

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN  
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



Proyecto Fin de Carrera

# **DISEÑO DE UN OSCILADOR EN LA BANDA DE 1200MHz COMO PARTE DE UN RECEPTOR DE MICROONDAS PARA APLICACIONES DE RADIOASTRONOMÍA**



**AUTOR:** Mónica Moragón Serrano  
**DIRECTOR:** José Luis Gómez Tornero

**Mayo / 2007**





<b>Autor</b>	Mónica Moragón Serrano
<b>E-mail del Autor</b>	<a href="mailto:monica.moragon@gmail.com">monica.moragon@gmail.com</a>
<b>Director(es)</b>	José Luis Gómez Tornero
<b>E-mail del Director</b>	<a href="mailto:josel.gomez@upct.es">josel.gomez@upct.es</a>
<b>Título del PFC</b>	Diseño de un oscilador en la banda de 1200 MHz como parte de un receptor de microondas para aplicaciones de radioastronomía
<b>Descriptor</b>	
<b>Resumen</b>	
<p>Este PFC se enmarca dentro de un proyecto de mayor magnitud, que trata sobre el diseño de un pequeño radiotelescopio en la banda de 1420MHz (frecuencia de emisión del hidrógeno neutro presente en el Universo). El radiotelescopio es un receptor de microondas de alta ganancia, bajo ruido y elevada sensibilidad. Una parte esencial de este receptor es el oscilador de microondas, encargado de generar una señal de aproximadamente 1200MHz para poder bajar la señal de microondas recibida a frecuencias mucho menores, de forma que pueda ser digitalizada y procesada por un sistema en banda base.</p>	
<b>Titulación</b>	Ingeniero de Telecomunicación
<b>Intensificación</b>	Sistemas y Redes de Telecomunicación
<b>Departamento</b>	Tecnologías de la Información y las Comunicaciones
<b>Fecha de Presentación</b>	Mayo de 2007



## AGRADECIMIENTOS

En primer lugar quiero agradecer a José Luis Gómez Tornero por haber confiado en mí para la realización de este proyecto y por su apoyo y ayuda durante todo este tiempo.

También agradecer a David Cañete Rebenaque, ya que a pesar de no ser director de mi proyecto siempre ha estado disponible cuando he necesitado de su ayuda y consejo.

Gracias a mis padres y a mi hermana por estar siempre a mi lado, en los buenos y en los malos momentos dándome la fuerza necesaria para seguir adelante y conseguir todo lo que me propongo.

Gracias a Óscar por estar ahí y saber que siempre lo estará.

Gracias a todos los amigos y compañeros de la carrera por estos años, ya que sin vosotros todo hubiera sido más difícil y aburrido.

# ÍNDICE

<b>CAPÍTULO 0 : INTRODUCCIÓN.....</b>	<b>1</b>
<b>CAPÍTULO 1 : OBJETIVOS.....</b>	<b>3</b>
<b>CAPÍTULO 2 : DISEÑO DE UN OSCILADOR POR ARMÓNICOS.....</b>	<b>7</b>
2.1.- ESQUEMA BÁSICO.....	7
2.2.- PROCESO DE DISEÑO.....	7
2.3.- DISEÑO DEL OSCILADOR DE XTAL .....	8
2.3.1.- Criterio de Barkhausen ( <i>simulación de la ganancia de bucle del oscilador en el dominio de la frecuencia</i> ).....	9
2.3.2.- <i>Simulación del arranque de la oscilación en el dominio del tiempo del oscilador de cristal</i> .....	19
2.4.- DISEÑO DEL GENERADOR DE ARMÓNICOS.....	24
2.4.1.- <i>Rectificador de media onda</i> .....	24
2.4.2.- <i>Filtro</i> .....	29
2.4.3.- <i>Diseño completo</i> .....	33
2.5.- DISEÑO DE LOS AMPLIFICADORES DE MICROONDAS .....	37
2.5.1.- <i>Diseño 1</i> .....	40
2.5.2.- <i>Diseño 2</i> .....	41
2.5.3.- <i>Comparación de resultados</i> .....	43
2.6.- DISEÑO DE LOS FILTROS PASA-BANDA CENTRADOS EN 1296 MHZ.....	45
2.6.1.- <i>Proceso de diseño</i> .....	45
2.6.1.1.- Especificaciones del filtro.....	46
2.6.1.2.- Obtención del filtro paso-bajo equivalente.....	46
2.6.1.3.- Obtención de los coeficientes.....	47
2.6.1.4.- Deshacer la transformación, desnormalización en frecuencia.....	47
2.6.1.5.- Obtención de la impedancia par e impar de cada línea.....	47
2.6.1.6.- Implementación y simulación en Microwave Office.....	47
2.6.1.7.- Transformación a filtro Hairpin .....	49
2.6.1.7.1.- Creación de las curvas .....	49
2.6.1.7.2.- Entradas taper .....	50
2.6.1.8.- Paso a líneas reales.....	51
2.6.1.9.- Optimización.....	54
2.6.1.10.- Diseño final.....	57
2.6.2.- <i>Filtro Butterworth, centrado a 1296 MHz</i> .....	58
2.6.2.1.- Especificaciones del filtro.....	58
2.6.2.2.- Obtención del filtro paso-bajo equivalente.....	58
2.6.2.3.- Obtención de los coeficientes.....	58
2.6.2.4.- Deshacer la transformación, desnormalización en frecuencia.....	59
2.6.2.5.- Obtención de la impedancia par e impar de cada línea.....	59
2.6.2.6.- Implementación y simulación en Microwave Office.....	59
2.6.2.7.- Transformación a filtro Hairpin .....	61
2.6.2.7.1.- Creación de las curvas .....	61
2.6.2.7.2.- Entradas taper .....	62
2.6.2.8.- Paso a líneas reales.....	63
2.6.2.8.1 Substrato fibra de vidrio FR-4.....	64
2.6.2.8.2 Substrato Duroid RT6006 .....	65
2.6.2.9.- Optimización.....	65
2.6.2.9.1.- Substrato FR-4.....	65
2.6.2.9.2.- Substrato Duroid RT6006 .....	67
2.6.2.10.- Diseño final.....	67
2.6.2.10.1.- Substrato FR-4.....	69
2.6.2.10.2. Substrato Duroid RT6006 .....	69
2.6.3.- <i>Filtro Chebyshev, centrado a 1296 MHz</i> .....	71
2.6.3.1.- Especificaciones del filtro.....	71
2.6.3.2.- Obtención del filtro paso-bajo equivalente.....	71
2.6.3.3.- Obtención de los coeficientes.....	71
2.6.3.4.- Deshacer la transformación, desnormalización en frecuencia.....	72
2.6.3.5.- Obtención de la impedancia par e impar de cada línea.....	72
2.6.3.6.- Implementación y simulación en Microwave Office.....	73

