Proyecto fin de carrera

Análisis y Diseño de una Antena de Tipo Bocina para Alimentar una Antena Parabólica de un Radiotelescopio en la banda de 1420MHz





UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN

Autor: Adrián Juan Heredia Director: José Luis Gómez Tornero

Cartagena, Diciembre de 2006



Autor	Adrián Juan Heredia		
E-mail del Autor	adriju@gmail.com		
Director(es)	José Luis Gómez Tornero		
E-mail del Director	josel.gomez@upct.es		
Título del PFC	Análisis y Diseño de una Antena de Tipo Bocina para Alimentar una Antena Parabólica de un Radiotelescopio en la banda de 1420MHz		
Descriptores			

Resumen

El presente proyecto se engloba dentro del diseño de un pequeño radiotelescopio en la banda de 1420MHz. En concreto, el proyecto trata del análisis de un alimentador de tipo bocina, y su diseño posterior para formar parte de la antena parabólica del radiotelescopio. Como parámetros de interés, la bocina debe presentar una buena adaptación en la banda de 1420MHz y un diagrama de radiación capaz de iluminar con eficiencia el reflector parabólico.

Titulación Ingeniero de Telecomunicación		
Intensificación		
Departamento	Tecnologías de la Información y las Comunicaciones	
Fecha de Presentación	Diciembre de 2006	

ÍNDICE	4
ÍNDICE DE FIGURAS	7
1. INTRODUCCIÓN	13
1.1. La radioastronomía	13
1.1. DA KADIOASTRONOMIA 1.2. PRINCIPIOS DE PADIOASTRONOMÍA	15
1.2. TRIVENTOS DE RADIOASTRONOMIA	15
1.5. THOS DE EMISION	15 16
2 OB IETWO V CONTENIDOS	10 20
2. OBJETIVO Y CONTENIDOS	
2.1. OBJETIVO DEL PROYECTO	20
2.2. CONTENIDOS DEL PROYECTO	
3. TEORÍA SOBRE LA GUÍA DE ONDA CIRCULAR Y EL REFLECTOR PARABÓLICO	24
3.1 Antena primaria (alimentador)	25
3.1.1. Guía de onda circular	
3.1.1.1. Radio de la guía de onda (a)	
3.1.1.2. Alimentación de la guía de onda circular	
3.1.1.3. Longitud de la guía de onda circular.	
3.1.2. Guía de onda más anillo obturador: bocina	
3.2. Reflector parabólico	
3.2.1. Parámetros geométricos.	
3.2.2. Parámetros eléctricos.	40
3.2.2.1. Polarización cruzada.	40
3.2.2.2. Ganancia	41
3.2.2.3. Eficiencia	41
3.2.2.3.1. Eficiencia de amplitud de la distribución o de iluminación	
3.2.2.3.2. Pérdidas por 'spillover' o desbordamiento.	45
3.2.2.3.3. Pérdidas por bloqueo del alimentador	47
3.2.2.3.4. Eficiencia de fase de la distribución.	
3.2.2.3.5. Eficiencia de polarización	
3.2.3. Reflector parabólico usado	
4. DISEÑO DE LA BOCINA	55
4.1 Guía de onda circular	55
4.1.1. Monopolo radiante	
4.1.1.1. Campos en el monopolo	64
4.1.1.2. Diagrama de radiación	65
4.1.1.3. Adaptación	71
4.1.2. Análisis de la guía de onda circular excitada con el monopolo	72
4.1.2.1. Campos en la guía de onda	74
4.1.2.2. Diagrama de radiación	79
4.1.2.3. Adaptación	
4.1.2.4. Variación del diámetro de la guía	
4.1.2.5. Variación del monopolo: posición y longitud	
4.1.2.6. Variación de la longitud de la guia	
4.1.2.7. variación de otros parametros	
4.1.3. Bocina optimizada excitada por el monopolo	
4.1.3.1. Adaptación	
4.1.3.2. Diagranna ut raulation	/ ۶
	100
7.2. OUIA DE UNDA CIRCULAR CON ANILLO. BOUINA CIRCULAR,	102
4.2.1. Docina con valores iniciales	100
4.2.1.1. Campos en la docina	106
T.2. I.2. Auguation A 2 1 3 Diagrama de radiación	102
4.2.1.4. Eficiencia	

4.2.2. Variación de la posición del anillo	
4.2.3. Variación de la anchura y profundidad del anillo	
5. RESULTADOS OBTENIDOS CON LA BOCINA DISEÑADA	
5.1. DIMENSIONES DE LA BOCINA	
5.2. Adaptación	
5.3. DIAGRAMA DE RADIACIÓN	
5.4. EFICIENCIA	
6. FABRICACIÓN	
7. RESULTADOS OBTENIDOS CON LA BOCINA FABRICADA	
7.1. Monopolo o sonda coaxial	
7.2. BOCINA	
8. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS	
8.1. CONCLUSIONES	
8.2. LÍNEAS FUTURAS	
BIBLIOGRAFÍA USADA	
AGRADECIMIENTOS	
ANEXOS	

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. 1. Antena que detectó la primera radioemisión galáctica creada por Kart G. Jansky Figura 1. 2. Radiación de sincrotrón	13 15
Figura 1. 3. Emisión de la línea de hidrógeno	16
Figura 1. 4. Radiotelescopio de Lovell de 76 metros en el Observatorio de Jodrell Bank de la Universidad de	е
Manchester	17
Eigung 2. 1. Eggung béging da un ngeligtalogoopie	20
rigura 2. 1. Esquema basico de un radiolelescopio	20
Figura 3. 1. Conjunto fuente primaria-reflector parabólico	24
Figura 3. 2. Reflector parabólico y su foco	25
Figura 3. 3. Guía de onda circular y sus dimensiones	27
Figura 3. 4. Modos TE y TM de una guía circular	30
Figura 3. 5. Conector y monopolo	30
Figura 3. 6. Onda de λ_g propagándose dentro de la guía	32
Figura 3. 7. Monopolo radiando en $\lambda_g/4$ en la guía	34
Figura 3. 8. Monopolo mal ubicado en la guía	34
Figura 3. 9. Guía demasiado corta	35
Figura 3. 10. Principales parámetros de la bocina	36
Figura 3. 11. Diámetros de la bocina	36
Figura 3. 12. Parábola de ecuación $y^2 = 4fx$	37
Figura 3. 13. Parámetros geométricos del reflector parabólico	38
Figura 3. 14. Diferentes reflectores para distinto f/D	39
Figura 3. 15. Polarización principal y cruzada en la apertura	40
Figura 3. 16. Diagrama uniforme de la fuente primaria	42
Figura 3. 17. Diagrama adaptado a la superficie del paraboloide	43
<i>Figura 3. 18. Diagrama aproximado del tipo cos</i> " = θ <i>de una guía de onda circular</i>	43
Figura 3. 19. Pérdidas por iluminación y 'spillover'	44
Figura 3. 20. Efecto de desbordamiento en un reflector parabólico	45
Figura 3. 21. Eficiencia total como producto de la eficiencia de iluminación y de 'spillover'	46
Figura 3. 22. Efecto de bloqueo por parte del alimentador	4/
Figura 3. 23. Efectos producidos por el bloqueo	48
Figura 3. 24. Curva tipica de eficiencias de un reflector en funcion de la relacion f/D	49
Figura 3. 25. Peraiaas por desboraamiento y por liuminación no uniforme para distintas relaciones J/D	50
Figura 3. 20. Ejecto de desplazamiento del alimentador en el eje X	31
Figura 4. 1. Conector RFN 1021-4 de dieléctrico extendido	56
Figura 4. 2. Coaxial (vista frontal)	
Figura 4. 3. Coaxial (otra vista)	57
Figura 4. 4. Coaxial v monopolo en el sistema de coordenadas	58
Figura 4. 5. Parámetros en HFSS del monopolo	58
Figura 4. 6. Análisis creado a 1,42GHz (Setup Analysis)	59
Figura 4. 7. Monopolo dentro de la caja de vacío	60
Figura 4. 8. Condición de radiación	60
Figura 4. 9. Cara del coaxial donde se asigna el puerto de entrada (Wave Port)	61
Figura 4. 10. Excitación de los modos del Wave Port	61
Figura 4. 11. Validación del diseño	62
Figura 4. 12. Resolución únicamente de los puertos	62
Figura 4. 13. Modo TEM en el coaxial	63
Figura 4. 14. Convergencia del análisis	64
Figura 4. 15. Campo cercano en el coaxial y monopolo	64
Figura 4. 16. Campo eléctrico en las paredes de la caja de vacío	65
Figura 4. 17. Diagrama de radiación en 3D del monopolo en espacio libre (toroide)	65
Figura 4. 18. Coordenadas polares que usa HFSS	66
Figura 4. 19. Definición del plano E	67
Figura 4. 20. Definición del plano H	67

Figura 4. 21. Coordenada φ y θ en el plano E	. 68
Figura 4. 22. Coordenada φ y θ en el plano H	. 69
Figura 4. 23. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano E del monopolo en espacio libre.	
Ganancia total, en la dirección φ y en la dirección θ	. 70
Figura 4. 24. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano H del monopolo en espacio libre.	
Ganancia total, en la dirección φ y en la dirección θ .	. 70
Figura 4. 25. Parámetro S_{11} en función de la frecuencia del monopolo en espacio libre	. 71
Figura 4. 26. Guía de onda circular	. 72
Figura 4. 27. Monopolo insertado en la guía de onda circular	. 73
Figura 4. 28. Posición ideal del monopolo con respecto a la guía de onda circular.	. 73
Figura 4. 29. Campo eléctrico en la boca de la guía. Propagación del modo TE_{11}	.74
Figura 4-30 Vector campo eléctrico en la boca de la guía	74
Figura 4-31 Vector campo magnético en la boca de la guida	75
Figura 4 37 Campo eléctrico en el plano E en el interior y exterior de la guía	75
Figura 4.33 Vector campo eléctrico en el plano E en el interior de la guía	76
Figura 4.34. Vactor campo magnático en el plano E en el interior de la guía	.70
Figura 4. 35. Vector campo magnético en el plano E vista girada 00º	.70
Figura 4. 35. Vector cumpo magnetico en el plano E, vista girada 90	. / /
Figura 4. 30. Campo electrico en el plano II en el interior y exterior de la guía.	. / /
Figura 4. 57. Vector campo electrico en el plano H en el interior de la guía	. /0
Figura 4. 58. Vector campo electrico en el plano H en el interior de la guia, vista girada 90	. / 0
Figura 4. 39. Vector campo magnetico en el plano H en el interior de la guia	. /8
Figura 4. 40. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano E de la guia de onda circular con l	os
valores teóricos	.79
Figura 4. 41. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano H de la guía de onda circular con l	los
valores teóricos	. 80
Figura 4. 42. Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas en el plano E de la guía de onda circular c	con
los valores teóricos	. 80
Figura 4. 43. Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas en el plano H de la guía de onda circular o	con
los valores teóricos	. 81
Figura 4. 44. Diagrama de radiación en 3D de la guía de onda circular con los valores teóricos	. 81
Figura 4. 45. Parámetro S_{11} en función de la frecuencia de la guía de onda circular con los valores teóricos.	. 82
Figura 4. 46. Frecuencia de corte	. 83
Figura 4. 47. Estudio paramétrico del diámetro de la guía	. 84
Figura 4. 48. Parámetro S ₁₁ en función de la frecuencia para diferentes valores del diámetro de la guía	. 84
Figura 4. 49. Parámetro S_{11} en función de la frecuencia para diferentes valores del diámetro de la guía.	
Ampliación de la zona de interés	. 85
Figura 4. 50. Parámetro S_{11} en función de la frecuencia para diferentes valores del diámetro de la guía.	
Barrido de frecuencia más detallado	. 85
Figura 4. 51. Parámetro S ₁₁ en función de la frecuencia para diferentes valores del diámetro de la guía.	
Barrido de frecuencia más detallado. Ampliación de la zona de interés	. 86
Figura 4. 52. Parámetro S_{11} en función de la frecuencia para el valor óptimo del diámetro de la guía	. 86
Figura 4. 53. Estudio paramétrico de la longitud del monopolo v la posición del monopolo con respecto a la	
guía	. 87
Figura 4, 54. Parámetro S_{11} en función de la frecuencia para diferentes valores de la longitud del monopolo	v
de la nosición de éste con respecto a la guía	88
Figura 4 55 Parámetro S., en función de la frecuencia para diferentes valores de la longitud del monopolo	. 00 v
de la novición de éste con respecto a la quía. Ampliación de la zona de interés	y 88
Figura 4. 56 Parámetro S., en función de la frecuencia para diferentes valores de la longitud del monopolo	.00
de la posición de áste con respecto a la guía. Barrido de frecuencia más detallado	y xa
Eigung 4. 57 Danámetro S on función de la frecuencia para diferentes valores de la longitud del monorolo	.09
de la posición de éste con respecto a la guía. Parrido de frecuencia más detallado. Ampliación de la zona de	y
i a posición de este con respecto a la guia. Barrido de frecuencia más detatidado. Ampliación de la zona de	00
$E_{i} = 1 + 1 + 1 + 1 + 1 + 1 + 1 + 1 + 1 + 1$. 09
rigura 4. 56. Parametro S_{11} en juncion de la frecuencia para diferentes valores del diametro de la guía.	00
Longitua y posicion del monopolo fijados	.90
Figura 4. 59. Estudio parametrico de la longitud de la guia de onda	.91
Figura 4. 60. Parametro S_{11} en función de la frecuencia para diferentes valores de la longitud de la guía	. 91
Figura 4. 61. Parametro S_{11} en función de la frecuencia para diferentes valores de la longitud de la guía.	<i>.</i>
Barrido de frecuencia más detallado	. 92
Figura 4. 62. Parámetro S_{11} en función de la frecuencia para diferentes valores de la longitud de la guía.	
Barrido de frecuencia más detallado. Ampliación de la zona de interés	. 92

Figura 4. 63. Parámetro S_{11} en función de la frecuencia para diferentes valores del parámetro introduc	ed93
Figura 4. 64. Parámetro S ₁₁ en función de la frecuencia para diferentes valores del grosor de la estructura	94
Figura 4. 65. Parámetro S ₁₁ en función de la frecuencia para diferentes valores del diámetro del monopolo	95
Figura 4. 66. Parámetro S ₁₁ en función de la frecuencia para diferentes valores del diámetro del monopolo	•
Ampliación de la zona de interés	95
Figura 4. 67. Parámetro S ₁₁ en función de la frecuencia para el diseño óptimo de la guía	96
Figura 4. 68. Parámetro S_{11} en función de la frecuencia para el diseño óptimo de la guía. Ampliación de la	zona
de interés	97
Figura 4. 69. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano E de la guía de onda circular con	ı los
valores óptimos	97
Figura 4. 70. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano H de la guía de onda circular co	n los
valores óptimos	98
Figura 4. 71. Comparación de la ganancia correspondiente a la polarización principal en los planos E y H	de
la guía con los valores teóricos con la guía con los valores óptimos	99
Figura 4. 72. Comparación de la ganancia correspondiente a la polarización cruzada en los planos E y H d	de la
guía con los valores teóricos con la guía con los valores óptimos	99
Figura 4. 73. Diagrama de radiación en 3D de la guía de onda circular con los valores óptimos	100
Figura 4. 74. Eficiencia de la guía de onda con los valores óptimos	100
Figura 4. 75. Parámetros geométricos de la bocina	102
Figura 4. 76. Vista de la bocina en HFSS	103
Figura 4. 77. Parámetros anchura y profundidad en la bocina	104
Figura 4. 78. Bocina con posición del anillo igual a 0	104
Figura 4. 79. Bocina con posición del anillo positiva	105
Figura 4. 80. Bocina con posición del anillo negativa	105
Figura 4. 81. Campo eléctrico en el plano E en el interior y exterior de la bocina	106
Figura 4. 82. Campo eléctrico en el plano H en el interior y exterior de la bocina	107
Figura 4, 83. Parámetro S ₁₁ en función de la frecuencia de la bocina con los valores iniciales	. 107
Figura 4. 84. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano E de la bocina con los valores	
iniciales	108
Figura 4, 85. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano H de la bocina con los valores	
iniciales	108
Figura 4. 86. Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas en el plano E de la bocina con los valore	25
iniciales	109
Figura 4. 87. Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas en el plano H de la bocina con los valore	es
iniciales	109
Figura 4. 88. Comparación de la ganancia total en los planos E v H de la guía con los valores óptimos con	la
bocina de valores iniciales	110
Figura 4. 89. Comparación de la ganancia correspondiente a la polarización principal en los planos E v H	de
la guía de valores óptimos con la bocina de valores iniciales	110
Figura 4. 90. Comparación de la ganancia correspondiente a la polarización principal en los planos E v H	de
la guía de valores óptimos con la bocina de valores iniciales	111
Figura 4. 91. Diagrama de radiación en 3D de la bocina de valores iniciales	
Figura 4. 92. Eficiencia de la bocina de valores iniciales	112
Figura 4. 93. Estudio paramétrico de la posición del anillo con respecto a la guía	113
Figura 4. 94. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano E de la bocina para distintos val	ores
de la posición del anillo.	
Figura 4. 95. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano H de la bocina para distintos val	ores
de la posición del anillo.	
Figura 4. 96. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano E de la bocina para cuatro valor	es
concretos de la nosición del anillo	
Figura 4 97 Eficiencia del reflector: posición del anillo igual a -0.1 λ_{c}	115
Figura 4. 98. Eficiencia del reflector: posición del anillo igual a $0\lambda_{a}$	115
Figura 4 99 Eficiencia del reflector: posición del anillo igual a 0.152.	115
Figura 4. 100. Eficiencia del reflector: posición del anillo igual a 0.252	
Figura 4. 101. Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas en el nlano E de la hocina para distinto)S
valores de la posición del anillo	
Figura 4 102 Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas en el plano E de la hocina para distinto	
valores de la posición del anillo. Ampliación de la zona de interés	
Figura 4, 103. Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas en el plano H de la hocina para distint	25
valores de la nosición del anillo	117
, and es we the posterior wer writted and and an	

Figura 4. 106. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano E de la bocina para el valor óp	timo
de la posición del anillo	119
Figura 4. 107. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano H de la bocina para el valor óp	otimo
de la posición del anillo	120
Figura 4. 108. Comparación de la ganancia en los planos E y H de la bocina de valores iniciales con la bo	ocina
de mejor valor de la posición del anillo	120
Figura 4. 109. Estudio paramétrico de la anchura y profundidad del anillo	121
Figura 4. 110. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano E de la bocina para distintos ve	alores
de profundidad y anchura del anillo	121
Figura 4. 111. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano H de la bocina para distintos	
valores de profundidad y anchura del anillo	122
Figura 4. 112. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano E de la bocina para distintos ve	alores
de profundidad con la anchura fija	122
Figura 4. 113. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano E de la bocina para distintos ve	alores
de profundidad con la anchura fija. Ampliación	123
Figura 4. 114. Eficiencia del reflector: profundidad del anillo igual a $0,3\lambda_o$	123
Figura 4. 115. Eficiencia del reflector: profundidad del anillo igual a $0, 4\lambda_o$	123
<i>Figura 4. 116. Eficiencia del reflector: profundidad del anillo igual a</i> $0,5\lambda_o$	123
<i>Figura 4. 117. Eficiencia del reflector: profundidad del anillo igual a</i> $0,6\lambda_o$	123
Figura 4. 118. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano E de la bocina para distintos ve	alores
de anchura con la profundidad fija	124
Figura 4. 119. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano E de la bocina para distintos ve	alores
de anchura con la profundidad fija. Ampliación	124
<i>Figura 4. 120. Eficiencia del reflector: anchura del anillo igual a</i> $0,3\lambda_o$	125
<i>Figura 4. 121. Eficiencia del reflector: anchura del anillo igual a</i> $0,3\lambda_o$	125
<i>Figura 4. 122. Eficiencia del reflector: anchura del anillo igual a</i> $0,3\lambda_o$	125
<i>Figura 4. 123. Eficiencia del reflector: anchura del anillo igual a</i> $0,3\lambda_o$	125
Figura 4. 124. Eficiencia del reflector con los valores óptimos de la bocina	126
Figura 4. 125. Comparación de la ganancia correspondiente a la polarización principal en los planos E y	H de
la bocina de valores iniciales con la bocina de valores óptimos	127
Figura 4. 126. Diagrama de radiación en tres dimensiones de la bocina de valores óptimos	127
	120
Figura 5. 2. Danámetro S., en función de la frecuencia	130
Figura 5. 2. Parametro S ₁₁ en juncion de la frecuencia	۱۵۱ ۱۵۹
Figura 5. 5. Diagrama de radiación en coordenadas polares, plano E	132
Figura 5. 4. Diagrama de radiación en coordenadas polares, plano H	132 122
Figura 5. 5. Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas, plano E	دد 1 د د 1
Figura 5. 6. Diagrama de radiación en coordenadas carlesianas, plano H	133
Figura 5. /. Diagrama ae radiación en tres almensiones	134
Figura 5. 8. Eficiencia del reflector	134
Figura 6 1 Medidas de fabricación de la bocina	137
Figura 6. 2. Monopolo con conactor cognial tipo SMA	138
Figura 6.3. Rocing fabricada	130
Figura 6. J. Sonda coavial an la hocina fabricada	130
	150
Figura 7. 1. Analizador de redes HP 8594E	140
Figura 7 2 Parámetro Su de la sonda coaxial real	141
Figura 7. 3. Parámetro S ₁₁ del monopolo real en comparación con lo obtenido en HFSS	141
Figura 7. 4. Conexión de la bocina excitada con el analizador	142
Figura 7. 5. Parámetro S ₁₁ de la bocina con el monopolo de 52.75mm	143
Figura 7. 6. Parámetro S ₁₁ de la bocina con el monopolo de 50.64mm	
Figura 7. 7. Parámetro S_{11} de la bocina con el monopolo de 52.75mm comparado con la bocina con el	
monopolo de 50.64mm	144
Figura 7. 8. Medición real	144

Figura 7. 9 Parámetro S_{11} de la bocina real comparado con la bocina óptima Figura 7. 10 Parámetro S_{11} de la bocina real comparado con la bocina real en HFSS	
Figura 8, 1. Sistema alimentador-reflector parabólico	147
Figura 8. 2. Bocina en tres dimensiones en HFSS	
Figura 8. 3. Bocina excitada con sonda coaxial en HFSS Figura 8. 4. Parámetros del alimentador	
Figura 8. 5. Bocina tipo Chaparral	

1. INTRODUCCIÓN^{[1], [5]}

El objeto de este proyecto final de carrera es el diseño de un alimentador para una antena para usarla en aplicaciones de radioastronomía en la banda de 1420MHz.

