Proyecto Final de Carrera

Sistema de Beamformer y Antenas Patch en 2.4GHz

Juan Matías Laco 25-09-2009



Director: Juan Cousseau.

Co-Director: Marcelo Bruno.

Agradecimientos

En primer lugar a mis padres, que me apoyaron durante todo este tiempo y de los cuales creo haber aprendido las mejores cosas de mi vida; a mis hermanos, familiares y amigos, que me acompañaron y soportaron escucharme durante horas hablar de patrones de radiación y otras cosas que mucho no entendían; a mis directores de proyecto, por darme la libertad para trabajar y llevar el proyecto más allá; a los profesores que fomentaron este interés en las comunicaciones y acompañaron de cerca este proyecto.

También quiero agradecer a *Mecanizados C* & *C*, por realizar el fresado de muchas de las placas de este proyecto y sin los cuales no se podría haber implementado y medido.

Por último, pero no menos importante, a *Apilli Pack* por realizar la impresión del proyecto.

Tabla de Contenidos

AGRADECIMIENTOS
TABLA DE FIGURAS7
RESUMEN 13
1. HERRAMIENTAS DE SIMULACIÓN DE CAMPOS ELECTROMAGNÉTICOS (EM). DISEÑO Y MODELADO DE CIRCUITOS MICROONDAS
1.1. Aspectos generales sobre el software de modelación numérica15
1.2. Puertos (Ports) 17 1.2.1. Puertos guía de onda 18 1.2.2. Puertos Concentrados 19
1.3. Mallado (Meshing)20
1.4. Herramienta de simulación elegida22
2. ANTENAS
2.1. Introducción23
2.2. Parámetros de Antenas 242.2.1. Resistencia de radiación252.2.2. Campos cercanos y lejanos252.2.3. Patrón de Radiación262.2.4. Ancho de haz y ganancia del lóbulo principal272.2.5. Lóbulos laterales292.2.6. Magnitud del lóbulo trasero302.2.7. Ancho de banda302.2.8. Tamaño de apertura302.2.9. Factor de corrección de la antena302.2.10. Polarización del campo eléctrico que transmite o recibe312.2.11. Potencia que puede manejar en el caso de ser una antena transmisora31
2.3. Principios de Funcionamiento de las Antenas Patch
2.4. Antenas Patch Wideband 32 2.4.1. Sustrato Doble Capa 33 2.4.2. Meandering Probe 33 33 33 2.5. Antena de Evaluación 33
2.5.1. Diseño y simulación332.5.2. Implementación y medición392.5.3. Comparación de resultados48
2.6. Arregio de antenas 482.6.1. Diseño y simulación482.6.2. Implementación y medición512.6.3. Comparación de resultados53

3. BEAMFORMER	55
3.1. Introducción	
3.1.1. Beamformer	
3.1.2. Matriz de Butler	55
2.2. Hibridge de Cuedrature	
3.2.1 Introducción	
3.2.2. Diseño y simulación	
3.2.3 Implementación v medición	
3.2.4. Comparación de resultados	64
3.3. Crossover	65
	65
3.3.2. Diseno y simulacion	65
3.3.3. Implementacion y medicion	69
3.3.4. Comparación de resultados	70
3.4. Phase Shifter	71
3.4.1. Introducción	71
3.4.2. Diseño y simulación	71
3.4.3. Comparación de resultados	73
· · · · · · · · · · · · · · · · · · ·	
3.5. Diseño y simulación del beamformer	73
3.6. Implementación y medición del beamformer	
. ,	80
3.7. Comparación de resultados	80 84
 3.7. Comparación de resultados 4. CABLES 	80 84
 3.7. Comparación de resultados	80
 3.7. Comparación de resultados	80
 3.7. Comparación de resultados	80
 3.7. Comparación de resultados 4. CABLES 5. SISTEMA 5.1. Simulación 5.2. Medición 5.3. Comparación de resultados 	80
 3.7. Comparación de resultados	
 3.7. Comparación de resultados	
 3.7. Comparación de resultados	

Tabla de Figuras

FIGURA 1 – ASPECTOS GENERALES DE LOS MÉTODOS BASADOS EN VOLUMEN COMO FEM O FDTD.
EN FDTD SE UTILIZAN CELULAS CUBICAS, MIENTRAS QUE FEM UTILIZA TETRAEDROS15
FIGURA 2 - ASPECTOS GENERALES DE LOS METODOS DE INTEGRACION SUPERFICIAL COMO MOM.
LAS UNIDADES DE CELDAS USUALMENTE TIENEN LA FORMA DE UN ELEMENTO TIPO LINEA,
FIGURA 3 - PUERTO DE GUIA DE ONDAS: (A) VISTA SUPERIOR, (B) VISTA DE PERSPECTIVA Y (C)
PATRON DE CAMPO (MODO DE PUERTO) DE UN ONDA INCIDENTE EN VISTA LATERAL
FIGURA 4 – PUERTO CONCENTRADO EXCITANDO UN DIPOLO20
FIGURA 5 – MESHING DE UNA ESFERA CON DIFERENTES METODOS: (A) FORMA GEOMETRICA DE LA ESFERA MESURA CON (D) TETRAEDROS (FEM), (c) SELDAS ODTOSONALES ($FDTD$), y (d)
ESFERA; MESHING CON (B) TETRAEDROS (FEM), (C) CELDAS ORTOGONALES (FDTD), Y (D)
TRIANGULUS (MUM)
TIGURA O - LJEMPLOS FORMAS DE LOS ELEMENTOS DE ANTENAS PATCH
FIGURA 8 - DECINICIÓN DECIONES DE CAMPOS
FIGURA $O = DEFINICIÓN REGIÓNES DE CAMPOS$
FIGURA 3^{-} DEFINICIÓN PATRÓN DE RADIACIÓN EN COORDENADAS CARTESIANAS27 FIGURA 10 – DEFINICIÓN DATRÓN DE RADIACIÓN EN COORDENADAS DOLARES 27
FIGURA 10 – DEFINICIÓN LÁRULO DEINCIDAL Y ANCHO DE HAZ DE UN DATRÓN 28
FIGURA 11 - DEFINICIÓN LÓBULOS LATERALES 29
FIGURA 12 DEFINICIÓN MÚLTIPLES MÁXIMOS 29
FIGURA 14 – DEFINICIÓN ANCHO DE BANDA 30
FIGURA 15 – DEFINICIÓN DE POLARIZACIÓN VERTICAL 31
FIGURA 15 – DEFINICIÓN DE POLARIZACIÓN VERTICAL 31
FIGURA 10 DEFINICIÓN DE FOLARIZACIÓN HORIZONTAL 32
FIGURA 17 – TOSICIÓN DE CONCENTRACIÓN DEL CAMPO ELECTRICO EN UN PATCH \dots 32 FIGURA 18 – ALIMENTO DOR DOBLE DI ACA
FIGURA 19 – AUMENTO POR BLOOLE 12424
FIGURA 20 – LONGITUD ELÉCTRICA DEL PATCH 34
FIGURA 21 - DIMENSIONES ANTENAS
FIGURA 22 – VARIACIÓN PARÁMETRO A 35
FIGURA 23 – VARIACIÓN PARÁMETRO B 36
FIGURA $24 - ROF DE LA ANTENA$
FIGURA 25 – PATRÓN PATCH POLAR EN 2.3GH7
FIGURA 26 – PATRÓN PATCH 3D EN 2.3GH7
FIGURA 27 – PATRÓN PATCH POLAR EN 2.4 GHz
FIGURA 28 – PATRÓN PATCH 3D EN 2.4GH7
FIGURA 29 – PATRÓN PATCH POLAR EN 2.5GHZ
FIGURA 30 – PATRÓN PATCH 3D EN 2.5GHZ
FIGURA 31 – VISTA PISTA
FIGURA 32 – VISTA PERSPECTIVA ANTENA
FIGURA 33 – VISTA LATERAL ANTENA
FIGURA 34 – VISTA SUPERIOR ANTENA
FIGURA 35 – MEDICIÓN DE PARÁMETROS S DE LA ANTENA
FIGURA 36 – S1,1 DE LA ANTENA MEDIDO
FIGURA 37 – ROE DE LA ANTENA MEDIDO
FIGURA 38 – S1,1 DE LA ANTENA FINAL MEDIDO
FIGURA 39 – ROE DE LA ANTENA FINAL MEDIDO
FIGURA 40 – ESQUEMA DE MEDICIÓN
FIGURA 41 – MEDICIÓN INDOOR
FIGURA 42 – PATRÓN CARTESIANO, MEDICIÓN INDOOR EN 2.4GHZ43
FIGURA 43 – PATRÓN POLAR, MEDICIÓN INDOOR EN 2.4GHZ
FIGURA 44 – PATRÓN CARTESIANO, MEDICIÓN OUTDOOR EN 2.3GHZ
FIGURA 45 – PATRÓN POLAR, MEDICIÓN OUTDOOR EN 2.3GHZ45
FIGURA 46 – PATRÓN CARTESIANO, MEDICIÓN OUTDOOR EN 2.4GHZ45
FIGURA 47 – PATRÓN POLAR, MEDICIÓN OUTDOOR EN 2.4GHZ
FIGURA 48 – PATRÓN CARTESIANO, MEDICIÓN OUTDOOR EN 2.5GHz
FIGURA 49 – PATRÓN POLAR, MEDICIÓN OUTDOOR EN 2.5GHZ47
FIGURA 50 – PUNTOS ISOTRÓPICOS SEPARADOS //248