2.6.3.7.- Transformación a filtro Hairpin .....	73
2.6.3.7.1.- Creación de las curvas .....	73
2.6.3.7.2.- Entradas taper .....	74
2.6.3.8.- Paso a líneas reales.....	75
2.6.3.8.1.- Substrato FR4 .....	75
2.6.3.8.2.- Substrato Duroid.....	76
2.6.3.9.- Optimización.....	77
2.6.3.9.1.- Substrato FR4 .....	77
2.6.3.9.2.- Substrato Duroid.....	77
2.6.3.10.- Diseño final.....	78
2.6.3.10.1.- Substrato FR4 .....	78
2.6.3.10.2.- Substrato Duroid.....	79
<b>2.6.4. - Filtro Butterworth, centrado a 1275 MHz.....</b>	<b>83</b>
2.6.4.1.- Especificaciones del filtro .....	83
2.6.4.2.- Obtención del filtro paso-bajo equivalente.....	83
2.6.4.3.- Obtención de los coeficientes.....	83
2.6.4.4.- Deshacer la transformación, desnormalización en frecuencia.....	84
2.6.4.5.- Obtención de la impedancia par e impar de cada línea.....	84
2.6.4.6.- Implementación y simulación en Microwave Office.....	85
2.6.4.7.- Transformación a filtro Hairpin .....	85
2.6.4.7.1.- Creación de las curvas .....	86
2.6.4.7.2.- Entradas taper .....	86
2.6.4.8.- Paso a líneas reales.....	87
2.6.4.9.- Optimización.....	88
2.6.4.10.- Diseño final.....	89
<b>2.6.5.- Filtro Chebyshev, centrado a 1275 MHz.....</b>	<b>91</b>
2.6.5.1.- Especificaciones del filtro .....	91
2.6.5.2.- Obtención del filtro paso-bajo equivalente.....	91
2.6.5.3.- Obtención de los coeficientes.....	91
2.6.5.4.- Deshacer la transformación, desnormalización en frecuencia .....	92
2.6.5.5.- Obtención de la impedancia par e impar de cada línea.....	92
2.6.5.6.- Implementación y simulación en Microwave Office.....	92
2.6.5.7.- Transformación a filtro Hairpin .....	93
2.6.5.7.1.- Creación de las curvas .....	93
2.6.5.7.2.- Entradas taper .....	94
2.6.5.8.- Paso a líneas reales.....	95
2.6.5.9.- Optimización.....	95
2.6.5.10.- Diseño final.....	96
<b>2.6.6.- Diseño y simulación con Advanced Design System (ADS).....</b>	<b>98</b>
<b>2.7.- OSCILADOR COMPLETO .....</b>	<b>108</b>
<b>CAPÍTULO 3 : GENERACIÓN DE LAYOUT Y FABRICACIÓN .....</b>	<b>111</b>
3.1.- GENERACIÓN DEL LAYOUT Y FABRICACIÓN.....	111
3.1.1.- Creación del layout de un componente.....	111
3.1.2.- Preparación del circuito.....	115
3.1.3.- Exportación a fichero Gerber.....	115
3.1.4.- Circuit Cam.....	117
3.1.5.- Fabricación .....	120
3.2.- AMPLIFICADORES.....	121
3.2.1.- Diseño 1.....	121
3.2.2.- Diseño 2.....	124
3.3.- FILTROS.....	127
3.4.- LAYOUT DEL OSCILADOR COMPLETO.....	128
<b>CAPÍTULO 4 : MEDIDAS.....</b>	<b>133</b>
4.1.- EQUIPO DE MEDIDA .....	133
4.2.- AMPLIFICADOR.....	135
4.2.1.- Diseño 1.....	136
4.2.2.- Diseño 2.....	137
4.2.3.- Comparación entre los 2 diseños .....	139
4.2.4.- Diseño 2 utilizando MAR-6 .....	140
4.3.- FILTROS.....	142
4.4.- OSCILADOR COMPLETO .....	144
4.4.1.- Medidas .....	144

4.4.2.- Comparación entre las medidas reales y las simulaciones .....	155
4.4.3.- Comparación con placa DEMI.....	161
<b>CAPÍTULO 5 : CONCLUSIONES Y LÍNEAS FUTURAS .....</b>	<b>166</b>
5.1. CONCLUSIONES.....	166
5.2. LÍNEAS FUTURAS .....	168
<b>BIBLIOGRAFÍA .....</b>	<b>170</b>
<b>ANEXO 1: HOJAS DE ESPECIFICACIONES .....</b>	<b>171</b>