1.1. La radioastronomía

La radioastronomía es la rama de la astronomía que estudia los objetos celestes y los fenómenos astrofísicos midiendo su emisión de radiación electromagnética en la región de radio del espectro.



Figura 1. 1. Antena que detectó la primera radioemisión galáctica creada por Kart G. Jansky

A finales del siglo XIX se llevaron a cabo intentos infructuosos para detectar la radioemisión celeste. El ingeniero estadounidense Karl G. Jansky, mientras trabajaba en Bell Laboratories en 1932, fue el primero en detectar ruidos provenientes de la región cercana al centro de nuestra galaxia, la Vía Láctea, durante un experimento para localizar fuentes lejanas de interferencias de radio terrestres. La distribución de esta radioemisión galáctica fue cartografiada por el ingeniero estadounidense Grote Reber, utilizando un paraboloide de 9,5m que construyó en su patio de Wheaton, Illinois. En 1943 Reber también descubrió la largamente codiciada radioemisión del Sol. La radioemisión solar había sido detectada pocos

Introducción

años antes, cuando fuertes estallidos solares produjeron interferencias en los sistemas de radar británicos, estadounidenses y alemanes, diseñados para detectar aviones.

Como resultado de los grandes progresos realizados durante la II Guerra Mundial en antenas de radio y receptores sensibles, la radioastronomía floreció en la década de 1950. Los científicos adaptaron las técnicas de radar de tiempo de guerra para construir diversos radiotelescopios en Australia, Gran Bretaña, Países Bajos, Estados Unidos y la Unión de Repúblicas Socialistas Soviéticas, y muy pronto se despertó el interés de los astrónomos profesionales.

Fuentes de radioemisión discretas fueron catalogadas en número creciente y, desde la década de 1950, fueron identificadas muchas radiofuentes como distantes galaxias visibles. En 1963, la continua investigación de radiofuentes muy pequeñas llevó al descubrimiento de radiofuentes casi estelares llamadas quásares que, debido a que presentaban desplazamientos hacia el rojo de una magnitud sin precedentes, parecían encontrarse a distancias enormes de la Tierra. Poco después, en 1965, los radioastrónomos estadounidenses Arno Penzias y Robert W. Wilson anunciaron el descubrimiento de la radiación de fondo de microondas cósmica de 3 K (-270°C), que tiene muchas implicaciones para las teorías del origen del Universo y su evolución. En 1968 se descubrió un tipo nuevo de radiofuente, el púlsar, identificado rápidamente como una estrella de neutrones que gira a gran velocidad.

Durante muchos años, los astrónomos se concentraron en el estudio de longitudes de onda relativamente largas, cercanas a 1m, para las que era fácil construir grandes estructuras de antenas y receptores sensibles. Al desarrollarse las técnicas para construir estructuras más grandes y más precisas, y perfeccionarse los equipos de recepción de onda corta, las bandas de longitud de onda de hasta 1mm cobraron especial importancia. Al mismo tiempo, el desarrollo de la tecnología espacial permitió realizar observaciones de longitudes de onda muy largas por encima de la ionosfera, por lo general opaca a la radiación de longitud de onda superior a 20 metros.

1.2. Principios de radioastronomía

La radioemisión cósmica, por lo que sabemos, proviene de procesos naturales, aunque de vez en cuando también se utilizan los radiotelescopios para buscar (hasta ahora sin éxito) posibles fuentes de radioemisión de inteligencia extraterrestre. Se ha reconocido que algunos mecanismos físicos producen la radioemisión observada.

1.3. Tipos de emisión^[3]

A causa de los movimientos aleatorios de los electrones, todos los cuerpos emiten radiaciones térmicas, o calor, características de su temperatura. Se han utilizado mediciones cuidadosas, en todo el espectro, de la intensidad de emisiones para calcular la temperatura de los cuerpos celestes lejanos, así como de los planetas del Sistema Solar y las nubes cálidas de gas ionizado de toda nuestra galaxia.

Sin embargo, las mediciones de la radioastronomía se ocupan con frecuencia de las emisiones no térmicas mucho más intensas originadas por partículas cargadas, como los electrones y los positrones que se mueven a través de los campos magnéticos galácticos e intergalácticos. Cuando la energía de la partícula es tan alta que su velocidad se acerca a la velocidad de la luz, a la radioemisión de estas partículas 'ultrarrelativistas' se hace referencia como radiación de sincrotrón, término tomado del laboratorio de física de gran potencia, donde fue descubierto por primera vez este tipo de radiación.



Figura 1. 2. Radiación de sincrotrón

Tanto las radiofuentes de sincrotrón (no térmicas) como las térmicas, irradian en una amplia gama de longitudes de onda. Por el contrario, una tercera categoría de materia (átomos excitados, iones y moléculas) irradia en longitudes de onda discretas características del átomo o de la molécula y del estado de excitación. La radioemisión de amplia gama recibe el nombre de emisión continua y la radioemisión discreta, emisión en línea.



Figura 1. 3. Emisión de la línea de hidrógeno

El caso más típico de emisión en línea es el del hidrógeno neutro (no ionizado). En su estado de reposo, el protón y el electrón giran en direcciones opuestas. Si el átomo de hidrógeno gana un poco de energía, ya sea por colisión con otro átomo o electrón, el sentido de giro del protón y electrón se alinea, dejando al átomo en un estado ligeramente excitado. Si el átomo abandona este estado excitado y vuelve al reposo emite un fotón en una longitud de onda de 21cm (correspondiente a una frecuencia de 1428MHz).

1.4. Radiotelescopios

Un radiotelescopio es un instrumento capaz de captar radioemisiones provenientes del espacio exterior. Las longitudes de onda de radio son relativamente largas, yendo desde 1mm hasta más de 1km, y los radiotelescopios deben ser muy grandes para enfocar las señales que entran y producir una radioimagen nítida. El radiotelescopio estacionario más grande del mundo, en el Observatorio Arecibo en Puerto Rico, es un plato cóncavo de 305m de diámetro. Las mayores antenas parabólicas dirigibles de plato miden de 50 a 100m de diámetro y tienen una resolución de 1 minuto de arco aproximadamente, equivalente a la del ojo humano en longitudes de onda ópticas. Las ondas de radio que entran son enfocadas por la superficie parabólica en una pequeña antena de cuernos que las conduce a un receptor de

radio extremadamente sensible. Estos receptores, aunque similares en principio a los aparatos de radio domésticos, detectan señales tan débiles como de 10⁻¹⁷W. Las partes críticas del receptor están con frecuencia enfriadas a temperaturas cercanas al cero absoluto para obtener el mayor rendimiento posible. Para observaciones de la línea espectral, se usan receptores especializados que pueden sintonizar hasta 1000 frecuencias de modo simultáneo.



Figura 1. 4. Radiotelescopio de Lovell de 76 metros en el Observatorio de Jodrell Bank de la Universidad de Manchester

Para obtener mayor resolución, se utilizan conjuntos de antenas como interferómetros, que dan resoluciones de más o menos 1 segundo de arco, equivalentes a las de los grandes telescopios ópticos en condiciones de visión ideales. El mayor radiotelescopio de este tipo es el radiotelescopio VLA, situado en una llanura aislada cerca de Socorro, Nuevo México (Estados Unidos). El VLA contiene un total de 27 platos parabólicos, de 25m de diámetro cada uno, que se mueven sobre vías de ferrocarril a lo largo de tres brazos de 21km configurados en forma de Y. Cada antena contiene su propio receptor, y las señales de cada receptor son enviadas a un edificio central donde son combinadas para formar la imagen de alta resolución mediante una técnica que se conoce como interferometría. Otros interferómetros utilizan antenas semejantes a las más grandes de televisión. Una instalación de este tipo, en Cambridge, Inglaterra, utiliza 60 antenas para detectar radiación en longitudes de onda de 2 metros.

Capítulo 1

Introducción

Se pueden lograr resoluciones más altas incluso si las antenas se sitúan a miles de kilómetros de distancia. Estos espaciamientos hacen poco práctico enviar las señales desde cada antena directamente a un punto común. En su lugar, se realizan grabaciones separadas en cada antena y las cintas individuales se envían a unas instalaciones centrales donde se procesan. Esta técnica de interferometría de muy larga base (VLBI) implica usar relojes atómicos en cada telescopio para sincronizar las grabaciones individuales con una precisión de una millonésima de segundo. De esta forma, se consiguen resoluciones angulares de una milésima de segundo de arco, equivalente al tamaño angular aparente de una pelota de baloncesto a la distancia de la Luna. En 1984, el gobierno de Estados Unidos asignó fondos para la construcción de una instalación llamada formación de muy larga base (VLBA), una red de 10 radioantenas extendidas desde la frontera de Estados Unidos con Canadá hasta Puerto Rico, y desde Hawai hasta la costa atlántica. Canadá y Australia proyectan programas similares.

2. OBJETIVO Y CONTENIDOS

2.1. Objetivo del proyecto

Este proyecto fin de carrera es una parte de un proyecto mayor: la construcción de un radiotelescopio. Este gran proyecto ha sido dividido en varias partes formando distintos proyectos fin de carrera para su mejor realización.

En la figura siguiente^[6] podemos ver el diagrama de bloques de un radiotelescopio típico:



Figura 2. 1. Esquema básico de un radiotelescopio

Con un círculo señalamos el objeto de diseño de este proyecto final de carrera: el alimentador del reflector parabólico.

El proyecto que se describe en este documento posee el nombre: Análisis y Diseño de una Antena de Tipo Bocina para Alimentar una Antena Parabólica de un Radiotelescopio en la banda de 1420MHz.

Como su propio nombre indica, este proyecto consiste en el análisis y el diseño de una antena del tipo bocina que alimentará el reflector parabólico de un radiotelescopio que operará en la línea de hidrógeno, 21cm, o lo que es lo mismo, operará a la frecuencia de 1420MHz.

El objetivo del proyecto es crear una antena tipo bocina ubicada en el foco de un reflector parabólico de 5 metros de diámetro y con una relación f/D=0,3. La antena debe estar adaptada a la frecuencia de trabajo, 1420MHz, y debe poder iluminar, con la mayor eficiencia posible, el reflector parabólico.

Para alcanzar estas características, haremos una construcción de la estructura radiante por medio de la herramienta software HFSS, que utiliza el método de los elementos finitos (FEM) para realizar sus cálculos. A continuación, simularemos las respuestas electromagnéticas, cambiando los parámetros que definen la bocina, en busca de los valores óptimos que nos proporcionen el comportamiento deseado por parte de la estructura. No todos los parámetros que definen la estructura van a provocar cambios en las respuestas simuladas, así que deberemos ser capaces de aislar los parámetros que rigen el comportamiento esperado. Además, deberemos hacer un estudio teórico, aplicando la teoría electromagnética, para corroborar la los resultados obtenidos por la herramienta de simulación.

2.2. Contenidos del proyecto

Las partes en las que se divide esta memoria son las siguientes:

En la primera de las partes en las que se divide esta memoria hablaremos del reflector y la bocina como un todo. En este apartado hablaremos del conjunto bocina-reflector, describiendo cómo condiciona las características que pueda poseer uno de los elementos a las características del otro. Además, explicaremos los parámetros que rigen el conjunto y, más concretamente, los parámetros que definen la bocina y que nos proporcionarán la respuesta deseada del sistema.

Una vez explicados de forma teórica los elementos con los que vamos a tratar, en la segunda parte, explicaremos por completo el diseño de la bocina y cómo se ha llevado a cabo. En este apartado habrá varias partes: por un lado el diseño inicial de la antena como guía de onda circular; la justificación del uso del anillo obturador; y, por último, el diseño de la bocina junto con el anillo.

En la siguiente parte, daremos a conocer los parámetros óptimos de nuestro diseño y mostraremos los resultados finales obtenidos, tanto empíricamente, como físicamente, a raíz de la bocina real, una vez construida.

Y finalmente, en la última parte, describiremos las líneas futuras y cómo se puede mejorar nuestro diseño.

3. TEORÍA SOBRE LA GUÍA DE ONDA CIRCULAR Y EL REFLECTOR PARABÓLICO

Para un buen funcionamiento del radiotelescopio es fundamental el perfecto diseño del conjunto reflector-bocina. Es por esto que a la hora de dividir el proyecto del radiotelescopio en partes, no se separara el diseño del reflector y de la bocina. Ambos han de ir unidos, ya que es crítico el diseño del conjunto.



Figura 3. 1. Conjunto fuente primaria-reflector parabólico

En la figura anterior^[7] podemos observar el sistema formado por el reflector parabólico y la bocina o fuente primaria. La bocina crea un diagrama de radiación llamado diagrama de radiación de la fuente primaria, el cual debe ser capaz de iluminar en su totalidad la superficie del paraboloide. También podemos observar el diagrama de radiación del conjunto, mucho más directivo que el diagrama de radiación de la fuente primaria.

El reflector parabólico, como toda parábola, viene definido, entre otros parámetros, por su foco, punto en el cual convergen las ondas electromagnéticas que hayan incidido paralelamente en la superficie del reflector. Así, un haz de rayos, que partiendo del foco, incidan en la superficie de la parábola saldrán rebotados de forma paralela.



Figura 3. 2. Reflector parabólico y su foco

La bocina o fuente primaria debe colocarse en el foco del reflector, con el fin de captar la máxima energía que previamente haya rebotado en la parábola. Cuanto más grande sea el diámetro del reflector, más energía captará, es decir, que su ganancia (la del sistema) aumentará.

3.1 Antena primaria (alimentador)

Este proyecto fin de carrera consiste en el diseño y análisis de la bocina que va a estar ubicada en el foco del reflector parabólico. Para ello vamos a usar una herramienta software para simulación de estructuras electromagnéticas llamado *HFSS*, creado por *Ansoft*.

Como bocina vamos a utilizar una guía de onda circular con un anillo obturador que sea capaz de captar señales de longitudes de onda de 21cm (correspondiente a la frecuencia de 1420MHz). La longitud de onda elegida es 21cm ya que es la correspondiente a la línea de hidrógeno, que es el componente mayoritario en el espacio.

Las características que ha de poseer la bocina son: adaptación a la frecuencia de trabajo, es decir, los 1420MHz ya mencionados; y un diagrama de radiación capaz de iluminar con eficiencia el reflector parabólico.

En primer lugar, haremos un estudio de la bocina como una simple guía de onda circular la cual estará excitada por un conector tipo coaxial al que se le adaptará un monopolo. Sobre esta primera aproximación, haremos los cálculos para obtener la máxima adaptación a la frecuencia de trabajo, la cual vendrá marcada por la posición y longitud del monopolo radiante además de por el diámetro de la guía. Además, la bocina deberá tener unas dimensiones tales que sea capaz propagar el modo fundamental de la guía y que no se propaguen los modos superiores. Más adelante veremos cuáles son esos modos.

Una vez fijado la posición y longitud del monopolo, deberemos observar el diagrama de radiación y con éste, usaremos un programa llamado *Feedpatt* para observar de qué manera ilumina a nuestro reflector parabólico. En dicho programa obtendremos algunas de las pérdidas comunes que se obtienen al iluminar un reflector parabólico, tales como pérdidas por bloqueo, pérdidas debidas al 'spillover' o las pérdidas por iluminación. Obtendremos una función de todas ellas, observando cuál de todas las realizaciones obtenidas posee una mayor eficiencia de iluminación.

Debido al diagrama de radiación obtenido y a las exigencias que presenta el conjunto bocina-reflector, nos daremos cuenta de que deberemos modificar nuestra estructura, añadiendo lo que hemos llamado anteriormente anillo obturador. Con esta nueva aproximación, obtendremos un diagrama de radiación más acorde con las necesidades del reflector parabólico. De este modo, tendremos nuestra estructura perfectamente diseñada y analizada.

A continuación describimos con más detalle las diferentes partes y los parámetros más importantes de que consta la fuente o alimentador primario.

3.1.1. Guía de onda circular

Como hemos comentado, la primera aproximación de bocina que vamos a analizar es la de una guía de onda circular. Las guías de onda circulares son unas excelentes líneas de transmisión con bajas pérdidas y de predecible funcionamiento, que pueden ser usadas a cualquier frecuencia de microondas, sin más que elegir las medidas apropiadas. Del mismo modo que la guía de onda rectangular, la guía circular viene definida por sus dimensiones: radio (a) y longitud (l) de la guía.



Figura 3. 3. Guía de onda circular y sus dimensiones

Una guía de onda circular que esté correctamente diseñada y apropiadamente alimentada es capaz de albergar en su interior la propagación de cualquiera de los modos mostrados en la tabla 3.1^[4].

D _{mn} for TE _{mn} waves				
n m	0	1	2	3
1	1.640	3.412	2.057	1.496
2	0.896	1.178	0.937	0.764
3	0.618	0.736	0.631	0.554
4	0.475	0.54	0.48	0.44
	D _{mn} fo	r TM _m	waves	
n n	o	1	2	3
1	2.613	1.640	1.224	0.966
2	1.139	0.896	0.747	0.644
3	0.726	0.618	0.541	0.482
4	0.534	0.475	0.425	0.388

Tabla 3.1. Valor de D_{mn} para los distintos modos que se pueden propagar en una guía circular

El factor D_{mn} determina la longitud de onda de corte (y por tanto la frecuencia de corte) correspondiente a cada uno de los modos mostrados en la tabla 3.1, tanto para los

modos TE_{mn} como para los modos TM_{mn} . Por ejemplo, si queremos saber qué longitud de onda de corte tendrá el modo TM_{32} en una guía circular de radio *a*, nos vamos a la tabla 3.1 y la longitud de onda de corte será:

$$\lambda_{TM_{32}} = D_{TM_{32}} \cdot a = 0,541 \cdot a \tag{3.1}$$

Los modos con mayores longitudes de onda (menores frecuencias) de corte son los que se propagarán primero. Si echamos un vistazo a la tabla 3.1, observamos que el primer modo en propagarse será el modo TE_{11} .

