = max(loss(eras));
    minim = max(min(loss(eras)),0.1);
    if maxim/minim <= 200
        th = 1.15+((3-ii)*0.15);
        avloss = th*avloss;
    end;
    under = eras(loss(eras)>=avloss);
    if length(under) > round(lim(4)/7.5)
        loss1 = sort(loss(under));
        loss2 = loss1(end-round(lim(4)/7.5)+1) % of paths
        eraamp = [eraamp eras(loss(eras)<loss2)];
    else
        eraamp = [eraamp eras(loss(eras)<avloss)];
    end;
end;
newind = newind(eraamp);
end;

path = length(newind);
erafin = zeros(1,path);

for ii = 2:path,
    a = abs(paramsort(newind(ii),3)-paramsort(newind(ii-1),3))/stepazi;
    b = abs(paramsort(newind(ii),4)-paramsort(newind(ii-1),4))/stepele;
    c = abs(paramsort(newind(ii),5)-paramsort(newind(ii-1),5))/stepazi;
    d = abs(paramsort(newind(ii),6)-paramsort(newind(ii-1),6))/stepele;
    e = abs(paramsort(newind(ii),7)-paramsort(newind(ii-1),7));
    if ((a<0.045)+(b<0.18)+(c<0.045)+(d<0.18))==3 & e < 2*stepdop)
        absparam = [abs(paramsort(newind(ii),2)) abs(paramsort(newind(ii-1),2))];
        [minim, eras] = min(absparam);
        erafin(ii+1-eras) = ii+1-eras;
    end;
end;

oldind = 1:length(newind);
indfin = oldind-erafin;
indfin = find(indfin>0);
newind = newind(indfin);

pathref = length(newind);
tetalref1 = paramsort(newind,1);
tetalref2 = paramsort(newind,2);
tetalref3 = paramsort(newind,3);
tetalref4 = paramsort(newind,4);
tetalref5 = paramsort(newind,5);
tetalref6 = paramsort(newind,6);
tetalref7 = paramsort(newind,7);

```

Apéndice IV. Siglas.

ANVAR:	Agence Nationale pour VAlorisation de Recherche
BW:	Bandwidth
DOA:	Direction Of Arrival
DOD:	Direction Of Departure
EM:	Expectation-Maximization
ESPRIT:	Estimation of Signal Parameters via Rotational Invariants Techniques
IETR:	Institut d'Electronique et de Télécommunications de Rennes
INSA:	Institut National des Sciences Appliquées
ISI:	Improved Search Initialization
ISM:	Industriel System Mobile
IST:	Information Society Technologies
MIMO:	Multiple Input Multiple Output
ML:	Maximum Likelihood
MUSIC:	MUltiple SIngal Classification
RAM:	Random Access Memory
RF:	Radio Frequency
RX:	Reception
SAGE:	Space Alternating Generalized Expectation-maximization
SIC:	Successive Interference Cancellation
SiCoMo:	Sistemas de Comunicaciones Móviles
SIMPAA:	SImulateur Matériel de Propagation pour Antennes Adaptatives
SNR:	Signal to Noise Ratio
TDM:	Time Domain Multiplexing
TM:	Transverse Magnetic
TX:	Transmission
ULA:	Uniform Linear Array
UPCT:	Universidad Politécnica de CarTagena
URA:	Uniform Rectangular Array
WLAN:	Wireless Local Area Network

Apéndice V. Verosimilitud.