## Lista de figuras

FIGURA 0.1. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL RADIOTELESCOPIO .....	1
FIGURA 1.1. DIAGRAMA DE BLOQUES DEL RADIOTELESCOPIO .....	3
FIGURA 2.1. BLOQUES QUE COMPONEN EL OSCILADOR .....	7
FIGURA 2.2. ESQUEMA DEL OSCILADOR DE XTAL .....	8
FIGURA 2.3. COMPONENTES QUE VARIAMOS PARA CUMPLIR EL CRITERIO DE BARKHAUSEN .....	9
FIGURA 2.4. CIRCUITO DE SIMULACIÓN EN EL DOMINIO DE LA FRECUENCIA (MWO) .....	10
FIGURA 2.5. GANANCIA EN dB PARA DISTINTOS VALORES DE $L_1$ .....	12
FIGURA 2.6. FASE EN DEG PARA DISTINTOS VALORES DE $L_1$ .....	12
FIGURA 2.7. GANANCIA EN dB PARA DISTINTOS VALORES DE $C_2$ .....	13
FIGURA 2.8. FASE EN DEG PARA DISTINTOS VALORES DE $C_2$ .....	13
FIGURA 2.9. GANANCIA EN dB PARA DISTINTOS VALORES DE $R_3$ .....	14
FIGURA 2.10. FASE EN DEG PARA DISTINTOS VALORES DE $R_3$ .....	15
FIGURA 2.11. GANANCIA EN dB PARA DISTINTOS VALORES DE $R_2$ .....	16
FIGURA 2.12. FASE EN DEG PARA DISTINTOS VALORES DE $R_2$ .....	16
FIGURA 2.13. GANANCIA DESPUÉS DE OPTIMIZAR .....	17
FIGURA 2.14. FASE DESPUÉS DE OPTIMIZAR .....	18
FIGURA 2.15. CIRCUITO EQUIVALENTE DEL CRISTAL DE CUARZO .....	19
FIGURA 2.16. CIRCUITO EQUIVALENTE EN PSPICE DEL CRISTAL DE CUARZO .....	19
FIGURA 2.17. CIRCUITO DE SIMULACIÓN EN EL DOMINIO DEL TIEMPO (PSPICE) .....	20
FIGURA 2.18. CONFIGURACIÓN DE LOS PARÁMETROS DE LA SIMULACIÓN TEMPORAL (PSPICE) .....	21
FIGURA 2.19. RESPUESTA TEMPORAL DEL OSCILADOR DE XTAL (PSPICE) .....	21
FIGURA 2.20. IMPULSO INICIAL DE LA FUENTE DE TENSIÓN DEL CRISTAL (PSPICE) .....	22
FIGURA 2.21. ARRANQUE DE LA OSCILACIÓN (PSPICE) .....	22
FIGURA 2.22. SATURACIÓN DE LA OSCILACIÓN (PSPICE) .....	22
FIGURA 2.23. ESPECTRO DE LA SEÑAL (PSPICE) .....	23
FIGURA 2.24. CUADRO DE DIÁLOGO DE PROPIEDADES DEL ELEMENTO SDIODE EN MWO .....	25
FIGURA 2.25. ESQUEMA DE UN RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA (MWO) .....	25
FIGURA 2.26. ESPECTRO DEL RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA (MWO) .....	26
FIGURA 2.27. CUADRO DE DIÁLOGO PARA LA CREACIÓN DE UN NUEVO MODELO .....	27
FIGURA 2.28. DATOS DEL DIODO HSMS2800 CREADO .....	27
FIGURA 2.29. ESQUEMA DEL RECTIFICADOR DE MEDIA ONDA (PSPICE) .....	28
FIGURA 2.30. SEÑAL DE SALIDA Y ENTRADA EN EL DOMINIO DEL TIEMPO .....	28
FIGURA 2.31. ESPECTRO DE LA SEÑAL DEL RECTIFICADOR DE ONDA .....	29
FIGURA 2.32. VENTANA PRINCIPAL DEL PROGRAMA <i>MINI RING CORE CALCULATOR</i> .....	30
FIGURA 2.33. BOBINA DE CABLE .....	30
FIGURA 2.34. CONVERTOR DE MEDIDAS DE <i>MINI RING CORE CALCULATOR</i> .....	31
FIGURA 2.35. ESQUEMA DEL FILTRO PASA-BANDA (MWO) .....	31
FIGURA 2.36. RESPUESTA EN FRECUENCIA DEL FILTRO PASA-BANDA (MWO) .....	32
FIGURA 2.37. RESPUESTA OPTIMIZADA EN FRECUENCIA DEL FILTRO PASA-BANDA (MWO) .....	32
FIGURA 2.38. ESQUEMA DEL GENERADOR DE ARMÓNICOS (MWO) .....	33
FIGURA 2.39. ESPECTRO DE SALIDA DEL GENERADOR DE ARMÓNICOS .....	33
FIGURA 2.40. ESQUEMA DEL OSCILADOR DE XTAL Y EL GENERADOR DE ARMÓNICOS (MWO) .....	34
FIGURA 2.41. ESPECTRO DEL OSCILADOR + GENERADOR DE ARMÓNICOS (MWO) .....	34
FIGURA 2.42. SEÑAL EN TIEMPO DEL OSCILADOR + GENERADOR DE ARMÓNICOS (MWO) .....	35
FIGURA 2.43. ESQUEMA DEL GENERADOR DE ARMÓNICOS (PSPICE) .....	35
FIGURA 2.44. SEÑAL EN TIEMPO DEL GENERADOR DE ARMÓNICOS (PSPICE) .....	36
FIGURA 2.45. ESPECTRO DEL GENERADOR DE ARMÓNICOS (PSPICE) .....	36
FIGURA 2.46. RED DE POLARIZACIÓN DE UN AMPLIFICADOR MAR .....	37
FIGURA 2.47. DISEÑOS DE LA RED DE POLARIZACIÓN SIN LÍNEA DE ALTA IMPEDANCIA A) Y CON ELLA B) ..	38
FIGURA 2.48. CÁLCULO DE LA IMPEDANCIA DE ENTRADA .....	39
FIGURA 2.49. PARÁMETROS $S_{11}$ Y $S_{21}$ DEL AMPLIFICADOR MAR-1 .....	39
FIGURA 2.50. PARÁMETROS $S_{12}$ Y $S_{22}$ DEL AMPLIFICADOR MAR-1 .....	40
FIGURA 2.51. AMPLIFICADOR CON RED DE POLARIZACIÓN, DISEÑO 1 .....	40
FIGURA 2.52. PARÁMETROS S SIMULADOS, DISEÑO 1 .....	41
FIGURA 2.53. AMPLIFICADOR CON RED DE POLARIZACIÓN, DISEÑO 2 .....	42