Nuestra guía de onda, debe operar a una frecuencia de 1420MHz y debe propagar únicamente el modo fundamental. La propagación de los diversos modos de la guía viene regida por las dimensiones de la guía: las ya citadas, radio y longitud.

Dependiendo del valor del radio de la guía, se propagarán unos determinados modos. Cuanto más grande sea el radio, más modos se propagarán, como veremos más adelante. Por otra parte, la longitud ha de ser suficiente como para que dentro de la guía de onda se pueda establecer una onda de longitud λ_g , y de este modo, se propague el primer modo que soporta la guía.

Vamos a empezar viendo los efectos que provoca la elección de un valor concreto para el radio, más tarde hablaremos del efecto de la longitud de la guía.

3.1.1.1. Radio de la guía de onda (a).

Observando la tabla 3.1 sabemos que la longitud de onda de corte (λ_c) del primer modo en propagarse (el modo TE₁₁) en una guía circular es:

$$\lambda_{TE_{11}} = D_{TE_{11}} \cdot a = 3,412 \cdot a \quad \Leftrightarrow \quad \lambda_{TE_{11}} = 1,71 \cdot D \tag{3.2}$$

siendo *D* el diámetro de la guía y *a* el radio. Podemos calcular el mínimo diámetro que necesitamos para que se propague el modo más bajo, el TE_{11} . Este diámetro será:

$$D_{min} = \frac{1}{1,71} \cdot \lambda_o \approx 0,59 \cdot \lambda_o \qquad (3.3),$$

 $con \lambda_o$ la longitud de onda de trabajo.

Además de esto, también queremos que no se propaguen los modos inmediatamente superiores, ya que si ocurriera, estos modos viajarían a mayor velocidad a lo largo de la guía que el modo más bajo, con lo no estarían en fase y, de este modo, interferirían entre ellos, no pudiendo obtener la señal total con bajas pérdidas.

Una vez aclarado esto, podemos crear unos límites entre los que deba hallarse el radio (diámetro) de nuestra guía. Observando de nuevo la tabla 3.1, también sabemos que el segundo modo en propagarse en una guía circular es el modo TM_{01} , el cual posee la siguiente expresión para la longitud de onda de corte:

$$\lambda_{TM_{01}} = D_{TM_{01}} \cdot a = 2,613 \cdot a \qquad (3.4)$$

A partir de esta ecuación podemos deducir cuál será el mínimo valor del diámetro para que se propague el modo TM_{01} , y, por tanto, el máximo valor del diámetro para que únicamente se propague el modo que nos interesa, el TE_{11} .

Por lo tanto, podemos asegurar que el diámetro de nuestra bocina, deberá estar comprendido dentro del intervalo:

$$D \in \left(0, 59\lambda_o, \quad 0, 78\lambda_o\right)$$

Si el valor del diámetro es menor que $0,59\lambda_o$, no sé estará propagando nada por la guía, el modo más bajo estará en corte. Si el valor del diámetro supera $0,78\lambda_o$, además del modo TE₁₁, dentro de la guía habrá más modos propagándose en el interior de la guía de onda, entre ellos como mínimo el TM₀₁. Si, por el contrario, el valor del diámetro está comprendido entre los dos valores anteriormente mencionados, únicamente se propagará el modo TE₁₁.

En la figura 3.4^[4] podemos ver el aspecto que tienen los diferentes modos que pueden propagarse por una guía de onda circular en un corte transversal de ésta:



Figura 3. 4. Modos TE y TM de una guía circular

Como hemos comentado anteriormente, el modo que nos interesa que se propague por la guía es el modo que tiene la menor frecuencia de corte, el modo TE_{11} .

El valor del radio lo hemos expresado en función de la longitud de onda, de trabajo λ_o , por lo que, el valor del radio es dependiente de ésta y, por lo tanto, de la frecuencia. Es por esto que una guía de onda puede adaptarse a cualquier frecuencia de microondas.

A continuación vamos a explicar de qué manera alimentaremos la guía de onda.

3.1.1.2. Alimentación de la guía de onda circular.

Vamos a alimentar la guía de onda mediante un conector coaxial tipo N. A este conector le colocaremos un monopolo, el cual introduciremos por el lateral de la guía.



Figura 3. 5. Conector y monopolo

Tanto la longitud como la posición del monopolo con respecto a la guía van a ser críticos a la hora de obtener los resultados deseados: máxima adaptación a la frecuencia de trabajo.

El funcionamiento del monopolo dentro de la guía lo podemos ver como un monopolo en $\lambda_o/4$ con un plano de masa. En este caso, el plano de masa sería la superficie interna de la guía de onda y el monopolo debería medir una cuarta parte de la longitud de onda de trabajo λ_o .

La diferencia es que el monopolo radia dentro de la guía. Esto hace que no esté radiando a una longitud de onda λ_0 sino a otra, la longitud de la onda que viaja dentro de la guía λ_g . Tenemos que diferenciar entre tres longitudes de onda completamente distintas: λ_0 , como la longitud de onda de trabajo, a la que emite el átomo de hidrógeno; λ_c , como la longitud de onda de corte del modo tratado; y λ_g , como la longitud de onda de la onda propagándose en el interior de la guía.

Vamos a calcular el valor de λ_g . La ecuación de la propagación del modo fundamental es la siguiente:

$$k_g^2 = k_o^2 - k_c^2 \qquad (3.5)$$

con k_g el número de onda de la señal que se propaga en la guía; k_o el número de onda correspondiente a la longitud de onda de trabajo; y k_c el número de onda correspondiente a la longitud de onda de corte del modo que queremos hallar.

De la expresión anterior sabemos:

$$k_o = \frac{2\pi}{\lambda_o} \qquad (3.6)$$

y además:

$$k_c = \frac{2\pi}{\lambda_c} \qquad (3.7)\,.$$

Así, sustituyendo en la expresión 3.5 nos queda la siguiente relación:

$$k_{g}^{c} = \left(\frac{2\pi}{\lambda_{o}}\right)^{2} - \left(\frac{2\pi}{\lambda_{c}}\right)^{2} = \left(\frac{2\pi}{\lambda_{g}}\right)^{2} \Leftrightarrow \frac{2\pi}{\lambda_{g}} = \sqrt{\left(\frac{2\pi}{\lambda_{o}}\right)^{2} - \left(\frac{2\pi}{\lambda_{c}}\right)^{2}} \Leftrightarrow \frac{1}{\lambda_{g}} = \sqrt{\frac{1}{\lambda_{o}^{2}} - \frac{1}{\lambda_{c}^{2}}}$$
(3.8)

Quedando finalmente la siguiente expresión para la longitud de onda de la onda que se propaga dentro de la guía λ_g :



Figura 3. 6. Onda de λ_g propagándose dentro de la guía

De igual modo, se puede expresar en función de la frecuencia. Sabiendo que:

$$k_c = \frac{2\pi}{\lambda_c} = \frac{2\pi f_c}{\lambda_c f_c} = \frac{2\pi f_c}{c_o} \qquad (3.10),$$

y que:

$$k_o = \frac{2\pi}{\lambda_o} = \frac{\omega}{c_o} = \frac{2\pi f_o}{c_o} \qquad (3.11)$$

Entonces, sustituyendo de nuevo en la expresión 3.5, nos queda lo siguiente:

$$k_g^2 = \left(\frac{2\pi f_o}{c_o}\right)^2 - \left(\frac{2\pi f_c}{c_o}\right)^2 \qquad (3.12)$$

y por consiguiente:

$$k_g = \sqrt{\left(\frac{2\pi f_o}{c_o}\right)^2 - \left(\frac{2\pi f_c}{c_o}\right)^2} \qquad (3.13) \,.$$

En esta última expresión se pueden deducir claramente las siguientes condiciones de propagación:

Propagación
$$\begin{cases} si \ f_o < f_c \rightarrow k_g \in C \Rightarrow no \ hay \ propagación \\ si \ f_o = f_c \rightarrow k_g = 0 \Rightarrow umbral \ de \ propagación \\ si \ f_o > f_c \rightarrow k_g \in \Re^+ \Rightarrow si \ hay \ propagación \end{cases}$$

Teniendo en cuenta lo anterior, observamos que sólo habrá propagación dentro de la guía de onda cuando se supere la frecuencia de corte que vendrá marcada por el radio, como vimos anteriormente.

Debemos colocar el monopolo a una distancia $\lambda_g/4$ del fondo de la guía, como mostramos en la figura 3.7. Esto ha de ser así para que la onda que emite el monopolo en dirección hacia el fondo de la guía, al llegar a la pared llegue con amplitud cero. La onda se refleja en su totalidad en la pared conductora de coeficiente de reflexión ρ =-1, habiendo recorrido una distancia $\lambda_g/4$. Un coeficiente de reflexión de -1 implica un cambio de fase de 180°, o lo que es lo mismo, de $\lambda_g/2$. De esta manera, cuando la onda reflejada en el fondo de la guía llega de nuevo al monopolo, habrá recorrido $\lambda_g/4$ desde el monopolo hasta el final de la guía; $\lambda_g/2$ por el cambio de fase que le provoca el coeficiente de reflexión de la pared; y otros $\lambda_g/4$ desde la pared hasta el monopolo. En total habrá recorrido una distancia de una longitud de onda λ_g , por lo tanto, al encontrarse con la onda que emite el monopolo hacia fuera de la guía, éstas se sumarán en fase y ambas formarán una onda progresiva.

Es importante tener en cuenta que no es un cuarto de la longitud de onda de trabajo, sino de la longitud de onda de la señal que se propaga dentro de la guía.



Figura 3. 7. Monopolo radiando en $\lambda_g/4$ en la guía

Si la posición del monopolo no fuera de $\lambda_g/4$ y no estuviera colocado en el máximo de la onda que viaja por la guía, habría desadaptación del coaxial a la guía, con lo que habría reflexiones y las ondas no se sumarían en fase, lo que incurre en que la onda no transportaría a través de la guía toda la energía posible, como queda ilustrado en la figura 3.8:



Figura 3. 8. Monopolo mal ubicado en la guía

Por otra parte cabe comentar que el grosor del monopolo no es una variable crítica en el análisis y que simplemente basta con elegir un valor y comprobar que los resultados obtenidos son los esperados.

3.1.1.3. Longitud de la guía de onda circular.

La longitud de la guía debe ser tal que se pueda establecer una onda de longitud de onda λ_g que propague el primer modo que soporta la guía de onda TE₁₁. Si la longitud de la guía no es suficientemente grande, puede que el monopolo esté demasiado cerca de la cara abierta de la guía y, por consiguiente, no pueda establecerse la onda de longitud λ_g y éste esté radiando prácticamente en espacio libre. Por esto, teóricamente debe haber un valor umbral de la longitud, en el que a partir de ese valor, la respuesta de la guía sea independiente de la longitud de ésta.



Figura 3. 9. Guía demasiado corta

Con estas premisas podemos explicar el efecto que ejercerá la incorporación del anillo obturador al diseño.
3.1.2. Guía de onda más anillo obturador: bocina.

La teoría que existe sobre este tipo de bocinas, llamada VE4MA en el mundo de la radioastronomía amateur, no es muy extensa. Únicamente se limita a algún artículo y diversas experiencias sobre ellas. Por ello, lo que haremos será diseñar en *HFSS* nuestra estructura y modificarla, con el fin de obtener los mejores resultados posibles.

En las dos figuras siguientes podemos ver un esquema del aspecto que tiene la bocina y las dimensiones más importantes que ésta posee:



Figura 3. 10. Principales parámetros de la bocina



Figura 3. 11. Diámetros de la bocina

3.2. Reflector parabólico.

Un reflector parabólico es una estructura que ofrece una directividad muy alta: es capaz de focalizar la energía en regiones angulares muy pequeñas.

Lo que perseguimos con un reflector parabólico es concentrar la radiación de una fuente primaria, en general poco directiva, en una determinada dirección o región del espacio.

La propiedad básica de un reflector parabólico perfecto es que convierte una onda esférica irradiada desde un punto ubicado en el foco, en una onda plana. Recíprocamente, toda la energía recibida en el plato desde una fuente distante se refleja en un punto único en el foco del plato.

Un reflector parabólico en sí mismo no es una antena, necesita de una fuente que lo alimente para poder radiar energía, dicha fuente será la bocina que estamos diseñando.

La forma de obtener un reflector parabólico es girando en torno al eje Z una parábola de ecuación:

$$y^2 = 4fx \qquad (3.14)$$



Figura 3. 12. Parábola de ecuación y²=4fx

Vamos a hacer una breve explicación de los parámetros que gobiernan el funcionamiento de un reflector parabólico. Vamos a distinguir entre los parámetros geométricos de la estructura y los parámetros eléctricos. Comenzamos con los parámetros geométricos.

3.2.1. Parámetros geométricos.

Por un lado tenemos el diámetro del reflector *D*. Cuanto mayor sea el valor de este parámetro más grande será el reflector y, por tanto, mayor será el área a iluminar, además, mayor será la ganancia de la antena parabólica.

Por otro lado tenemos el valor de la distancia focal *f*. Ésta es la distancia que hay desde el centro de la parábola hasta el foco, donde convergen todos los rayos que inciden en la parábola y donde debemos ubicar la bocina.

Con los parámetros D y f obtenemos un nuevo parámetro que es muy importante y descriptivo cuando se habla de reflectores parabólicos. Dicho parámetro es la relación f/D. Este parámetro nos ofrece una idea de la profundidad y la forma que posee el reflector.



Figura 3. 13. Parámetros geométricos del reflector parabólico

Además del diámetro y el foco tenemos el parámetro c, que mide la profundidad que posee el reflector. Dicho parámetro está relacionado con el diámetro y con el foco mediante la siguiente relación:

$$c = \frac{D^2}{16f} \implies c = \frac{D}{16\left(\frac{f}{D}\right)}$$
 (3.15)

Por otro lado tenemos el ángulo formado desde el eje de abscisas hasta el borde del reflector θ_0 . El valor de este ángulo se calcula de la siguiente manera:

$$\theta_o = 2 \tan^{-1} \left(\frac{1}{4\frac{f}{D}} \right) \qquad (3.16)$$

El valor de θ_0 está intimamente relacionado con el parámetro f/D. Este ángulo es el que marca cómo ha de ser la directividad de la fuente primaria, es decir, de la bocina para poder iluminar con la máxima eficiencia la superficie del paraboloide.

En la siguiente figura podemos observar distintos reflectores para distintos valores de la relación f/D junto con el valor de θ_0 y de la profundidad de la parábola, *c*:



Figura 3. 14. Diferentes reflectores para distinto f/D

Como podemos observar en la figura 3.14, cuanto mayor es la relación f/D, menos cóncavo será el reflector, y viceversa, a menor f/D, mayor profundidad del reflector y además el foco estará más metido en la estructura, lo cual también podíamos deducir por medio de la ecuación 3.15. Además también podemos observar la relación de f/D con respecto a θ_0 , a mayor f/D, menor es el ángulo θ_0 , lo cual indica que para iluminar el reflector necesitaremos un diagrama de radiación primario más directivo. El caso en que f/D=0,25, el foco cae justo bajo el borde del reflector, con lo que coincide con el valor de la profundidad, como podemos observar en la figura anterior. En este último caso el valor de θ_0 es 90°.

3.2.2. Parámetros eléctricos.

3.2.2.1. Polarización cruzada.

En general, el campo reflejado por un paraboloide situado en el eje X contiene dos componentes, una en dirección \hat{y} y otra perpendicular a ésta, en dirección \hat{z} . Esto se cumple incluso cuando el alimentador está linealmente polarizado. A la componente coincidente con la del alimentador se llama polarización principal o de referencia y a la otra se le llama componente cruzada. Ello es debido a la componente transversal creada por la curvatura del reflector. Interesa que la componente cruzada sea lo menor posible y a ser posible que no exista.



Figura 3. 15. Polarización principal y cruzada en la apertura^[2]

Un dato a tener en cuenta es que si el diagrama de radiación del alimentador (fuente primaria) posee simetría de revolución, las componentes de polarización cruzada en la apertura y consecuentemente en el diagrama de radiación del conjunto reflector-alimentador se anulan y se obtiene, por tanto, una antena sin polarización cruzada.

3.2.2.2. Ganancia.

La máxima ganancia que puede obtener un reflector parabólico se puede calcular aproximadamente mediante la siguiente expresión:

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} A \qquad (3.17)$$

Para un reflector parabólico de boca circular, como el que nosotros vamos a usar, el valor de A, es decir, el área de captación, es la de un círculo:

$$A = \frac{\pi D^2}{4} \qquad (3.18)$$

Con lo que la expresión de la ganancia final queda de la siguiente manera:

$$G = \frac{4\pi}{\lambda^2} \frac{\pi D^2}{4} = \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2 \qquad (3.19)$$

Esta expresión es la máxima ganancia que se conseguiría con un reflector perfectamente construido e iluminado. La expresión real viene corregida por un factor de eficiencia, la eficiencia total η , con lo que la expresión queda:

$$G = \eta \left(\frac{\pi D}{\lambda}\right)^2 \qquad (3.20)$$

3.2.2.3. Eficiencia.

Como hemos visto, la ganancia de una determinada antena viene definida por un parámetro de eficiencia η . La eficiencia total, es el producto de varias eficiencias parciales.

$$\eta = \prod_{i} \eta_{i} \qquad (3.21)$$

Estas eficiencias parciales vienen determinadas por las distintas pérdidas y fenómenos que hacen que la antena no reciba o transmita correctamente toda la energía. Así, la eficiencia

del reflector es una combinación de diversos factores de pérdidas, tales como: la eficiencia de amplitud de la distribución, la eficiencia por desbordamiento ('spillover'), la eficiencia por bloqueo, la eficiencia de fase de la distribución y la eficiencia de polarización, entre otras.

Vamos a explicar algunas de ellas, las que más van a afectar a la hora de realizar el diseño de la bocina.

En la figura 3.16 podemos ver un diagrama de radiación primario uniforme:



Figura 3. 16. Diagrama uniforme de la fuente primaria

Debido a que en la mayoría de las ocasiones el foco está más lejos del borde del reflector que del centro de éste, la energía llega con menor intensidad al borde. Además, si tenemos en cuenta que la energía decrece con la inversa de la distancia recorrida, la energía que llega al borde es muy pequeña y entonces estaremos infra-iluminando el reflector parabólico, y no estaremos aprovechando toda la superficie del reflector de la que disponemos. A la diferencia de nivel de señal entre el borde del reflector y el centro se le conoce como 'edge taper'.

Para compensar esta falta de energía en el borde del reflector, lo que se propone es el diagrama de radiación de la figura 3.17. En dicho diagrama la energía que se suministra a los bordes del reflector es mayor que la que llega al centro de la estructura. A este diagrama se le

conoce como diagrama adaptado al reflector parabólico. Es un diagrama ideal que es muy difícil de conseguir en la práctica.



Figura 3. 17. Diagrama adaptado a la superficie del paraboloide

El diagrama de radiación de una antena tipo guía de onda circular puede aproximarse por un diagrama ideal del tipo $cos^n \theta$ como el mostrado en la figura 3.18:



Figura 3. 18. Diagrama aproximado del tipo cosⁿ=0 de una guía de onda circular

Si superponemos el diagrama aproximado de la guía de onda (figura 3.18) con el diagrama adaptado al reflector parabólico (figura 3.17) obtenemos lo siguiente:



Figura 3. 19. Pérdidas por iluminación y 'spillover'

En la figura 3.19 detallamos dos zonas coloreadas, la zona roja, que representa las pérdidas por desbordamiento y la zona azul, que representa las pérdidas debidas a una falta de iluminación en el diagrama de radiación. Estas dos fuentes de pérdidas las explicamos a continuación.