Dado un conjunto de datos “completo” $X_l(t)$, el conjunto de observaciones $Y(t)$ y el conjunto de parámetros a estimar θ_L , la expectación o valor esperado condicional de la verosimilitud de los datos “completos” dada una observación para cada contribución se define como:

$$V_l(\theta_l; \hat{\theta}^i) = E\left\{\Lambda(\theta_l; \hat{\theta}^i; X_l(t)) \middle| y(t); \hat{\theta}^i\right\}$$

$$V_l(\theta_l; \hat{\theta}^i) = \frac{1}{N_0} \left[2 \int_D \Re \left\{ s(t; \theta_l, \hat{\theta}^i)^H \hat{x}_l(t; \hat{\theta}^i) \right\} dt - \int_D \|s(t; \theta_l, \hat{\theta}^i)\|^2 dt \right] \quad (\text{AV1})$$

Siendo la verosimilitud logarítmica:

$$\Lambda(\theta_l; \hat{\theta}^i; X_l(t)) = \frac{1}{N_0} \left[2 \int_D \Re \left\{ s(t; \theta_l, \hat{\theta}^i)^H x_l(t) \right\} dt - \int_D \|s(t; \theta_l, \hat{\theta}^i)\|^2 dt \right] \quad (\text{AV2})$$

donde $[\cdot]^H$ es el operador Hermitiano.

Referencias.

- [1] <http://www.ansoft.com/products/hf/hfss>
- [2] T. Moon, "The Expectation-Maximization Algorithm", IEEE Signal Processing Magazine, pp. 47-60, November, 1996
- [3] <http://www.ietr.org/>
- [4] <http://www.insa-rennes.fr/>
- [5] A. Al-Fawal, "Conception et Réalisation de Réseaux d'Antennes pour les Mesures de Propagation et de Transmission. Application aux Réseaux de Communication sans Fil UMTS, WLAN, WLL et HIPERLAN/2", INSA Rennes & Université Libanaise, July, 2001
- [6] U. Cocault, "Implémentation de l'algorithme SAGE sous MATLAB", Rapport de stage, Laboratoire de Composants et Systèmes pour Télécommunications, INSA Rennes, 2002
- [7] <http://www.upct.es/sicomo/>
- [8] R. Cosquer, "Conception d'un sondeur de canal MIMO. Caractérisation du canal de propagation d'un point de vu directionnel et doublement directionnel", INSA & IETR Rennes, October, 2004
- [9] <http://www.ietr.org/gro/PTEC/plateau5.htm>
- [10] D. M. Pozar, "Microstrip Antennas", Proceedings of the IEEE, Vol. 80, No. 1, pp. 79-91, January, 1992
- [11] C. A. Balanis, "Antenna Theory: Analysis and Design", Ed. John Wiley & Sons, 2nd Edition, 1997
- [12] K. R. Carver & J. W. Mink, "Microstrip Antenna Technology", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. AP-29, No. 1, January, 1981
- [13] D. H. Schaubert, D. M. Pozar & Andrew Adrian, "Effect of Microstrip Antenna Substrate Thickness and Permittivity: Comparison of Theories with Experiment", IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 37, No. 6, June, 1989
- [14] J. R. Aguilar, M. Beadle, P. T. Thompson & M. W. Shelley, "The Microwave and RF Characteristics of FR4 Substrates", IEE, 1998
- [15] <http://www.rohacell.com/en/performanceplastics.html>

- [16] J. P. Kim, "Optimum Design of an Aperture-Coupled Microstrip Patch Antenna", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 39, No. 1, pp. 75-78, October, 2003
- [17] E. H. Newman & P. Tulyathan, "Analysis of Microstrip Antennas Using Moment Methods," *IEEE Transactions on Antennas Propagation*, Vol. AP-29, No. 1, pp. 47-53, January, 1981
- [18] D. M. Pozar, "Microwave Engineering", Ed. John Wiley & Sons, 2nd Edition, 1998
- [19] B. Lee, F. J. Harackiewicz, G. Kang, U. Hong, J. Lee & B. Kim, "Enhanced Impedance Bandwidth of Microstrip Antennas Using Coupling", *Microwave and Optical Technology Letters*, Vol. 39, No. 2, October, 2003
- [20] <http://www.satimo.fr/eng/index.php?categoryid=38>