FIGURA 2.54. PARÁMETROS S SIMULADOS, DISEÑO 2 .....	42
FIGURA 2.55. COMPARACIÓN DEL PARÁMETRO $S_{11}$ .....	43
FIGURA 2.56. COMPARACIÓN DEL PARÁMETRO $S_{21}$ .....	43
FIGURA 2.57. MÁSCARA DE UN FILTRO PASO-BANDA .....	46
FIGURA 2.58. MÁSCARA DE UN FILTRO PASO-BAJO EQUIVALENTE .....	46
FIGURA 2.59. ELEMENTO CLIN (MWO).....	48
FIGURA 2.60. ESQUEMA DE UN FILTRO PASO-BANDA CON LÍNEAS ACOPLADAS .....	48
FIGURA 2.61. PRIMER PASO PARA LA TRANSFORMACIÓN DE UN FILTRO DE LÍNEAS ACOPLADAS A UN FILTRO HAIRPIN .....	49
FIGURA 2.62. ELEMENTO TLIN (MWO).....	49
FIGURA 2.63. PASO DE LÍNEAS ACOPLADAS A ENTRADA TAPPER .....	50
FIGURA 2.64 SEGUNDO PASO PARA LA TRANSFORMACIÓN DE UN FILTRO DE LÍNEAS ACOPLADAS A UN FILTRO HAIRPIN .....	51
FIGURA 2.65. VENTANA PRINCIPAL DEL PROGRAMA LINECALC (ADS) .....	52
FIGURA 2.66. ELEMENTO MSUB (MWO).....	52
FIGURA 2.67. ELEMENTO MCFIL (MWO) .....	53
FIGURA 2.68. ELEMENTO MSTEP\$ (MWO) .....	54
FIGURA 2.69. ELEMENTO MLIN (MWO).....	54
FIGURA 2.70. OBJETIVOS DE LA OPTIMIZACIÓN .....	55
FIGURA 2.71. SELECCIÓN DE VARIABLES OPTIMIZABLES .....	56
FIGURA 2.72. CONFIGURACIÓN DEL TIPO DE OPTIMIZACIÓN .....	56
FIGURA 2.73. FILTRO HAIRPIN FINAL .....	57
FIGURA 2.74. ELEMENTOS MBEDN90X\$ Y MTEEX\$ (MWO).....	57
FIGURA 2.75. ESQUEMÁTICO DEL FILTRO PASA-BANDA CON LÍNEAS ACOPLADAS IDEALES (MWO) .....	60
FIGURA 2.76. PARÁMETROS S SIMULADOS DEL FILTRO (RESPUESTA EN FRECUENCIA) .....	60
FIGURA 2.77. ESQUEMA DEL FILTRO PASA-BANDA, PASO 1 .....	61
FIGURA 2.78. PARÁMETROS S SIMULADOS DEL FILTRO .....	62
FIGURA 2.79. ESQUEMA DEL FILTRO PASA-BANDA, PASO 2.....	62
FIGURA 2.80. PARÁMETROS S SIMULADOS DEL FILTRO .....	63
FIGURA 2.81. LAYOUT DEL FILTRO PASA BANDA, PASO 2 .....	63
FIGURA 2.82. PARÁMETROS S SIMULADOS DEL FILTRO, SUBSTRATO FR-4.....	64
FIGURA 2.83. PARÁMETROS S SIMULADOS, SUBSTRATO DUROID 6006 .....	65
FIGURA 2.84. PARÁMETROS S SIMULADOS, SUBSTRATO FR-4.....	66
FIGURA 2.85. PARÁMETROS S SIMULADOS, SUBSTRATO DUROID 6006 .....	67
FIGURA 2.86. ESQUEMA DEL FILTRO HAIRPIN FINAL (MWO). .....	68
FIGURA 2.87. LAYOUT DEL FILTRO HAIRPIN FINAL .....	68
FIGURA 2.88. PARÁMETROS S SIMULADOS, SUBSTRATO FR-4.....	69
FIGURA 2.89. PARÁMETROS S SIMULADOS, SUBSTRATO DUROID 6006 .....	69
FIGURA 2.90. PARÁMETROS S SIMULADOS, SUBSTRATO DUROID 6006 EN BANDA ANCHA .....	70
FIGURA 2.91. PARÁMETROS S SIMULADOS .....	73
FIGURA 2.92. PARÁMETROS S SIMULADOS, PASO 1 .....	74
FIGURA 2.93. PARÁMETROS S SIMULADOS, PASO 2.....	74
FIGURA 2.94. PARÁMETROS S SIMULADOS, SUBSTRATO FR-4.....	75
FIGURA 2.95. PARÁMETROS S SIMULADOS, SUBSTRATO DUROID 6006 .....	76
FIGURA 2.96. PARÁMETROS S SIMULADOS, SUBSTRATO FR-4.....	77
FIGURA 2.97. PARÁMETROS S SIMULADOS, SUBSTRATO DUROID 6006 .....	78
FIGURA 2.98. PARÁMETROS S SIMULADOS, SUBSTRATO FR-4.....	79
FIGURA 2.99. PARÁMETROS S SIMULADOS, SUBSTRATO DUROID 6006 .....	79
FIGURA 2.100. PARÁMETROS S SIMULADOS, SUBSTRATO DUROID 6006 EN BANDA ANCHA .....	80
FIGURA 2.101. COMPARACIÓN DEL PARÁMETRO $S_{11}$ PARA LOS 2 SUBSTRATOS .....	80
FIGURA 2.102. COMPARACIÓN DEL PARÁMETRO $S_{21}$ PARA LOS 2 SUBSTRATOS .....	81
FIGURA 2.103. COMPARACIÓN DEL PARÁMETRO $S_{11}$ PARA EL FILTRO BUTTERWORTH Y CHEBYSHEV .....	82
FIGURA 2.104. COMPARACIÓN DEL PARÁMETRO $S_{21}$ PARA EL FILTRO BUTTERWORTH Y CHEBYSHEV .....	82
FIGURA 2.105. PARÁMETROS S SIMULADOS .....	85
FIGURA 2.106. PARÁMETROS S SIMULADOS, PASO 1 .....	86
FIGURA 2.107. PARÁMETROS S SIMULADOS, PASO 2.....	87
FIGURA 2.108. PARÁMETROS S SIMULADOS, SUBSTRATO DUROID 6006 .....	88
FIGURA 2.109. PARÁMETROS S SIMULADOS, SUBSTRATO DUROID 6006 .....	88
FIGURA 2.110. PARÁMETROS S SIMULADOS, DUROID 6006 .....	89
FIGURA 2.111. PARÁMETROS S SIMULADOS, DUROID 6006 EN BANDA ANCHA .....	90