3.2.2.3.1. Eficiencia de amplitud de la distribución o de iluminación.

Son las pérdidas producidas por la iluminación no uniforme de la apertura del reflector. Depende fundamentalmente del diagrama del alimentador elegido (la bocina objeto de diseño), es decir del diagrama de radiación primario. Son las pérdidas que corresponden con las señaladas en color azul en la figura 3.19.

La eficiencia o debida a la iluminación por parte de la fuente primaria se calcula con la fórmula siguiente^[7]:

$$\eta_{ilum} = \frac{\left[\iint_{A} \left| \overrightarrow{E_{a}} \right| dS \right]^{2}}{A \cdot \iint_{A} \left| \overrightarrow{E_{a}} \right|^{2} dS} \qquad (3.22),$$

siendo A el área de la apertura y $\overrightarrow{E_a}$ el campo en la superficie de la misma.

3.2.2.3.2. Pérdidas por 'spillover' o desbordamiento.

Las pérdidas de 'spillover' o pérdidas por desbordamiento consisten en la radiación fuera de la superficie del reflector por parte del alimentador. Sus efectos son una reducción de la ganancia y la aparición de lóbulos de 'spillover' (o radiación directa del alimentador) en el diagrama, es decir, que el alimentador contribuya directamente al diagrama de radiación del conjunto.



Figura 3. 20. Efecto de desbordamiento en un reflector parabólico

La eficiencia de desbordamiento se calcula de la siguiente manera^[7]:

$$\eta_{spillover} = \frac{P_{r,apertura}}{P_{r,feed}} \qquad (3.23),$$

donde $P_{r,apertura}$, es la potencia radiada (o recibida, ya que todo lo que recibe lo refleja) por el reflector; y $P_{r,feed}$, es la potencia radiada por el alimentador (en inglés, 'feed').

Las eficiencias o pérdidas de iluminación y de desbordamiento están íntimamente relacionadas. Si aumentamos la iluminación en el borde de la parábola, disminuirán las pérdidas por iluminación no uniforme, por el contrario, las pérdidas de desbordamiento aumentarán. Del mismo modo, si disminuimos la potencia en el borde del reflector, las pérdidas por 'spillover' disminuirán y la eficiencia por iluminación disminuirá. Por lo tanto, debe haber un compromiso entre las eficiencias de iluminación y la de 'spillover'. Este compromiso lo podemos observar en la siguiente figura^[8]:



Figura 3. 21. Eficiencia total como producto de la eficiencia de iluminación y de 'spillover'

En la figura anterior estamos representando el producto de las dos eficiencias que acabamos de tratar, la eficiencia por iluminación no uniforme y la eficiencia por 'spillover' o desbordamiento. En el eje de abscisas tenemos el valor de iluminación del borde de la parábola con respecto a la potencia que llega al centro de la parábola, este valor es conocido como 'edge taper', al que hemos hecho referencia unas líneas atrás. Vemos que se produce un

máximo para el producto de las eficiencias en torno a los -10 y -12dB. Esto quiere decir, que si un reflector está iluminado con 25dB en su centro, para que haya un máximo de eficiencia, en el borde del reflector debe haber un valor de 25dB-10dB=15dB para que se produzca un máximo en la eficiencia. Éste es un hecho que se suele cumplir de manera habitual para casi todos los alimentadores pero lo difícil es llegar a poder fijarlo.

3.2.2.3.3. Pérdidas por bloqueo del alimentador.

Aparece a causa de la porción de apertura bloqueada debido al alimentador (o subreflector, en sistemas dobles como por ejemplo en el sistema Cassegrain) o debidas a los soportes del alimentador (o del subreflector) o a una combinación de ambas.



Figura 3. 22. Efecto de bloqueo por parte del alimentador

Los efectos observados son la disminución de la directividad, de valor^[7]:

$$\Delta D = 1 - 2 \left(\frac{D_b}{D}\right)^2 \qquad (3.24)$$

donde D_b es la superficie de bloqueo (superficie correspondiente al alimentador) y D es la superficie del reflector.

El efecto más importante del bloqueo es el incremento del lóbulo secundario adyacente al principal^[7]. Depende del tanto por ciento de apertura bloqueada (2a/D): es tolerable hasta un 10%, pero crece rápidamente cuando alcanza el 20%. La reducción de ganancia tiene menos trascendencia porque siempre se puede recuperar aumentando el diámetro del reflector.

$$NLPS = \frac{1}{2} \left(\frac{D_b}{D}\right)^2 \qquad (3.25)$$

Además también se dan posibles problemas de adaptación por reflexión de potencia sobre el alimentador. Al encontrarse éste en el frente de onda del reflector, intercepta parte de la energía reflejada y se produce en él una desadaptación.



Figura 3. 23. Efectos producidos por el bloqueo^[9]

En general, para una apertura cualquiera, se puede calcular la eficiencia por bloqueo como^[7]:

$$\eta_{b} = \frac{\left| \iint\limits_{S_{efectiva}} E_{a} dS \right|^{2}}{\left| \iint\limits_{S_{total}} E_{a} dS \right|^{2}} \qquad (3.26)$$

Si la apertura es circular de radio D/2 con distribución simétrica, y tiene un área de bloqueo centrada de radio *a*, podemos calcular la eficiencia como^[7]:

$$\eta_{b} = \frac{\left| \int_{a}^{D/2} E_{a} \rho d\rho \right|^{2}}{\left| \int_{0}^{D/2} E_{a} \rho d\rho \right|^{2}} \qquad (3.27)$$

Y si además, la distribución es uniforme, podemos tomar la expresión siguiente^[7]:

$$\eta_b \approx \left(1 - \frac{\pi a^2}{\pi (D/2)^2}\right)^2 = \left(1 - \frac{S_b}{S}\right)^2$$
 (3.28),

donde S_b es la superficie de bloqueo (superficie correspondiente al alimentador) y S es la superficie del reflector.

Una curva típica de eficiencias podría ser la mostrada a continuación:



Figura 3. 24. Curva típica de eficiencias de un reflector en función de la relación f/D

En la figura 3.24, la curva roja representa la eficiencia total de un reflector parabólico en función de la relación f/D, para un alimentador dado. Por otro lado, la línea verde

representa las pérdidas por iluminación no uniforme del alimentador, la línea azul representa las pérdidas por desbordamiento y la rosa, las pérdidas por bloqueo.

A mayor f/D, mayores son las pérdidas por desbordamiento, ya que el alimentador se encuentra más alejado del reflector y su diagrama de radiación supera el área del reflector. Por el contrario, las pérdidas por iluminación no uniforme son menores, ya que cuanto más lejos esté el alimentador, más eficientemente se ilumina el reflector.

A menor f/D pasa lo contrario, las pérdidas de desbordamiento disminuyen porque no llega a salir energía de la parábola y las pérdidas de iluminación aumentan, porque no llega a iluminar al 100% al reflector.

De nuevo vemos el compromiso entre pérdidas por desbordamiento y pérdidas por iluminación no uniforme. Más claramente lo vemos en la figura 3.25:



Figura 3. 25. Pérdidas por desbordamiento y por iluminación no uniforme para distintas relaciones f/D

Por otro lado, cuando f/D es grande, las pérdidas por bloqueo se hacen menos importantes ya que el alimentador está lejos y casi no bloquea la energía reflejada en el reflector. Cuando f/D es pequeño se hacen más presentes las pérdidas por bloqueo.

3.2.2.3.4. Eficiencia de fase de la distribución.

Es la combinación de las pérdidas ocasionadas por desalineaciones del alimentador y deformaciones del reflector.

Por un lado tenemos la tolerancia del reflector que es el efecto debido a que el reflector no sea una superficie perfectamente parabólica. Esto puede incurrir básicamente en errores de fase en la apertura que se traducirán en una pérdida de eficiencia y la aparición de una radiación difusa parásita. Un estudio de los efectos de la rugosidad de la superficie realizado por Ruze establece que para un error cuadrático medio de la superficie, σ , la pérdida de directividad puede expresarse como^[7]:

$$\Delta D = -4.3 \left(\frac{4\pi\sigma}{\lambda}\right)^2 (dB) \qquad (3.29)$$

Por otro lado tenemos las pérdidas por desplazamiento axial que son debidas a la variación de la posición del alimentador en el eje X.



Figura 3. 26. Efecto de desplazamiento del alimentador en el eje X

El centro de fase de la bocina debe estar ubicado en el foco del reflector parabólico. El hecho de que no se dé lo anteriormente citado provoca un error de tipo cuadrático en el campo de la apertura que disminuye la directividad (ganancia):

$$\Delta D = \frac{\sin x}{x} \qquad (3.30)$$

con

$$x = \frac{\frac{2\pi d_x}{\lambda}}{1 + \left(\frac{4f_D}{D}\right)^2} \qquad (3.31)$$

siendo d_x el desplazamiento que sufre el alimentador en el eje X.

También como consecuencia de la no ubicación del centro de fase de la bocina en el foco del reflector tenemos las pérdidas por desplazamiento lateral el cual causa un apuntamiento del haz en sentido contrario al del movimiento del alimentador. Este tipo de error causa una disminución de la ganancia y un incremento asimétrico en el nivel de los lóbulos secundarios llegando incluso a juntarse uno de ellos con el lóbulo principal.

3.2.2.3.5. Eficiencia de polarización.

Viene condicionada por la asimetría de la distribución de campo sobre la apertura y por la presencia de polarizaciones cruzadas en la misma.

En reflectores dobles (no es el caso) se añade la pérdida por difracción del subreflector.

3.2.3. Reflector parabólico usado.

Para poder efectuar nuestras medidas debemos conocer los parámetros más importantes del reflector parabólico. Lo que hemos hecho ha sido contactar con un proveedor de reflectores parabólicos. Dicho proveedor es la empresa alemana Doebis GmbH & Co. KG. Doebis nos proporcionara un reflector parabólico de 5 metros y con un ratio f/D de 0,3.

La hoja de especificaciones del reflector se encuentra al final de este documento, como anexo.

4. DISEÑO DE LA BOCINA

En este apartado de la memoria vamos a explicar los pasos que hemos seguido para diseñar nuestra bocina, aplicando los conocimientos que hemos obtenido con las explicaciones teóricas.

Como hicimos en el apartado previo, vamos a comenzar con el diseño de la guía de onda circular, le introduciremos la excitación y obtendremos los resultados. A continuación haremos una mejora del diseño y le añadiremos el anillo obturador. Antes de esto, explicaremos el por qué de usar dicho anillo. Una vez con el anillo, sacaremos resultados y conclusiones.

En ambos diseños, lo que vamos a buscar es la adaptación a la frecuencia de trabajo, por medio de los parámetros de dispersión o parámetros de 'scattering'. Otro parámetro que buscaremos será el diagrama de radiación tanto en coordenadas polares como cartesianas. Asimismo, observaremos los campos electromagnéticos en campo cercano así como la polarización que se observa. Todo esto lo habremos hecho con la herramienta software *HFSS*. Llegados a este punto, usaremos una herramienta llamada *Feedpatt*, con la que analizaremos la estructura bocina-reflector. Debido a que el reflector parabólico es una estructura excesivamente grande, no podremos usar *HFSS* para analizarla, así que haciendo uso del programa *Feedpatt*, calcularemos parámetros tan importantes como algunas de las eficiencias más importantes, para, de este modo, fijar las dimensiones óptimas del anillo obturador.

4.1 Guía de onda circular

Comenzamos construyendo la guía de onda circular. Como comentábamos anteriormente, la guía de onda debe ser capaz de propagar el modo fundamental y de atenuar los modos superiores. Además, ésta debe estar adaptada a la frecuencia de 1420MHz.

Para crear la guía en el entorno de trabajo de *HFSS*, vamos a poner sus dimensiones en función de la 'correspondiente' longitud de onda. Decimos correspondiente, porque vamos a trabajar con dos longitudes de onda distintas: la longitud de onda de trabajo λ_0 , es decir, la

que corresponde con la frecuencia de 1420MHz, y la longitud de onda de la onda que se forma dentro de la guía λ_g , como ya explicamos en la sección correspondiente.

4.1.1. Monopolo radiante

Antes de comenzar con el diseño propiamente dicho de la bocina, vamos a diseñar el elemento radiante que colocaremos dentro de la bocina para que excite el modo TE_{11} : un monopolo.

El elemento radiante será un monopolo de longitud $\frac{\lambda_o}{4}$. Este monopolo irá soldado a un conector coaxial tipo N. El modelo usado es el RFN 1021-4 o su correspondiente el Amphenol P/N 82-368.

Podemos ver una foto del conector usado:



Figura 4. 1. Conector RFN 1021-4 de dieléctrico extendido

Las dimensiones de este conector son las que mostramos en la tabla 4.1:

Parte	Dimensión [mm]
Radio conductor interior	0,635
Radio conductor exterior	2,180
Radio dieléctrico	1,995
Grosor conductor exterior	0,185
Longitud coaxial	10

Tabla 4.1. Partes del coaxial

El grosor del conductor exterior no es un parámetro importante, así que hemos optado por coger una medida de 0,185mm. La longitud tampoco es un parámetro crítico, así que hemos tomado un valor de 10mm, lo suficientemente grande para que pueda atravesar la pared de la guía.

Con estas dimensiones nos vamos al programa *HFSS* y creamos el coaxial. En la siguiente imagen podemos observar como queda el coaxial:







A este coaxial lo que hacemos es añadirle un monopolo de $\frac{\lambda_o}{4}$ y de un radio de 1,57mm, por convenio, después comprobaremos el efecto de cambiar su valor. En principio, el valor de la longitud del monopolo será de $\frac{\lambda_o}{4}$, pero la teoría no se corresponde fielmente con la práctica, así que modificaremos su valor hasta que obtengamos un resultado óptimo.

Así, teniendo en cuenta que f_o=1420MHz, calculamos el valor de la longitud de onda con ayuda de la fórmula $c = \lambda \cdot f$. Así, λ_0 =21cm, y los valores del monopolo serán:

Parte	Dimensión [mm]
Radio monopolo	1,57
Longitud monopolo	$\lambda_{o}/4=52,75$

Tabla	4.2.	Partes	del	mono	polo
-------	------	--------	-----	------	------

Con estos valores creamos el monopolo de material cobre y lo añadimos al diseño del coaxial creado anteriormente. De esta manera el diseño quedará de la forma siguiente:



Figura 4. 4. Coaxial y monopolo en el sistema de coordenadas

Como podemos observar en la figura 4.5, el monopolo no está del todo unido al conector, sino que sobresale el conductor interior del coaxial y éste se une al monopolo. La forma de unirlo en la realidad será con un punto de soldadura.



Figura 4. 5. Parámetros en HFSS del monopolo

De momento la distancia que sobresale el conductor interior (variable introduced) la vamos a dejar en 1mm. Más tarde, una vez tengamos el monopolo en la bocina, variaremos esa distancia para ver la forma en la que ésta afecta a los resultados. Vamos a crear una simulación para comprobar que efectivamente el monopolo radia y puede transmitir ondas electromagnéticas.

La forma de crear el análisis y lo que hay que hacer para que éste funcione correctamente lo explicamos a continuación para este caso, pero no para los demás, ya que se hace de igual forma.

En el campo *Project Manager* de la ventana principal del programa *HFSS* pulsamos botón derecho sobre *Analysis* y seleccionamos *Add solution setup*... de lo cual nos aparecerá el siguiente cuadro de diálogo, que rellenaremos como viene a continuación:

Solution Setup
General Advanced Ports Defaults
Solution Frequency: 1.42 GHz 💌
Solve Ports Only
Adaptive Solutions
Maximum Number of Passes: 10
Maximum Delta S Per Pass: 0.02
Use Defaults
Aceptar Cancelar

Figura 4. 6. Análisis creado a 1,42GHz (Setup Analysis)

Seleccionamos como frecuencia solución 1,42GHz, que es nuestra ya conocida frecuencia de trabajo. Asimismo, definimos el número máximo de pasos que debe dar el algoritmo para obtener la convergencia en 10 (*Maximum Number of Passes*), número suficiente para conseguir que converja. La propiedad *Maximum Delta S Per Pass* la dejamos en el valor por defecto (0,02), un valor más que válido para dar por buena la solución en caso de obtener la convergencia. En el momento en que el valor de *Delta S* esté por debajo de 0,02, se detendrá el algoritmo y se habrá alcanzado la convergencia y con ello un buen resultado en los campos calculados.

Debemos rodear el monopolo de una caja a la que le asignaremos material vacío, ya que si no hacemos esto, *HFSS* tomará todo el espacio en contacto con el monopolo como

conductor, y no podrá propagarse ninguna onda electromagnética. A continuación, a las paredes de la caja de vacío les asignaremos condiciones de radiación, con lo que *HFSS* calculará los campos sólo hasta que llegue a dichas paredes. De este modo, nuestro diseño quedará como se muestra en la figura 4.7:



Figura 4. 7. Monopolo dentro de la caja de vacío

Como hemos comentado anteriormente, a la caja le asignamos material vacío (*vacuum*). Para asignar las condiciones de contorno a las caras del paralelepípedo, seleccionamos cada una de las caras, y posteriormente, con cada una de las caras, nos vamos al *Project Manager* y pinchamos con el botón derecho sobre la opción *Boundaries* y seleccionamos *Assign/Radiation*. Igual que con la excitación antes añadida, nos pedirá un nombre, se lo damos y pulsamos *Ok*.



Figura 4.8. Condición de radiación

Pero para que el monopolo comience a radiar energía tenemos que dotarlo de excitación alguna. Lo que hacemos es añadir una excitación de modo *WavePort* a la superficie del extremo del coaxial. Para ello, nos vamos de nuevo al *Project Manager* y pulsamos botón derecho del ratón sobre *Excitations*, previamente habiendo seleccionado, por medio de la opción de *HFSS Select Faces*, las caras del coaxial que queremos excitar, y seleccionamos *Assign/Wave Port*...



Figura 4. 9. Cara del coaxial donde se asigna el puerto de entrada (Wave Port)

Nos aparecerá un cuadro de diálogo en el nos pedirá un nombre para la excitación y también el número de modos que queremos excitar, en este caso activaremos únicamente un modo, el modo fundamental:

/ave Por	t				×
General	Modes	Post Processing Defaults	1		
Numbe	r of Mode	is: 1		Update	
M	ode	Integration Line	0	Characteristic Imp. (Zo)	
1		None	Zpi		
🗖 Pola	Polarize E Field				
Use Defaults					

Figura 4. 10. Excitación de los modos del Wave Port

Llegados a este punto, para comprobar que no se solapa ninguno de los elementos y ver que tenemos creadas las condiciones de contorno y las excitaciones, lo que hacemos es

validar nuestro diseño. Para ello, pulsamos en *HFSS/Validation Check...*, y nos aparecerá la ventana siguiente donde vemos que está todo correcto:

Validation Check: new_probe - HFSSModel1		×
Validation Check completed.	 D Model Boundaries and Excitations Mesh Operations Analysis Setup Optimetrics Radiation 	1
Abort Close		

Figura 4. 11. Validación del diseño

Lo último que nos queda antes de proseguir con el análisis de la estructura es comprobar que realmente se excita el modo esperado en el puerto del coaxial. Para esto, lo que hacemos es abrir las propiedades del *Setup* creado anteriormente y en la pestaña *General*, activar la casilla *Solve Ports Only*, para únicamente calcular los campos en los puertos creados.

Solution Setup	X
General Advanced Ports Defaults	
Solution Frequency: 1.42 GHz 💌	
Solve Ports Only	
Adaptive Solutions	
Maximum Number of Passes: 15	
Maximum Delta S Per Pass: 0.02	
Use Defaults	
Aceptar	Cancelar

Figura 4. 12. Resolución únicamente de los puertos

Como vemos, se desactivan los campos de texto de máximo número de pasos para alcanzar la convergencia y de máximo *Delta S* por paso.