FIGURA 52 – PARÁMETROS S DEL ARREGLO	
FIGURA 53 – PATRÓN POLAR PUERTO 1 EN 2.3GHZ	50
FIGURA 54 – PARÁMETROS S DE ENTRADA EN CARTA DE SMITH	50
FIGURA 55 – ARREGLO DE ANTENAS IMPLEMENTADO	51
FIGURA 56 – PARÁMETROS SX,1 ARREGLO ANTENAS	51
FIGURA 57 – PARÁMETROS SX,2 ARREGLO ANTENAS	
FIGURA 58 – PARÁMETROS SX,3 ARREGLO ANTENAS	
FIGURA 59 – PARÁMETROS SX,4 ARREGLO ANTENAS	
FIGURA 60 – PATRÓN DE RADIACIÓN DE UN ELEMENTO DEL ARREGLO	53
FIGURA 61 – DIAGRAMA BEAMFORMER	
FIGURA 62 – PATRÓN DE HACES	
FIGURA 63 – DIAGRAMA HÍBRIDO DE CUADRATURA	
FIGURA 64 – HÍBRIDO DE CUADRATURA TEÓRICO	
FIGURA 65 – DIMENSIONES HÍBRIDO 1	
FIGURA 66 – MÓDULO DEL HÍBRIDO 1	
FIGURA 67 – DIMENSIONES HÍBRIDO FINAL	
FIGURA 68 – SEÑALES DE ENTRADA Y SALIDA HÍBRIDO FINAL	
FIGURA 69 – MÓDULO DEL HÍBRIDO FINAL	
FIGURA 70 - FASES S3.1 Y S4.1 DEL HÍBRIDO FINAL	
FIGURA 71 – CORRIENTES SUPERFICIALES EN $F = 2.4 \text{ GHz}$ del híbridu	O FINAL 61
FIGURA 72 – CAMPO FLÉCTRICO EN $F = 2.4 \text{ GHz}$ del híbrido final	
FIGURA 73 – CAMPO MAGNÉTICO EN $F = 2.4 \text{ GHz}$ del híbrido final	61
FIGURA 74 – FILLIO DE POTENCIA EN $F = 2.4 \text{ GHz}$ del híbrido final	62
FIGURA 75 – MEDICIÓN DEL HÍBRIDO	62
FIGURA 76 – HÍBRIDO IMPLEMENTADO	63
Είςμα 77 - Μόρμιο αλαλμέτρος 5 σει μίβρισο τωρι εμεντάσο	63
FICURA 77 - FIODOLO FARAMETROS S DEL HIBRIDO IMPLEMENTADO	63
FIGURA 70 – COMPARACIÓN MÓDULOS S3 1 V S4 1 MEDIDOS V SIMUL	ADOS 64
FIGURA 80 – COMPARACIÓN FASES S3 1 \times S4 1 MEDIDOS \times SIMULADO	AD0304
	nc 64
FICURA 81 - DIMENSIONES CROSSOVER	9564
FIGURA 81 – DIMENSIONES CROSSOVER	9564 65
FIGURA 81 – DIMENSIONES CROSSOVER	9564 65 66 66
FIGURA 81 – DIMENSIONES CROSSOVER FIGURA 82 – SEÑALES DE ENTRADA Y SALIDA CROSSOVER FIGURA 83 – MÓDULO CROSSOVER FIGURA 84 – DETALLE MÓDULO S4 1 CROSSOVER	9564 65 66 66 66
FIGURA 81 – DIMENSIONES CROSSOVER FIGURA 82 – SEÑALES DE ENTRADA Y SALIDA CROSSOVER FIGURA 83 – MÓDULO CROSSOVER FIGURA 84 – DETALLE MÓDULO S4,1 CROSSOVER FIGURA 85 – EASES CROSSOVER	9564 65 66 66 66 66
FIGURA 81 – DIMENSIONES CROSSOVER FIGURA 82 – SEÑALES DE ENTRADA Y SALIDA CROSSOVER FIGURA 83 – MÓDULO CROSSOVER FIGURA 84 – DETALLE MÓDULO S4,1 CROSSOVER FIGURA 85 – FASES CROSSOVER FIGURA 85 – CORDIENTES SUPERFICIALES EN ET 2.4 CHZ CROSSOVER	95
FIGURA 81 – DIMENSIONES CROSSOVER FIGURA 82 – SEÑALES DE ENTRADA Y SALIDA CROSSOVER FIGURA 83 – MÓDULO CROSSOVER FIGURA 84 – DETALLE MÓDULO S4,1 CROSSOVER FIGURA 85 – FASES CROSSOVER FIGURA 86 – CORRIENTES SUPERFICIALES EN F= 2.4 GHZ CROSSOVER ETCURA 87 – CAMPO ELÉCTRICO EN E= 2.4 GHZ CROSSOVER	95
FIGURA 80 – COMPOSICION FASES SS, 1 + 5 1,1 HEDIDOS F SINULADO FIGURA 81 – DIMENSIONES CROSSOVER FIGURA 82 – SEÑALES DE ENTRADA Y SALIDA CROSSOVER FIGURA 83 – MÓDULO CROSSOVER FIGURA 84 – DETALLE MÓDULO S4,1 CROSSOVER FIGURA 85 – FASES CROSSOVER FIGURA 86 – CORRIENTES SUPERFICIALES EN F= 2.4 GHZ CROSSOVER FIGURA 87 – CAMPO ELÉCTRICO EN F= 2.4 GHZ CROSSOVER	95
FIGURA 81 – DIMENSIONES CROSSOVER FIGURA 82 – SEÑALES DE ENTRADA Y SALIDA CROSSOVER FIGURA 83 – MÓDULO CROSSOVER FIGURA 84 – DETALLE MÓDULO S4,1 CROSSOVER FIGURA 85 – FASES CROSSOVER FIGURA 86 – CORRIENTES SUPERFICIALES EN F= 2.4 GHz CROSSOVER FIGURA 87 – CAMPO ELÉCTRICO EN F= 2.4 GHz CROSSOVER FIGURA 88 – CAMPO MAGNÉTICO EN F= 2.4 GHz CROSSOVER	95
FIGURA 81 – DIMENSIONES CROSSOVER FIGURA 82 – SEÑALES DE ENTRADA Y SALIDA CROSSOVER FIGURA 83 – MÓDULO CROSSOVER FIGURA 84 – DETALLE MÓDULO S4,1 CROSSOVER FIGURA 85 – FASES CROSSOVER FIGURA 86 – CORRIENTES SUPERFICIALES EN F= 2.4 GHz CROSSOVER FIGURA 87 – CAMPO ELÉCTRICO EN F= 2.4 GHz CROSSOVER FIGURA 88 – CAMPO MAGNÉTICO EN F= 2.4 GHz CROSSOVER FIGURA 89 – FLUJO DE POTENCIA EN F= 2.4 GHz CROSSOVER	95
FIGURA 81 – DIMENSIONES CROSSOVER FIGURA 82 – SEÑALES DE ENTRADA Y SALIDA CROSSOVER FIGURA 83 – MÓDULO CROSSOVER FIGURA 84 – DETALLE MÓDULO S4,1 CROSSOVER FIGURA 85 – FASES CROSSOVER FIGURA 86 – CORRIENTES SUPERFICIALES EN F= 2.4 GHz CROSSOVER FIGURA 87 – CAMPO ELÉCTRICO EN F= 2.4 GHz CROSSOVER FIGURA 88 – CAMPO MAGNÉTICO EN F= 2.4 GHz CROSSOVER FIGURA 89 – FLUJO DE POTENCIA EN F= 2.4 GHz CROSSOVER FIGURA 90 – CROSSOVER	os
 FIGURA 81 - DIMENSIONES CROSSOVER	s
 FIGURA 81 - DIMENSIONES CROSSOVER	s
FIGURA 81 – DIMENSIONES CROSSOVER FIGURA 82 – SEÑALES DE ENTRADA Y SALIDA CROSSOVER FIGURA 83 – MÓDULO CROSSOVER FIGURA 84 – DETALLE MÓDULO S4,1 CROSSOVER FIGURA 85 – FASES CROSSOVER FIGURA 86 – CORRIENTES SUPERFICIALES EN F= 2.4 GHZ CROSSOVER FIGURA 87 – CAMPO ELÉCTRICO EN F= 2.4 GHZ CROSSOVER FIGURA 88 – CAMPO MAGNÉTICO EN F= 2.4 GHZ CROSSOVER FIGURA 89 – FLUJO DE POTENCIA EN F= 2.4 GHZ CROSSOVER FIGURA 90 – CROSSOVER FIGURA 91 – MEDICIÓN CROSSOVER FIGURA 92 – MÓDULO PARÁMETROS S CROSSOVER MEDIDOS FIGURA 93 – DETALLE MÓDULO S4,1 CROSSOVER MEDIDO	s
FIGURA 81 – DIMENSIONES CROSSOVER FIGURA 82 – SEÑALES DE ENTRADA Y SALIDA CROSSOVER FIGURA 83 – MÓDULO CROSSOVER FIGURA 84 – DETALLE MÓDULO S4,1 CROSSOVER FIGURA 85 – FASES CROSSOVER FIGURA 86 – CORRIENTES SUPERFICIALES EN F= 2.4 GHZ CROSSOVER FIGURA 87 – CAMPO ELÉCTRICO EN F= 2.4 GHZ CROSSOVER FIGURA 88 – CAMPO MAGNÉTICO EN F= 2.4 GHZ CROSSOVER FIGURA 89 – FLUJO DE POTENCIA EN F= 2.4 GHZ CROSSOVER FIGURA 90 – CROSSOVER FIGURA 91 – MEDICIÓN CROSSOVER FIGURA 92 – MÓDULO PARÁMETROS S CROSSOVER MEDIDO FIGURA 94 – FASE S4,1 CROSSOVER MEDIDO	s
FIGURA 81 – DIMENSIONES CROSSOVER FIGURA 82 – SEÑALES DE ENTRADA Y SALIDA CROSSOVER FIGURA 83 – MÓDULO CROSSOVER FIGURA 84 – DETALLE MÓDULO S4,1 CROSSOVER FIGURA 85 – FASES CROSSOVER FIGURA 86 – CORRIENTES SUPERFICIALES EN F= 2.4 GHZ CROSSOVER FIGURA 87 – CAMPO ELÉCTRICO EN F= 2.4 GHZ CROSSOVER FIGURA 88 – CAMPO MAGNÉTICO EN F= 2.4 GHZ CROSSOVER FIGURA 89 – FLUJO DE POTENCIA EN F= 2.4 GHZ CROSSOVER FIGURA 90 – CROSSOVER FIGURA 91 – MEDICIÓN CROSSOVER FIGURA 92 – MÓDULO PARÁMETROS S CROSSOVER MEDIDO FIGURA 93 – DETALLE MÓDULO S4,1 CROSSOVER MEDIDO FIGURA 94 – FASE S4,1 CROSSOVER MEDIDO FIGURA 95 – DIAGRAMA PHASE SHIFTER	s
FIGURA 81 – DIMENSIONES CROSSOVER FIGURA 82 – SEÑALES DE ENTRADA Y SALIDA CROSSOVER FIGURA 83 – MÓDULO CROSSOVER FIGURA 84 – DETALLE MÓDULO S4,1 CROSSOVER FIGURA 85 – FASES CROSSOVER FIGURA 86 – CORRIENTES SUPERFICIALES EN F= 2.4 GHZ CROSSOVER FIGURA 87 – CAMPO ELÉCTRICO EN F= 2.4 GHZ CROSSOVER FIGURA 88 – CAMPO MAGNÉTICO EN F= 2.4 GHZ CROSSOVER FIGURA 89 – FLUJO DE POTENCIA EN F= 2.4 GHZ CROSSOVER FIGURA 90 – CROSSOVER FIGURA 91 – MEDICIÓN CROSSOVER FIGURA 92 – MÓDULO PARÁMETROS S CROSSOVER MEDIDOS FIGURA 93 – DETALLE MÓDULO S4,1 CROSSOVER MEDIDO FIGURA 94 – FASE S4,1 CROSSOVER MEDIDO FIGURA 95 – DIAGRAMA PHASE SHIFTER FIGURA 96 – COMPARACIÓN FASES PHASE SHIFTER Y CROSSOVER	s
 FIGURA 81 - DIMENSIONES CROSSOVER	s
 FIGURA 81 - DIMENSIONES CROSSOVER	s
FIGURA 81 – DIMENSIONES CROSSOVER FIGURA 82 – SEÑALES DE ENTRADA Y SALIDA CROSSOVER FIGURA 83 – MÓDULO CROSSOVER FIGURA 84 – DETALLE MÓDULO S4,1 CROSSOVER FIGURA 85 – FASES CROSSOVER FIGURA 86 – CORRIENTES SUPERFICIALES EN F= 2.4 GHZ CROSSOVER FIGURA 87 – CAMPO ELÉCTRICO EN F= 2.4 GHZ CROSSOVER FIGURA 88 – CAMPO MAGNÉTICO EN F= 2.4 GHZ CROSSOVER FIGURA 89 – FLUJO DE POTENCIA EN F= 2.4 GHZ CROSSOVER FIGURA 90 – CROSSOVER FIGURA 91 – MEDICIÓN CROSSOVER FIGURA 92 – MÓDULO PARÁMETROS S CROSSOVER MEDIDOS FIGURA 93 – DETALLE MÓDULO S4,1 CROSSOVER MEDIDO FIGURA 94 – FASE S4,1 CROSSOVER MEDIDO FIGURA 95 – DIAGRAMA PHASE SHIFTER FIGURA 96 – COMPARACIÓN FASES PHASE SHIFTER Y CROSSOVER FIGURA 97 – MÓDULO S2,1 PHASE SHIFTER FIGURA 98 – DIAGRAMA BEAMFORMER FIGURA 99 – SEÑALES ENTRADA – SALIDA PUERTO 1	95
 FIGURA 81 - DIMENSIONES CROSSOVER. FIGURA 81 - DIMENSIONES CROSSOVER. FIGURA 82 - SEÑALES DE ENTRADA Y SALIDA CROSSOVER	95
 FIGURA 81 - DIMENSIONES CROSSOVER. FIGURA 82 - SEÑALES DE ENTRADA Y SALIDA CROSSOVER. FIGURA 83 - MÓDULO CROSSOVER. FIGURA 84 - DETALLE MÓDULO S4,1 CROSSOVER. FIGURA 85 - FASES CROSSOVER. FIGURA 86 - CORRIENTES SUPERFICIALES EN F= 2.4 GHz CROSSOVER FIGURA 87 - CAMPO ELÉCTRICO EN F= 2.4 GHz CROSSOVER. FIGURA 88 - CAMPO MAGNÉTICO EN F= 2.4 GHz CROSSOVER. FIGURA 89 - FLUJO DE POTENCIA EN F= 2.4 GHz CROSSOVER. FIGURA 90 - CROSSOVER. FIGURA 91 - MEDICIÓN CROSSOVER . FIGURA 92 - MÓDULO PARÁMETROS S CROSSOVER MEDIDOS FIGURA 93 - DETALLE MÓDULO S4,1 CROSSOVER MEDIDO. FIGURA 94 - FASE S4,1 CROSSOVER MEDIDO. FIGURA 95 - DIAGRAMA PHASE SHIFTER . FIGURA 96 - COMPARACIÓN FASES PHASE SHIFTER Y CROSSOVER . FIGURA 97 - MÓDULO S2,1 PHASE SHIFTER . FIGURA 98 - DIAGRAMA BEAMFORMER. FIGURA 99 - SEÑALES ENTRADA - SALIDA PUERTO 1 FIGURA 100 - SEÑALES ENTRADA - SALIDA PUERTO 2 FIGURA 101 - MÓDULOS PARÁMETROS S BEAMFORMER 	s
 FIGURA 81 - DIMENSIONES CROSSOVER. FIGURA 82 - SEÑALES DE ENTRADA Y SALIDA CROSSOVER. FIGURA 83 - MÓDULO CROSSOVER. FIGURA 84 - DETALLE MÓDULO S4,1 CROSSOVER. FIGURA 85 - FASES CROSSOVER. FIGURA 86 - CORRIENTES SUPERFICIALES EN F= 2.4 GHz CROSSOVER FIGURA 87 - CAMPO ELÉCTRICO EN F= 2.4 GHz CROSSOVER. FIGURA 88 - CAMPO MAGNÉTICO EN F= 2.4 GHz CROSSOVER. FIGURA 89 - FLUJO DE POTENCIA EN F= 2.4 GHz CROSSOVER. FIGURA 90 - CROSSOVER. FIGURA 91 - MEDICIÓN CROSSOVER . FIGURA 91 - MEDICIÓN CROSSOVER MEDIDOS	95
 FIGURA 81 - DIMENSIONES CROSSOVER	95
 FIGURA 81 - DIMENSIONES CROSSOVER	95
 FIGURA 80 - DIMENSIONES CROSSOVER. FIGURA 81 - DIMENSIONES CROSSOVER. FIGURA 82 - SEÑALES DE ENTRADA Y SALIDA CROSSOVER FIGURA 83 - MÓDULO CROSSOVER FIGURA 84 - DETALLE MÓDULO S4,1 CROSSOVER FIGURA 85 - FASES CROSSOVER. FIGURA 86 - CORRIENTES SUPERFICIALES EN F= 2.4 GHz CROSSOVER	95
 FIGURA 80 - DIMENSIONES CROSSOVER. FIGURA 81 - DIMENSIONES CROSSOVER. FIGURA 82 - SEÑALES DE ENTRADA Y SALIDA CROSSOVER. FIGURA 83 - MÓDULO CROSSOVER. FIGURA 84 - DETALLE MÓDULO S4,1 CROSSOVER FIGURA 85 - FASES CROSSOVER. FIGURA 86 - CORRIENTES SUPERFICIALES EN F= 2.4 GHz CROSSOVER FIGURA 87 - CAMPO ELÉCTRICO EN F= 2.4 GHz CROSSOVER FIGURA 88 - CAMPO MAGNÉTICO EN F= 2.4 GHz CROSSOVER FIGURA 89 - FLUJO DE POTENCIA EN F= 2.4 GHz CROSSOVER FIGURA 90 - CROSSOVER. FIGURA 91 - MEDICIÓN CROSSOVER FIGURA 92 - MÓDULO PARÁMETROS S CROSSOVER MEDIDOS FIGURA 93 - DETALLE MÓDULO S4,1 CROSSOVER MEDIDO FIGURA 94 - FASE S4,1 CROSSOVER MEDIDO FIGURA 95 - DIAGRAMA PHASE SHIFTER FIGURA 96 - COMPARACIÓN FASES PHASE SHIFTER Y CROSSOVER FIGURA 97 - MÓDULO S2,1 PHASE SHIFTER FIGURA 98 - DIAGRAMA BEAMFORMER. FIGURA 99 - SEÑALES ENTRADA - SALIDA PUERTO 1 FIGURA 100 - SEÑALES ENTRADA - SALIDA PUERTO 2 FIGURA 101 - MÓDULOS PARÁMETROS S BEAMFORMER FIGURA 102 - DETALLE MÓDULOS PARÁMETROS S BEAMFORMER FIGURA 104 - FASES PARÁMETROS S BEAMFORMER PUERTO 7 FIGURA 104 - FASES PARÁMETROS S BEAMFORMER PUERTO 1 FIGURA 105 - FASES PARÁMETROS S BEAMFORMER PUERTO 2 FIGURA 106 - FASES PARÁMETROS S BEAMFORMER PUERTO 2 FIGURA 106 - FASES PARÁMETROS S BEAMFORMER PUERTO 2 FIGURA 106 - FASES PARÁMETROS S BEAMFORMER PUERTO 2 	95
 FIGURA 81 - DIMENSIONES CROSSOVER	95
 FIGURA 81 - DIMENSIONES CROSSOVER	95

FIGURA	110 – CAMPO ELÉCTRICO BEAMFORMER F=2.4GHZ PUERTO 1	77
FIGURA	111 – CAMPO ELÉCTRICO BEAMFORMER F=2.4GHZ PUERTO 2	77
FIGURA	112 – CAMPO MAGNÉTICO BEAMFORMER F=2.4GHZ PUERTO 1	78
Figura	113 – CAMPO MAGNÉTICO BEAMFORMER F=2.4GHZ PUERTO 2	78
Figura	114 – Flujo de Potencia Beamformer F=2.4GHz puerto 1	78
Figura	115 – Flujo de Potencia Beamformer F=2.4GHz puerto 2	79
Figura	116 – MEDICIÓN BEAMFORMER	80
Figura	117 – BEAMFORMER IMPLEMENTADO	80
Figura	118 – MÓDULO PARÁMETROS S1,1, S2,2, S3,3, S4,4 BEAMFORMER MEDIDOS	80
FIGURA	119 – MÓDULO PARÁMETROS S DE ACOPLAMIENTO DE ENTRADAS DEL BEAMFORMER	81
FIGURA	120 – MODULO PARAMETROS S SALIDAS DEL PUERTO 1 DEL BEAMFORMER	81
FIGURA	121 – MODULO PARAMETROS S SALIDAS DEL PUERTO 2 DEL BEAMFORMER	81
FIGURA	122 – MODULO PARAMETROS S SALIDAS DEL PUERTO 3 DEL BEAMFORMER	82
FIGURA	123 - MODULO PARAMETROS S SALIDAS DEL PUERTO 4 DEL BEAMFORMER	82
FIGURA	124 - FASES PARAMETROS S SALIDAS DEL PUERTO 1 DEL BEAMFORMER	82
FIGURA	125 - FASES PARAMETROS S SALIDAS DEL PUERTO 2 DEL BEAMFORMER	83
FIGURA	126 - FASES PARAMETROS S SALIDAS DEL PUERTO 3 DEL BEAMFORMER	83
FIGURA	127 - FASES PARAMETROS S SALIDAS DEL PUERTO 4 DEL BEAMFORMER	83
FIGURA	120 – DETALLE SALIDA PUERTO 5	00 07
FIGURA	129 - CABLES	0/
FIGURA	121 COMPARACIÓN FACES DE LOS CABLES	07
FIGURA	131 - CUMPARACIÓN PASES DE LOS CABLES	07 20
FIGURA	132 - PATRÓN POLAR PUERTO I SIMULADO EN 2.3GHZ	20
FIGURA	133 - PATRÓN POLAR PUERTO 2 SIMULADO EN 2.3GHZ	09
FIGURA	135 - PATRÓN POLAR POLITO S SIMULADO EN 2.3GHZ	00 00
FIGURA	136 - PATRÓN POLAR COMPLETO SIMULADO EN 2.3GHZ	90
FIGURA	137 – PATRÓN 3D PUERTO 1 SIMULADO EN 2 3GHZ	91
FIGURA	138 – Patrón 3D Puerto 2 simulado en 2 3GHz	91
FIGURA	139 – PATRÓN 3D PUERTO 3 SIMULADO EN 2.3GHZ	91
FIGURA	140 - PATRÓN 3D PUERTO 4 SIMULADO EN 2.3GH7	92
FIGURA	141 – PATRÓN POLAR PUERTO 1 SIMULADO EN 2.4GHZ	92
FIGURA	142 – PATRÓN POLAR PUERTO 2 SIMULADO EN 2.4GHZ	92
FIGURA	143 – Patrón Polar Puerto 3 simulado en 2.4GHz	93
FIGURA	144 – PATRÓN POLAR PUERTO 4 SIMULADO EN 2.4GHZ	93
FIGURA	145 – PATRÓN POLAR COMPLETO SIMULADO EN 2.4GHZ	93
FIGURA	146 - PATRÓN 3D PUERTO 1 SIMULADO EN 2.4GHZ	94
FIGURA	147 – PATRÓN 3D PUERTO 2 SIMULADO EN 2.4GHZ	94
FIGURA	148 - Patrón 3D puerto 3 simulado en 2.4GHz	94
FIGURA	149 - Patrón 3D puerto 4 simulado en 2.4GHz	95
Figura	150 – PATRÓN POLAR PUERTO 1 SIMULADO EN 2.5GHZ	95
Figura	151 – PATRÓN POLAR PUERTO 2 SIMULADO EN 2.5GHZ	95
Figura	152 – Patrón Polar Puerto 3 simulado en 2.5GHz	96
Figura	153 – PATRÓN POLAR PUERTO 4 SIMULADO EN 2.5GHZ	96
Figura	154 – PATRÓN POLAR COMPLETO SIMULADO EN 2.5GHZ	96
Figura	155 – PATRÓN 3D PUERTO 1 SIMULADO EN 2.5GHZ	97
FIGURA	156 – PATRÓN 3D PUERTO 2 SIMULADO EN 2.5GHZ	97
FIGURA	157 – PATRÓN 3D PUERTO 3 SIMULADO EN 2.5GHZ	97
FIGURA	158 – PATRON 3D PUERTO 4 SIMULADO EN 2.5GHZ	98
FIGURA	159 – SISTEMA COMPLETO	99
FIGURA	160 - MEDICION DEL SISTEMA: DISPOSICION DE LOS EQUIPOS EN LA MEDICION	99
FIGURA	161 – MEDICION DEL SISTEMA: VARIACION DEL ANGULO	00
	162 – PAIRON POLAR PUERIO I MEDIDO EN 2.3GHZ	00
FIGURA	103 - MAIRON POLAR PUERIO Z MEDIDO EN 2.3GHZ	00
FIGURA	104 - FAIKUN PULAK PUEKIU Ο MEDIDU EN 2.30Π21 165 - ΒΑΤΡΩΝ ΡΟΙ ΑΡ ΡΗΕΡΤΟ Δ ΜΕΡΙΡΟ ΕΝ 2.20Η7	01
FICURA	105 - FAIRON POLAR PUERTO 4 MEDIDU EN 2.301121 166 - DATDÓN CADTESTANO DILEDTO 1 MEDIDO EN 2.2047	01
FIGURA	167 - ΡΑΤΡΟΝ CARTESIANO PUERTO I MEDIDU EN 2.30112	02
FIGURA	168 - ΡΑΤΡΟΝ CARTESIANO DI EDTO 2 ΜΕΝΤΟ ΕΝ 2.3012	02
1001(A		52