FIGURA 2.112. PARÁMETROS S SIMULADOS .....	93
FIGURA 2.113. PARÁMETROS S SIMULADOS, PASO 1 .....	94
FIGURA 2.114. PARÁMETROS S SIMULADOS, PASO 2 .....	94
FIGURA 2.115. PARÁMETROS S SIMULADOS, SUBSTRATO DUROID 6006 .....	95
FIGURA 2.116. PARÁMETROS S SIMULADOS, SUBSTRATO DUROID 6006 .....	96
FIGURA 2.117. PARÁMETROS S SIMULADOS, SUBSTRATO DUROID 6006 .....	97
FIGURA 2.118. PARÁMETROS S SIMULADOS, SUBSTRATO DUROID 6006 EN BANDA ANCHA .....	97
FIGURA 2.119. ELECCIÓN DEL COMPONENTE MSUB (ADS) .....	99
FIGURA 2.120. CARACTERÍSTICAS DEL ELEMENTO MSUB (ADS) .....	99
FIGURA 2.121. ESQUEMA DEL FILTRO HAIRPIN FINAL (ADS) .....	99
FIGURA 2.122. DEFINICIÓN DE LAS FRECUENCIAS PARA SIMULACIÓN (ADS) .....	100
FIGURA 2.123. ELEMENTO TERM (ADS) .....	100
FIGURA 2.124. SELECCIÓN DE LAS GRÁFICAS PARA REPRESENTAR .....	101
FIGURA 2.125. PARÁMETROS S SIMULADOS (ADS) .....	101
FIGURA 2.126. PARÁMETROS S SIMULADOS (ADS) .....	102
FIGURA 2.127. LAYOUT DEL FILTRO HAIRPIN (ADS) .....	103
FIGURA 2.128. DEFINICIÓN DEL SUBSTRATO EN MOMENTUM (ADS) .....	103
FIGURA 2.129. VENTANA PRINCIPAL PARA LA CREACIÓN/MODIFICACIÓN DEL SUBSTRATO .....	104
FIGURA 2.130. VENTANA DE CONFIGURACIÓN DE MALLADO .....	104
FIGURA 2.131. LAYOUT DEL FILTRO HAIRPIN CON EL MALLADO .....	105
FIGURA 2.132. DEFINICIÓN DE LOS PARÁMETROS DE SIMULACIÓN .....	105
FIGURA 2.133. PARÁMETROS S SIMULADOS CON MOMENTUM EN BANDA ESTRECHA (ADS) .....	106
FIGURA 2.134. PARÁMETROS S SIMULADOS CON MOMENTUM EN BANDA ANCHA .....	106
FIGURA 2.135. EXPORTACIÓN DE LOS PARÁMETROS S EN UN ARCHIVO .....	107
FIGURA 2.136. SUBCIRCUITOS QUE COMPONEN EL SELECTOR DE FRECUENCIA .....	108
FIGURA 2.137. ESPECTRO A LA SALIDA DEL GENERADOR DE ARMÓNICOS + FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA DEL SELECTOR DE FRECUENCIA (MWO) .....	108
FIGURA 2.138. ESQUEMA DEL OSCILADOR COMPLETO (MWO) .....	109
FIGURA 2.139. ESPECTRO DE LA SEÑAL DE SALIDA (MWO) .....	109
FIGURA 3.1. PESTAÑA DE LAYOUT .....	111
FIGURA 3.2. IMPORTAR ARCHIVO DE CAPAS .....	112
FIGURA 3.3. CAPAS INCLUIDAS EN MIC_METRIC.LPF .....	112
FIGURA 3.4. CREACIÓN DE UNA NUEVA LIBRERÍA GDSII .....	113
FIGURA 3.5. CREACIÓN DE UNA NUEVA CELDA .....	113
FIGURA 3.6. DIMENSIONES DE UN AMPLIFICADOR MAR .....	113
FIGURA 3.7. LAYOUT DE UN AMPLIFICADOR MAR .....	114
FIGURA 3.8. DISTINTOS LAYOUTS DE COMPONENTES DISCRETOS .....	114
FIGURA 3.9. IMPORTAR UNA LIBRERÍA GDSII .....	114
FIGURA 3.10. EXPORTACIÓN DEL LAYOUT A FICHERO GERBER .....	116
FIGURA 3.11. SELECCIÓN DE LA CAPA PARA EXPORTAR .....	117
FIGURA 3.12. IMPORTACIÓN DE LAYOUT EN CIRCUIT CAM .....	118
FIGURA 3.13. SELECCIÓN DE CAPA Y HERRAMIENTA PARA LA COLOCACIÓN DE LOS VIA HOLES .....	118
FIGURA 3.14. SELECCIÓN DE CAPA Y HERRAMIENTA PARA DEFINIR EL BORDE DE PLACA .....	118
FIGURA 3.15. CUADRO DE DIÁLOGO PARA MARCAR EL BORDE DE LA PLACA .....	119
FIGURA 3.16. MENÚ PARA CONFIGURAR EL VACIADO DE LA PLACA .....	119
FIGURA 3.17. FRESADORA LPKF PROTOMAT C60 .....	120
FIGURA 3.18. ESQUEMA DEL AMPLIFICADOR CON LÍNEAS REALES, DISEÑO 1 (MWO) .....	121
FIGURA 3.19. LAYOUT DEL AMPLIFICADOR, DISEÑO 1 .....	122
FIGURA 3.20. PARÁMETROS S SIMULADOS DEL AMPLIFICADOR, DISEÑO 1 .....	122
FIGURA 3.21. PLACA DEL AMPLIFICADOR CON EL BORDE Y LAS PISTAS DE VACIADO MARCADAS .....	123
FIGURA 3.22. FOTOGRAFÍA DEL AMPLIFICADOR FABRICADO, DISEÑO 1 .....	124
FIGURA 3.23. ESQUEMA DEL AMPLIFICADOR CON LÍNEAS REALES, DISEÑO 2 .....	124
FIGURA 3.24. LAYOUT DEL AMPLIFICADOR, DISEÑO 2 .....	125
FIGURA 3.25. PARÁMETROS S SIMULADOS, DISEÑO 2 .....	125
FIGURA 3.26. PLACA DEL AMPLIFICADOR CON EL BORDE Y LAS PISTAS DE VACIADO MARCADAS .....	126
FIGURA 3.27. FOTOGRAFÍA DEL AMPLIFICADOR FABRICADO, DISEÑO 2 .....	126
FIGURA 3.28. LAYOUT DEL FILTRO BUTTERWORTH HAIRPIN .....	127
FIGURA 3.29. PLACA DEL FILTRO CON EL BORDE Y LAS PISTAS DE VACIADO MARCADAS .....	127
FIGURA 3.30. FOTOGRAFÍA DEL FILTRO HAIRPIN FABRICADO .....	128
FIGURA 3.31. ESQUEMA DEL OSCILADOR CON LÍNEAS REALES .....	129