De este modo, pulsamos el botón derecho encima del 'setup' creado y seleccionamos *Analysis*. El programa ejecuta el algoritmo para obtener la solución únicamente en el puerto.

En la figura 4.13 vemos el resultado obtenido, seleccionando en el *Project Manager*, *Port Field Display/WavePort1/Mode 1*, pulsando con el botón derecho y seleccionando *Zoom To Region*...



Figura 4. 13. Modo TEM en el coaxial

En la figura anterior, se ve claramente cómo se excita el modo fundamental en el coaxial (el modo TEM), con las líneas de campo partiendo desde el conductor interior al conductor exterior.

Ahora que hemos comprobado el correcto funcionamiento de la excitación asignada (tipo *Wave Port*), estamos listos para efectuar un análisis para verificar el funcionamiento del monopolo.

Volvemos a abrir las propiedades del 'setup' y deseleccionamos la casilla *Solve Ports Only*.

Ahora, pulsamos el botón derecho del ratón en el 'setup' creado y seleccionamos *Analysis*, el programa comenzará su algoritmo, buscando la solución. Vemos que se alcanza la convergencia en tan sólo dos pasos. Esto es así porque es una estructura muy pequeña.

🗼 Solution Data: new_pro	be - HFSSMo	del1		_ 🗆 🗵	
Design Variation: m' r_cond_int='0.635mm' r_monopolo='1.57mm'					
Simulation: Setup1420	MHz 💌 🗔	astAdaptive			
Convergence Profile Matrix	Data				
Number of Passes	Pass Number	# Tetrahedra	Max Mag. Delta S		
Completed 2	1	1300	N/A		
Maximum 10 Minimum N/A	2	1455	0.016827		
Max Mag. Delta S					
Target 0.02 Current 0.016827					
Views G. Tabla					
C Plot					
CONVERGED 🖌					
		Lie	ise		

Figura 4. 14. Convergencia del análisis

Se observa, que en el paso número dos, el máximo *Delta S* tiene un valor menor que el impuesto en las propiedades del 'setup', que era de 0,02 con lo que se alcanza la convergencia.

4.1.1.1. Campos en el monopolo

Vamos a comprobar que se está propagando energía por el coaxial y que éste, a su vez, la transmite al monopolo. Para ello visualizamos los campos en el conductor interior, quedando de la siguiente manera:



Figura 4. 15. Campo cercano en el coaxial y monopolo



Ahora vemos los campos en las paredes de la caja de vacío:

Figura 4. 16. Campo eléctrico en las paredes de la caja de vacío

4.1.1.2. Diagrama de radiación

Vamos a obtener el diagrama de radiación del monopolo en coordenadas polares y en tres dimensiones. El diagrama en tres dimensiones es el que mostramos a continuación:



Figura 4. 17. Diagrama de radiación en 3D del monopolo en espacio libre (toroide)

Debido a que el monopolo tiene una longitud de 52mm y la longitud de onda a la que estamos transmitiendo es 21cm (211mm, longitud de onda correspondiente a la frecuencia de 1,42GHz), podemos decir que estas medidas son comparables, y como consecuencia de ello, no podemos despreciar la distribución de corriente que se forma en el monopolo, siendo ésta sinusoidal. Como podemos apreciar en la figura 4.17, obtenemos el típico toroide con simetría de revolución según en el eje Y (el eje que contiene al monopolo) correspondiente al que genera un dipolo de longitud comparable con la longitud de onda emitida y con una distribución de corriente sinusoidal.

Para poder observar con mayor claridad y conocimiento el diagrama anterior, vamos a representar este diagrama en los planos representativos de la estructura. Teniendo en cuenta las coordenadas polares de la figura 4.18:



Figura 4. 18. Coordenadas polares que usa HFSS

Ahora definimos el plano E como el plano que contiene al vector campo eléctrico y el plano H como el plano que es perpendicular al plano E, y que contiene al vector campo magnético. En un dipolo o monopolo, el campo eléctrico está orientado en la dirección en la que está colocado dicho dipolo o monopolo. En este caso, el monopolo está orientado en la dirección del eje Y, por lo tanto, el campo eléctrico irá en dicha dirección. Por consiguiente,

el plano que contendrá al campo eléctrico será el plano YZ. Dicho plano será el plano E. Contrariamente, el plano H será el perpendicular al plano E, el plano XZ.

Si nos fijamos en el sistema de coordenadas anteriormente mostrado en la figura 4.18, el plano E lo obtendremos haciendo φ =90° y barriendo todo θ . Lo observamos perfectamente con el monopolo en el sistema de coordenadas:



Figura 4. 19. Definición del plano E

Del mismo modo, para obtener el plano H hacemos $\varphi=0^{\circ}$ y barremos en todo θ .



Figura 4. 20. Definición del plano H

Diseño de la bocina

Podemos ver que uno es perpendicular al otro, como hemos comentado con anterioridad.

Los planos E y H coincidirán con los planos E y H de la estructura completa ya que es el monopolo el que marca dónde se ubican dichos planos.

Además de definir lo que son los planos E y H, debemos definir lo que es la copolarización y la cross-polarización.

Definimos la polarización de referencia (co-polarización) como la polarización que queremos que tenga nuestra antena y la polarización cruzada (cross-polarización) como la polarización no deseada. En el caso del monopolo, la co-polarización será la que vaya en favor de la polarización que marca el propio monopolo, es decir, la que va en el sentido de éste.

Así, en el plano E, y teniendo en cuenta cómo se mueven las componentes cilíndricas θ y ϕ según la figura 4.18, y teniendo en cuenta la dirección en la que tenemos al monopolo, obtenemos lo siguiente:



Figura 4. 21. Coordenada ϕ y θ en el plano E

Lo que observamos en la figura 4.21, es que la componente θ en todo momento va a estar contenida en el plano E y además es la que va en favor de la polarización, por lo tanto ésta será la co-polarización. Por el contrario, la componente φ moviéndose desde el eje X hasta el Y para formar el plano E, es perpendicular a θ y tiene siempre la dirección y sentido contrario al eje X: $\hat{\phi} = -\hat{x}$. Observamos que va en contra de la polarización con lo que φ se convierte en la cross-polarización.

Por otro lado, en el plano H obtenemos lo siguiente:



Figura 4. 22. Coordenada ϕ y θ en el plano H

De nuevo, la componente θ está contenida en el plano H y la componente φ vuelve a ser perpendicular a θ pero esta vez $\hat{\phi} = \hat{y}$. En la figura 4.22 el monopolo es el punto negro que hay en el origen de los ejes ya que lleva la dirección del eje Y, por lo que, la componente que va a favor de la polarización y, por tanto, es la co-polarización es la componente φ y por el contrario, la componente θ es la cross-polarización.

Vamos a verificar que el monopolo radia correctamente. Lo comprobamos observando que la polarización de referencia en los planos E y H sea superior a la polarización cruzada o no deseada.

Ahora mostramos la ganancia en decibelios en el plano E, es decir, el que contiene al monopolo.



Figura 4. 23. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano E del monopolo en espacio libre. Ganancia total, en la dirección φ y en la dirección θ

Hemos representado tres trazos distintos. El trazo verde es la ganancia en la dirección θ , G_{θ} . Por otro lado tenemos el trazo rojo que representa la ganancia en la dirección φ , G_{φ} . Observamos que es mucho menor la ganancia G_{φ} que la G_{θ} , del orden de -40dB. Teniendo en cuenta lo que hemos explicado con anterioridad, observamos que la componente θ es mucho mayor que la componente φ , como hemos anticipado. Ahora vamos a observar la ganancia total, de referencia y cruzada en el plano H:



Figura 4. 24. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano H del monopolo en espacio libre. Ganancia total, en la dirección φ y en la dirección θ

Del mismo modo en este plano, se cumple que la componente co-polarizada es la componente φ y la cross-polarizada es la componente θ , como comentamos que debía ser.

4.1.1.3. Adaptación

Ahora hacemos un barrido en frecuencia para mostrar la adaptación a la frecuencia de 1420MHz por medio del parámetro S_{11} .



Figura 4. 25. Parámetro S₁₁ en función de la frecuencia del monopolo en espacio libre

Observamos que en torno a la frecuencia de trabajo 1420MHz, se produce un mínimo lo cual indica adaptación a dicha frecuencia.

Como resumen, podemos decir que en el plano E, la componente que nos interesa que sea la predominante es la componente θ . Por el contrario, en el plano H, la componente mayoritaria ha de ser la φ .

A la hora de comprobar los campos co-polarizado y cross-polarizado cuando hayamos diseñado la bocina, deberá cumplirse que en el plano E la polarización de referencia sea la que lleve la dirección θ y la polarización cruzada, la que lleve la dirección ϕ ; y para el plano H, al contrario, ya que el monopolo es el que marca la polarización que tendrá la bocina.
4.1.2. Análisis de la guía de onda circular excitada con el monopolo

El radio de la guía lo pondremos en función de λ_o y la longitud de ésta estará en función de $\lambda_g.$

Aplicando la teoría que explicamos en el capítulo anterior, si observamos la tabla 3.1, para que se propague el modo TE_{11} y los demás se atenúen, el diámetro *D* de la guía deberá estar comprendido dentro del intervalo siguiente:

$$D \in (0.59\lambda_o, 0.78\lambda_o)$$

Dentro de este rango, hemos elegido el valor del punto medio del intervalo:

$$D = 0.68\lambda_o \qquad (4.1)$$

A la longitud de la guía le damos un valor. Como por teoría no se especifica un valor concreto para longitud, lo único que sabemos es que debe ser lo suficientemente grande como para que se propague el modo fundamental, le damos un valor arbitrario:

$$l = 0.75\lambda_g \qquad (4.2)$$

Con estos valores creamos la guía de onda, quedando de la siguiente manera:



Figura 4. 26. Guía de onda circular

A toda la guía la hemos dotado de material aluminio y además, le hemos dado un grosor de 2mm, aunque más tarde comprobaremos si afecta a la respuesta en frecuencia la variación de esta dimensión.

Como observamos, la guía de onda está orientada en el eje Z. El monopolo lo creamos orientado en el eje Y. Así, lo añadimos a la guía, quedando de la siguiente manera:



La posición del monopolo con respecto a la guía en el eje Z, como comentamos en la

onda circular

respecto a la guía de onda circular

parte de teoría, debe ser de $\frac{\lambda_g}{4}$, siendo esta posición la de un máximo de la onda formada dentro de la guía circular.

Es importantísimo a la hora de fabricar la bocina e insertarle el monopolo que éste esté perfectamente perpendicular, como se ve en la figura 4.28, ya que puede afectar de manera crítica a la respuesta de los parámetros de dispersión.

Le añadimos las regiones de material vacío, con sus correspondientes condiciones de radiación y creamos el análisis. Esta vez necesitaremos más pasos para alcanzar la convergencia ya que la estructura es más complicada. Además hemos añadido paneles en sitios específicos donde podemos visualizar los campos con más claridad.

4.1.2.1. Campos en la guía de onda

Efectuamos la simulación y observamos el campo eléctrico en magnitud en la boca de la guía para ver el modo que se propaga:



Figura 4. 29. Campo eléctrico en la boca de la guía. Propagación del modo TE₁₁

Vemos que, si comparamos la figura 4.29 con la figura 3.4, el modo que se propaga es, efectivamente, el modo TE_{11} . Ahora comprobamos el vector campo eléctrico:



Figura 4. 30. Vector campo eléctrico en la boca de la guía

En esta ocasión se ve mucho más claro que el modo que está propagándose es el TE_{11} . Vemos, además como las líneas de campo eléctrico están la mayor parte de ellas orientadas en la misma dirección que el monopolo. Las líneas que no están en la misma dirección son las que contribuyen a la cross-polarización.



Figura 4. 31. Vector campo magnético en la boca de la guía

En esta imagen estamos mostrando el vector campo magnético, que como podemos observar forma un ángulo de 90° con respecto al vector campo eléctrico, a pesar del efecto de difracción que se da en los bordes de la guía.

Ahora mostraremos el campo eléctrico a lo largo de la guía. Primero mostraremos el campo eléctrico en el plano E que como sabemos es el que contiene al monopolo.



Figura 4. 32. Campo eléctrico en el plano E en el interior y exterior de la guía

Podemos observar perfectamente cómo se crea la onda a partir del monopolo y ésta se desplaza a lo largo de la guía hasta que sale al exterior. Además podemos observar que en la cara cerrada de la guía el campo eléctrico siempre es nulo (siempre de color azul), tal y como queríamos que sucediera para que no hubiera reflexiones en el fondo de la guía de onda.

También podemos visualizar el vector campo eléctrico y el campo magnético y observar que entre sí son perpendiculares y que además el vector campo eléctrico está contenido en el mismo plano que el monopolo, el plano E.



Figura 4. 33. Vector campo eléctrico en el plano E en el interior de la guía

					_				
_			•	•		-	-		
						Ł.			
					- 14	11			
						Γ.			
					•				
					•				
	•	•	•		1.1				
					_				
	-								
				 	-				
	6 M (6								

Figura 4. 34. Vector campo magnético en el plano E en el interior de la guía

Casi no se puede apreciar el campo magnético, ya que son puntos, lo cual quiere decir que va hacia dentro del papel. Si giramos la guía y la ponemos en perpendicular podremos ver con mayor claridad el vector campo magnético.



Figura 4. 35. Vector campo magnético en el plano E, vista girada 90°

A continuación vamos a comprobar cómo se comportan los campos en el plano perpendicular al plano E, el plano H.



Figura 4. 36. Campo eléctrico en el plano H en el interior y exterior de la guía

En esta captura que muestra el campo eléctrico en magnitud, también podemos apreciar el nulo que se forma en la cara cerrada de la guía. En las siguientes capturas podemos observar el vector campo eléctrico y el magnético. Por un lado el campo eléctrico, que en esta ocasión es perpendicular al plano H. Tenemos dos capturas, la primera del plano H y la segunda del plano H pero en girado 90°:





Figura 4. 37. Vector campo eléctrico en el plano H en el interior de la guía

Figura 4. 38. Vector campo eléctrico en el plano H en el interior de la guía, vista girada 90°

En la segunda captura se ve claramente la onda de longitud de onda λ_g que se forma en la guía y cómo el monopolo está ubicado en un máximo de dicha onda, en la posición $\lambda_g/4$. En el fondo de la guía el campo siempre es nulo, como explicamos en el capítulo anterior, para que al reflejarse se sume siempre en fase con la onda que va en sentido contrario.

El vector campo magnético está contenido en este plano H, como apreciamos en la figura 4.39:



Figura 4. 39. Vector campo magnético en el plano H en el interior de la guía

Observamos claramente al vector campo magnético contenido en el plano H y cómo las líneas de campo dibujan los círculos de las corrientes viajando por la guía.

4.1.2.2. Diagrama de radiación

Una vez observado y entendidos los campos en los planos E y H, podemos visualizar el diagrama de radiación de la guía tanto en coordenadas polares como en cartesianas y en ambos planos.

Comenzamos con mostrar la ganancia en decibelios en un diagrama de radiación en coordenadas polares, el plano E y el H. Representamos la ganancia en la coordenada θ , en la coordenada ϕ y la ganancia total:



Figura 4. 40. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano E de la guía de onda circular con los valores teóricos

Por un lado tenemos el plano E. En él podemos ver que la componente mayoritaria es la componente en la dirección θ , que como explicamos anteriormente, es la que nos interesaba que fuera la mayor, es decir, la componente co-polarizada. La componente en la dirección ϕ , la cross-polarizada, es la minoritaria y está por debajo de la mayoritaria del orden de unos 20dB, lo cual es un resultado bueno.

Por otro lado, en la siguiente figura tenemos representada la ganancia en el plano H. En este plano observamos que la componente co-polarizada (en la dirección φ) es la mayor. También vemos cómo la componente θ , la cross-polarizada, se va unos 20dB por debajo de la co-polarizada, como en el caso del plano E.



Figura 4. 41. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano H de la guía de onda circular con los valores teóricos

A continuación volvemos a representar la ganancia en los planos E y H pero esta vez en coordenadas cartesianas:



Figura 4. 42. Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas en el plano E de la guía de onda circular con los valores teóricos



Figura 4. 43. Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas en el plano H de la guía de onda circular con los valores teóricos

Podemos observar las diferencias de amplitud entre la co-polarización y la crosspolarización. También podemos advertir la presencia de mucha energía radiándose hacia atrás, lo cual no nos interesa. Al mismo tiempo, también intentaremos minimizar la amplitud de los lóbulos secundarios:



En la figura 4.44 mostramos el diagrama de radiación en tres dimensiones:

Figura 4. 44. Diagrama de radiación en 3D de la guía de onda circular con los valores teóricos

Diseño de la bocina

4.1.2.3. Adaptación

A continuación hacemos un barrido en frecuencia de 0,1GHz a 3GHz, para comprobar de qué manera se comporta el parámetro de dispersión S_{11} en 1420MHz. Debemos observar un mínimo de S_{11} para esa frecuencia. Lo que hemos obtenido en este caso es lo siguiente:



Figura 4. 45. Parámetro S₁₁ en función de la frecuencia de la guía de onda circular con los valores teóricos

Como vemos en la figura 4.45, la teoría no es todo lo fiel que debería ser aunque nos hemos acercado bastante: hemos usado los valores teóricos para los cuales debería funcionar perfectamente la estructura, pero no ha sido así, aunque el mínimo sí que está en 1420MHz. Lo que debemos hacer es optimizar estos valores, ya que la respuesta obtenida no es del todo muy mala.

A su vez el parámetro S_{11} es 0dB hasta una determinada frecuencia, la llamada frecuencia de corte, lo que nos indica que no se está propagando nada por la guía. Cuando se sobrepasa ese valor de frecuencia, empieza a propagarse por la guía el modo fundamental. La frecuencia de corte, además, depende del valor del radio de la guía, como mostramos en la ecuación 3.2. Aplicando el valor del radio o diámetro que tenemos, obtenemos el valor de la frecuencia de corte o longitud de onda de corte:

$$\lambda_{c} = 1,71 \cdot D = 1,71 \cdot 0,68\lambda_{o} \Leftrightarrow \frac{c}{f_{c}} = 1,163\frac{c}{f_{o}} \implies f_{c} = \frac{1}{1,163}1,42 = 1,221GHz$$
(4.4)



Si hacemos una ampliación en la zona donde se supera la frecuencia de corte:

Figura 4. 46. Frecuencia de corte

Vemos que coincide con la frecuencia de corte calculada en la expresión 4.4.

4.1.2.4. Variación del diámetro de la guía

A continuación efectuamos un análisis paramétrico variando el valor del diámetro de la guía buscando para qué valor de éste obtenemos la mejor adaptación a 1420MHz. Tenemos que tener en cuenta que al cambiar dicho valor, haremos variar el valor de la longitud de corte del modo fundamental y, a su vez, cambiará el valor de la longitud de la guía ya que también habremos modificado la longitud de onda λ_g . Pero no debemos preocuparnos por esto ya que en el entorno de *HFSS* todas las variables las hemos definido de tal manera que mantengan su proporcionalidad, es decir que siempre tengan el mismo valor con respecto a las longitudes de onda dadas.

Por consiguiente, el análisis paramétrico que hacemos es el siguiente:

Setup Sweep Analysis	5	×
Sweep Definitions Ta	able General Calculations	1
Sync # Variable paso_RWG	Description Add	
Operation Descript	Sync UnSync	
	Aceptar	ncelar

Figura 4. 47. Estudio paramétrico del diámetro de la guía

La variable pasoRWG que se muestra en la figura 4.47 es el valor del diámetro de la guía en función de la longitud de onda de trabajo.

$$pasoRWG = \frac{diámetro}{\lambda_o} \qquad (4.5)$$

Notar que el barrido lo hacemos dentro de los límites donde se propaga sólo el modo fundamental y el resto de modos están al corte.