FIGURA 169 – PATRÓN CARTESIANO PUERTO 4 MEDIDO EN 2.3GHZ	
FIGURA 170 – PATRÓN POLAR PUERTO 1 MEDIDO EN 2.4GHZ	
FIGURA 171 – PATRÓN POLAR PUERTO 2 MEDIDO EN 2.4GHZ	
FIGURA 172 – PATRÓN POLAR PUERTO 3 MEDIDO EN 2.4GHZ	103
FIGURA 173 – PATRÓN POLAR PUERTO 4 MEDIDO EN 2.4GHZ	104
FIGURA 174 – PATRÓN CARTESIANO PUERTO 1 MEDIDO EN 2.4GHZ	104
FIGURA 175 – PATRÓN CARTESIANO PUERTO 2 MEDIDO EN 2.4GHZ	104
FIGURA 176 – PATRÓN CARTESIANO PUERTO 3 MEDIDO EN 2.4GHZ	105
FIGURA 177 – PATRÓN CARTESIANO PUERTO 4 MEDIDO EN 2.4GHZ	105
FIGURA 178 – PATRÓN POLAR PUERTO 1 MEDIDO EN 2.5GHZ	105
FIGURA 179 – PATRÓN POLAR PUERTO 2 MEDIDO EN 2.5GHZ	106
FIGURA 180 – PATRÓN POLAR PUERTO 3 MEDIDO EN 2.5GHZ	106
FIGURA 181 – PATRÓN POLAR PUERTO 4 MEDIDO EN 2.5GHZ	106
FIGURA 182 – PATRÓN CARTESIANO PUERTO 1 MEDIDO EN 2.5GHZ	107
FIGURA 183 – PATRÓN CARTESIANO PUERTO 2 MEDIDO EN 2.5GHZ	107
FIGURA 184 – PATRÓN CARTESIANO PUERTO 3 MEDIDO EN 2.5GHZ	107
FIGURA 185 – PATRÓN CARTESIANO PUERTO 4 MEDIDO EN 2.5GHZ	108
FIGURA 186 – PATRÓN POLAR COMPLETO MEDIDO EN 2.3GHZ	108
FIGURA 187 – PATRÓN POLAR COMPLETO MEDIDO EN 2.4GHZ	109
FIGURA 188 – PATRÓN POLAR COMPLETO MEDIDO EN 2.5GHZ	109
FIGURA 189 – COMPARACIÓN DE PATRONES SIMULADOS Y MEDIDOS EN 2.3GHZ	110
FIGURA 190 – COMPARACIÓN DE PATRONES SIMULADOS Y MEDIDOS EN 2.4GHz	111
FIGURA 191 – COMPARACIÓN DE PATRONES SIMULADOS Y MEDIDOS EN 2.4GHZ	111
FIGURA 192 – DIAGRAMA DEL SISTEMA INTEGRADO	115
FIGURA 193 – MÓDULOS PARÁMETROS S SALIDAS DEL PUERTO 1 DEL SEGUNDO SISTE	EMA 115
FIGURA 194 – FASES PARÁMETROS S SALIDAS DEL PUERTO 1 DEL SEGUNDO SISTEMA	115
FIGURA 195 – PATRÓN 3D PUERTO 1 SIMULADO EN 2.3GHZ	116
FIGURA 196 – PATRÓN 3D PUERTO 2 SIMULADO EN 2.3GHZ	116
FIGURA 197 – PATRÓN 3D PUERTO 3 SIMULADO EN 2.3GHZ	116
FIGURA 198 – PATRÓN 3D PUERTO 4 SIMULADO EN 2.3GHZ	117
FIGURA 199 – PATRÓN POLAR COMPLETO SIMULADO EN 2.3GHZ	
FIGURA 200 – PATRÓN 3D PUERTO 1 SIMULADO EN 2.4GHZ	117
FIGURA 201 – PATRÓN 3D PUERTO 2 SIMULADO EN 2.4GHZ	118
FIGURA 202 – PATRÓN 3D PUERTO 3 SIMULADO EN 2.4GHZ	
FIGURA 203 – PATRÓN 3D PUERTO 4 SIMULADO EN 2.4GHZ	118
FIGURA 204 – PATRÓN POLAR COMPLETO SIMULADO EN 2.4GHZ	
FIGURA 205 – PATRÓN 3D PUERTO 1 SIMULADO EN 2.5GHZ	119
FIGURA 206 – PATRÓN 3D PUERTO 2 SIMULADO EN 2.5GHz	
FIGURA 207 – PATRON 3D PUERTO 3 SIMULADO EN 2.5GHZ	
FIGURA 208 – PATRÓN 3D PUERTO 4 SIMULADO EN 2.5GHz	
FIGURA 209 – PATRÓN POLAR COMPLETO SIMULADO EN 2.5GHZ	120

Resumen

En el siguiente trabajo se desarrolla el diseño de un beamformer ortogonal de 4 x 4 y sus respectivas antenas de tipo patch en la banda de 2.4GHz con un ancho de banda de entre 100 y 200MHz para ser utilizadas en la transmisión y recepción de sistemas Wimax fijos.

La motivación del uso de este tipo de diseño surge de la saturación de recursos como la multiplexación en tiempo, frecuencia y código. El beamforming ortogonal ofrece la posibilidad de multiplexar espacialmente lo que multiplicaría la cantidad de comunicaciones simultáneas, también permite realizar trackeo de un usuario, suma de haces y cualquier aplicación que requiera una transformada rápida de Fourier.

El trabajo se desarrolla de la siguiente manera:

En el primer capítulo se realiza una breve descripción sobre el software de simulación utilizado, se indica el tipo de modelado que este realiza y como trabaja, ya que el tipo y forma de simulación tiene una influencia muy grande sobre el diseño del sistema.

En el segundo capítulo se presentan algunos conceptos generales sobre antenas. También se indican los principios de funcionamiento de las antenas patch, seguidos de dos técnicas que se utilizan para incrementar el escaso ancho de banda de la misma. Por último se desarrolla el diseño, simulación, implementación y medición de una antena patch y un arreglo de 4 de estas antenas, que será la etapa final del sistema.

En el tercer capítulo se realiza un pequeño resumen sobre la teoría de Beamformers, para luego continuar con el diseño e implementación de sus distintas partes, tales como híbridos de cuadratura, crossovers y phase shifters. Sobre el final se presenta la simulación y medición del beamformer implementado.

En el cuarto capítulo se presenta la realización y medición de los cables en fase fabricados para el sistema a implementar.

En el quinto capítulo se desarrolla el sistema completo compuesto por el beamformer, cables y arreglo. Se presenta primero los patrones hallados mediante simulación considerando cables ideales y luego las mediciones realizadas sobre el sistema real.

En el último capítulo se incluyen las conclusiones del trabajo realizado, el diseño y simulación de un sistema integrado de arreglo y beamformer y futuros trabajos.

En posteriores apartados se anexan la hoja de datos de la placa utilizada, tablas con los valores de medición de patrones y un CD que contiene simulaciones animadas de distintas partes del sistema para una mayor comprensión del funcionamiento del mismo.

1. Herramientas de simulación de campos electromagnéticos (EM). Diseño y modelado de circuitos microondas.

Los simuladores EM nos permiten observar el comportamiento de los dispositivos desde adentro. La simulación EM divide el dispositivo en pequeñas celdas, celdas más pequeñas proveen mejor definición a costa de incrementar el tiempo de procesamiento. Debido a que los campos EM están representados por ecuaciones integrales o diferenciales, las soluciones (incluso en forma lineal) pueden requerir grandes cantidades de tiempo de procesamiento.

Los simuladores pueden dividirse en tres grandes grupos: 2D, 2,5D y 3D, siendo estos últimos los mejores dado que realizan la discretización de todo el volumen (incluyendo el medio que lo rodea) proporcionando valores muy aproximados del comportamiento final real del dispositivo a cambio de un gran tiempo de procesamiento y generalmente requieren de cierta habilidad artística del usuario [1].

1.1. Aspectos generales sobre el software de modelación numérica

Para comenzar, el dominio computacional de los métodos numéricos puede ser dividido en dos clases:

- Métodos basados en volumen y
- Métodos de integración de superficie.



Figura 1 – Aspectos generales de los métodos basados en volumen como FEM o FDTD. En FDTD se utilizan células cúbicas, mientras que FEM utiliza tetraedros.

Los métodos basados en volumen requieren una discretización del volumen, el dominio computacional, que incluye la estructura del dispositivo bajo testeo, como así también el espacio que lo rodea tal y como se muestra en la Figura 1. Los métodos de integración superficial realizan una segmentación de las interfaces de las estructuras geométricas del material y calculan las fuentes de campos electromagnéticos en estas superficies como se muestra en la Figura 2.

Para restringir el tamaño del dominio computacional cuando se utilizan métodos basados en volumen se realiza una truncación del espacio. En los bordes del volumen se aplican condiciones de borde especiales para simular la transición al espacio libre [2].



Figura 2 - Aspectos generales de los métodos de integración superficial como MoM. Las unidades de celdas usualmente tienen la forma de un elemento tipo línea, triangulo o cuadrilátero.

Como ejemplo la Figura 1 muestra un filtro microstrip en un dominio computacional de un método basado en volumen. El modelo consiste de pistas metálicas, una capa de sustrato y aire sobre la estructura. Para poder calcular los parámetros S, los puertos son definidos donde las líneas de microstrip terminan, es decir, la superficie externa del dominio computacional. El volumen completo es discretizado en tres dimensiones y dividido en celdas eléctricamente pequeñas con material homogéneo. La forma de las celdas puede ser simple como un cubo o más compleja como tetraedros para poder alcanzar una aproximación más flexible de estructuras curvas. Dentro de las celdas las cantidades de campo desconocidas son definidas y calculadas durante el proceso de solución numérica. Dependiendo del método estos pueden ser valores de campo EM eléctrico y magnético o potenciales electromagnéticos.

Con respecto a los métodos de proceso de solución numérica estos pueden ser divididos en:

- Métodos de dominio frecuencial y
- Métodos de dominio temporal

Los métodos de dominio frecuencial calculan la solución en forma independiente para cada frecuencia. Los métodos de dominio temporal calculan la respuesta temporal de la estructura paso a paso hasta que se alcanza un estado estacionario. De esta respuesta temporal se calcula la respuesta frecuencial mediante la transformada de Fourier [2].

En la siguiente lista se da una pequeña reseña sobre las tareas que se realizan durante la generación del modelo:

Definiciones generales: En esta etapa se definen diferentes capas o componentes para organizar los datos. Es más, se seleccionan las unidades de las cantidades físicas, p.ej. longitudes en mm, frecuencia en GHz.

Geometría: Se definen las formas geométricas de los objetos. Existen tres acercamientos generales que pueden ser combinados: La geometría se introduce en forma interactiva mediante una interfaz gráfica, los datos geométricos son importados de un archivo CAD, o los objetos son descriptos por un macro lenguaje.

Propiedades de los materiales: Se les asignan las propiedades dieléctricas a los objetos que fueron modelados en el primer paso. Los materiales son seleccionados de una base de datos de materiales usados comúnmente o nuevos materiales son definidos especificando las propiedades dieléctricas y magnéticas.

Excitación: Se definen puertos para poder excitar la estructura y evaluar las cantidades circuitales como parámetros S, impedancias, voltajes y corrientes.

Condiciones de borde: En el borde externo del volumen de simulación diferentes tipos de condiciones de borde son aplicadas para representar el espacio libre, paredes eléctricas y magnéticas o planos de simetría.

Meshing: La estructura es discretizada en pequeños elementos con propiedades del material homogénea. La discretización del modelo es un paso crucial dado que afecta el esfuerzo numérico requerido y la precisión de la solución.

Parámetros de simulación: Parámetros adicionales son definidos para controlar el proceso de solución, p. ej., el tipo de solver a usar, definición de un criterio de finalización para los algoritmos de pasos temporales, precisión deseada, filtrado AR, excitación multipuerto, número de modos por puerto.

1.2. Puertos (Ports)

Los puertos son usados para excitar la estructura pasiva y calcular las cantidades relacionados con el circuito como, por ejemplo, los parámetros S, impedancia de entrada, corriente y tensión. En la mayoría de los simuladores se dispone de los siguientes tipos de puertos:

- Puertos de guía de onda
- Excitación por onda plana
- Puertos concentrados

Una estructura puede tener más de un puerto. En un modelo multipuerto el software puede calcular automáticamente todos los elementos de la matriz de parámetros S que describe la interacción entre los diferentes puertos. Dependiendo del método numérico aplicado esto se realiza mediante una serie de simulaciones donde solo se excita un puerto por vez y el resto se encuentran adaptados por su impedancia de puerto (ej. FDTD) Otros métodos (ej. MoM) calculan la matriz S en una sola simulación.

Otra forma de utilizar los múltiples puertos es la excitación simultánea de más de un puerto. Esto puede ser usado para excitar un arreglo de antenas sin modelar la red de alimentación explícitamente [2].

A continuación se detallan los dos tipos de puertos que se utilizaron durante el proyecto.

1.2.1. Puertos guía de onda

Los componentes de alta frecuencia son usualmente alimentados por una guía de ondas, como por ejemplo, una línea microstrip, coplanar o coaxial. En el modelo de simulación se extiende la línea de alimentación hasta el borde del espacio computacional, tal y como se muestra en la Figura 3a-c. En el borde se define un puerto de guía de onda que simula una línea de transmisión semi-infinita que es alimentada por una onda que se propaga hacia adelante. En el caso de un proceso de solución en el dominio tiempo (ej. FDTD), la onda penetra en el espacio computacional, interactúa con la estructura y una fracción de la potencia incidente retorna a través del puerto. De las señales de entrada y salida se calculan los parámetros S.

Para excitar la estructura, el patrón de la onda incidente en la línea debe determinarse. Dado que siempre hay más de un modo que puede propagarse a través de la línea, el modo de puerto debe ser especificado por el usuario. En la mayoría de las aplicaciones técnicas, el modo fundamental es el utilizado, ej. la onda TEM en un coaxial o el modo TE_{10} en una guía de ondas rectangular. El patrón de campo 2D en la sección transversal de la línea es calculado antes de realizar el análisis completo en 3D, mediante un calculador de 2D especial. Como ejemplo el patrón de campo 2D en un puerto del modo cuasi-TEM de una línea microstrip se muestra en la Figura 3c.

El tamaño del plano 2D donde la onda incidente penetra la estructura es un punto crucial. Si solo el modo fundamental es de interés, el plano 2D debe ser lo suficientemente grande para permitir que las ondas incidentes penetren en la estructura sin ser distorsionadas en los bordes del área del puerto. Por otro lado, si el plano 2D se incrementa, modos de orden mayor pueden propagarse. El tamaño del área del puerto depende de la geometría de la línea, la permitividad del sustrato como así también de la frecuencia. Para la mayoría de los problemas prácticos, un punto razonable de comienzo es de 4 a 10 veces el alto del sustrato y de 4 a 10 veces el ancho de la línea de transmisión.

En las discontinuidades aparecen los modos de orden mayor. Si los modos de orden mayor son modos no-propagantes, estos decaen rápidamente a medida que se propagan a través de la línea. La distancia entre el puerto y la discontinuidad debe ser suficiente para permitir que los modos no-propagantes decaigan. Si los modos de orden mayor son esenciales para la operación del dispositivo, estos modos deben ser considerados en el análisis y los parámetros S asociados con estos modos deben ser calculados [2].

En el CD adjunto, en la carpeta puertos, se encuentran dos simulaciones realizadas, en ellas se puede ver la variación del patrón de campo de la sección transversal del puerto, tanto del eléctrico como del magnético.



Figura 3 – Puerto de guía de ondas: (a) vista superior, (b) vista de perspectiva y (c) patrón de campo (modo de puerto) de un onda incidente en vista lateral

1.2.2. Puertos Concentrados

Los puertos concentrados pueden ser usados dentro del espacio computacional para excitar la estructura. Son usualmente colocados entre dos partes conductoras del modelo y actúan como fuentes de corriente o voltaje con una impedancia característica definida. La Figura 4 muestra un puerto concentrado que excita un dipolo.



Figura 4 – Puerto concentrado excitando un dipolo

Los puertos concentrados pueden ser usados dentro del espacio computacional y son más flexibles que los puertos del tipo guía de onda que son usualmente definidos al borde del dominio del problema. Es más, no requieren una ampliación de la discretización de la estructura de alimentación. Es por esto que este tipo de puertos proveen un buen punto de partida para modelos de simulación simples y pueden ser reemplazados por puertos de guía de ondas si se requieren modelos más exactos o una separación de modos.

Los puertos concentrados están limitados a estructuras de alimentación que son pequeñas comparadas con la longitud de onda. Ellos permiten el cálculo de los parámetros S mediante la evaluación de la tensión y corriente en el puerto [2].

1.3. Mallado (Meshing)

La subdivisión de objetos geométricos en elementos pequeños y simples es llamada *meshing*, *discretización* o *mallado*. La discretización del dominio computacional es una tarea difícil. Afecta en gran medida el esfuerzo computacional y la precisión de la solución. Afortunadamente las herramientas modernas de simulación incluyen algoritmos de generación de mesh con diferentes niveles de automatización.

Actualmente el procedimiento de meshing estándar es una generación automática de mesh donde el usuario tiene control del proceso de meshing y puede agregar restricciones como:

- Establecer un criterio del tamaño de elemento con respecto a la longitud de onda
- Definición de un tamaño máximo y mínimo de elemento
- Establecer los puntos de discretización manualmente
- Identificar regiones donde la densidad de mesh debe ser mayor debido esperables gradientes de campo.

Los métodos basados en volumen como FEM y FDTD requieren la discretización de la totalidad del volumen computacional. Los métodos de integración, como MoM, discretizan la superficie de los objetos. La Figura 5 muestra la discretización de una esfera por diferentes métodos numéricos.