FIGURA 3.32. LAYOUT DE PLACA COMPLETA, CAPA SUPERIOR.....	130
FIGURA 3.33. LAYOUT DE LA PLACA COMPLETA, CAPA INFERIOR.....	130
FIGURA 3.34. PLACA DEL OSCILADOR CON EL BORDE Y LAS PISTAS DE VACIADO MARCADAS, CAPA SUPERIOR.....	131
FIGURA 3.35. PLACA DEL OSCILADOR CON EL BORDE Y LAS PISTAS DE VACIADO MARCADAS, CAPA INFERIOR.....	131
FIGURA 4.1. MONTAJE PARA LA MEDIDA DE LOS PARÁMETROS S DEL AMPLIFICADOR .....	133
FIGURA 4.2. MONTAJE PARA LA MEDIDA DE LOS PARÁMETROS S DEL FILTRO.....	134
FIGURA 4.3. MONTAJE PARA LA MEDIDA DEL ESPECTRO DEL OSCILADOR .....	135
FIGURA 4.4. COMPARACIÓN DEL PARÁMETRO $S_{11}$ MEDIDO Y SIMULADO, DISEÑO 1 .....	136
FIGURA 4.5. COMPARACIÓN DEL PARÁMETRO $S_{21}$ MEDIDO Y SIMULADO, DISEÑO 1 .....	137
FIGURA 4.6. COMPARACIÓN DEL PARÁMETRO $S_{11}$ MEDIDO Y SIMULADO, DISEÑO 2 .....	138
FIGURA 4.7. COMPARACIÓN DEL PARÁMETRO $S_{21}$ MEDIDO Y SIMULADO, DISEÑO 2 .....	138
FIGURA 4.8. COMPARACIÓN DEL PARÁMETRO $S_{11}$ ENTRE LOS 2 DISEÑOS FABRICADOS .....	139
FIGURA 4.9. COMPARACIÓN DEL PARÁMETRO $S_{21}$ ENTRE LOS 2 DISEÑOS FABRICADOS .....	140
FIGURA 4.10. COMPARACIÓN DEL PARÁMETRO $S_{11}$ MEDIDO Y SIMULADO, DISEÑO 2 .....	141
FIGURA 4.11. COMPARACIÓN DEL PARÁMETRO $S_{21}$ MEDIDO Y SIMULADO, DISEÑO 2 .....	141
FIGURA 4.12. COMPARACIÓN DEL PARÁMETRO $S_{11}$ MEDIDO Y SIMULADO EN BANDA ANCHA.....	142
FIGURA 4.13. COMPARACIÓN DEL PARÁMETRO $S_{21}$ MEDIDO Y SIMULADO EN BANDA ANCHA.....	143
FIGURA 4.14. COMPARACIÓN DEL PARÁMETRO $S_{11}$ MEDIDO Y SIMULADO EN BANDA ESTRECHA.....	143
FIGURA 4.15. COMPARACIÓN DEL PARÁMETRO $S_{21}$ MEDIDO Y SIMULADO EN BANDA ESTRECHA.....	144
FIGURA 4.16. MONTAJE PARA LA MEDIDA DEL OSCILADOR.....	145
FIGURA 4.17. CONEXIÓN DEL FSH-3 CON EL ORDENADOR PARA LA EXTRACCIÓN DE MEDIDAS .....	146
FIGURA 4.18. VENTANA DE SELECCIÓN DE LAS MEDIDAS PARA IMPORTAR .....	146
FIGURA 4.19. SELECCIÓN DE LAS MEDIDAS A CONVERTIR .....	147
FIGURA 4.20. SELECCIÓN DEL TIPO DE ARCHIVO .....	147
FIGURA 4.21. PUNTOS DE TEST DEL OSCILADOR.....	148
FIGURA 4.22. ESPECTRO MEDIDO EN EL PUNTO TP1.....	149
FIGURA 4.23. ESPECTRO MEDIDO EN EL PUNTO TP2.....	150
FIGURA 4.24. ESPECTRO MEDIDO EN EL PUNTO TP2.....	150
FIGURA 4.25. ESPECTRO MEDIDO EN EL PUNTO TP3.....	151
FIGURA 4.26. ESPECTRO MEDIDO EN EL PUNTO TP4.....	152
FIGURA 4.27. ESPECTRO MEDIDO EN EL PUNTO TP5.....	152
FIGURA 4.28. ESPECTRO MEDIDO EN EL PUNTO TP6.....	153
FIGURA 4.29. ESPECTRO MEDIDO EN EL PUNTO TP7.....	154
FIGURA 4.30. ESPECTRO MEDIDO EN EL PUNTO TP7.....	154
FIGURA 4.31. COMPARACIÓN ENTRE LA SEÑAL MEDIDA Y SIMULADA EN EL PUNTO TP1 .....	155
FIGURA 4.32. COMPARACIÓN ENTRE LA SEÑAL MEDIDA Y SIMULADA EN EL PUNTO TP2 .....	156
FIGURA 4.33. FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA.....	156
FIGURA 4.34. BLOQUES DEL OSCILADOR CON LA FUNCIÓN DE TRANSFERENCIA .....	157
FIGURA 4.35. COMPARACIÓN ENTRE LA SEÑAL MEDIDA Y SIMULADA EN EL PUNTO TP3 .....	157
FIGURA 4.36. COMPARACIÓN ENTRE LA SEÑAL MEDIDA Y SIMULADA EN EL PUNTO TP4 .....	158
FIGURA 4.37. COMPARACIÓN ENTRE LA SEÑAL MEDIDA Y SIMULADA EN EL PUNTO TP5 .....	159
FIGURA 4.38. COMPARACIÓN ENTRE LA SEÑAL MEDIDA Y SIMULADA EN EL PUNTO TP6 .....	159
FIGURA 4.39. COMPARACIÓN ENTRE LA SEÑAL MEDIDA Y SIMULADA EN EL PUNTO TP7 .....	160
FIGURA 4.40. COMPARACIÓN ENTRE MEDIDAS EN EL PUNTO TP1 .....	161
FIGURA 4.41. COMPARACIÓN ENTRE MEDIDAS EN EL PUNTO TP2 .....	162
FIGURA 4.42. COMPARACIÓN ENTRE MEDIDAS EN EL PUNTO TP3 .....	162
FIGURA 4.43. COMPARACIÓN ENTRE MEDIDAS EN EL PUNTO TP4 .....	163
FIGURA 4.44. COMPARACIÓN ENTRE MEDIDAS EN EL PUNTO TP5 .....	163
FIGURA 4.45. COMPARACIÓN ENTRE MEDIDAS EN EL PUNTO TP6 .....	164
FIGURA 4.46. COMPARACIÓN ENTRE MEDIDAS EN EL PUNTO TP7 .....	165