Y el resultado obtenido lo mostramos a continuación:



Figura 4. 48. Parámetro S₁₁ en función de la frecuencia para diferentes valores del diámetro de la guía



Haciendo un 'zoom' en la zona de interés obtenemos lo siguiente:

Figura 4. 49. Parámetro S₁₁ en función de la frecuencia para diferentes valores del diámetro de la guía. Ampliación de la zona de interés

Para poder observar con mayor exactitud el resultado obtenido, realizamos un barrido más fino en frecuencia.



Figura 4. 50. Parámetro S₁₁ en función de la frecuencia para diferentes valores del diámetro de la guía. Barrido de frecuencia más detallado

La mejor adaptación a 1420 MHz la consegui
mos con el valor de 0,7 λ_0 , alcanzando más allá de -15dB.



Figura 4. 51. Parámetro S₁₁ en función de la frecuencia para diferentes valores del diámetro de la guía. Barrido de frecuencia más detallado. Ampliación de la zona de interés

En la figura 4.52 podemos ver con más detalle el barrido de frecuencia para el valor del diámetro de $0,7\lambda_0$:



Figura 4. 52. Parámetro S₁₁ en función de la frecuencia para el valor óptimo del diámetro de la guía

4.1.2.5. Variación del monopolo: posición y longitud

Dejamos el valor del diámetro en $0,7\lambda_0$ y creamos otra simulación paramétrica pero variando la longitud del monopolo y su posición con respecto a la guía, en busca de una mejor adaptación.

Setu	ıp Swee	p Analysis		×			
Sweep Definitions Table General Calculations							
	Sync #	Variable paso paso_posProbe	Description Add Linear Step from 0.23 to 0.27, step=0.01 Edit Linear Step from 0.23 to 0.27, step=0.01 Edit				
Г			Sync UnSync	,			
	Uperatio	n Description					
			Aceptar	ar			

Figura 4. 53. Estudio paramétrico de la longitud del monopolo y la posición del monopolo con respecto a la guía

Al igual que con el valor del diámetro, la variable paso es la que corresponde con la longitud del monopolo y es igual a:

$$paso = \frac{longitud_monopolo}{\lambda_o}$$
(4.6)

De igual manera, la variable paso_posProbe corresponde con la posición del monopolo en el eje Z y es igual a:

$$paso_posprobe = \frac{posición_monopolo}{\lambda_{g}}$$
(4.7)

Con lo que vemos que dichas variables están en función de λ_o y λ_g respectivamente.

El barrido de frecuencia en que vamos a mostrar los resultados es:

$$f \in (1, 2)GHz$$
 en pasos de 100MHz.

De este modo, mostramos la solución obtenida:



Figura 4. 54. Parámetro S₁₁ en función de la frecuencia para diferentes valores de la longitud del monopolo y de la posición de éste con respecto a la guía

Y si hacemos una ampliación en la zona de interés observamos lo siguiente:



Figura 4. 55. Parámetro S₁₁ en función de la frecuencia para diferentes valores de la longitud del monopolo y de la posición de éste con respecto a la guía. Ampliación de la zona de interés

Vemos que el trazo que más se adapta a nuestras necesidades es el trazo señalado que corresponde a la longitud de $0,23\lambda_o$ y la posición de $0,23\lambda_g$. Para cerciorarnos de este hecho, realizamos un barrido más fino en frecuencia así seremos más exactos al elegir la mejor solución.



Figura 4. 56. Parámetro S₁₁ en función de la frecuencia para diferentes valores de la longitud del monopolo y de la posición de éste con respecto a la guía. Barrido de frecuencia más detallado

Y si hacemos un 'zoom' en la zona lo podemos ver más claramente:



Figura 4. 57. Parámetro S₁₁ en función de la frecuencia para diferentes valores de la longitud del monopolo y de la posición de éste con respecto a la guía. Barrido de frecuencia más detallado. Ampliación de la zona de interés

Aquí observamos que el trazo que más se acerca a nuestros requisitos es el que corresponde con:

 $\begin{cases} longitud \ del \ monopolo = 0.23\lambda_o \\ posición \ del \ monopolo = 0.24\lambda_g \end{cases}$

A continuación, con estos valores vamos a realizar de nuevo una variación del diámetro de la guía, por si encontramos un valor en el que la adaptación sea mejor.



Figura 4. 58. Parámetro S₁₁ en función de la frecuencia para diferentes valores del diámetro de la guía. Longitud y posición del monopolo fijados

Por lo tanto, ya tenemos definido tanto la posición del monopolo en el eje Z, tanto como la longitud de éste, al igual que también el diámetro de la guía:

$$D = 0.7\lambda_o$$

4.1.2.6. Variación de la longitud de la guía

Realizamos de nuevo un barrido, pero variando la longitud de la guía. Como sabemos, la guía ha de ser lo suficientemente larga como para poder albergar el primer modo de propagación. Así, el barrido que hacemos el siguiente:

Setup Sweep Analysi	is 🛛 🔀
Sweep Definitions T	able General Calculations
Sync # Variable paso_LW(Description Add a Linear Step from 0.5 to 1, step=0.05 Edit Delete Delete
	Sync
Operation Descrip	tion
	Aceptar Cancelar

Figura 4. 59. Estudio paramétrico de la longitud de la guía de onda

La variable pasoLWG que aparece en la figura 4.59 es el valor de la longitud de la guía en función de la longitud de onda de la guía:

$$pasoLWG = \frac{longitud}{\lambda_g} \qquad (4.8)$$

Y el resultado que obtenemos es el siguiente:



Figura 4. 60. Parámetro S₁₁ en función de la frecuencia para diferentes valores de la longitud de la guía.

Observando la figura 4.60, se desprende que la longitud óptima de la guía estará dentro del siguiente intervalo *longitud de la guía* $\in (0.73\lambda_g, 0.81\lambda_g)$. A continuación hacemos un barrido en frecuencia más fino



Figura 4. 61. Parámetro S₁₁ en función de la frecuencia para diferentes valores de la longitud de la guía. Barrido de frecuencia más detallado

Y si hacemos un 'zoom' en la zona de interés comprobamos qué variación es la que más se adapta a las necesidades del diseño:



Figura 4. 62. Parámetro S₁₁ en función de la frecuencia para diferentes valores de la longitud de la guía. Barrido de frecuencia más detallado. Ampliación de la zona de interés

Vemos que el mejor trazo es el que corresponde con el valor de longitud:

longitud de la guía = $0.76\lambda_g$

4.1.2.7. Variación de otros parámetros

Ya tenemos fijados los parámetros más importantes de la guía. Ahora queda optimizar los parámetros menos importantes, tales como el grosor de la estructura o la variable que controla el conductor interior del coaxial. Vamos a comprobar cuál es el valor óptimo del parámetro que controla la distancia que sobresale del coaxial el conductor interior (figura 4.5). El resultado que obtenemos es el siguiente:



Figura 4. 63. Parámetro S₁₁ en función de la frecuencia para diferentes valores del parámetro introduced

Observamos que el valor de introduced que centra la adaptación a 1,42GHz es el valor usado todo este tiempo:

introduced=1mm

Capítulo 4

Ahora optimizamos el valor del grosor de la estructura, obteniendo un barrido de frecuencia como el que sigue:



Figura 4. 64. Parámetro S₁₁ en función de la frecuencia para diferentes valores del grosor de la estructura

Vemos que la mejor adaptación la obtenemos con un valor de 1mm. Para el resto de variaciones también se obtienen muy buenos resultados, sólo hay diferencia en el ancho de banda. El grosor de la estructura en la práctica va a depender de los materiales proporcionados. Como vemos no es un parámetro crítico, con lo que nos quedamos con el valor que hemos estado usando hasta ahora.

Grosor=2mm

Por otro lado, nos queda optimizar el diámetro del monopolo, para lo cual volvemos a hacer un nuevo barrido en frecuencia variando dicho parámetro obteniendo el resultado siguiente:



Figura 4. 65. Parámetro S₁₁ en función de la frecuencia para diferentes valores del diámetro del monopolo

Si hacemos una ampliación en la zona:



Figura 4. 66. Parámetro S₁₁ en función de la frecuencia para diferentes valores del diámetro del monopolo. Ampliación de la zona de interés

Igual que ocurría con el grosor del material de la antena, observamos que el diámetro del monopolo influye en el parámetro S_{11} modificando su ancho de banda. Teniendo esto en cuenta, no modificaremos el valor que hemos usado durante todas las simulaciones y lo dejaremos en:

diámetro del monopolo = 1.57mm

4.1.3. Bocina optimizada excitada por el monopolo

Una vez que ya tenemos todos los parámetros de la guía fijados, mostramos el parámetro S_{11} en función de la frecuencia y la ganancia de la polarización de referencia y de la polarización cruzada en los planos E y H como hicimos con la primera aproximación de la guía y observaremos las diferencias entre ambas versiones.

4.1.3.1. Adaptación



Para comenzar, calculamos el parámetro S₁₁ en función de la frecuencia:

Figura 4. 67. Parámetro S_{11} en función de la frecuencia para el diseño óptimo de la guía

Para esta representación hemos realizado un barrido de la frecuencia de unos 200 puntos, es por esto que la variación se ve más ondulada. Vemos perfectamente el pico de adaptación que alcanza menos de -40dB, lo cual es un resultado muy bueno, teniendo en cuenta que dábamos por válido un margen entre -15 y -20dB.

Si de nuevo hacemos un 'zoom' en la zona de adaptación podemos ver perfectamente que se centra justo en 1,42GHz:



Figura 4. 68. Parámetro S₁₁ en función de la frecuencia para el diseño óptimo de la guía. Ampliación de la zona de interés

4.1.3.2. Diagrama de radiación

Ahora mostramos los diagramas de radiación en los planos E y H. En el plano E tenemos lo siguiente:



Figura 4. 69. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano E de la guía de onda circular con los valores óptimos

Si comparamos este resultado con lo que obtuvimos en la primera aproximación (figura 4.40) vemos una reducción en la componente cross-polarizada (-40dB) lo cual nos indica que el diseño ha sido mejorado no sólo en cuanto a la consecución de una mejor adaptación a la frecuencia de 1420MHz sino también en cuanto al diagrama de radiación.

Observamos ahora el plano H:



Figura 4. 70. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano H de la guía de onda circular con los valores óptimos

Lo que observamos que no hemos mejorado es la radiación trasera y la de los lóbulos secundarios.

Ahora mostramos una comparación de la ganancia de la bocina con los valores iniciales y la ganancia de la bocina optimizada tanto en el plano E como en el H:



Figura 4. 71. Comparación de la ganancia correspondiente a la polarización principal en los planos E y H de la guía con los valores teóricos con la guía con los valores óptimos

En esta gráfica observamos la poca diferencia que hay en cuanto al lóbulo secundario y la radiación posterior. En la figura 4.72 comparamos las dos polarizaciones cruzadas:



Figura 4. 72. Comparación de la ganancia correspondiente a la polarización cruzada en los planos E y H de la guía con los valores teóricos con la guía con los valores óptimos

Y por último, volvemos a mostrar el diagrama de radiación en tres dimensiones para poder observar las diferencias que hay con el que obtuvimos en primera instancia, mostrado en la figura 4.44:



Figura 4. 73. Diagrama de radiación en 3D de la guía de onda circular con los valores óptimos

4.1.3.3. Eficiencia

Presentamos las características del sistema antena-reflector. Como comentamos en secciones anteriores vamos a ayudarnos del programa *Feedpatt*.



Figura 4. 74. Eficiencia de la guía de onda con los valores óptimos

En la figura 4.74 hemos representado la eficiencia total así como las pérdidas de iluminación, de desbordamiento y de bloqueo en función del ratio f/D, estas tres últimas en trazo discontinuo.

Como nuestro reflector tiene un ratio f/D de 0,3, debemos fijarnos en los parámetros calculados para dicho valor. Vemos que la eficiencia que se alcanza para 0,3 de f/D es más o menos de un 68%. Otro parámetro que debemos notar es la eficiencia por bloqueo. Dicha eficiencia es considerablemente baja, debido a que estamos enfrentando una bocina de 0,7 λ_0 con un reflector de 23,6 λ_0 (5 metros), así que produce un bloqueo mínimo.

	En función de las longitudes de onda	En milímetros
Diámetro de la guía	0,70λ _o	147,7
Longitud de la guía	0,76λ _g	293,36
Posición del monopolo	0,24λ _g	96,64
Longitud del monopolo	0,23λ₀	50,64
Grosor de la estructura	-	2
Variable introduced	-	1
Diámetro del monopolo	-	1,57

En la siguiente tabla resumimos los valores óptimos de la guía de onda circular:

Tabla 4.3. Resumen de los parámetros óptimos de la guía de onda circular

Lo que vamos a hacer en el siguiente apartado es mejorar la estructura para que obtenga una mayor eficiencia para un f/D de 0,3. Además, como hemos indicado durante este apartado, debemos reducir la radiación hacia atrás, así como los lóbulos secundarios, ya que estos fenómenos son perjudiciales.

La manera en la que vamos a mejorar el diseño es añadiendo un anillo alrededor de la guía de onda. Con esto lo que conseguiremos será hacer menos directivo el diagrama de radiación de ésta, y así podremos iluminar con mayor eficiencia, el reflector.

4.2. Guía de onda circular con anillo: bocina circular.

Una vez entendemos y tenemos diseñada la guía de onda circular pasamos a insertar en el diseño la otra parte fundamental de la bocina, el anillo.



Figura 4. 75. Parámetros geométricos de la bocina^[8]

Como vemos en la figura 4.75, el bloqueo no será la boca de la guía sino que será el área que forma la guía y el anillo conjuntamente. Esto nos dará un área mayor y, consecuentemente, una mayor pérdida por bloqueo. Más tarde comprobaremos que el aumento del área por parte de la bocina no es algo muy crítico ya que seguiremos teniendo muy pocas pérdidas por bloqueo, debido a que, en comparación con el reflector, la bocina es muy pequeña, en términos de λ_0 .

También en la figura 4.75, podemos ver los parámetros más importantes de nuestro diseño, tales como diámetro y longitud de la guía y posición, anchura y profundidad del anillo.

De nuevo, usamos *HFSS* para crear la nueva estructura radiante. Procediendo de igual manera que con la guía de onda obtenemos el siguiente diseño:



Figura 4. 76. Vista de la bocina en HFSS

Al igual que hicimos con la guía de onda, en esta ocasión también debemos crear los volúmenes de vacío.

A los parámetros concernientes al anillo mostrados en la figura 4.76 vamos a darles un valor de inicio para luego buscar su valor óptimo. Estos valores van a ser:

anchura =
$$\frac{\lambda_o}{2}$$

profundidad = $\frac{\lambda_o}{2}$
posición del anillo = 0

Como observamos estos tres parámetros (la posición del anillo también) están en función de la longitud de onda de trabajo λ_0 .



Figura 4. 77. Parámetros anchura y profundidad en la bocina

La figura 4.78 muestra la bocina con el valor de la posición del anillo igual a 0. En este caso la boca de la guía y el borde del anillo están a la misma altura.



Figura 4. 78. Bocina con posición del anillo igual a 0

Si el valor de dicho parámetro es positivo, el borde abierto del anillo estará por debajo del borde abierto de la guía, como en la figura 4.79:



Figura 4. 79. Bocina con posición del anillo positiva

Si por el contrario, el valor del parámetro es negativo, la boca de la guía estará por debajo del borde del anillo:



Figura 4. 80. Bocina con posición del anillo negativa

El funcionamiento del anillo se basa en que la onda que sale (o entra, recordemos el teorema de reciprocidad) de la guía de onda sufre el efecto de la difracción en los bordes de ésta con lo que parte de la energía se propaga hacia la zona posterior de la guía (de ahí que existieran lóbulos de radiación traseros en los diseños anteriores). Esta fracción de potencia radiada hacia atrás la recoge el anillo, el cual hace que rebote en su interior, y ésta salga despedida en la misma dirección que el frente principal que en primera instancia no padeció la difracción. A raíz de esto, se disminuye la radiación posterior con respecto al diseño anterior.

4.2.1. Bocina con valores iniciales

4.2.1.1. Campos en la bocina

Visualizamos los campos cercanos en la estructura. En general van a ser muy parecidos a los mostrados en las figuras 4.32 y 4.36. Lo interesante de esto va a estar centrado en las inmediaciones del anillo. Vamos a ver el efecto que produce éste. Primero vemos el plano E:



Figura 4. 81. Campo eléctrico en el plano E en el interior y exterior de la bocina

Observamos que se introduce la radiación en el interior del anillo, para luego salir rebotada hacia el exterior con lo cual no se traspasa mucha energía hacia la parte posterior de la antena. Ahora vemos el campo cercano en el plano H:



Figura 4. 82. Campo eléctrico en el plano H en el interior y exterior de la bocina

4.2.1.2. Adaptación

A continuación, observamos el parámetro S_{11} en frecuencia para ver que sigue adaptado a la frecuencia de 1420MHz.



Figura 4. 83. Parámetro S₁₁ en función de la frecuencia de la bocina con los valores iniciales

El hecho de haber introducido el anillo en el diseño no ha de cambiar la respuesta del parámetro de dispersión S_{11} ya que éste únicamente depende de los parámetros asociados a la guía de onda y monopolo: diámetro de la guía y posición y longitud del monopolo.
$\label{eq:entropy} El nivel del parámetro S_{11} se mantiene muy cerca de los -40dB obtenidos con la guía de onda optimizada$

4.2.1.3. Diagrama de radiación

Ahora vamos a observar los cambios que hayan podido producirse en el diagrama de radiación, tanto en el plano E como en el H, debido a la inserción del anillo obturador. Primero lo observamos en coordenadas polares:



Figura 4. 84. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano E de la bocina con los valores iniciales



Figura 4. 85. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano H de la bocina con los valores iniciales



El diagrama de radiación en coordenadas cartesianas es:

Figura 4. 86. Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas en el plano E de la bocina con los valores iniciales



Figura 4. 87. Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas en el plano H de la bocina con los valores iniciales

Como podemos observar, la componente co-polarizada sigue siendo mucho mayor que la cross-polarizada. De hecho, hemos conseguido una ganancia en la componente de referencia de 1dB por encima si lo comparamos con el diseño de la guía de onda sin el anillo y además ha descendido más la componente cruzada. En la siguiente imagen podemos ver una gráfica que compara los diagramas de radiación en el plano E y en el plano H de la guía de onda sin anillo (en su versión optimizada) y con anillo, en la que podemos observar las diferencias.



Figura 4. 88. Comparación de la ganancia total en los planos E y H de la guía con los valores óptimos con la bocina de valores iniciales

En la figura 4.88, donde hemos representado la ganancia total, vemos con más exactitud cómo la radiación posterior ha disminuido bastante en el nuevo diseño.

Mostramos ahora la comparación de las componentes de referencia en cada uno de los planos:



Figura 4. 89. Comparación de la ganancia correspondiente a la polarización principal en los planos E y H de la guía de valores óptimos con la bocina de valores iniciales

La componente de referencia es casi igual a la total, debido a que hay muy poca componente cruzada o de cross-polarización.



Ahora comparamos las componentes cruzadas en cada uno de los planos:

Figura 4. 90. Comparación de la ganancia correspondiente a la polarización principal en los planos E y H de la guía de valores óptimos con la bocina de valores iniciales

La componente cruzada ha disminuido en el plano E pero no en el plano H aunque estamos hablando en márgenes de 20-30dB negativos, lo cual no perjudica al diseño ya que son valores muy por debajo de la polarización de referencia.

El diagrama de radiación en tres dimensiones es el que mostramos a continuación:



Figura 4. 91. Diagrama de radiación en 3D de la bocina de valores iniciales

Como venimos diciendo, si comparamos este diagrama con el diagrama de la figura 4.73 podemos observar una disminución de la radiación posterior.