En la Figura 5a se muestra la forma geométrica de una esfera sólida. El FEM mesh de la Figura 5b está formado por tetraedros que son muy flexibles y resultan en una representación suave de la superficie de la esfera. Otros poliedros como pentaedros o hexaedros pueden ser combinados con los tetraedros. El mesh tipo escalera de FDTD de Figura 5c consiste de celdas ortogonales que son menos flexibles que los tetraedros. Por lo tanto, se necesitan más celdas para representar la esfera. Para FDTD existen técnicas más avanzadas de meshing con celdas conformales y parcialmente llenas que permiten una mejor representación del objeto geométrico y, por lo tanto, requieren menos celdas. La desventaja de estas técnicas nuevas es que incrementan el peso computacional de la simulación. Si las técnicas llevan a una ganancia en la performance general o no, depende del modelo a ser simulado.

El mesh en MoM es una superficie donde la superficie del objeto es aproximada por triángulos y cuadriláteros En la Figura 5d algunos triángulos han sido removidos para visualizar el espacio hueco del interior de la esfera.



Figura 5 – Meshing de una esfera con diferentes métodos: (a) forma geométrica de la esfera; meshing con (b) tetraedros (FEM), (c) celdas ortogonales (FDTD), y (d) triángulos (MoM)

Un concepto interesante y usado ampliamente es el meshing adaptivo donde el mesh es optimizado en una secuencia de corridas de simulación. Inicialmente se genera una discretización gruesa y se calculan los parámetros S para una frecuencia determinada. Basándose en esta primera solución aproximada, el generador de mesh refina las regiones con grandes gradientes de campo y objetos geométricos detallados. Se realiza una nueva simulación con el mesh refinado y se evalúa la diferencia entre los parámetros S de ambas simulaciones. Se itera este proceso adaptivo hasta que la diferencia se encuentre por debajo de un nivel definido por el usuario o se alcanzo el máximo de simulaciones fijadas. La discretización espacial debe ser lo suficiente mente pequeña para representar de manera correcta la interfaz entre materiales.

Aunque el mesh puede ser generado totalmente en forma automática por el software, el usuario debe observar el mesh y fijarse si este cumple las siguientes reglas:

- La discretización debe ser suave, es decir, la discretización en una dirección no debe variar rápidamente
- La proporción altura-ancho-profundidad en la diferentes direcciones no debe ser muy alta
- En las regiones con grandes gradientes de campo el mesh debe ser refinado para proveer un muestreo suficiente de los campos de variación rápida
- El máximo tamaño de celda debe ser una fracción de la longitud de onda (típicamente $\lambda/10$)

El usuario experimentado que anticipa la distribución de campos puede poner restricciones que aceleran la convergencia del proceso de adaptación de mesh [2].

1.4. Herramienta de simulación elegida

Para nuestro trabajo se utilizó el simulador CST Microwave Studio que está incluido en el paquete CST Studio Suite 2006. Este simulador ofrece un amplio rango de tipos de solucionadores tanto en tiempo como en frecuencia, mesh en volumen (cartesianas, tetraedros) y superficies, con lo cual implementa varios métodos de los anteriormente descriptos, ofreciendo la flexibilidad de seleccionar el tipo motor de simulación que mayormente se adapte al problema a simular.

Estos motores son: "Transient Domain", "Eigenmode", "Frecuency Domain", "Resonant: Fast S-Parameter, Fields" y "Integral Equation Solver" cada uno ofreciendo distintas herramientas y capacidades en su dominio.

En nuestro caso se utilizó el "Transient Solver" que es uno de los motores más flexibles que posee el software, ya que se pueden realizar simulaciones de con grandes anchos de banda con la resolución en frecuencia deseada. También permite obtener varios patrones de campo (E, M, radiación, etc.) en la misma simulación sin incrementar el peso computacional.

También se utilizó el motor en frecuencia para validar las simulaciones realizadas en el transitorio, y dado que los resultados eran similares se optó por seguir en el dominio tiempo.

Esta herramienta, aparte de calcular los parámetros esenciales (parámetros S, balance, energía, pérdidas) nos permite realizar visualizaciones 3D de los campos Eléctricos, Magnéticos, Patrones de radiación, Flujo de potencia, Corrientes superficiales, Modo de propagación en los puertos, Densidad de corriente, Densidad de pérdida de potencia, Densidad de energía eléctrica y Densidad de energía magnética. Además se puede observar la variación de varios campos en función del tiempo, esta herramienta fue muy útil para entender cabalmente el funcionamiento de ciertos dispositivas mediante la evaluación de la interacción de los campos en él.

2. Antenas

2.1. Introducción

Las antenas microstrip se hicieron muy populares en los años 70 principalmente para aplicaciones espaciales [3]. Son antenas con bajo perfil que se utilizan principalmente en aplicaciones de alta performance en aviones, naves espaciales, satélites y misiles, donde el tamaño, peso, costo, performance, facilidad de instalación, y perfil aerodinámico son los factores a tener en cuenta. Por otro lado, las antenas microstrip tienen ciertas desventajas. Poseen poca eficiencia, baja potencia, alto Q, poca pureza de polarización, pobre performance de escaneo, radiación de alimentación espuria y anchos de banda muy angostos.

Las antenas microstrip se clasifican en tres tipos principales: antenas microstrip patch, antenas microstrip de onda viajera y antenas microstrip slot. La estructura física de la antena microstrip es muy sencilla y pueden tomar la forma y tamaño de cualquier figura geométrica. La Figura 6 muestra algunas de las formas de elementos de antenas microstrip tipo patch.



Figura 6 – Ejemplos formas de los elementos de antenas patch

Sin embargo, los patch rectangulares y circulares son los más favorables debido a la facilidad de su análisis y fabricación, y sus atractivas características de radiación y bajo nivel de cross-polarización.

Típicamente, las antenas microstrip están formadas por un patch conductor de alguna forma geométrica sobre un substrato dieléctrico y un plano de tierra. Existen varios métodos de alimentación de la antena, en la Figura 7 se muestran los cuatro tipos más comunes de alimentación: línea microstrip, punta de coaxil, acoplamiento por apertura y proximidad. Existen otras técnicas de alimentación, que se verán más adelante en detalle, que cumplen propósitos especiales, como aumentar el ancho de banda o VSWR de la antena, adaptación para antenas multibanda, etc.



Alimentación por acoplamiento por proximidad

Figura 7 – Ejemplos alimentación de antenas patch

2.2. Parámetros de Antenas

A continuación se definen varios parámetros que son necesarios para describir la performance de una antena. Aunque estos parámetros pueden estar interrelacionados, no siempre se especifican todos los parámetros y no es necesario especificarlos todos para una descripción completa de la performance de la antena. Una antena se elige para una aplicación en particular de acuerdo a sus características eléctricas y físicas.

Una antena puede ser caracterizada por los siguientes elementos (no todos se aplican a todas las antenas):

- 1. Resistencia de radiación
- 2. Campos cercanos y lejanos
- 3. Patrón de radiación
- 4. Ancho de haz y ganancia del lóbulo principal

- 5. Lóbulos laterales
- 6. Magnitud del lóbulo trasero
- 7. Ancho de banda
- 8. Apertura
- 9. Factor de corrección de la antena
- 10. Polarización del campo eléctrico que transmite o recibe
- 11. Potencia que puede manejar en el caso de ser una antena transmisora

Típicamente, las características de las antenas son medidas en dos planos principales que se conocen como los planos acimutal y de elevación, que también pueden ser considerados como los planos horizontal y vertical respectivamente, para antenas en tierra. Por convención, el ángulo en el plano acimutal se nota con la letra griega phi, Φ , mientras que la letra griega theta, θ , representa el ángulo de elevación.

A continuación se explican estos parámetros.

2.2.1. Resistencia de radiación

Es una resistencia ideal que agregada a circuito resonante equivalente a la antena, disipa la misma potencia calórica que la antena radia realmente en el espacio. Esta alcanza un valor máximo cuando nos hallamos en un punto de resonancia.

No toda la potencia suministrada a la antena se irradia. Parte de ella se convierte en calor y se disipa. La resistencia de radiación es un poco "irreal", en cuanto a que no puede ser medida directamente. La resistencia de radiación es una resistencia de la antena en CA y es igual a la relación de la potencia radiada por la antena al cuadrado de la corriente en su punto de alimentación. Matemáticamente, la resistencia de radiación es:

$$R_{rad} = \frac{P}{i^2}$$

Donde:

R_{rad} Resistencia de radiación (Ohms)

P = Potencia radiada por la antena (Watts)

i = Corriente de la antena en el punto de alimentación (Amperes)

La resistencia de radiación es la resistencia que, si reemplazara la antena, disiparía exactamente la misma cantidad de potencia de la que irradia la antena.

La eficiencia de antena es la relación de la potencia radiada por una antena a la suma de la potencia radiada y la potencia disipada o la relación de la potencia radiada y la potencia disipada o la relación de la potencia radiada por la antena con la potencia total de entrada.

2.2.2. Campos cercanos y lejanos

El espacio que rodea una antena se divide en tres regiones: el campo reactivo cercano, el campo irradiante cercano (Fresnell) y el campo lejano (Fraunhofer). Ver Figura 8.

Región de campo reactivo cercano: La región que inmediatamente rodea a la antena donde los patrones de campos cambian rápidamente con la distancia e irradian tanto energía útil como energía reactiva que oscila desde y hacia la antena [3].

Región de campo cercano (Fresnell) Es la región que continúa a la reactiva, donde solo la energía irradiada se encuentra presente, resultando

en una variación de la potencia con la dirección que es dependiente de la distancia. Estas regiones son convencionalmente divididas en un radio R, dentro del cual se encuentra la zona conocida como campo cercano o región de Fresnell [3].

Región de campo lejano (Fraunhofer): Esta región se encuentra más allá de la región de campo cercano, donde los frentes de onda se parecen a ondas esféricas, de manera tal que solo la potencia irradiada en una dirección particular es de importancia. En la mayoría de las aplicaciones, la potencia irradiada por una antena será la medida de esta zona [3].



Figura 8 – Definición regiones de campos

2.2.3. Patrón de Radiación

El patrón de radiación es una característica muy importante de la antena. Facilita el entendimiento de características esenciales que no pueden ser alcanzadas mediante la descripción textual de la antena.

El patrón de radiación depende de la clase de antena, sus características eléctricas y sus dimensiones físicas. Se mide a una distancia constante en el campo lejano de la antena y se generalmente se grafica en función de la potencia relativa, es decir se normaliza a la potencia máxima irradiada (puede ser lineal o dB) [4].

La radiación se mide generalmente en ambos planos y puede presentarse en coordenadas cartesianas o polares. En la Figura 9 y en la Figura 10 se muestran ambos tipos de gráficos.

También pueden ser presentados en función de la directividad, que es un escalamiento de la ganancia. El patrón de radiación nos indica en qué medida la antena irradia más hacia un lado que otro y con qué potencia lo haría (en el caso transmisión) y hacia qué lado es más receptiva y con qué ganancia (en el caso recepción).



Figura 9 – Definición patrón de radiación en coordenadas cartesianas



Figura 10 – Definición patrón de radiación en coordenadas polares

2.2.4. Ancho de haz y ganancia del lóbulo principal

El lóbulo principal de la antena se encuentra en la dirección de máxima radiación. Las características de una antena, tales como, ancho de haz y ganancia, están asociadas al lóbulo principal solamente. La Figura 11 da una idea del lóbulo principal, su dirección máxima y ancho de haz de un patrón polar de potencia típico.



Figura 11 – Definición lóbulo principal y ancho de haz de un patrón

El ancho del haz solamente está relacionado con el haz principal de la antena y no con los lóbulos laterales y, en general, es inversamente proporcional a su tamaño físico. En otras palabras, cuanto más grande sea la antena, más pequeño será el ancho del haz para la frecuencia correspondiente. El plano que contenga la dimensión mayor tendrá el ancho de haz más fino si la antena no posee las mismas dimensiones en todos los planos

El ancho de haz de una antena usualmente se define de dos maneras. La definición más conocida es la de 3dB o potencia mitad de haz. Sin embargo, para antenas con haces muy finos, la definición por 10dB también puede ser aplicada. La potencia mitad o 3dB de haz (HPBW, según sus siglas en inglés) de una antena se toma como el ancho en los puntos a ambos lados del haz principal donde la potencia irradiada es la mitad de su valor máximo, y se mide en grados o radianes. En la Figura 5 se muestran los puntos de potencia mitad donde se puede obtener el ancho de haz de 3dB.

Aunque los términos directividad o ganancia se usan frecuentemente de manera indistinta, no poseen el mismo significado. La ganancia indica la eficiencia de la antena, mientras que la directividad no [4]. Para ser más claros, la ganancia de una antena es el producto de la directividad por la eficiencia. La definición de la IEEE de ganancia de una antena relaciona la potencia irradiada por la antena con la irradiada por una antena isotrópica (antena que irradia de manera homogénea en todas las direcciones) y se indica como una relación lineal o en decibeles [3].

La ganancia G se define en forma lineal como:

 $G = \frac{Potencia\ irradiada\ en\ la\ dirección\ principal}{Potencia\ radiada\ por\ una\ antena\ isotropica}$

La ganancia G_{dB} expresada en decibeles es:

$$G_{dB} = 10 \log_{10}(G)$$

La directividad de una antena es definida como "la proporción de la intensidad de radiación en una dirección dada con respecto a la intensidad de radiación promedio sobre todas las direcciones. La intensidad de radiación promedio es igual a la potencia total irradiada por la antena dividida por 4π . Si la dirección no se especifica, se toma la dirección de máxima intensidad de radiación" [3].

2.2.5. Lóbulos laterales

Los lóbulos laterales son, estrictamente hablando, cualquier de los máximos indicados, por ejemplo, A, B, C, D, E en la Figura 12. Sin embargo, debido a irregularidades del lóbulo principal del patrón de radiación, puede pasar que pequeños picos (como el marcado como F en la Figura 12) puedan ser confundidos como lóbulos laterales.



Figura 12 – Definición lóbulos laterales

Los lóbulos laterales son caracterizados por su nivel debajo del haz principal y por su posición angular relativa a este. Aunque el nivel de lóbulos laterales (SLL, siglas en inglés) se cita usualmente como una cantidad positiva, es una cantidad negativa en decibeles debido a que el patrón de radiación se plotea con la ganancia del haz principal en 0dB.

Aparte de los lóbulos laterales y el haz principal, existen casos donde se producen múltiples máximos (Figura 13), que en inglés se los menciona como grating lobes, la traducción exacta al castellano sería rejilla de lóbulos. Para evitar los grating lobes el espaciado entre elementos debe ser menor que una longitud de onda.



Figura 13 – Definición múltiples máximos

2.2.6. Magnitud del lóbulo trasero

La medida de la habilidad de una antena direccional para concentrar el haz en la dirección requerida se conoce como relación atrás-adelante (F/B). En términos lineales se determina por la relación de la potencia máxima del haz principal con el lóbulo trasero y generalmente se expresa en decibeles.

2.2.7. Ancho de banda

Se define como el rango de frecuencias dentro del cual la antena es operativa, comúnmente se utiliza el VSWR para definir el ancho de banda, los dos valores más utilizados son 2 y 1,5 (Figura 14). Otro método para definir el ancho de banda consiste en presentar el rango de frecuencias dentro del cual la ganancia de la antena se mantiene dentro de los 3dB respecto a la ganancia de la frecuencia central (este coincide con el VSWR de 2). Existen casos especiales donde el ancho de banda lo dictamina la ubicación del haz, esto sucede en antenas MIMO, antenas inteligentes o antenas adaptivas.



Figura 14 - Definición ancho de banda

2.2.8. Tamaño de apertura

El ancho del haz también se ve influenciado por el tamaño de apertura de la antena. Generalmente, el ancho de haz se afina a medida que la ganancia crece con un incremento en el tamaño de apertura a una frecuencia dada. El tamaño de apertura puede ser definido de dos formas: en términos de longitudes de onda, o en función de su tamaño físico, en metros o pies.

2.2.9. Factor de corrección de la antena

El ACF (por sus siglas en inglés) es un parámetro de recepción que se relaciona con la ganancia mediante:

$$\frac{1}{G} = \frac{R}{\xi} \cdot \frac{\lambda^2}{4 \cdot \pi} \cdot (ACF)^2$$

Donde:

 ξ es la impedancia del medio de propagación R es la impedancia del sistema λ es la longitud de onda

2.2.10. Polarización del campo eléctrico que transmite o recibe

La polarización es otro factor importante que puede afectar el patrón de radiación. La polarización de una antena es definida como la polarización de la onda irradiada por la antena en una dirección dada. Sin embargo, se considera como la polarización en la dirección de máxima ganancia cuando la dirección no está establecida. La polarización puede ser clasificada en lineal, circular, o elíptica.

En el caso de la polarización lineal, el campo eléctrico varía sinusoidalmente en un plano.



Figura 15 – Definición de polarización vertical



Figura 16 – Definición de polarización horizontal

En la Figura 15 se observar una polarización vertical, mientras que en la Figura 16 se observa una polarización horizontal.

2.2.11. Potencia que puede manejar en el caso de ser una antena transmisora

Es la potencia que puede soportar en terminales la antena sin producirle daños a la misma o la generación de frecuencias y lóbulos laterales espurios.

2.3. Principios de Funcionamiento de las Antenas Patch

El funcionamiento cualitativo se basa en un efecto de resonancia, similar en cierta forma al efecto de un dipolo. El planteamiento es el siguiente: el radiador elemental en microstrip es un parche casi rectangular. En la dirección longitudinal tiene aproximadamente una longitud $\lambda/2$ y en la transversal ligeramente inferior. Puesto que la anchura de la línea de alimentación es mucho más pequeña que la del parche supondremos que su efecto es despreciable.