## Lista de tablas

TABLA 2.1. PARÁMETROS S DEL TRANSISTOR 2N5179 .....	11
TABLA 2.2. GANANCIA Y FASE PARA DISTINTOS VALORES DE $L_1$ .....	13
TABLA 2.3. GANANCIA Y FASE PARA DISTINTOS VALORES DE $C_2$ .....	14
TABLA 2.4. GANANCIA Y FASE PARA DISTINTOS VALORES DE $R_3$ .....	15
TABLA 2.5. GANANCIA Y FASE PARA DISTINTOS VALORES DE $R_2$ .....	17
TABLA 2.6. TABLA DE GANANCIA DE LOS AMPLIFICADORES MAR .....	37
TABLA 2.7. ESPECIFICACIONES DE LOS SUBSTRATOS UTILIZADOS .....	53

## Capítulo 0 : Introducción

En este proyecto de fin de carrera se va a diseñar, fabricar y medir un oscilador de microondas en la banda de 1296 MHz que forma parte de un Radiotelescopio.

Este Radiotelescopio está dividido en varias partes, cada una de las cuales es diseñada y fabricada por distintos alumnos como proyectos de fin de carrera.

En la siguiente figura podemos ver un diagrama de bloques del Radiotelescopio [1]:

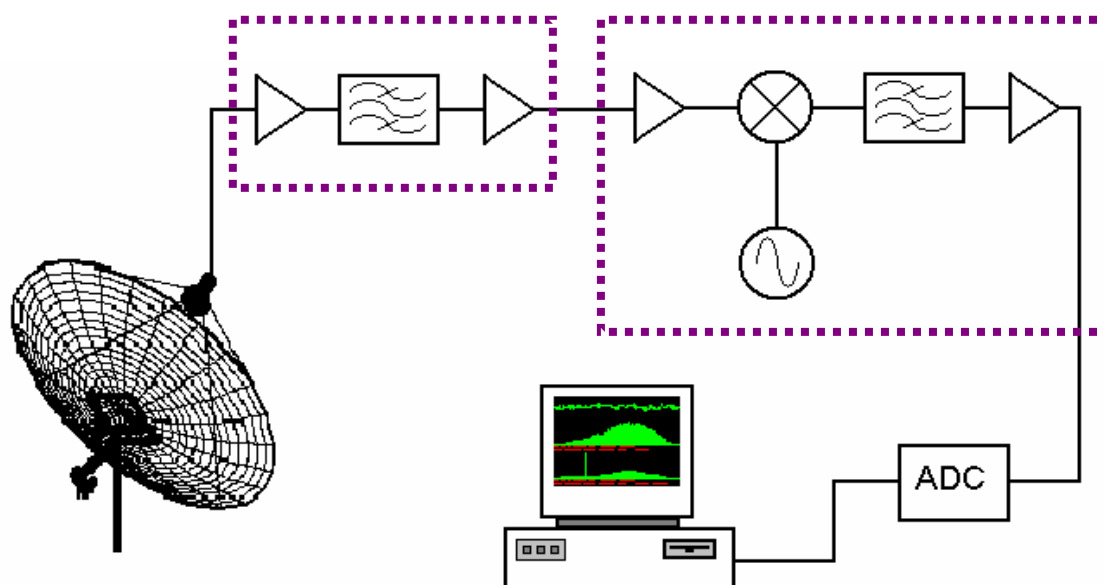


Figura 0.1. Diagrama de bloques del Radiotelescopio

El radiotelescopio está diseñado para medir las señales a la frecuencia de **1420 MHz** que es la frecuencia de emisión del **Hidrogeno**, el elemento más abundante del universo.

Las ondas de radio se reflejan en la antena parabólica que las focaliza en la bocina.

Estas señales pasan al bloque **LNB** (Low Noise Block). La función de este bloque es captar el máximo posible de la señal reflejada en la antena. Para ello dispone de un **amplificador de bajo ruido** que se encarga de amplificar las señales recibidas presentando un factor de ruido muy bajo, y un **filtro pasa-banda** centrado a 1420 MHz que dejará pasar solo en rango de frecuencia que nos interesa.