4.2.1.4. Eficiencia

Calculamos las eficiencias del conjunto reflector-bocina para este nuevo diseño:



Figura 4. 92. Eficiencia de la bocina de valores iniciales

En esta ocasión podemos ver de qué manera ha mejorado el anillo las prestaciones de nuestra bocina. Podemos ver que la eficiencia total está casi por encima del 70%, por lo que respecto al caso anterior se ha mejorado en más de un 2%. A su vez, las pérdidas por bloqueo han aumentado, lo cual es lógico teniendo en cuenta que el área de captación de la bocina ahora es mayor $(1,7\lambda_0)$ que en el caso anterior $(0,7\lambda_0)$, aunque estas pérdidas siguen siendo despreciables con respecto a las pérdidas por iluminación no uniforme y las pérdidas por desbordamiento o 'spillover'.

4.2.2. Variación de la posición del anillo

En esta sección modificaremos las dimensiones del anillo en busca de una mayor eficiencia de iluminación. Vamos a comenzar haciendo un análisis paramétrico de la posición del anillo con respecto a la guía de onda.

Set	Setup Sweep Analysis 🔀						
S	Sweep Definitions Table General Calculations						
		·	· · · ·				
	Sync #	Variable	Description Add				
		paso_choke	Linear Step from -0.1 to 0.25, step=0.05				
			Delete				
			Sync UnSync				
	Operatio	n Descriptio	n				
			Aceptar Cancela	r			

Figura 4. 93. Estudio paramétrico de la posición del anillo con respecto a la guía

A continuación, en las figuras 4.94 y 4.95, mostramos la ganancia en coordenadas polares en los planos E y H respectivamente:



Figura 4. 94. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano E de la bocina para distintos valores de la posición del anillo



Figura 4. 95. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano H de la bocina para distintos valores de la posición del anillo

Para poder entender el efecto que causa la variación de la posición del anillo, en la siguiente figura mostramos únicamente cuatro variaciones de esta variable: posChoke=[- $0,1\lambda_0, 0\lambda_0, 0,15\lambda_0, 0,25\lambda_0$]:



Figura 4. 96. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano E de la bocina para cuatro valores concretos de la posición del anillo

Como vemos, a medida que aumentamos la posición del anillo, el diagrama se hace menos directivo y se achata, aumentando la radiación lejos del centro, para poder iluminar más eficientemente el reflector.

Ahora mostramos las eficiencias para cada una de las cuatro variaciones anteriores para ver cómo en términos de eficiencia afecta la posición del anillo:



Figura 4. 97. Eficiencia del reflector: posición del anillo igual a -0,1 λ_0



Figura 4. 99. Eficiencia del reflector: posición del anillo igual a 0,15_λ0



Figura 4. 98. Eficiencia del reflector: posición del anillo igual a 0λ_o



Figura 4. 100. Eficiencia del reflector: posición del anillo igual a 0,25λ₀

La figura 4.97 es la correspondiente a $-0,1\lambda_0$. En ella vemos que la eficiencia para un reflector de f/D=0,3 está en torno al 65%. En la figura 4.98, la correspondiente a $0\lambda_0$, aumenta la eficiencia hasta un 70%. En la 4.99, llega a un 76% y en la 4.100, la que corresponde con $0,25\lambda_0$ desciende la eficiencia hasta un 71%. En la figura 4.96 podíamos observar una variación parecida en el ángulo θ_0 : en las tres primeras variaciones iba aumentando el nivel de ganancia y en la última descendía de nuevo.

Observando las figuras 4.94 y 4.95 y teniendo en cuenta lo explicado en los párrafos anteriores, podríamos adelantar, de forma cualitativa dentro de qué rango debe estar el valor de la posición del anillo: entre $0,05\lambda_0$ y $0,2\lambda_0$ tenemos un diagrama de radiación en ambos planos con menos radiación trasera y con menos radiación en el centro de la distribución y más radiación lejos de dicho centro, con lo que se optimizaría la iluminación del área del reflector.

En las figuras 4.101 y 4.102 representamos la ganancia en coordenadas cartesianas en los planos E y H respectivamente:



Figura 4. 101. Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas en el plano E de la bocina para distintos valores de la posición del anillo

En estas representaciones podemos ver con más claridad el efecto de cambiar la posición del anillo: el diagrama lejos del centro aumenta en detrimento de la disminución de éste en el centro de la radiación, provocando el achatamiento observado en la figura 4.101. En la figura 4.102 hemos realizado una ampliación entre θ_0 =-100° y θ_0 =100°:



Figura 4. 102. Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas en el plano E de la bocina para distintos valores de la posición del anillo. Ampliación de la zona de interés

De igual modo que ocurría en el plano E, pasa en el plano H: el centro se achata, como podemos observar en las figuras siguientes:



Figura 4. 103. Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas en el plano H de la bocina para distintos valores de la posición del anillo



Figura 4. 104. Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas en el plano H de la bocina para distintos valores de la posición del anillo. Ampliación de la zona de interés

De manera cuantitativa, para elegir la posición óptima observamos el valor de la eficiencia total que obtenemos con el programa *Feedpatt*. De esta manera, en la tabla 4.4 representamos la eficiencia para cada una de las posiciones dadas:

Posición del anillo	-0,1λ _o	-0,05λ _o	0	0,05λ _o	0,1λ _o	0,15λ _o	0,2λ _o	0,25λ _o
Eficiencia (%)	66	68	70	73	76	77	74	71

Tabla 4.4. Valores de eficiencia de un reflector de *f/D*=0,3 para diferentes valores de la posición del anillo de una bocina

Como adelantamos anteriormente, los valores de eficiencia más altos corresponden con el intervalo $0,05\lambda_o - 0,2\lambda_o$. Si observamos en la tabla 4.4, el valor óptimo de la posición del anillo es $0,15\lambda_o$, con lo que la guía de onda sobresaldría al borde del anillo. En la figura 4.105 podemos ver las eficiencias y pérdidas para este mejor caso de $0,15\lambda_o$:



Figura 4. 105. Eficiencia del reflector para el valor óptimo de la posición del anillo

Ahora representamos el diagrama de radiación para el valor óptimo de la posición del anillo. Para el plano E tenemos lo mostrado en la figura 4.106:



Figura 4. 106. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano E de la bocina para el valor óptimo de la posición del anillo

Como comentamos con anterioridad podemos ver una reducción de radiación posterior, así como una reducción de los lóbulos secundarios. Asimismo, notamos una reducción del nivel de energía a 0°, en contraposición de la subida de dicho nivel en zonas lejanas al centro, lo cual beneficia la iluminación de la superficie del reflector.

Igualmente, en el plano H obtenemos algo similar:



Figura 4. 107. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano H de la bocina para el valor óptimo de la posición del anillo

En la gráfica siguiente mostramos una comparación del diagrama de radiación obtenido con los primeros valores de la bocina con el diagrama obtenido con la posición del anillo optimizada:



Figura 4. 108. Comparación de la ganancia en los planos E y H de la bocina de valores iniciales con la bocina de mejor valor de la posición del anillo

Por todo esto, la mejor posición para el anillo es: posición del anillo =
$$0.15\lambda_0$$

4.2.3. Variación de la anchura y profundidad del anillo

Este resultado lo hemos obtenido para unos valores de profundidad y anchura del anillo de $0,5\lambda_0$ en ambos casos. Ahora, hacemos un análisis paramétrico barriendo los dos parámetros anchura y profundidad:

etup Swee	ep Analysis		2
Sweep Def	initions Tal	ble General Calculations	
Sync #	Variable	Description	Add 1
<u> </u>	paso_wide	Linear Step from 0.3 to 0.7, step=0.1	
	paso_depth	Linear Step from 0.35 to 0.65, step=0.1	E dit
			Delete
		Sync UnSync	
Operatio	n Descripti	on	
		Aceptar	Cancelar

Figura 4. 109. Estudio paramétrico de la anchura y profundidad del anillo

paso_wide≡anchura del anillo
paso_depth≡profundidad del anillo

Mostramos las variaciones obtenidas en el plano E y en el plano H:



Figura 4. 110. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano E de la bocina para distintos valores de profundidad y anchura del anillo



Figura 4. 111. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano H de la bocina para distintos valores de profundidad y anchura del anillo

En este caso hay demasiadas realizaciones con lo que como hicimos con la variación de la posición del anillo cogemos unas cuantas variaciones para ver de mejor forma cómo afectan al diagrama de radiación. En la primera de ellas dejamos la anchura fija a $0,5\lambda_0$ y mostramos cuatro variaciones de la profundidad: $[0,3\lambda_0, 0,4\lambda_0, 0,5\lambda_0, 0,6\lambda_0]$:



Figura 4. 112. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano E de la bocina para distintos valores de profundidad con la anchura fija



Figura 4. 113. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano E de la bocina para distintos valores de profundidad con la anchura fija. Ampliación

Conforme aumentamos el valor de la profundidad del anillo, el diagrama se hace menos directivo y el valor en $\theta_0 = \pm 80^\circ$ aumenta. El valor $0.5\lambda_0$ constituye un máximo en este aspecto ya que para la siguiente realización $(0,6\lambda_o)$ vuelve a descender el valor en θ_o y el diagrama se hace más directivo. Lo comprobamos viendo cómo afecta a la eficiencia:



Figura 4. 114. Eficiencia del reflector: profundidad Figura 4. 115. Eficiencia del reflector: profundidad del anillo igual a $0,3\lambda_0$



Figura 4. 116. Eficiencia del reflector: profundidad Figura 4. 117. Eficiencia del reflector: profundidad del anillo igual a $0.5\lambda_0$



del anillo igual a $0.4\lambda_0$



del anillo igual a $0.6\lambda_0$

Hasta $0,5\lambda_o$ aumenta la eficiencia, a partir de este valor decae.

Ahora, manteniendo el valor de la profundidad fijo en $0,5\lambda_0$, variamos la anchura del anillo:



Figura 4. 118. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano E de la bocina para distintos valores de anchura con la profundidad fija

Para señalar qué curva es cada una ampliamos el diagrama:



Figura 4. 119. Diagrama de radiación en coordenadas polares en el plano E de la bocina para distintos valores de anchura con la profundidad fija. Ampliación

Dejando fija la profundidad y variando la anchura vemos variaciones similares en cuanto a directividad: cuando pasa de $0,6\lambda_o$ la directividad aumenta, obteniendo un mejor resultado en dicho valor.

En las curvas de eficiencia debemos observar un cambio en las pérdidas por bloqueo, ya que con cada realización aumentamos el diámetro del anillo, con lo que la superficie que intercepta la onda reflejada será mayor, aumentando las pérdidas por bloqueo.



Figura 4. 120. Eficiencia del reflector: anchura del anillo igual a 0,3λ_o



Figura 4. 122. Eficiencia del reflector: anchura del anillo igual a 0,3λ₀



Figura 4. 121. Eficiencia del reflector: anchura del anillo igual a 0,3λ₀



Figura 4. 123. Eficiencia del reflector: anchura del anillo igual a 0,3λ_o

Efectivamente, observamos un aumento en las pérdidas por bloqueo conforme crece la anchura del anillo.

En la tabla 4.5 mostramos las eficiencias correspondientes a cada una de las variaciones que hemos realizado:

Eficiencia (%)		profundidad							
		0,3λ _o	0,35λ _o	0,4λ _o	0,45λ _o	0,5λ _o	0,55λ _o	0,6λ _o	0,65λ _o
	0,3λ _o	68	70	71	72	73	72	68	65
ra	0,4λ _o	68	70	73	75	74	74	69	68
chu	0,5λ _o	69	70	73	76	75	74	70	69
an	0,6λ _o	54	70	73	75	76	74	70	68
	0,7λ _o	69	70	73	74	74	70	66	63

Tabla 4.5. Valores de eficiencia de un reflector de f/D=0,3 para diferentes valores de anchura y
profundidad del anillo de una bocina

El mejor valor de eficiencia se obtiene para:

anchura=0,4-0,6 λ_o profundidad=0,45-0,5 λ_o

De todos los mejores valores que aparecen sombreados en la tabla 4.5, elegimos uno. En concreto elegimos la realización:

> anchura = $0,6\lambda_o$ profundidad = $0,45\lambda_o$

Para este mejor caso presentamos la curva de eficiencia obtenida en la figura 4.124:



Figura 4. 124. Eficiencia del reflector con los valores óptimos de la bocina

Podemos ver claramente que ésta es la mejor variación realizada hasta ahora. También podemos observar que para reflectores parabólicos con un f/D entre 0,3 y 0,45 se obtiene un muy buen valor de eficiencia.

Para ver los progresos hechos, comparamos la ganancia de la bocina inicial con la de la bocina óptima:



Figura 4. 125. Comparación de la ganancia correspondiente a la polarización principal en los planos E y H de la bocina de valores iniciales con la bocina de valores óptimos

Observamos la disminución en los lóbulos secundarios, así como en la radiación posterior: ésta es muy baja en comparación con la radiación delantera. Por último, vamos a mostrar el diagrama de radiación de la bocina óptima en tres dimensiones:



Figura 4. 126. Diagrama de radiación en tres dimensiones de la bocina de valores óptimos

En la siguiente tabla mostramos los valores óptimos del anillo:

	En función de las longitudes de onda	En milímetros
Posición del anillo	0,15λ _o	31,65
Anchura del anillo	0,6λ₀	126,6
Profundidad del anillo	0,45λ _o	94,95

Tabla 4. 6. Valore	s óptimos de	l anillo
--------------------	--------------	----------

En el siguiente capítulo mostramos y comentamos los resultados obtenidos después de todas estas simulaciones.

5. RESULTADOS OBTENIDOS CON LA BOCINA DISEÑADA

5.1. Dimensiones de la bocina

Después de haber analizado la estructura en el apartado anterior, las dimensiones de la bocina quedan de la siguiente manera:



Figura 5. 1. Dimensiones de la bocina

	En función de las longitudes de onda	En milímetros
Diámetro de la guía	0,70λ _o	147,7
Longitud de la guía	0,76λ _g	293,36
Posición del monopolo	0,24λ _g	96,64
Longitud del monopolo	0,23λ _o	50,64
Grosor de la estructura	-	2
Variable introduced	-	1
Diámetro del monopolo	-	1,57
Posición del anillo	0,15λ _o	31,65
Anchura del anillo	0,6λ₀	126,6
Profundidad del anillo	0,45λ _o	94,95

Tabla 5.1. Tabla resumen parámetros óptimos de l abocina

$$\lambda_o = 211 mm$$

Si aplicamos la fórmula 3.9 y sustituimos en ella λ_c (expresión 3.4) obtenemos el valor de λ_g :

$$\lambda_g = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{\lambda_o^2 - \frac{1}{\lambda_c^2}}}} = \frac{1}{\sqrt{\frac{1}{(211mm)^2 - \frac{1}{(251,9762mm)^2}}}} = 386,01mm$$

5.2. Adaptación

En la figura 5.2 mostramos la evolución del parámetro S_{11} con respecto a la frecuencia:



Figura 5. 2. Parámetro S₁₁ en función de la frecuencia

La adaptación tiene un mínimo de casi -24dB a la frecuencia de 1420MHz.

5.3. Diagrama de radiación



En la figura 5.3 mostramos el diagrama de radiación en coordenadas polares del plano E:

Figura 5. 3. Diagrama de radiación en coordenadas polares, plano E

Diagrama de radiación en coordenadas polares del plano H:



Figura 5. 4. Diagrama de radiación en coordenadas polares, plano H



Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas del plano E:

Figura 5. 5. Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas, plano E

Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas del plano H:



Figura 5. 6. Diagrama de radiación en coordenadas cartesianas, plano H

Diagrama de radiación en tres dimensiones:



Figura 5. 7. Diagrama de radiación en tres dimensiones

5.4. Eficiencia

La eficiencia del total del conjunto reflector-bocina es de un 76%:



Figura 5. 8. Eficiencia del reflector

6. FABRICACIÓN

En este capítulo procedemos a fabricar la bocina que hemos diseñado. Para ello, contamos con la ayuda del SAIT (Servicio de Apoyo a la Investigación Tecnológica de la UPCT), el cual nos facilitará los materiales y los procesos de producción para llevar a cabo la fabricación del alimentador. Las dimensiones del alimentador a fabricar son las mostradas en la tabla 5.1. Para fabricar la guía de onda, hemos debido adaptarnos a un tubo estándar de acero de 150mm de diámetro interior, ya que era muy complicado fabricar uno de 147,7mm. Para incorporar el anillo a la guía también se ha usado el mismo material, pero en esta ocasión sí es más fácil adaptar las dimensiones del anillo a las calculadas por medio de las simulaciones.

La diferencia en del diámetro de la guía anterior y el que vamos a fabricar términos de longitud de onda es de $0,0109\lambda_0$, lo cual es una diferencia muy pequeña que no debe afectar a los resultados finales, ya que el nuevo diámetro $(0,71 \lambda_0)$ se encuentra dentro del rango para que únicamente se propague el modo TE₁₁. Al cambiar el diámetro de la guía, según las ecuaciones 3.2 y 3.9, la longitud de la onda que viaja por la guía también se modifica, cambiando, a al mismo tiempo, el valor de la longitud de la guía, y consecuentemente, la posición del monopolo con respecto a ésta. En la siguiente tabla mostramos los nuevos valores de la guía como consecuencia del cambio de diámetro:

	En función de las longitudes de onda	En milímetros
Longitud de onda λ_o	λο	211
Longitud de onda λ_g	λ _g	372,92
Diámetro de la guía	0,71λ _o	150
Longitud de la guía	0,76λ _g	283,42
Posición del monopolo	0,24λ _g	89,5
Longitud del monopolo	0,23λ₀	50,64
Grosor de la estructura	-	2
Variable introduced	-	1
Diámetro del monopolo	-	1,57
Posición del anillo	0,15λ _o	31,65
Anchura del anillo	0,6λ _o	126,6
Profundidad del anillo	0,45λ _o	94,95

Fabla 6.1. Resumer	de las dimensior	nes de la bocina fabricada
--------------------	------------------	----------------------------

Como vemos, a excepción del diámetro de la guía, todos aquellos parámetros dependientes de la longitud de onda de trabajo λ_0 , no se ven afectados por el cambio de diámetro. La precisión en las medidas que el SAIT ha tenido en cuenta al fabricar la bocina ha sido de milímetros. En la siguiente figura mostramos el plano que el SAIT ha utilizado para fabricarla:



Figura 6. 1. Medidas de fabricación de la bocina (en mm)

Como sonda coaxial hemos usado un conector coaxial SMA hembra de panel de dos agujeros de 50 Ω , cuya hoja de especificaciones podemos ver en los anexos, ya que nos resultó más fácil encontrar este conector que el conector N que utilizamos inicialmente. Este nuevo conector tiene las dimensiones mostradas en la tabla:

Parte	Dimensión [mm]
Radio conductor interior	0,6375
Radio conductor exterior	2,180
Radio dieléctrico	2,03
Grosor conductor exterior	0,185

Tabla 6. 2. Medidas del conector coaxial SMA

A este conector de dieléctrico extendido le hemos cortado el dieléctrico para que no sobrepasara el grosor del tubo de acero y su conductor interior lo hemos dejado en un valor de 1mm, tal como marca la variable introduced. Posteriormente, al conductor interior saliente le hemos soldado un hilo de cobre estañado de la longitud 50,64mm como mostramos en la tabla (longitud de monopolo). De este modo, el conjunto sonda coaxial queda como mostramos en la figura siguiente:



Figura 6. 2. Monopolo con conector coaxial tipo SMA

La sonda coaxial (monopolo) la introducimos por un agujero en el lateral de la guía del diámetro del dieléctrico quedando ésta fija por medio de dos tornillos que se enroscan en los agujeros del conector habilitados para ello.







Figura 6. 3. Bocina fabricada





Figura 6. 4. Sonda coaxial en la bocina fabricada

7. RESULTADOS OBTENIDOS CON LA BOCINA FABRICADA

En este capítulo comentamos los resultados que hemos obtenido al medir la bocina que fabricada. Además haremos una comparación con los resultados que obtuvimos con la bocina óptima, así como una comparación con los resultados que hemos obtenido al simular la bocina con las dimensiones de la que hemos fabricado.