Ahora tenemos una onda quasi-TEM que se propaga desde el principio del patch hasta el final. Si se supone que en el plano perpendicular a la dirección de propagación la variación del campo es nula, a ambos lados del patch tendremos el mismo campo y por tanto no radian, pero al principio y al final, los campos están desfasados media longitud de onda, se comportan como una antena. En la Figura 17 se puede observar como la mayor densidad de campo eléctrico (flechas verdes) se concentra en los extremos de la antena.

El funcionamiento de esta antena está marcado por varios factores, como es la separación entre conductores, cuanto más dieléctrico, más eficiencia y cuanto más se parezca a 1 el ξ relativo del dieléctrico también. El ancho del patch va a marcar la resistencia de radiación así como otros factores tales como su eficiencia.



Figura 17 – Posición de concentración del campo eléctrico en un patch

Longitud:

Determina la frecuencia de resonancia

Ancho:

Determina la eficiencia de radiación

2.4. Antenas Patch Wideband

Se analizarán ahora dos métodos de aumentar el ancho de banda de una antena patch.

El ancho de banda de una antena patch depende mayormente del ε_r del dieléctrico, de la altura del mismo y de la red de alimentación de la antena. Tomando en cuenta el ε_r del dieléctrico, el ancho de banda aumenta a medida que el ε_r disminuye, siendo máximo para $\varepsilon_r=1$ (\approx aire); en cuanto a la altura del dieléctrico, a mayor altura mayor ancho de banda. ¿Por qué entonces no se hacen las antenas con los ε_r más bajos y con alturas grandes? Esto se debe a que la mayoría de las veces la antena debe estar integrada en la misma placa que el resto del circuito para aprovechar al máximo su bajo perfil, ahora bien, estos parámetros en las pistas producen campos espurios, un incremento del ancho de pista, se excitan los modos más altos y crece la cross-polarización, aparte se estaría irradiando desde las pistas y no desde la antena propiamente dicha. La condición de radiación:

$$f[GHz] \cdot h[mm] > 2,14 \cdot \sqrt{\varepsilon_{\rm r}}$$

Si esta ecuación se cumple las pistas anteriores a la antena irradiaran gran parte de la energía destinada a la antena y la eficiencia decaerá.

Existen técnicas para obtener anchos de banda más amplios, a continuación se verán dos de ellas.

2.4.1. Sustrato Doble Capa

Consiste en la unión de dos capas de dieléctrico con una capa de cobre entre ellas que se extiende hasta la entrada de la antena.

De esta forma las pistas tienen una altura de dieléctrico óptima para su funcionamiento, mientras que en la antena tenemos una altura de dieléctrico mayor que nos permite un mayor ancho de banda.

Para realizar este tipo de antena se pueden utilizar dos métodos (Figura 18 y Figura 19).

El primero permite un aumento del ancho de banda del 2%, mientras que el segundo de aproximadamente el 4%, si bien todavía nos encontramos lejos de lo que comúnmente se conoce como wideband, esta técnica nos

Upper substrate Patch element Thick feed line Thin feed line Lower substrate Ground plane Small ground plane Initial dual thickness edge-fed patch antenna structure. Figura 18 – Aumento por doble placa Upper substrate Patch element Thick feed line Thin feed line Lower substrate Ground plane Metal block



permite aumentar el ancho de banda lo suficiente para ciertas aplicaciones que quedan fuera del rango de las antenas patch comunes, o que requerían dos antenas sintonizadas por separado para cumplir el ancho de banda requerido, además reduce la cross-polarización. El principal limitante de esta técnica es que la alimentación sigue teniendo un ancho de banda pequeño (en el caso de que todo es integrado) y que el ε_r todavía es mayor a 1, por lo menos 2,2.

2.4.2. Meandering Probe

Esta técnica consiste en la elevación de la antena en el aire por medio de algún medio para sostenerla y la alimentación por medio de acoplamiento (Ver Figura 21). De esta forma se obtiene no solo la altura deseada para la antena, sino también que la constante dieléctrica debajo de la misma sea lo más próxima a 1. Además este tipo de alimentación incrementa el ancho de banda, la alimentación se comporta como un circuito L-C de varias etapas, que al variar la frecuencia, sigue siendo resonante en un ancho de banda mucho más amplio que el de las alimentaciones comunes.

2.5. Antena de Evaluación

2.5.1. Diseño y simulación

Para la antena del proyecto se utilizó la técnica de Meandering Probe. El diseño de la misma se basa en las técnicas comunes de diseño para las antenas patch, en el caso del patch propiamente hablando, y de iteración mediante simulaciones, en el caso de la alimentación.

En diseño del patch, propiamente hablando, es necesario considerar los efectos de los campos en los bordes, que agregan una longitud eléctrica ΔL en ambos extremos del patch (Ver Figura 20).



Figura 20 – Longitud eléctrica del patch

Para calcular sus dimensiones se realiza el siguiente procedimiento:

• Se calcula en ancho del patch [5]:

$$W = \frac{c}{2 \cdot f_r} \cdot \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}}$$

Donde

c = velocidad de la luz $f_r = frecuencia de resonancia$ $\varepsilon_r = constante dieléctrica del sustrato$

• Se calcula ΔL:

$$\frac{\Delta L}{h} = 0.42 \cdot \frac{\left(\varepsilon_{ef} + 0.3\right) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0.264\right)}{\left(\varepsilon_{ef} - 0.258\right) \cdot \left(\frac{W}{h} + 0.8\right)}$$

Donde

$$h = altura \ del \ sustrato$$
$$\varepsilon_{ef} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{h}{W}\right)^{-\frac{1}{2}}$$

• Finalmente

$$L = \frac{c}{2 \cdot f_r} - 2 \cdot \Delta L$$

Para nuestro caso, los valores obtenidos fueron:

$$W = \frac{3 \cdot 10^{11}}{2 \cdot 2.4 \cdot 10^9} \cdot \sqrt{\frac{2}{3.5 + 1}} = 41.6mm$$

$$\varepsilon_{ef} = \frac{1+1}{2} + \frac{1-1}{2} \cdot \left(1 + 12 \cdot \frac{1,52}{41,6}\right)^{-\frac{1}{2}} = 1$$

Nota: se toma ε_r =1 ya que la altura del aire es mucho mayor que la del sustrato y por lo tanto posee mayor influencia

$$\Delta L = 1,52 \cdot 0,42 \cdot \frac{(1+0,3) \cdot \left(\frac{41,6}{1,52} + 0,264\right)}{(1-0,258) \cdot \left(\frac{41,6}{1,52} + 0,8\right)} = 1,076mm$$

Por lo tanto la longitud del patch es:

$$L = \frac{3 \cdot 10^{11}}{2 \cdot 2.4 \cdot 10^9} - 2 \cdot 1,076 = 60,347mm$$



Figura 21 – Dimensiones antenas

En la Figura 21 se pueden observar las dimensiones de la antena. La altura del patch (h) fue fijada en 1cm, a partir de allí se procedió a variar un parámetro por vez, primero el parámetro a y luego el parámetro b.



Figura 22 – Variación parámetro a



Figura 23 – Variación parámetro b

Resultando los parámetros elegidos por iteración, los de a=0,5mm (Figura 22) y una vez fijo a, se varió b, resultando como valor óptimo el de b=24mm (Figura 23). El corrimiento de la frecuencia central (2,4GHz) se solucionó variando el largo del patch hasta que fuera resonante a la frecuencia deseada.

Este corrimiento en frecuencia se debe a que las ecuaciones de diseño son aproximaciones y están formuladas para patchs que se encuentran sobre el sustrato y no en el aire como es nuestro caso, por lo que solo eran para aproximar el tamaño del mismo, los valores finales de W y L fueron: W = 43,86mm y L = 65,78mm



Figura 24 – ROE de la antena

Como se puede apreciar en la Figura 24 el ROE de la antena se encuentra centrado a la frecuencia de 2.4GHz y con un valor muy cercano a 1. Se obtuvo un ancho de banda de 472MHz a ROE= 2, lo que significa un 19,66% de ancho de banda, muy superior al 5 o 7% que se puede obtener con un patch común, y en nuestro rango de frecuencias de utilización nos encontramos con ROE por debajo de 1,5. A continuación se observan los patrones de radiación de la antena en el rango de frecuencias de utilización, específicamente en 2.3GHz (Figura 25 y Figura 26), 2.4GHz (Figura 27 y Figura 28) y 2.5GHz (Figura 29 y Figura 30) tanto en forma polar, como en 3D.










Figura 28 – Patrón patch 3D en 2.4GHz









Se obtuvo una ganancia estable con una pequeña variación de 8,42dB en 2.3GHz a 8,9dB en 2.5GHz, por lo que la ganancia se mantiene en un nivel para todo el espectro de utilización. En cuanto al ancho de haz

del lóbulo principal varió de 70° a 65°, manteniéndose también en el rango de frecuencias.

En el CD adjunto, en la carpeta Antena, se pueden observar la variación del campo eléctrico y los modos de puertos que se utilizaron tanto para el campo eléctrico como para el magnético. Estas pequeñas animaciones ayudan a entender el funcionamiento del dispositivo.

2.5.2. Implementación y medición

Se realizó el fresado de la placa con los valores obtenidos en las simulaciones, debido a que la antena es elevada solo se podía fresar el sector de pista que se encontraba sobre el sustrato

Tanto la pista de alimentación como el patch debieron ser cortados de forma manual en una placa de cobre de 0,5mm de espesor.



Figura 31 – Vista pista



Figura 32 – Vista perspectiva antena



Figura 33 – Vista lateral antena



Figura 34 – Vista superior antena

En las diferentes figuras se puede observar cómo se realizó el armado de la antena. También puede verse la posición de la alimentación.

La elevación del patch se consiguió mediante pequeñas piezas de madera de 1cm de alto y 0,5cm de ancho. Se realizó la medición del dispositivo mediante el analizador vectorial de redes HP que se encuentra en el laboratorio para analizar sus características tales como el parámetro S1,1 y el ROE correspondiente.



Figura 35 – Medición de parámetros S de la Antena





Figura 36 – S1,1 de la antena medido



Figura 37 - ROE de la antena medido

Como puede observarse en la Figura 36 y en la Figura 37, si bien se cumple con las especificaciones de obtener un ancho de banda de 200MHz con ROE<2, se observa que la respuesta está corrida en frecuencia unos 75MHz aproximadamente de la frecuencia central.

Debido a esto y para obtener una respuesta mejor se cambio el tamaño del patch, mediante ajuste de medición, quedando como medidas finales W = 45mm y L = 66,7mm. Con estos valores se volvió a realizar las mediciones.



Figura 38 – S1,1 de la antena final medido



Figura 39 – ROE de la antena final medido

De esta forma se consigue un ancho de banda mucho mayor (476MHz aprox. con ROE<2, lo que significa un ancho de banda del 20%) y en el rango de frecuencias de utilización se obtiene un ROE<1,6.

Para medir el patrón de radiación de la antena se utilizó la siguiente configuración:



Figura 40 – Esquema de medición

Se utilizó el analizador de redes para generar un tono en las frecuencias de 2.3, 2.4 y 2.5GHz y se observo la potencia recibida en el analizador de espectro mediante el uso de una antena de un equipo router de la marca Linksys caracterizada con una ganancia de 1,5dBi. Si bien esta antena está diseñada para trabajar en un ancho de banda más pequeño que el pretendemos medir con nuestra antena, sirve igualmente a los propósitos de obtener el formato del patrón de radiación y solo se obtendrá la ganancia de la antena en forma aproximada a la frecuencia a la cual está centrada el monopolo (2.4GHz).



Figura 41 – Medición indoor

Se realizaron dos mediciones, una indoor y otra outdoor, para comprobar el funcionamiento de la misma en dos situaciones distintas, a continuación se muestran los patrones de radiación obtenidos.

Para realizar esta medición se debe cumplir la relación de campo lejano [3]:

$$R \gg \frac{2 \cdot D^2}{\lambda}$$
 con D = diametro de la antena

Por lo tanto:

$$D = 6,6cm$$

$$R \gg \frac{2 \cdot (6,6cm)^2}{12,5cm} \cong 7cm$$

Las mediciones se realizaron a 60cm asegurando el campo lejano.





















Figura 47 – Patrón polar, medición outdoor en 2.4Ghz



Figura 48 - Patrón cartesiano, medición outdoor en 2.5GHz



Figura 49 – Patrón polar, medición outdoor en 2.5GHz

Como puede observarse de los patrones medidos, aparece un aumento de potencia recibida en los patrones de outdoor entre las medidas tomadas en 40° y 80° aproximadamente, esto se debe a que para tomar las medidas y mover la antena, debía acercarme al equipo produciendo un rebote de la onda emitida, esto no se observa en la medición indoor ya que las antenas estaban mucho más cerca, permitiendo que se observara la medición desde un punto más alejado sin interferir demasiado en ella. De todas formas se observa que el patrón medido se condice con lo simulado y el ancho de haz se mantiene por encima de los 50°. En cuanto a la relación front-to-back esta se encuentra por encima de las especificaciones.

Para el cálculo de la ganancia se utilizó la ecuación de Friis para el espacio libre [3]:

 $G_t = P_r - P_t - G_r + 20 \cdot \log(d) + 20 \cdot \log(f) + 32,44 + Ac + Av$ Donde

 $P_r = Potencia recibida$ $P_t = Potencia transmitida$ $G_t = Ganancia antena transmisora$ $G_r = Ganancia antena receptora$ d = Distancia en Km f = Frecuencia en MHz Ac = Atenuación del cableAv = Perdidas por alineación y conectores

Por lo tanto:

$$G_t = -29dBm - 0dBm - 1,5dBi - 64,4dB + 67,6dB + 32,44 + 1,2dB + 1,5dB$$

$$G_t = 7,84 dB$$

Lo que se condice con las simulaciones realizadas, ya que el ROE en la frecuencia donde se realizó la medición es de 1,29 que es un poco mayor

que el que se había simulado, con lo cual la potencia que se transfiere a la antena es un poco menor que la que se utiliza en la simulación donde el ROE es de 1,096.

2.5.3. Comparación de resultados

Se superaron las especificaciones en todos los puntos de evaluación, a continuación se muestra una tabla comparativa entre las especificaciones, las simulaciones y las mediciones realizadas.

Parámetro	Especificación	Simulación	Medición
Ancho de banda	≥ 200MHz	472MHz	476MHz
Ancho de haz	≥ 50°	70° a 65°	66° a 57°
Ganancia	≥ 6dB	8,4dB a 8,9dB	7,84dB
Relación FtB	≥ 15dB	-	17dB mínimo

2.6. Arreglo de antenas

2.6.1. Diseño y simulación

Para el diseño del arreglo se tuvo que optar por una relación de compromiso entre la atenuación de los lóbulos laterales y el acoplamiento entre antenas.

La teoría clásica de diseño de arreglos [3] indica que la separación entre antenas debe ser de $\lambda/2$ (Ver Figura 50), de esta forma se logra la máxima atenuación de los lóbulos laterales. El problema para aplicar esto a nuestro diseño es que se suponen puntos de radiación isotrópicos, que no poseen dimensiones. La dimensión de los patch es de aproximadamente $\lambda/2$ de largo con lo cual quedarían uno pegado al otro, provocando un excesivo acoplamiento entre antenas o más aún que se toquen entre ellas.



Figura 50 – Puntos isotrópicos separados $\lambda/2$

Por esta razón es que se debe hacer una relación de compromiso entre los dos parámetros antes mencionados.

Esta separación debe ser lo suficientemente grande como para evitar el acoplamiento mutuo entre los patchs y ser menor a λ , ya que esto produciría la aparición de los "grating lobes" anteriormente mencionados.

Se procedió por lo tanto a realizar distintas simulaciones con el arreglo de antenas variando la separación entre elementos, lográndose el mejor compromiso con una separación entre los bordes de los patchs de 2cm. En la Figura 51 se puede ver la disposición final del arreglo.



Con esta disposición se hallaron los parámetros S del conjunto:



Figura 52 – Parámetros S del arreglo

En las figuras se puede observar que los parámetros S1,1, S2,2, S3,3 y S4,4 se mantienen en los mismos valores que para la antena de evaluación, inclusive, se profundizó la resonancia de la antenas internas del conjunto debido a la proximidad de los elementos a sus lados, aunque se produce un pequeño descenso del ancho de banda a 445MHz. Por otro lado, el acoplamiento entre los elementos se mantiene debajo de 20dB, lo cual, asegura la inmunidad de una antena a otra.

En cuanto a los patrones de radiación, estos se mantienen casi invariables con respecto a los hallados para la antena de evaluación.



Figura 53 – Patrón polar puerto 1 en 2.3GHz

Solo se observa un aumento del ancho de haz principal a 80° y un leve descenso de la ganancia por elemento a 8dB, de los 8,7dB promedios obtenidos con la antena modelo (Nota: solo se presenta el patrón para un solo puerto y una frecuencia, dado que los demás presentaban aproximadamente la misma forma).

Se presentan también los datos de los parámetros S de entrada en formato de la carta de Smith para su mayor comprensión.



Figura 54 - Parámetros S de entrada en carta de Smith

Para analizar la atenuación de los lóbulos laterales se debe ingresar a todos los puertos con la señal que saldría del beamformer, esto se verá en más adelante cuando se analice el sistema completo.

2.6.2. Implementación y medición

Se procedió de la misma forma que con la antena modelo, pero al ser el tamaño del arreglo mayor al que podía soportar la fresadora de la universidad, se realizaron dos placas por separado y se unieron después para conformar el arreglo completo.

Para elevar las antenas se utilizó el dieléctrico interno de un cable coaxil que resultó ser mucho más fácil de cortar a la medida exacta que la madera utilizada en la antena modelo.



Figura 55 – Arreglo de antenas implementado

Se procedió luego a medir los parámetros S del arreglo mediante el analizador de redes, colocando cargas de 50 ohm en los puertos que no se utilizaban. Los valores hallados se presentan a continuación (Para facilitar el entendimiento se grafican los parámetros puerto por puerto).