- [21] E. Robles, "Extracción de Parámetros del Canal Doble-Direccional para Sistemas MIMO", Proyecto Final de Carrera, Universidad Politécnica de Cartagena, Diciembre, 2005
- [22] B. H. Fleury, M. Tschudin, R. Heddergott, D. Dahlhaus & K. Ingeman Pedersen, "Channel Parameter Estimation in Mobile Radio Environment Using the SAGE Algorithm", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Vol. 17, No. 3, pp. 434-450, March 1999
- [23] T. Pedersen, C. Pedersen, X. Yin, B. H. Fleury, R. R. Pedersen, B. Bozinovska, A. Hviid, P. Jourdan & A. Stucki, "Joint Estimation of Doppler Frequency and Directions en Channel Sounding Using Switched Tx and Rx Arrays", *IEEE Globecom 2004 Signal Processing for Communications*, Dallas (USA), December, 2004
- [24] B. H. Fleury, P. Jourdan & A. Stucki, "High-Resolution Channel Parameter Estimation for MIMO Applications Using the SAGE Algorithm", XXVIIth General Assembly of the Int. Union of Radio Science (URSI), Maastrich - invited paper, August, 2002
- [25] J. A. Fessler & A. O. Hero, "Space-Alternating Generalized Expectation-Maximization Algorithm", *IEEE Transactions on Signal Processing*, Vol. 42, No. 10, pp. 2664-2667, October, 1994
- [26] X. Yin & J. K. G. Rohbrandt, "High-Resolution Channel Parameter Estimation for MIMO Applications Using the SAGE Algorithm", June, 2002
- [27] <http://www.mathworks.com/products/matlab/>
- [28] H. Lev-Ari, "Efficient Solution of Linear Matrix Equations with Applications to Multistatic Antenna Array Processing", *Communications in Informations and Systems*, Vol. 5, No. 1, pp. 123-130, 2005
- [29] A. García, A. Gutiérrez, G. Rodríguez, F. García, A. López & A. De la Villa, "Cálculo I Teoría y Problemas de Análisis Matemático en una Variable", Ed. Clagsa, Cap. 20, pp. 593-606, Madrid, 1994

[30] A. Richter, M. Landmann & R. S. Thomä, “RIMAX – A Flexible Algorithm for Channel Parameter Estimation from Channel Sounding Measurements”, COST 273 TD(04)045, Greece, January, 2004

[31] A. Richter, M. Landmann & R. S. Thomä, “RIMAX – A Maximum Likelihood Framework for Parameter Estimation in Multidimensional Channel Sounding”

Agradecimientos.

No me gustaría acabar este proyecto sin agradecer la ayuda proporcionada por otros durante este último año.

En primer lugar, por el trabajo que realizaron en sus proyectos, que ha sido la base que he continuado, a Alaeddine Al-Fawal y Ulrich Cocault.

Por su amabilidad, atención y la oportunidad que nos brindó a mis compañeros y a mi de desarrollar proyectos en el INSA de Rennes, al director de la componente IETR-INSA Ghaïs El-Zein.

Por su experiencia, colaboración y trabajo en el desarrollo de antenas, a Guy Grunfelder.

A mi jefe de proyecto en Rennes, Hanna Farhat, en este trabajo de colaboración mutuo, por su formación e interés diario y por los recursos tecnológicos e intelectuales de los que me permitió disponer.

Por supuesto, al resto de compañeros del laboratorio de antenas en el INSA, sobre todo a Mohammed, en todos aquellos ratos de conversaciones tecnológicas, culturales y deportivas.

En esta relación mantenida en la distancia, a mi director de proyecto José María Molina, por sus consejos y formación en comunicaciones móviles y estimación paramétrica del canal.

Con todas las horas que hemos compartido dentro y fuera de los laboratorios del INSA, no me olvido de mis compañeros de clase y amigos José Manuel Aguilar y Antonio Hernández.

A mi hermana Beatriz, por su colaboración física en algunas tareas.

Por último, por su apoyo e interés, a mi familia y amigos.