Tan sólo hemos podido medir la adaptación de la bocina ya que no disponíamos de una cámara anecoica para poder medir el diagrama de radiación. Para obtener la respuesta en frecuencia del parámetro S_{11} hemos usado un analizador de redes y un cable coaxial con conectores SMA en sus dos extremos. El analizador de redes usado es el Hewlett-Packard 8594E mostrado en la figura siguiente:



Figura 7. 1. Analizador de redes HP 8594E

7.1. Monopolo o sonda coaxial

Vamos a comenzar midiendo la adaptabilidad de la sonda coaxial en "espacio libre", entre comillas porque el espacio libre del que disponemos para realizar la medida es el laboratorio de prácticas TSC-3. La sonda que vamos a medir es la que analizamos en la sección 4.1.1, es decir, un monopolo de 52,75mm. Antes de proceder con la medida configuramos el analizador para que únicamente muestre la medida del parámetro S_{11} en un rango de frecuencia desde 100MHz a 3GHz. Sin más que conectar un extremo del cable coaxial con

conector SMA a la salida del puerto 1 del analizador y la otra al monopolo mostrado en la figura 6.2 obtenemos directamente la medida en pantalla. Para poder visualizar de mejor manera los resultados y poder hacer una comparación con los resultados obtenidos con *HFSS*, hemos exportado los datos a archivos de extensión *.prn* para poder procesarlos con el software *Matlab*. El resultado que obtenemos lo mostramos en la figura siguiente:



Figura 7. 2. Parámetro S₁₁ de la sonda coaxial real

El valor del parámetro S_{11} , podemos observar en la ampliación de la derecha de la figura 7.2 que decae más allá de los -8dB con lo que conseguimos una buena adaptación.

Ahora superponemos el parámetro S_{11} del monopolo fabricado con el que obtuvimos en *HFSS* (figura 4.25) para poder observar las diferencias:



Figura 7. 3. Parámetro S₁₁ del monopolo real en comparación con lo obtenido en HFSS

Obtenemos mejor adaptación con la sonda real, debido a las limitaciones del software *HFSS* para crear espacios de vacío: al hacerlo más grande, mucho más tarda el algoritmo en resolver los campos electromagnéticos.

7.2. Bocina

Hemos fabricado dos sondas coaxiales distintas: una con las medidas de la sección 4.1.1 (longitud del monopolo igual a 52,75mm), que es la hemos analizado en la sección anterior; y la otra con las medidas obtenidas al optimizar el comportamiento de la bocina (longitud del monopolo igual a 50,64mm), sensiblemente inferior a la anterior.

Para comenzar, introducimos la primera de las sondas en la bocina y conectamos a la sonda coaxial uno de los extremos del cable SMA y el otro extremo al puerto 1 del analizador tal como muestra la figura 7.4:



Figura 7. 4. Conexión de la bocina excitada con el analizador

El resultado que obtenemos lo mostramos en la figura 7.5:



Figura 7. 5. Parámetro S₁₁ de la bocina con el monopolo de 52,75mm

Conseguimos una adaptación a 1420MHz de -14dB y aparece un pico de adaptación de -40dB a 1380MHz.

A continuación introducimos el monopolo más corto, el que diseñamos específicamente para excitar la bocina y obtenemos el resultado siguiente:



Figura 7. 6. Parámetro S₁₁ de la bocina con el monopolo de 50,64mm

En esta ocasión obtenemos una adaptación a 1420MHz de -18,5dB y sigue apareciendo un pico de adaptación pero esta vez a casi 1400MHz.

Si superponemos las gráficas de las figuras 7.5 y 7.6, obtenemos lo siguiente:


Figura 7. 7. . Parámetro S₁₁ de la bocina con el monopolo de 52,75mm comparado con la bocina con el monopolo de 50,64mm

Como podemos observar el pico de adaptación se desplaza hacia frecuencias superiores cuando el monopolo es más corto. Por lo tanto, cuando tengamos diseñada la bocina, en la que la posición del monopolo es fija en ella, la manera de adaptar el diseño a la frecuencia deseada sería acortando el monopolo manualmente si queremos subir la respuesta en frecuencia y alargándolo, si queremos llevar la adaptación a frecuencias inferiores.



Figura 7. 8. Medición real

A continuación comparamos la respuesta que obtuvimos con la bocina optimizada con *HFSS* con la respuesta de la bocina real con su sonda coaxial corta:



Figura 7. 9. . Parámetro S₁₁ de la bocina real comparado con la bocina óptima

Observamos que la respuesta de la bocina real sigue con bastante fidelidad lo obtenido con la bocina optimizada en *HFSS*.

A continuación hacemos con *HFSS* una nueva simulación pero con los parámetros de la bocina y del monopolo que hemos fabricado para obtener su respuesta en frecuencia y así poder compararlos con los obtenidos con la bocina real:



Figura 7. 10. . Parámetro S₁₁ de la bocina real comparado con la bocina real en HFSS

Se obtiene una adaptación con la bocina fabricada en *HFSS* de -19,5dB, tan sólo 1dB por debajo de la bocina real, por lo que lo fabricado se encuentra muy cercano a lo que obtuvimos simulando.

8. CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS

8.1. CONCLUSIONES

Los objetivos que nos marcamos al inicio del proyecto han sido alcanzados con satisfacción. De esta forma, se ha realizado el diseño de una bocina que estará ubicada en el foco de un radiotelescopio de 5 metros de diámetro y una relación f/D de 0,3 que trabajará en la banda de 1420MHz. Este diseño se ha realizado mediante un software de simulación electromagnética tridimensional (*HFSS* de Ansoft), que proporciona resultados muy fiables respecto de la realidad. Se ha buscado optimizar la adaptación de la antena en la banda de 1420MHz, para minimizar las pérdidas por reflexión, así como optimizar el diagrama de radiación para maximizar la eficiencia de iluminación del reflector parabólico.



Figura 8. 1. Sistema alimentador-reflector parabólico

Hemos optado por una configuración lo más sencilla posible a la hora de diseñar y fabricar el alimentador del reflector. Para ello, hemos escogido una guía circular excitada por una sonda coaxial (monopolo), a la cual se le añade un anillo exterior para adaptar el diagrama de radiación a la superficie de la parábola.



Figura 8. 2. Bocina en tres dimensiones en HFSS



Figura 8. 3. Bocina excitada con sonda coaxial en HFSS

El proceso de diseño ha seguido una metodología. Primero se han optimizado las dimensiones de la guía circular para propagar el modo fundamental (TE₁₁) a la frecuencia de trabajo, sin que existan modos de orden superior. Así se obtuvo un diámetro interior de la guía de 147,7mm (0,7 λ_0 a 1420MHz) y una longitud de 293,36mm (0,76 λ_g). Posteriormente

se diseño el monopolo que ha de excitar el modo TE₁₁. Se escogió un conector de tipo N coaxial adaptado a 50 Ω . De este conector coaxial se alarga y se ensancha el conductor interior para obtener el monopolo excitador. Se optimizaron las dimensiones y la posición del mismo para minimizar las reflexiones. El radio del monopolo obtenido al final del proceso de optimización es de 1,57mm, y su longitud 50,54mm (0,23 λ_0 , cercano al cuarto de longitud de onda teórico). Asimismo, la posición óptima del monopolo con respecto a la tapa metálica de la guía es de 96,64mm (0,24 λ_g , de nuevo cerca del valor teórico óptimo de $\lambda_g/4$). La guía circular así diseñada y excitada con esta sonda coaxial, presenta una adaptación a 1420MHz de -40dB. El diagrama de radiación obtenido no es el óptimo, ya que se comprobó que la eficiencia de iluminación con respecto a la superfície del paraboloide (de diámetro 5 metros y *f/D*=0,3) era de 68%. Por este motivo se pasó a la última fase del diseño, consistente en añadir un anillo exterior para modificar el diagrama de radiación y mejorar la eficiencia del conjunto bocina-parábola.



Figura 8. 4. Parámetros del alimentador

A la hora de diseñar el anillo de sintonía, se tenían que optimizar tres parámetros: la posición del anillo respecto de la boca de la guía de onda, la anchura del anillo (diámetro) y la profundidad del anillo (altura). Tras comprobar que el anillo no afecta significativamente a la adaptación de la guía (que está controlada por las dimensiones del monopolo y la guía circular), se buscó mejorar la eficiencia de iluminación. Para ello se estudiaron el diagrama de radiación y las curvas de eficiencia, buscando que el patrón de radiación del conjunto guía-anillo se adaptara al paraboloide (consiguiendo la máxima eficiencia de iluminación). Tras varias simulaciones se obtuvo una **eficiencia del 76%**, mejorando en un 8% la

eficiencia obtenida con la guía circular únicamente. Se comprobó que, efectivamente, el diagrama de radiación del conjunto anillo-guía se adapta mejor a la superficie de la parabólica, que en el caso de usar sólo la guía circular. La **polarización obtenida es lineal**, comprobando que **la componente cruzada está al menos 30dB por debajo** de la componente principal. Las dimensiones del anillo óptimas son: posición 31,65mm (0,15 λ_0), anchura 126,6mm (0,6 λ_0) y profundidad 94,95mm (0,6 λ_0). Asimismo, la **adaptación obtenida por el conjunto anillo-guía es de -24dB** a la frecuencia de 1420MHz, con lo que el sistema está muy bien adaptado y apenas presente reflexiones indeseadas.

Hay que tener en cuenta que la eficiencia total calculada considera únicamente las pérdidas por iluminación no uniforme, las pérdidas por desbordamiento y las pérdidas por bloqueo del alimentador. En la realidad existen otros aspectos que degradan la eficiencia total, de forma que la eficiencia total real alcanzará un valor como mínimo un 15% inferior al calculado.

Por otra parte, hemos conseguido fabricar el alimentador con ayuda del SAIT (Servicio de Apoyo a la Investigación Tecnológica de la UPCT). Hemos tenido que ceñirnos a materiales prefabricados para construir la bocina, con lo que usamos una guía de onda de 150mm $(0,7\lambda_o)$ de diámetro interior (en lugar de los 147mm diseñados) con una longitud de 283,42mm $(0,76\lambda_g)$ en la que hemos ubicado el monopolo a una distancia de 89,5mm $(0,24\lambda_g)$. Las demás dimensiones se mantienen intactas con respecto a la bocina optimizada. Así, midiendo la adaptación, hemos obtenido con esta bocina fabricada una **adaptación a la frecuencia de 1420MHz de -18,5dB** con lo que nuestra bocina está **muy bien adaptada**, habiendo tan sólo 5,5dB de diferencia con el caso simulado. Además, la respuesta en frecuencia del S₁₁ medida tiene una forma similar (casi idéntica) a la respuesta en frecuencia simulada con *HFSS*. De esta forma, podemos concluir que los resultados obtenidos con mucha fidelidad el comportamiento real de la misma.

8.2. LÍNEAS FUTURAS

Como líneas futuras se proponen los siguientes aspectos:

- Medir el diagrama de radiación de la bocina, y comprobar que se obtiene el patrón de radiación esperado por las simulaciones. Comprobar la polarización lineal y medir el grado de polarización cruzada.
- 2. Ampliar este diseño para el caso de una bocina con polarización circular. Para ello se podrían usar dos sondas coaxiales (o monopolos) dispuestas perpendicularmente una respecto de la otra. Hay que recordar que la señal recibida por el radiotelescopio no tiene una polarización predeterminada, por lo que el diseño de una antena con polarización lineal no proporciona la mejor recepción. Sin embargo, una antena con polarización circular permitiría recibir señal que posea cualquier polarización.
- 3. Para lograr un diseño óptimo, se deberá tener especial cuidado en que las dos sondas estén bien aisladas y adaptadas en la banda de frecuencia.
- 4. Asimismo, otra línea futura es diseñar el anillo (o anillos) que permitan optimizar la eficiencia de la nueva antena con polarización circular.
- 5. Por último, la antena con polarización circular debería ser fabricada y medida.
- También se dejan como posibles líneas futuras de investigación, el estudio de otras configuraciones de alimentadores más complejos, como la bocina Chaparral mostrada en la figura.



Figura 8. 5. Bocina tipo Chaparral

BIBLIOGRAFÍA USADA

- [1] Enciclopedia Microsoft Encarta
- [2] Antenna Theory, Analysis and Design, 2nd Ed., Contantine A. Balanis, John Wiley & Sons, Inc.
- [3] Basics of Radioastronomy. Diane Fisher Miller (Jet Propulsion Laboratory).
- [4] Antenna Engineering Handbook, 3rd Ed., R.C. Johnson, Ed. New York, McGraw-Hill, 1993.
- [5] http://www.signalone.com/radioastronomy/telescope/
- [6] SETI (Search for Extra-Terrestrial Intelligence): *http://www.setileague.org/*
- [7] Apuntes de la asignatura Antenas de la UPM (Universidad Politécnica de Madrid): http://www.gr.ssr.upm.es/antenas/
- [8] The W1GHZ Online Microwave Antenna Book, Paul Wade: http://www.qsl.net/n1bwt/preface.htm
- [9] Antenas. A. Cardama, L. Jofre, J.M. Rius, J. Romeu, S. Blanch, M. Ferrando. Edicions UPC.

Agradecimientos

Quisiera agradecer en primer lugar al director de este proyecto, a José Luis Gómez Tornero, por haberme dado la oportunidad de trabajar con él y por haberme ayudado tanto en la realización de este proyecto. A su vez también quiero agradecer a Juan Antonio Albaladejo (SAIT) por su desinteresada ayuda a la hora de fabricar la bocina sobre la que versa este documento.

En segundo lugar querría agradecer a mi familia: mi padre, mi madre y mi hermana, por haberme apoyado y aguantado en todos estos años que he estado en la carrera.

En tercer lugar, también querría agradecer a todos mis amigos que tanto me han apoyado.

Y, por último, a esa persona que ha estado durante todo este tiempo ahí, tanto en los malos como en los buenos momentos.

En definitiva, gracias a todos por vuestro apoyo.

Anexos

FUNCIONAMIENTO DEL PROGRAMA FEEDPATT

Este programa es un programa escrito en Borland C++ por QEX, la publicación escrita de la ARRL (The National Association for Amateur Radio, Asociación nacional para la radio amateur) norteamericana.

Este programa calcula las eficiencias principales (eficiencia de iluminación, de 'spillover' y de bloqueo) y la eficiencia global de un reflector parabólico de un determinado diámetro para cualquier alimentador.

Los datos que hay que introducir en el programa son, por orden:

- el diámetro del reflector en función de la longitud de onda λ .
- el diámetro total del alimentador también en función de λ .
- el diagrama de radiación en el plano E que esté guardado en un archivo .dat. El archivo debe contener dos columnas: la primera el valor del ángulo para el que se calcula el campo de 0° a 180° (da igual el número de pasos en el que esté dividido, pero se recomienda que estén equiespaciados); y la segunda, debe tener el valor del campo correspondiente a cada valor del ángulo, siendo el de máximo valor igual a 0 y los restantes referidos al de mayor valor.
- el diagrama de radiación en el plano H de 0° a 180°.



Figura 1. Ventana del programa Feedpatt

Un ejemplo de fichero podría ser el mostrado a continuación:



Figura 2. Ejemplo de archivo para el programa Feedpatt

El programa devuelve la eficiencia total en tanto por ciento (%) como producto de las eficiencias parciales (iluminación, 'spillover' y bloqueo, también en porcentaje) en función del ratio f/D. la forma de mostrar la información detallada es en forma de archivo PostScript encapsulado o *.eps*. Por ejemplo, para el archivo mostrado en la figura tal, obtendríamos lo siguiente:



Figura 3. Archivo de salida del programa Feedpatt

En trazo rojo tenemos la eficiencia total. En trazo verde discontinuo tenemos representada la eficiencia de iluminación en decibelios; en trazo azul también discontinuo, tenemos la eficiencia de desbordamiento en decibelios; y por último en trazo rosa raya-punto tenemos la eficiencia por bloqueo del alimentador. Notar que la representación de estos tres parámetros son las pérdidas, no las eficiencias. Las eficiencias se calculan restando al 100% el valor de las pérdidas.

Este programa únicamente representa tres de las pérdidas más importantes que se dan en un sistema reflector-alimentador. En la realidad habría que tener en cuenta otro tipo de pérdidas, por lo tanto, el valor de eficiencia real debe ser al menos un 15% menos que el obtenido con este programa.

El programa puede ser descargado a través de Internet desde la siguiente dirección: http://www.w1ghz.org/antbook/contents.htm





The information given here is subject to change without notice. Design changes may be in order to improve the product .

Connect to the future

QUAD ANTENNA

THE FUTURE OF FOUR-PIECE ANTENNAS IS HERE!

Innovative, high-performance features combined with proven durability and dependability make the **QUAD ANTENNA** a dream for installers and users.

The four-part design assures quick and rigid assembly by combining proven quality and engineering. The STI-12 is an eight section antenna for shipping considerations.

C/Ku MESH

The Ku mesh design ensures optimum performance for both C/Ku and S bands.

INTERMEDIATE SUPPORT RING

An intermediate support ring welded between the antenna ribs forms the mesh into a compound curve - increasing reflective efficiency.

8 POINT POLAR MOUNT

The 8 point 32" ring attachment provides a more rigid mount than a conventional 4 point attachment. A 4 point 24" ring is also available.

3/4" SHOULDER BUSHINGS

The 2 shoulder bushings provide a maintenance-free smooth polar pivot on the pre-assembled mount.



POWDER-COAT FINISH

The finish coat consists of a thermoset resin that provides excellent weather protection.

ALL ALUMINUM REFLECTOR

The new **QUAD** is lighter, stronger, and more durable because of its all-aluminum construction.

UNIQUE EXTRUDED BRIDGE RIB

This additional center bridge rib, extruded between the side walls, provides more strength than a conventional hollow rib. Standard on all XI Models.

QUAD FEED SUPPORT

A quad feed support, standard on the **QUAD ANTENNA** assures fast and accurate centering of the feed assembly.

SPECIFICATIONS

	XI-7 Plus	SI-10	XI-10	XTI-10	STI-12	STI-16-I
Diameter	90''(2.3m)	120''(3.0m)	120''(3.0m)	120''(3.0m)	145''(3.65m)	191''(5.0m)
F/D Ratio	0.40	0.38	0.38	0.38	0.40	0.30
Focal Length	36 1/8'' (91.7 cm)	46" (116.8 cm)	46" (116.8 cm)	46" (116.8 cm)	59" (149.9 cm)	59" (149.9 cm)
Gain @ 4.2 Ghz.	38.2 dBi	40.2 dBi	40.3 dBi	41.0 dBi	42.3 dBi	44.5 dBi
Gain @ 12.2 Ghz.	46.3 dBi	47.1 dBi	48.2 dBi	49 dBi	49.8 dBi	51.2 dBi
Weight with Mount	99 lbs. (45 kg)	158 lbs. (72 kg)	160 lbs. (73 kg)	190 lbs. (86 kg)	214 lbs. (97.1 kg)	578 lbs. (263 kg)
Beam Width	2.2 degrees	1.7 degrees	1.7 degrees	1.7 degrees	1.3 degrees	1.0 degree

INTRODUCTION

Congratulations! You have made a wise investment by purchasing this **SECTIONAL ANTENNA.** This product will provide you with information, entertainment, and many years of trouble-free service.

The heavy duty mount is a collective effort of industryeducated designers and engineers concerned with strength, durability and performance.

The reflector, constructed of aircraft quality aluminum with powder coated finish, meets the enduring standards of every season.

Following are detailed assembly instructions and warranty information for your new SECTIONAL ANTENNA. Thank you for purchasing this product "PROUDLY MADE IN THE USA".

PRE-ASSEMBLY INFORMATION

PARTS LIST	
QUAD BOX:	4 Reflector Panels (Box optional) 8 Reflector Panels (STI-12, XI-7 Plus II) 16 Reflector Panels (STI-16)
MOUNT BOX:	 Pre-assembled Mount #7 Actuator Bar (Not included w/7 Plus) Center Hub Plates Bolt Bag (Optional Feed Horn Enclosure)

FEED SUPPORT BOX: 4 Feed Support Rods

Please check boxes for damage upon delivery. Immediately make a claim to report any damage with the freight company.