Figura 56 – Parámetros Sx,1 arreglo antenas











Figura 59 – Parámetros Sx,4 arreglo antenas

Como puede observarse en la Figura 56, Figura 57, Figura 58 y Figura 59, se produjo un aumento del ancho de banda en todas las antenas, cuyos anchos de banda son de 644MHz, 570MHz, 548MHz y 614MHz, esto se debe a la influencia de las otras antenas, provocando un ancho de banda del 23% al 27%. En la banda de uso (2.3 a 2.5 GHz) se obtiene un ROE menor a 1,4. También se puede observar que el acoplamiento de señales entre antenas se mantiene por debajo de los 18dB, lo cual garantiza el aislamiento de los puertos entre sí.

Los patrones de radiación no sufrieron grandes variaciones con respecto a los vistos para la antena modelo.



Figura 60 – Patrón de radiación de un elemento del arreglo

2.6.3. Comparación de resultados

Se superaron las especificaciones en todos los puntos de evaluación, a continuación se muestra una tabla comparativa entre las especificaciones, las simulaciones y las mediciones realizadas.

Parámetro	Especificación	Simulación	Medición
Ancho de banda	≥ 200MHz	445MHz	548MHz a 644MHz
Ancho de haz	≥ 50°	70° a 65°	66° a 57°
Ganancia	≥ 6dB	8dB	≈8dB
Aislamiento	≥ 15dB	≥ 20dB	≥ 18dB

3. Beamformer

3.1. Introducción

3.1.1. Beamformer

Para analizar el comportamiento de un beamformer, debemos comenzar viendo de que depende la dirección del haz principal de un arreglo, y este es dependiente tanto del espaciado entre elementos como de la diferencia de fase entre estos. La diferencia de fase entre el elemento m y el primer elemento, considerado como la referencia del arreglo, es de:

$$\varphi_{m1} = (m-1) \cdot \varphi = (m-1) \cdot (\beta + k \cdot d \cdot \cos(\gamma))$$

Para un espaciamiento de media longitud de onda, la diferencia de fase entre dos elementos adyacentes puede ser escrita como:

$$\varphi = \beta + k \cdot d \cdot \cos(\theta) = \beta + \frac{2 \cdot \pi}{\lambda} \cdot \frac{\lambda}{2} \cdot \cos(\theta) = \beta + \pi \cdot \cos(\theta)$$

Como la dirección del haz principal sucede cuando $\varphi = 0^{\circ}$, se obtiene la siguiente ecuación:

$$\beta = \pi \cdot \cos\left(\theta\right)$$

Si se considera un arreglo de antenas lineal conectado a un generador de señal, esto producirá un haz principal en un ángulo específico y nulos en otras direcciones. Por lo tanto, para producir múltiples haces en diferentes direcciones, necesitamos alimentar el arreglo con múltiples generadores de señales simultáneamente. Esto puede alcanzarse usando una red de alimentación conocida como beamformer. En un beamformer de M x M, M puertos de entrada son conectados a M elementos de antenas, mientras que M puertos de salida son conectados a generadores de señales o receptores. La presencia de una señal en uno de los puertos de salida inducirá un cambio de fase entre los puertos de entrada y los elementos del arreglo, resultando en un patrón de radiación con un haz principal y nulos en direcciones específicas.

Cuando se alimentan diferentes señales a todos los puertos de salida, se producen los patrones de radiación correspondientes, cuya superposición resultará en múltiples haces simultáneos en diferentes ángulos. Cuando el pico del patrón de radiación es dirigido sobre los nulos de los otros patrones, el beamformer es llamado ortogonal. Vale la pena notar que un beamformer de M x M producirá M haces [6].

3.1.2. Matriz de Butler

Una de las más conocidas redes de beamforming es la Matriz de Butler. Es una alimentación lineal y pasiva de N x N con capacidad de direccionar un arreglo de antenas, con N salidas conectadas a las antenas y N entradas conectadas a las entradas. La matriz de Butler realiza una transformada rápida espacial de Fourier y provee N haces ortogonales, donde N es una potencia entera de 2 ($N = 2^n, n \in Z_+$). Estos haces son combinaciones lineales independientes de los patrones de los elementos del arreglo.



Figura 61 – Diagrama Beamformer

La matriz de Butler utiliza híbridos de cuadratura pasivos y phase shifters fijos para producir los progresivos cambios de fase de los elementos del arreglo que son necesarios para formar múltiples haces. En la Figura 61 se observa una matriz de Butler de cuatro elementos que se usa para producir cuatro haces ortogonales.

Los híbridos de cuadratura tienen salidas que son iguales en potencia pero desfasadas 90°. Por lo tanto, de la Figura 61, puede observarse que cuando se aplica una señal e^{j0} en cada uno de los puertos de la matriz, las fases resultantes en cada uno de los elementos serán como se observan en la siguiente tabla:

	Puerto de Entrada			
Puerto Salida	A_1	A ₂	A ₃	A ₄
P_1	0°	-45°	-90°	-135°
P ₂	-90°	45°	-180°	-45°
P ₃	-45°	-180°	45°	-90°
P ₄	-135°	-90°	-45°	0°

Una matriz de Butler puede cubrir un sector de hasta 360° dependiendo en los patrones de los elementos y el espaciamiento entre ellos. Cada haz puede ser usado por transmisor y/o receptor dedicado y el haz apropiado puede ser seleccionado mediante un switch. Una matriz de Butler también puede ser usada para direccionar un haz de un arreglo circular excitando los puertos con entradas pesadas en amplitud y fase

Se requieren un total de $\binom{N}{2} \times \log_2 N$ híbridos y $\binom{N}{2} \times \log_2(N-1)$ phase shifters fijos para formar la red. Una matriz de Butler cumple con dos funciones:

- Distribución de las señales de RF a los elementos de antenas.
- Beamsteering y beamforming ortogonal.

Al conectar una matriz de Butler entre el arreglo de antenas y un switch, se puede alcanzar un beamforming múltiple excitando dos o más puertos de entrada con señales al mismo tiempo. Una señal introducida en un puerto de entrada producirá excitaciones iguales en todos los puertos de salida con una fase progresiva entre ellos, resultando en un haz irradiado en

un cierto ángulo en el espacio. Una señal en otro puerto de entrada formará otro haz en otra dirección, alcanzando de esta forma el beamsteering. Como ejemplo tomemos la Figura 62, si los puertos 1R y 4L son excitados al mismo tiempo con señales de RF de la misma amplitud, fase y frecuencia, los haces 2R y 3L se irradiarán simultáneamente. Aunque se puede realizar beamforming múltiple, existe una limitación. Dos haces adyacentes no pueden ser formados simultáneamente a la misma frecuencia, dado que se sumarían para producir un solo haz [5].



Figura 62 - Patrón de haces

3.2. Híbridos de Cuadratura

3.2.1. Introducción

Los híbridos son comúnmente usados en la alimentación de las antenas, en discriminadores de frecuencia, mezcladores balanceados, moduladores, amplificadores balanceados, phase shifters, comparadores monopulso, controladores automáticos de nivel de señal, monitoreo de señal y muchas aplicaciones más. Un buen híbrido debe tener un ROE bajo, baja perdida por inserción, buena aislación y directividad, y un acoplamiento constante en el ancho de banda de utilización.

Un híbrido de cuadratura es un dispositivo con la propiedad de que una onda incidente en el puerto 1 acopla la potencia a los puertos 3 y 4 pero no al puerto 2, tal y como se muestra en la Figura 63. La señal incidente en el puerto 1 se divide en dos señales de la mitad de la amplitud de la señal incidente en los puertos de salida 3 y 4, y están desfasadas entre ellas 90°.



Figura 63 - Diagrama híbrido de cuadratura

En un circuito microstrip, el híbrido puede ser realizado por pistas como se muestra en la Figura 64. Cada brazo posee una longitud de $\lambda/4$. Para un acoplamiento de 3dB, las impedancias características de las ramas en paralelo y serie son: $Z_p = Z_0$ y $Z_s = Z_0/\sqrt{2}$, respectivamente, para una óptima performance del híbrido.



Figura 64 - Híbrido de cuadratura teórico

También debe ser mencionado que todos los puertos son intercambiables, es decir, que si se ingresa señal por el puerto 2 esta saldrá por los puertos 3 y 4, desfasada en forma inversa y el puerto 1 quedaría aislado.

3.2.2. Diseño y simulación

Se procedió al diseño mediante las ecuaciones, de ancho de pista para que presentaran una impedancia de 50 y 35,35 ohms de la forma que se indica a continuación [7]:

Con ϵ_r = 3,5, Z_0 = 50 Ω y d = 1,52 mm (Placa Taconic RF-35-0600-C1/C1) 277 =

$$B = \frac{377 \cdot \pi}{2 \cdot Z_o \cdot \sqrt{\varepsilon_r}} = 6,33$$

$$\frac{W}{d} = \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2 \cdot B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2 \cdot \varepsilon_r} \cdot \left(\ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\varepsilon_r} \right) \right] \text{ para } \frac{W}{d} > 2$$

$$W$$

$$\frac{W}{d} = 2,259 \quad \Rightarrow \quad W = 3,435 \ mm$$

Con ϵ_r = 3,5, Z₀ = 35,35 Ω y d = 1,52 mm (Placa Taconic RF-35-0600-C1/C1)

$$B = \frac{377 \cdot \pi}{2 \cdot Z_o \cdot \sqrt{\varepsilon_r}} = 8,95$$
$$\frac{W}{d} = \frac{2}{\pi} \left[B - 1 - \ln(2 \cdot B - 1) + \frac{\varepsilon_r - 1}{2 \cdot \varepsilon_r} \cdot \left(\ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\varepsilon_r} \right) \right] \text{ para } \frac{W}{d} > 2$$
$$\frac{W}{d} = 3,783 \quad \Rightarrow \quad W = 5,75 \text{ mm}$$

Una vez hallados estos valores se procedió a calcular la longitud de onda con el dieléctrico seleccionado mediante:

$$\varepsilon_e = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2} \cdot \left(\frac{1}{\sqrt{1 + 12 \cdot \frac{d}{W}}}\right)$$
$$k_0 = \frac{2 \cdot \pi \cdot f}{c} \Rightarrow \lambda = \frac{2 \cdot \pi}{k_0 \cdot \sqrt{\varepsilon_e}}$$

Para $Z_0 = 50 \ \Omega \Rightarrow \varepsilon_e = 2,7476, \ \lambda = 7,56 \ cm$

Para Z₀ = 35,35
$$\Omega \Rightarrow \varepsilon_e = 2,8619$$
, $\lambda = 7,383$ cm

Con estos valores se procedió a diseñar el híbrido tal y como se indica en la introducción. El diseño se mejoró alisándole las puntas y tomando como puntos centrales de las longitudes del híbrido los puntos de encuentro medios (Figura 65).

Los valores hallados se listan a continuación:



Figura 66 - Módulo del híbrido 1

Como podemos observar en la Figura 66, lo que se encuentra cerca de la frecuencia central es el punto de máxima atenuación de S11, pero en nuestro caso nos interesa que tanto el S31 como el S41 pasen por el mismo punto a la frecuencia central, por lo que se realizó una iteración de cambios de anchos de pista hasta centrar el punto de cruce en 2.4Ghz.



Figura 67 – Dimensiones híbrido final

A continuación se muestran los valores hallados para varias medidas del circuito, tales como señales de testeo (Figura 68), módulo (Figura 69), fases de interés (Figura 70), corrientes superficiales (Figura 71), campo eléctrico (Figura 72), campo magnético (Figura 73) y flujo de potencia (Figura 74).





Figura 70 - Fases S3,1 y S4,1 del híbrido final







Figura 72 - Campo Eléctrico en f= 2.4 GHz del híbrido final







Figura 74 - Flujo de Potencia en f= 2.4 GHz del híbrido final

De los gráficos anteriores se puede apreciar que la fase de salida del híbrido es de 90,25° a la frecuencia central y se mantiene en el ancho de banda deseado, en cuanto al módulo obtenemos una diferencia máxima de 1 dB al borde del ancho de banda, que se encuentra dentro del margen de tolerancia.

En cuanto a los gráficos de corrientes, campos y potencia, nos ayudan a comprender el funcionamiento interno del dispositivo. Se pueden apreciar en estos los cambios de fase y los acoplamientos con el puerto aislado.

En el CD adjunto, en la carpeta Híbrido, se pueden observar la variación del campo eléctrico, campo magnético y corrientes superficiales en el híbrido. Estas pequeñas animaciones ayudan a entender el funcionamiento del dispositivo.

3.2.3 Implementación y medición

Se procedió a realizar la caracterización del mismo mediante parámetros S, el equipo que se utilizó para esta caracterización fue el analizador de redes.

Para la medición se colocaron cargas de la impedancia característica en todos los puertos de salida y se medió el parámetro S1,1. Luego se tomó un puerto de salida a la vez y con la señal conectada al puerto 1 se procedió a medir los Sx,1 (Figura 75).



Figura 75 – Medición del híbrido

Se volvió a realizar este procedimiento con tomando cada uno de los puertos como entrada y a los otros como salida para verificar la simetría del dispositivo (como los parámetros fueron bastante simétricos, en los valores de interés, se presentarán los parámetros S de solo uno de los puertos para poder facilitar la lectura del gráfico).



Figura 76 – Híbrido implementado

28

S1,2 S1,3 -10 S2.4 -12 -14 53,2 53,3 -16 -18 -20 S4.2 -22 S4,4 -24 -26 -30 2.2 2.4 2.6 Frequency / GHz Figura 77 – Módulo parámetros S del híbrido implementado S-Parameters Phases in Degree 180 S1,2 S1,3 135 90 45 \$2.4 0 \$3,3 -45 -90 S4,4

S-Parameters Magnitude

Frequency / GHz Figura 78 – Fase parámetros S del híbrido implementado

26

En las imágenes se pueden ver las magnitudes y las fases de los parámetros S de interés. Vamos a poner énfasis en dos factores, primero que la diferencia de fase de las señales a la salida, se mantiene constante y con un valor de 90° en toda la banda de interés, segundo que la diferencia máxima de las amplitudes de salida es de 0.88 dB en uno de los extremos del ancho de banda requerido.

También se puede observar que el puerto aislado se encuentra por debajo de los 10 dB de atenuación en el ancho de banda requerido.

A continuación se listan los valores hallados.

2'2

-135 -180

3.2.4. Comparación de resultados

Se comprobó que los valores hallados en la simulación corresponden con los medidos dentro del rango de frecuencias de utilización. Es de particular interés que la diferencia de fases a la salida se mantuvo constante y cercana a 90° (Figura 79), y que la diferencia máxima entre las salidas sea de 0.88 dB (Figura 80), dado que estos son los parámetros que definen al híbrido y son superiores a la especificación que se pretendía (\pm 5° y 1 dB). Existe un pequeño cambio de la pendiente de la fase con respecto a la simulación, pero esto no afecta el funcionamiento del mismo, ya que lo importante es la diferencia entre las salidas, aunque deberá ser tomado en cuenta para el diseño del beamformer.



Figura 79 – Comparación módulos S3,1 y S4,1 medidos y simulados



Figura 80 - Comparación fases S3,1 y S4,1 medidos y simulados

Se superaron las especificaciones en todos los puntos de evaluación, a continuación se muestra una tabla comparativa entre las especificaciones, las simulaciones y las mediciones realizadas.

Parámetro	Especificación	Simulación	Medición
Ancho de banda	≥ 200MHz	220MHz	273MHz
Diferencia fases de salida	≈90°	90,25°	≈90°
Atenuación puerto aislado	≥ 10dB	≥ 16dB	≥ 12,5dB
Perdidas por inserción	≤ 1dB	≤ 0,6dB	≤ 0,4dB

Nota: Para las perdidas por inserción se consideró que los cables para la medición y conectores producían una pérdida de aprox. 0,2dB, que debe tenerse en cuenta en la Figura 79

3.3. Crossover

3.3.1. Introducción

Con este dispositivo se obtiene el cruce de señales de un lado del circuito al otro sin necesidad de realizar un salto en la placa o tener varias capas de ruteo. Su funcionamiento se basa en la suma de las señales en fase y contrafase, de forma tal que si entramos por el puerto 1 las señales se sumen a contrafase en la salida 3 y en fase en la salida 4, con máxima atenuación en el puerto 2 y en el puerto 3.

Su realización es sencilla, consta de dos híbridos de cuadratura en serie, de forma tal de alcanzar la suma de señales en fase y contra fase antes mencionada.

3.3.2. Diseño y simulación

Se utilizaron los valores de anchos de pista del híbrido de cuadratura, y se utilizó el diseño de estos para el diseño del crossover, se realizaron distintas simulaciones para mejorar la respuesta en frecuencia del mismo, tratando de obtener la menor atenuación posible y una fase de salida lineal.

En la figura se muestra las dimensiones del mismo.



Figura 81 – Dimensiones crossover

Dado que se utilizaron los valores optimizados del híbrido de cuadratura, el dispositivo quedo centrado de la forma que se pretendía, que en este caso es el S3,1 dado que se pretende que haya una buena atenuación en el puerto opuesto al cruce para no cargar las entradas de los otros puertos.

El dispositivo es totalmente simétrico por lo cual solo se muestran los valores ingresando por el puerto 1, ya que sería lo mismo si ingresáramos por el 2, 3 o 4, intercambiando las entradas por salidas.

A continuación se muestran los valores hallados para varias medidas del circuito, tales como señales de testeo (Figura 82), módulo (Figura 84), detalle del módulo de S4,1 (Figura 83), fase (Figura 85), corrientes superficiales (Figura 86), campo eléctrico (Figura 87), campo magnético (Figura 88) y flujo de potencia (Figura 89).























Figura 87 - Campo Eléctrico en f= 2.4 GHz crossover



Figura 88 - Campo magnético en f= 2.4 GHz crossover



Figura 89 - Flujo de Potencia en f= 2.4 GHz crossover

Como se puede apreciar en la Figura 83 el aislamiento de los puertos 2 y 3 es mayor a 25dB en las frecuencias de utilización, lo cual garantiza que nuestro crossover no ingrese señales a los puertos de entrada que no corresponden. Mientras que el parámetro S1,1 se encuentra por debajo de los 10dB asegurando un buen acoplamiento de la señal de entrada.

De la Figura 84 podemos observar que la señal de salida solo sufre una atenuación menor a 0,8dB en todo el ancho de banda a utilizar y en la Figura 85 vemos que la fase es lineal, sin embargo hay que notar que esta decae mucho más rápido en frecuencia que en el híbrido, esto debe tenerse en cuenta para el diseño del beamformer, ya que este cambio de pendiente de fase debe compensarse para las otras salidas (las que no poseen el crossover) para que todas en conjunto posean la misma pendiente y por lo tanto la misma diferencia de fase en el ancho de banda de utilización.

En cuanto a los gráficos de corrientes, campos y potencia, nos ayudan a comprender el funcionamiento interno del dispositivo. Se pueden apreciar en estos los cambios de fase y los acoplamientos con los puertos aislados.

En el CD adjunto, en la carpeta Crossover, se pueden observar la variación del campo eléctrico, campo magnético y corrientes superficiales en el crossover. Estas pequeñas animaciones ayudan a entender el funcionamiento del dispositivo.

3.3.3. Implementación y medición

Se procedió a realizar la caracterización del mismo mediante

parámetros S, el equipo que se utilizó para esta caracterización fue el analizador de redes.

Para la medición se colocaron cargas de la impedancia característica en todos los puertos de salida y se midió el parámetro S1,1. Luego se tomó un puerto de salida a la vez y con la señal conectada al puerto 1 se procedió a medir los Sx,1.



Figura 91 - Medición crossover

Figura 90 – Crossover Se volvió a realizar este procedimiento con tomando cada uno de los puertos como entrada y a los otros como salida para verificar la simetría del dispositivo (como los parámetros fueron bastante simétricos, en los valores de interés, se presentarán los parámetros S de solo uno de los puertos para poder facilitar la lectura del gráfico).



A continuación se listan los valores hallados.

Figura 92 – Módulo parámetros S crossover medidos







Figura 94 - Fase S4,1 crossover medido

Como se puede observar en las figuras anteriores, los parámetros S se comportan de la misma forma que los simulados, igualmente vale la pena notar dos cosas, en primer lugar el parámetro S4,1 en módulo (Figura 93) presenta una ondulación en la banda de trabajo, esto puede a deberse a la cargas y al cable utilizado para realizar la medición en conjunto con los conectores, y en segundo lugar la fase de entrada – salida (Figura 94) presenta una pendiente más pronunciada que en la simulación (este mismo tipo de comportamiento se vio también en el híbrido) que deberá ser considerado en el diseño del beamfomer.

3.3.4. Comparación de resultados

Se superaron las especificaciones en casi todos los puntos de evaluación (no se pudo cumplir con la especificación de perdidas por inserción), a continuación se muestra una tabla comparativa entre las especificaciones, las simulaciones y las mediciones realizadas.

Parámetro	Especificación	Simulación	Medición
Ancho de banda	≥ 200MHz	800MHz (1,5dB)	620MHz (1,5dB)
Atenuación puerto aislado 1	≥ 15dB	≥ 26dB	≥ 19dB
Atenuación puerto aislado 2	≥ 15dB	≥ 25dB	≥ 20dB
Perdidas por inserción	≤ 1dB	≤ 0,8 dB	≤ 1,3dB

Nota: Para las perdidas por inserción se consideró que los cables para la medición y conectores producían una pérdida de aprox. 0,2dB, que debe tenerse en cuenta en la Figura 93.

Si bien no se cumplió con la especificación de perdidas por inserción, debe tenerse en cuenta lo explicado anteriormente con respecto a la ondulación en la banda de utilización. Si se traza una curva suave realizando una interpolación de los puntos se obtiene una perdida por inserción menor a 1dB. De todas formas unos 0,3dB de perdida por inserción más no afectarían en demasía el funcionamiento del crossover.

3.4. Phase Shifter

3.4.1. Introducción

Los phase shifters son usados comúnmente para cambiar el ángulo de fase de una red. Los phase shifters ideales proveen poca perdida de inserción e igual amplitud en todos los estados de las fases. El tipo de phase shifter que utilizaremos es una red recíproca y pasiva, de forma tal que trabaje en ambas direcciones.

Este fue diseñado con los métodos de diseño para las líneas Schiffman, se utilizará este método porque permite variar de forma sencilla la pendiente de la fase, que en nuestro caso es lo que más nos interesa, dado que el crossover posee una pendiente de fase de caída más abrupta que los híbridos.

3.4.2. Diseño y simulación

Si se diseñara el phase shifter a la frecuencia central usando una línea de transmisión normal limitaríamos el ancho de banda debido a la diferencia de pendientes de fase. Por este motivo se usa el principio de Schiffman para su diseño [8].

Para este tipo de phase shifter se utiliza una línea acoplada de cuarto de longitud de onda y se ajusta la longitud L (Figura 95) hasta que la pendiente de la fase coincida con la del crossover y se obtenga un cambio de 45° con respecto al crossover.

Mediante varias simulaciones se alcanzaron los valores deseados, las dimensiones finales son las siguientes:

L = 1,02 mm L1 = 17,51 mm L2 = 18,21 mm W = 44,79 mm



Figura 95 – Diagrama Phase Shifter








En la Figura 96 se observa como ambas fases se comportan de la misma manera, salvo una pequeña diferencia de fase pero que se mantiene en todo el espectro, esto se solucionará quitándole 2° al phase shifter acortando la longitud L en 0,02mm. Las pérdidas por inserción van de 0,545dB en 2,3GHz a 0,675dB en 2,5GHz, lo cual es muy bajo (Figura 97).

En el CD adjunto, en la carpeta Phase Shifter, se pueden observar la variación del campo eléctrico, campo magnético y corrientes superficiales en el phase shifter. Estas pequeñas animaciones ayudan a entender el funcionamiento del dispositivo.

Para este dispositivo no se realizó una implementación dado que no se creyó necesario.

3.4.3. Comparación de resultados

Se superaron las especificaciones en todos los puntos de evaluación, a continuación se muestra una tabla comparativa entre las especificaciones y la simulación.

Parámetro	Especificación	Simulación	
Diferencia de fase	≤ 5°	2°	
Perdidas por inserción	≤ 1dB	≤ 0,675 dB	

3.5. Diseño y simulación del beamformer

Una vez realizadas todas las simulaciones de los distintos dispositivos a utilizar en el diseño, se procedió a diseñar el beamformer. Nuestro principal problema era el tamaño, dado que el bajo dieléctrico utilizado aumentaba el tamaño y ancho de las pistas, en comparación con un dieléctrico más alto que hubiera comprimido el dispositivo a un cuarto de su tamaño (vale la pena recordar que el dieléctrico se seleccionó de forma tal de obtener un gran ancho de banda y no para hacer que el dispositivo fuera pequeño). Después de varios diagramas y simulaciones se obtuvieron los valores deseados.



A continuación se muestran los valores hallados para varias medidas del circuito, tales como señales de testeo (Figura 99, Figura 100), módulo (Figura 101), detalle del módulo de S5,1, S6,1, S7,1, S8,1 (Figura 102), detalle del módulo de S5,2, S6,2, S7,2, S8,2 (Figura 103), fases (Figura 104, Figura 105, Figura 106, Figura 107), corrientes superficiales (Figura 108, Figura 109), campo eléctrico (Figura 110, Figura 111), campo magnético (Figura 112, Figura 113) y flujo de potencia (Figura 114, Figura 115).



Figura 101 – Módulos parámetros S beamformer





Figura 105 – Fases parámetros S beamformer puerto 2



Figura 108 - Corrientes superficiales beamformer f=2.4GHz puerto 1





Туре



Figura 115 – Flujo de potencia beamformer f=2.4GHz puerto 2

En la Figura 99 y en la Figura 100 se observa la diferencia de fase entre las señales de salida en forma de gráfico temporal, esto coincide con lo que se ve en la Figura 104, Figura 105, Figura 106, Figura 107 donde la pretendía diferencia de fase que se establecer se mantiene aproximadamente constante en el rango de frecuencias de utilización, las pequeñas variaciones que se producen se encuentran dentro del margen de tolerancia. En las conclusiones de esta sección se podrá ver una tabla con los valores deseados y hallados a la frecuencia central.

De la Figura 101, podemos observar que los puertos de entrada se encuentran lo suficientemente aislados y que la transmisión de potencia a los puertos de salida es lo suficientemente constante en el ancho de banda de uso del beamformer. La Figura 102 y la Figura 103 muestran en detalle cómo se distribuirá la señal ingresada en los distintos puertos de salida. Solo se muestran la de los puertos 1 y 2 ya que el dispositivo es simétrico y las señales de los puertos 3 y 4 se obtienen de intercambiar las salidas.

En cuanto a los gráficos de corrientes, campos y potencia, nos ayudan a comprender el funcionamiento interno del dispositivo. Se pueden apreciar en estos los cambios de fase y los acoplamientos con los puertos aislados.

En el CD adjunto, en la carpeta Beamformer, se pueden observar la variación del campo eléctrico, campo magnético y corrientes superficiales ingresando por los distintos puertos de entrada del beamformer. Estas pequeñas animaciones ayudan a entender el funcionamiento del dispositivo.

3.6. Implementación y medición del beamformer

Se procedió a realizar la caracterización del mismo mediante parámetros S, el equipo que se utilizó para esta caracterización fue el analizador de redes.

Para la medición se colocaron cargas de la impedancia característica en todos los puertos de salida y se medió el parámetro S1,1. Luego se tomó un puerto de salida a la vez y con la señal conectada al puerto 1 se procedió a medir los Sx,1.



Figura 116 – Medición Beamformer



Se volvió a realizar este procedimiento con tomando cada uno de los puertos como entrada y a los otros como salida, en este caso no hubo una buena simetría dado que en el proceso de fabricación una de las pistas quedó más fina que el resto, esto produjo un cambio de impedancia en la línea de salida (puerto 5) y por lo tanto se obtuvo una diferencia en atenuación y fase levemente distinta a la simulada.

Figura 117 – Beamformer implementado



Figura 118 – Módulo parámetros S1,1, S2,2, S3,3, S4,4 beamformer medidos











Figura 121 - Módulo parámetros S salidas del puerto 2 del beamformer











Figura 124 - Fases parámetros S salidas del puerto 1 del beamformer











Figura 127 - Fases parámetros S salidas del puerto 4 del beamformer

En la Figura 118 se puede observar que el acoplamiento de las señales a los puertos de entrada se encuentra dentro de lo deseado. Los acoplamientos entre los puertos de entrada se muestran en la Figura 119, aquí se puede notar que este es mínimo y se encuentra en todos los casos por debajo de los 14dB.

En la Figura 120, Figura 121, Figura 122 y Figura 123 se pueden apreciar el módulo de los parámetros S de las salidas correspondientes a los diferentes puertos de entrada. En ellas se ve claramente que tanto la entrada por el puerto 1 como por el puerto 4 son las que producen la mayor diferencia de atenuación entre las salidas, según la teoría esta debe ser menor a 3dB en el peor de los casos. En ambos casos se cumple con esta especificación, pero nos encontramos muy en el borde, una solución para esto puede ser reescalar el circuito para centrarlo unos 50MHz más arriba en frecuencia de forma tal de obtener una salida más constante en todos los puertos. Debe tenerse en cuenta que las respuestas de las figuras anteriores debe subirse 0,5dB aprox. debido a las perdidas en cables y conectores utilizados para la medición.

En la Figura 124, Figura 125, Figura 126 y Figura 127 se observan las fases de salida de los parámetros S de las salidas correspondientes a los diferentes puertos de entrada. En todos los casos se puede observar que la fase de salida de S5,x es la que no sigue el patrón de las otras fases, esto se debe al hecho que explicamos anteriormente del ancho de la pista, ya que su pendiente y fase total es distinta a las demás. De esta forma nos encontraríamos al borde del margen de tolerancia en la banda de utilización. Una solución simple que se aplicó (debido a que no se podía volver a fresar la placa) fue la de utilizar un cable con mayor aporte de fase que el resto para esta salida y la conexión con las antenas, de esta forma nos alejamos un poco del margen de tolerancia para el caso del puerto 2 que era el más problemático.

3.7. Comparación de resultados

A continuación se muestra una tabla comparativa entre las especificaciones, las simulaciones y las mediciones realizadas.

Parámetro	Especificación	Simulación	Medición
Ancho de banda	≥ 200MHz	305Hz	215MHz
Diferencia entre salidas	≤ 3dB	≤ 2,2dB	≤ 2,9dB
Acoplamiento señal a puerto	≥ 10dB	≥ 12dB	≥ 10dB
Acoplamiento entre p. de ent.	≥ 10dB	≥ 17dB	≥ 14dB

También se incluye una tabla comparativa entre lo ideal, la simulación y medición para las fases a la frecuencia central de trabajo.

	Puerto de Entrada					
Puerto Salida		P_1			P ₂	
P ₅	0°	0°	0°	-45°	-42,7°	-55°
P ₆	90°	91,5°	87°	45°	45°	45°
P ₇	45°	45°	37°	-180°	-179°	-187°
P ₈	135°	135,4°	141°	-90°	-89°	-99°
	I	S	М	I	S	М

	Puerto de Entrada					
Puerto Salida		P ₃			P ₄	
P ₅	-90°	-89,6°	-91°	-135°	-135,4°	-133°
P_6	-180°	-181,1°	-179°	-45°	-45,3°	-45°
P ₇	45°	45°	45°	-90°	-91°	-85°
P ₈	-45°	-44,3°	-53°	0°	0°	0°
	I	S	М	T	S	М

Nota: En todos los casos se tomó el valor más cercano a cero positivo como el central y se calculó la diferencia a partir de este valor.

Como se puede observar en la frecuencia central de trabajo, la diferencia entre lo ideal y lo simulado y medido no supera los 9° de diferencia, lo cual es muy poca diferencia de fase. En cuanto a la diferencia



Figura 128 – Detalle salida puerto 5

de fase en todo el espectro es como máxima de 20° У mayormente es debida a la salida S5,x, que es la que presenta el problema de la impedancia característica, por lo que será solucionado mediante el cable de conexión al arreglo, de todas formas el sistema tendría que funcionar de manera correcta, con pequeñas variaciones, hasta una diferencia de 30° aprox. según se indica en la bibliografía sobre el tema.

4. Cables

Un punto importante de este diseño era la fabricación de cuatro

cables cuyo aporte de fase fuera igual. Este tipo de cables, si bien se venden, estos son muy caros y se destinan a mediciones de precisión, por lo tanto se prefirió fabricarlos.

El cable utilizado es de marca Belden modelo 8240 tipo RG-58/U. A continuación se muestran las fases de los cables fabricados, para realizar las mediciones se tomo uno de los cables como patrón y se comparó el resto con este.



Figura 129 - Cables







Figura 131 - Comparación fases de los cables

Como se puede apreciar de la Figura 130 y la Figura 131, se tomó como patrón al cable 1, tomando el módulo de transferencia como 0dB y su fase como 0° (en las figuras se puede observar picos en la medida, esto se debe al error de medición propio del equipo), luego se fueron midiendo el resto de los cables comparándolos con los ceros seteados por el cable 1. En

cuanto a los módulos de los distintos cables estos mantienen una diferencia menor a 0,2dB entre ellos, lo cual nos asegura que no se produzca una atenuación distinta de la señal de salida en la transferencia desde el beamformer hasta el arreglo de antenas. Con respecto a las fases, se logró un error menor a 4° entre los distintos cables, lo cual es un muy buen resultado (debe tenerse en cuenta que, por ejemplo, no ajustar el cable a la entrada hasta el tope produce un error de 3°).

5. Sistema

5.1. Simulación

Para realizar la simulación del sistema se extrajeron los valores de salida del beamformer y se los ingresó al arreglo mediante una excitación simultánea de puertos. De esta forma se procedió a simular los patrones de radiación de las distintas entradas a distintas frecuencias.

A continuación se muestran los distintos patrones en forma polar y 3D para cada una de las entradas y para las frecuencias de 2.3, 2.4 y 2.5GHz. En los patrones polares se opto por tomar el máximo producido por cada puerto como 0dB para facilitar la superposición de figuras en el patrón completo para, de esta forma, analizar la posición de nulos y lóbulos laterales.



Figura 133 - Patrón polar puerto 2 simulado en 2.3GHz









Figura 136 – Patrón polar completo simulado en 2.3GHz







Figura 145 - Patrón polar completo simulado en 2.4GHz







Figura 154 – Patrón polar completo simulado en 2.5GHz





Como se puede observar de las figuras anteriores los anchos de haz descienden a medida que la frecuencia aumenta y aumentan también la cantidad de lóbulos laterales, esto es coincidente con la teoría de arreglos, si bien existe este descenso se logra cumplir el objetivo ya que es un descenso suave. También se puede observar que los nulos correspondientes a un puerto se corresponden con los puntos de máxima ganancia de los otros puertos (Figura 136, Figura 145 y Figura 154), salvo por dos lóbulos laterales de los puertos 2 y 3 que se encuentran levemente corridos pero sin influir demasiado ya que su corrimiento es de 3º a 5º. En cuanto a los lóbulos laterales, el nivel de estos es por debajo de los 5,4dB con respecto al lóbulo principal y se encuentran fuera del sector de cobertura, los únicos lóbulos que se encuentran en el sector son los de los puertos 2 y 3 y se encuentran 7,4dB por debajo del lóbulo principal con lo cual nos aseguramos que siempre se seleccionará el lóbulo principal en esa dirección. En los gráficos 3D se observa la ganancia del arreglo, que se encuentra entre 12,26dB y 13,33dB lo cual es bastante constante para los 200MHz de ancho de banda que pretendemos, también se muestra la eficiencia de radiación y la eficiencia total que es muy alta, por encima del 89%.

5.2. Medición

Con el beamformer, cables y el arreglo medidos, y dentro de los valores esperados, se procedió a medir el sistema completo. Para ello se midió el patrón de radiación para cada entrada en tres frecuencias, 2.3, 2.4 y 2.5GHz. Todas las mediciones se realizaron en el exterior para evitar todo tipo de rebotes que pudieran producirse en el interior. Para realizar la medición se utilizó una escala graduada en grados y se tomó la potencia recibida cada 5°. Como se había probado para el caso de la antena de prueba, nos encontramos en campo lejano más allá de los seis centímetros de la antena, con lo cual, colocándonos a 2,20 Mts. nos aseguramos de estar en campo lejano. A continuación se muestran los valores hallados, fotos de la medición y del sistema.



Figura 159 - Sistema completo



Figura 160 – Medición del sistema: Disposición de los equipos en la medición



Figura 161 - Medición del sistema: variación del ángulo



Figura 162 – Patrón polar puerto 1 medido en 2.3GHz



Figura 163 – Patrón polar puerto 2 medido en 2.3GHz











Figura 166 – Patrón cartesiano puerto 1 medido en 2.3GHz











Figura 169 - Patrón cartesiano puerto 4 medido en 2.3GHz







Figura 171 - Patrón polar puerto 2 medido en 2.4GHz



Figura 172 – Patrón polar puerto 3 medido en 2.4GHz











Figura 175 – Patrón cartesiano puerto 2 medido en 2.4GHz







Figura 177 - Patrón cartesiano puerto 4 medido en 2.4GHz



Figura 178 – Patrón polar puerto 1 medido en 2.5GHz







Figura 180 - Patrón polar puerto 3 medido en 2.5GHz



Figura 181 - Patrón polar puerto 4 medido en 2.5GHz







Figura 183 - Patrón cartesiano puerto 2 medido en 2.5GHz



Figura 184 – Patrón cartesiano puerto 3 medido en 2.5GHz














Como puede observarse los patrones medidos se comportan de la misma forma que los simulados, los ancho de haces principales disminuyen a medida que la frecuencia aumenta, la mayoría de los nulos coinciden con los máximos (en algunos puntos el error es de medición debido a que no se obtenía una medida exacta) y los lóbulos laterales se encuentran por debajo de los 6dB. La cobertura de la zona varía de 90° a 70° en el rango de frecuencias de utilización.

5.3. Comparación de resultados

El sistema se comporta de igual forma en la simulación que en la implementación, los lóbulos laterales se ven más atenuados en la medición que en la simulación, mejorando la performance del sistema. Existe un corrimiento de los haces principales en relación a la simulación, esto es mayormente debido a que en la simulación se consideraba un plano perfecto de tierra en la parte posterior de la antena, lo cual hacía que los lóbulos tendieran a acercarse más hacia el centro, de todas formas este comportamiento era de esperarse y nos convenía ya que se intentaba lograr una cobertura de entre 90° y 70° a 3dB, que es lo que se halló en la medición. La ganancia del arreglo es de aproximadamente entre 11,5 y 12,7 dB, la medición de la misma no fue exacta ya que no se conocen los valores exactos de varios parámetros que tuvieron influencia en la medición. También puede notarse que los haces principales se cruzan en los puntos de 3dB, aproximadamente, con los haces principales de los otros puertos. A continuación se presenta una superposición de los campos hallados.





Figura 189 - Comparación de patrones simulados y medidos en 2.3GHz



Figura 190 – Comparación de patrones simulados y medidos en 2.4GHz



Figura 191 – Comparación de patrones simulados y medidos en 2.4GHz

A continuación se muestra una tabla comparativa entre las especificaciones, las simulaciones y las mediciones realizadas.

Parámetro	Especificación	Simulación	Medición
Ancho de banda	≥ 200MHz	200Hz	200MHz
Atenuación lóbulos laterales	≥ 3dB	≥ 5 <i>,</i> 4dB	≥ 6dB
Cobertura	90° a 70°	83° a 68°	90° a 70°
Relación FtB	≥ 15dB	-	≥ 17dB
Haces ortogonales	Sí	Aprox.	Aprox.

6. Conclusiones y trabajos futuros.

Como puede observarse en la tabla presentada al final del capítulo del sistema, se cumplieron los con los objetivos planteados al inicio del proyecto. En todos los dispositivos realizados se superaron las especificaciones (salvo por las pérdidas de inserción del crossover, pero que no influyen demasiado). Si bien el beamformer alcanzó un buen funcionamiento, este podría haber sido mejor si la salida del puerto 5 hubiera tenido el ancho de pista para el cual se había diseñado, esto sirve de experiencia para futuros trabajos de este tipo en donde se deba extraer un gran cantidad de cobre de un placa con gran superficie, la solución que se encontró en varios fabricantes es la de utilizar un bomba de vacio para fijar la placa durante el proceso de fresado.

A continuación se presentan las tablas comparativas para cada dispositivo:

Antena	Antena de Evaluación					
Parámetro	Especificación	Simulación	Medición			
Ancho de banda	≥ 200MHz	472MHz	480MHz			
Ancho de haz	≥ 50°	70° a 65°	66° a 57°			
Ganancia	≥ 6dB	8,4dB a 8,9dB	7,84dB			
Relación FtB	≥ 15dB	-	≥17dB			

Arreglo

Parámetro	Especificación	Simulación	Medición
Ancho de banda	≥ 200MHz	445MHz	548MHz a 644MHz
Ancho de haz	≥ 50°	70° a 65°	66° a 57°
Ganancia	≥ 6dB	8,4dB a 8,9dB	7,84dB
Aislamiento	≥ 15dB	≥ 20dB	≥ 18dB

Híbrido de Cuadratura

Parámetro	Especificación	Simulación	Medición
Ancho de banda	≥ 200MHz	220MHz	273MHz
Diferencia fases de salida	≈90°	90,25°	≈90°
Atenuación puerto aislado	≥ 10dB	≥ 16dB	≥ 12,5dB
Perdidas por inserción	≤ 1dB	≤ 0,6dB	≤ 0,4dB

<u>Crossover</u>			
Parámetro	Especificación	Simulación	Medición
Ancho de banda	≥ 200MHz	800MHz (1,5dB)	620MHz (1,5dB)
Atenuación puerto aislado 1	≥ 15dB	≥ 26dB	≥ 19dB
Atenuación puerto aislado 2	≥ 15dB	≥ 25dB	≥ 20dB
Perdidas por inserción	≤ 1dB	≤ 0,8 dB	≤ 1,3dB

Phase Shifter

Parámetro	Especificación	Simulación
Diferencia de fase	≤ 5°	2°
Perdidas por inserción	≤ 1dB	≤ 0,675 dB

<u>Beamformer</u>			
Parámetro	Especificación	Simulación	Medición
Ancho de banda	≥ 200MHz	305Hz	215MHz
Diferencia entre salidas	≤ 3dB	≤ 2,2dB	≤ 2,9dB
Acoplamiento señal a puerto	≥ 10dB	≥ 12dB	≥ 10dB
Acoplamiento entre p. de ent.	≥ 10dB	≥ 17dB	≥ 14dB

	Puerto de Entrada en 2.4GHz					
Puerto Salida	P ₁				P ₂	
P ₅	0°	0°	0°	-45°	-42,7°	-55°
P ₆	90°	91,5°	87°	45°	45°	45°
P ₇	45°	45°	37°	-180°	-179°	-187°
P ₈	135°	135,4°	141°	-90°	-89°	-99°
		S	M		S	M

	Puerto de Entrada en 2.4GHz					
Puerto Salida		P ₃			P ₄	
P ₅	-90°	-89,6°	-91°	-135°	-135,4°	-133°
P ₆	-180°	-181,1°	-179°	-45°	-45,3°	-45°
P ₇	45°	45°	45°	-90°	-91°	-85°
P ₈	-45°	-44,3°	-53°	0°	0°	0°
	I	S	М	I	S	M

Sistema			
Parámetro	Especificación	Simulación	Medición
Ancho de banda	≥ 200MHz	200Hz	200MHz
Atenuación lóbulos laterales	≥ 3dB	≥ 5,4dB	≥ 6dB
Cobertura	90° a 70°	83° a 68°	90° a 70°
Relación FtB	≥ 15dB	-	≥ 17dB
Haces ortogonales	Sí	Aprox.	Aprox.

Sistama

También se realizó el diseño y simulación de otro sistema que evita el uso de cables e integra las antenas con el beamformer mediante el uso de un crossover más. Este sistema no se implementó dado que el anterior posibilitaba la medición de las distintas partes del mismo, mientras que este no. A continuación se muestra el sistema, las simulaciones de módulos y fases del puerto 1, y los patrones resultantes en forma 3D para cada uno de los puertos de entrada (1, 2, 3 y 4), y polar multipuerto, el sistema se encuentra totalmente especificado en simulaciones y solo quedaría por implementarlo y medir sus patrones de radiación.





Figura 194 - Fases parámetros S salidas del puerto 1 del segundo sistema



Figura 197 - Patrón 3D puerto 3 simulado en 2.3GHz

117 SISTEMA DE BEAMFORMER Y ANTENAS PATCH EN 2.4GHZ









Figura 209 - Patrón polar completo simulado en 2.5GHz

Como puede verse de los distintos valores obtenidos, este sistema posee una diferencia de fase y módulo mucho más constante que el implementado y los haces tienden a ser más ortogonales, aunque su comportamiento es similar al implementado. Se cumplen en este sistema también, en las simulaciones, las distintas especificaciones dadas para el sistema (en base a los resultados obtenidos en el otro sistema podemos confiar que este nuevo diseño se comportará de forma análoga a las simulaciones si es implementado).

En cuanto a otros futuros trabajos, se podría realizar un switch para selección de haces y tracking, y relajando un poco los criterios de ancho de banda, el escalado del mismo a dimensiones más pequeñas.

7. Referencias

[1] L. Besser and R. Gilmore: "Practical Rf Cicuit Design for Modern Wireless Systems", Artech House, Norwood, Inglaterra, 2003.

[2] F. Gustrau and D. Manteuffel: "*EM Modeling of Antennas and RF Components for Wireless Communication Systems*", Springer-Verlag, Berlin Heidelberg, 2006.

[3] C.A. Balanis: "Antenna Theory: Analysis and Design", John Wiley & Sons, Nueva York, 1997.

[4] T. Macnamara: "Handbook of Antennas for EMC", Artech House, Londres, 1995.

[5] F.H.L. Lor: "Broad Bandwidth Microstrip Patch Antenna for cellular Base Station", University of Queensland, Australia, 2002.

[6] A. El Zooghby: "Smart Antenna Engineering", Artech House, Londres, 2005.

[7] D. M. Pozar: "Microwave Engineering" Second Edition, John Wiley & Sons, Inc., Canada, 1998.

[8] Ming-Wei Zhou, Li Li, and Qiu-Yan Yin: "Optimal *Model for Wiggly Coupled Microstrips in Directional Coupler and Schiffman Phase Shifter*", East China Normal University, China, 2007.

[9] C. B. Dietrich, Jr.: "Adaptive arrays and diversity antenna configurations for handheld wireless communication terminals", Ph.D. dissertation, Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, 2000.

[10] N. C. T. Desmond: "Smart antennas for wireless applications and switched beamforming", The University of Queensland, Brisbane, Australia, 2001.

[11] T. S. N. Chan: "*Butler matrix feed configuration for phased array*", University of Queensland, Department of Electrical and Computer Engineering, Brisbane, Australia, 1994.

7.1. Anexo 1 - Datasheet Sustrato Taconics RF35



Low Cost Excellent Peel Strength **Exceptionally Low Dissipation Factor** Low Moisture Absorption Enhanced Surface Smoothness

Mullingar Business Park Mullingar, Co. Westmeath, Republic of Ireland TEL: +353-44-9395600 FAX: +353-44-9344369

TACONIC

RO. Box 69 + 136 Coonbrook Road 366-4 Yatap-dong Bundang-ku Petersburgh, NY 12138 TEL: 518-658-3202 · FAX: 518-658-3988 TOLL FREE: 800-833-1805 • FAX: 800-272-2503

702 Se-Sung Plaza Sungnam-si, Kyungki-do Republic of Korea TEL: 82-31-704-1858/9 FAX: 82-31-704-1857

APPLICATIONS

Power Amplifiers Filters and Couplers Passive Components

ORCER RF-35

RF-35 is an organic-ceramic laminate in the ORCER family of Taconic products. It is based on woven glass reinforcement. RF-35 is a result of Taconic's expertise in both ceramic fill technology and in coated PTFE fiberglass.

RF-35 is the best choice for low cost, high volume commercial microwave and radio frequency applications.

RF-35 has excellent peel strength for 1/2 ounce and 1 ounce copper (even in comparison to standard epoxy materials), a critical aspect whenever rework is required.

RF-35's Tg is over 600°F (315°C)

RF-35's ultra low moisture absorption rate and low dissipation factor minimize phase shift with frequency.

RF-35 is dimensionally stable due to the use of woven fabrics in its design.

RF-35 laminates are generally ordered clad on one or both sides with 1/2, 1, and 2 oz. electrodeposited copper.

RF-35 laminates exhibit flammability of V-0, and are tested in accordance with IPC-TM 650. A certificate of compliance containing lot-specific test data accompanies each shipment.

See "How to Order" on back page for a complete product listing.

RF-35 TYPICAL VALUES					
Property	Test Method	Units	Value	Units	Value
Dielectric Constant @ 1.9 GHz	IPC-TM 650 2.5.5		3.50		3.50
Dissipation Factor @ 1.9 GHz	IPC-TM 650 2.5.5		0.0018		0.0018
Moisture Absorption (.060')	IPC-TM 650 2.6.2.1	%	0.02	%	0.02
Peel Strength (1/2 oz. copper)	IPC-TM 650 2.4.8	lbs./linear inch	>8.0	N/mm	>1.5
Peel Strength (1 oz. copper)	IPC-TM 650 2.4.8	lbs./linear inch	>10.0	N/mm	>1.8
Dielectric Breakdown	IPC-TM 650 2.5.6	kV	41	kV	41
Volume Resistivity	IPC-TM 650 2.5.17.1	Mohm/cm	1.26 x 10°	Mohm/cm	1.26 x 10°
Surface Resistivity	IPC-TM 650 2.5.17.1	Mohm	1.46 x 104	Mohm	1.46 x 10 ⁴
Arc Resistance	IPC TM 650 2.5.1	seconds	>180	seconds	>180
Flexural Strength Lengthwise	ASTM D 790	psi	>22,000	N/mm ²	>152
Flexural Strength Crosswise	ASTM D 790	psi	>18,000	N/mm ²	>124
Thermal Conductivity	ASTM F 433	W/m/K	0.24	W/m/K	0.24
Tensile Strength Lengthwise	ASTM D 638	psi	27,000	N/mm²	187
Tensile Strength Crosswise	ASTM D 638	psi	21,000	N/mm²	145
Dimensional Stability Lengthwise	IPC-TM 650 2.4.39	in/in	0.00004	mm/mm	0.00004
Dimensional Stability Crosswise	IPC-TM 650 2.4.39	in/in	-0.00010	mm/mm	-0.00010
x-y CTE	ASTM D 3386 (TMA)	ppm/°C	19-24	ppm/°C	19-24
z CTE	ASTM D 3386 (TMA)	ppm/°C	64	ppm/°C	64
Flammability	UL-94		V-0		V-0
Hardness	Rockwell M Scale		34		34







Al reported values are typical and should not be used for specification purposes. In all instances the user shall determine suitability in any given application.

How to Order

Designation	Dielectric Constant
RF-35	3.5+/- 0.1

Available Thickness	Normal Dielectric Constant
0.0100" (0.25mm)	3.5
0.0200" (0.50mm)	3.5
0.0300" (0.76mm)	3.5
0.0600" (1.52mm)	3.5

Standard sheet size is 36" x 48" (914mm x 1220mm). Please contact our Customer Service Department for availability of other sizes and claddings.

RF-35 can be ordered with the following electrodeposited copper:

Panels may be ordered cut to size

iono in global a a posta posta a posta posta posta a posta posta posta a posta				
Designation	Weight	Copper	Copper	Typical Panel Sizes
	CH 1/2 oz./sq. ft. ~ .0007" ~18 μm	Inickness	12" x 18" 304mm x 457mm	
СН		16" x 18" 406mm x 457mm		
	1 oz./sq. ft. ~ .00	oz./sq. ft. ~ .0014" ~ 35 μm	.0014" ~ 35 μm	18" x 24" 457mm x 610mm
C1				16" x 36" 406mm x 914mm
C2	2 oz./sq. ft.	~ .0028"	~ 70 µm	24" x 36" 610mm x 914mm
				18" x 48" 457mm x 1220mm

An example of our part number is: RF-35-0600-CH/CH-18" x 24" (RF-35-0600-CH/CH-457mm x 610mm)



PO. Box 69 • 136 Coonbrook Road Petersburgh, New York 12138 · USA TEL: 518-658-3202 · FAX: 518-658-3988 TOLL FREE: 800-833-1805 • FAX: 800-272-2503 Mullingar Business Park

702 Se-Sung Plaza Mulingar, Co. Westmeath, Republic of Ireland TEL: +353.44-9395600 + FAX: +353.44-9344369 TEL: 82-31-704-1858/9 + FAX: 82-31-704-1857

7.2. Anexo 2 – CD