A continuación la señal pasa al **Receptor** donde se realizan las funciones de acondicionamiento para poder procesar la señal. Primero se vuelve a amplificar en un **amplificador de bajo ruido** similar al anterior. A continuación la señal pasa al **mezclador** donde se mezcla con la señal procedente del **oscilador local** para pasarla a una frecuencia menor. Por último, la señal pasa por un **filtro pasa-banda** centrado a la nueva frecuencia y se **amplifica**.

Finalmente la señal de baja frecuencia pasa por un bloque **ADC** que convierte la señal analógica recibida a formato digital para poder ser procesada por un ordenador.

## Capítulo 1 : Objetivos

El objetivo principal del proyecto es el diseño y fabricación de un oscilador de microondas a la frecuencia de 1296 MHz que proporcione un tono lo más puro posible y con la potencia suficiente para ser utilizado como oscilador local dentro del sistema receptor de microondas de un Radiotelescopio en la banda de 1420MHz.

En la siguiente figura tenemos un esquema básico del receptor del Radiotelescopio. En el tenemos marcada la posición del oscilador en rojo:

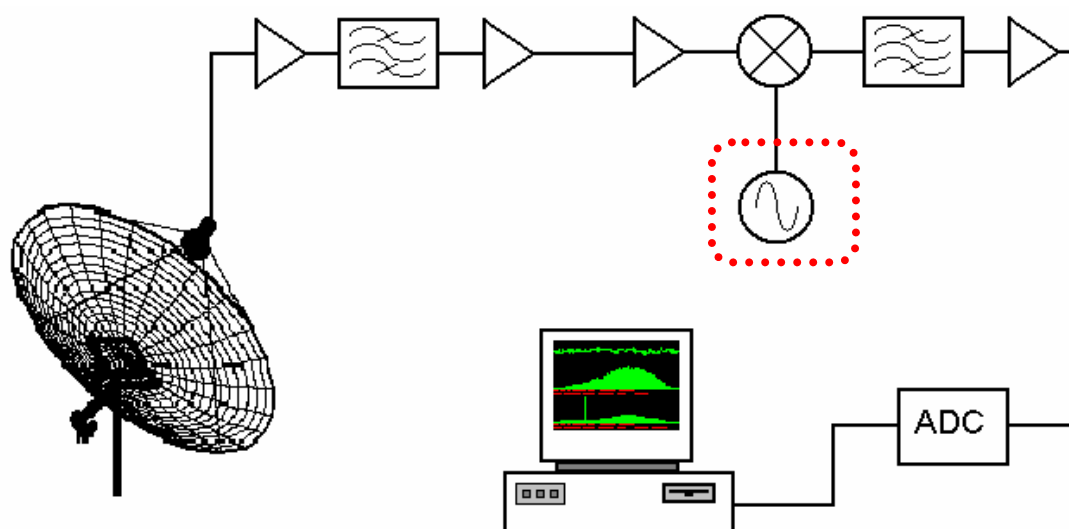


Figura 1.1. Diagrama de bloques del Radiotelescopio

El oscilador local es el encargado de proporcionar una señal de alta frecuencia que se combina con la señal recibida en el mezclador para obtener una señal con las mismas características que la recibida pero a una frecuencia menor, de forma que pueda ser procesada fácilmente.

El segundo objetivo es el de comprender y describir el funcionamiento de cada uno de los bloques que forman el oscilador y ser capaces de variar la respuesta de los bloques modificando los valores sus componentes, de forma que se puedan ajustar las principales características eléctricas de la señal generada (frecuencia de salida del oscilador, potencia de salida, nivel de armónicos...)

En concreto para cada uno de los bloques que compone el oscilador, podemos definir los siguientes objetivos y funciones:

- **Oscilador de cristal de FM:** se explicarán los componentes, y la manera de controlar que se den las condiciones para que arranque la oscilación, y como controlar la potencia y la frecuencia obtenida a la salida mediante la variación de los valores de determinados componentes.



- **Generador de armónicos:** además de mostrar la forma de multiplicar en frecuencia una señal, se diseña un filtro discreto que puede ser ajustado a distintas frecuencias mediante la variación de los valores de distintos componentes.
- **Amplificadores de microondas:** se mostrarán los elementos que componen la red de polarización del amplificador, así como distintos diseños para poder elegir aquel que ofrezca mejores resultados de adaptación y ganancia.
- **Filtros de microondas:** se explica el proceso a seguir para diseñar un filtro ideal con resonadores a partir de las especificaciones y transformarlo en un filtro Hairpin con líneas reales que continúe cumpliendo las especificaciones. También se comprobará la influencia que tiene el substrato que elegimos a la hora de realizar los diseños tanto en el tamaño como en la respuesta final del filtro (pérdidas máximas, adaptación...).

Por último, cabe destacar la ventaja que supone poder simular el funcionamiento de cada bloque por separado, ya que esto nos da la opción de ajustar la respuesta del diseño completo, utilizando para ello la información obtenida en cada simulación individual de cada bloque.

Además de estos objetivos técnicos, este Proyecto Fin de Carrera busca conseguir una claridad didáctica que permita al lector o al estudiante entender el proceso de **análisis, diseño, fabricación, ajuste y medidas**, de cada subcircuito de microondas así como del oscilador en su conjunto. El sistema oscilador aquí estudiado es un excelente ejemplo que permite estudiar una gran variedad de subsistemas de microondas, cada uno siendo un ejemplo bien distinto y representativo dentro de los circuitos de microondas que se pueden encontrar en muchos sistemas de Telecomunicación, y cuyo análisis debe ser tratado desde diferentes perspectivas y utilizando diferentes modelos:

- Así, el **oscilador de cristal de cuarzo de FM** permite adentrarnos en el mundo de los osciladores en configuración por transmisión. El diseñador debe controlar conceptos tales como ganancia de bucle, el criterio de Barkhausen, el arranque y la saturación de la oscilación, las no linealidades de la saturación, la generación de armónicos, el efecto de la red de polarización en la ganancia de arranque, el efecto de tanque de realimentación en la respuesta en frecuencia, la condición de coherencia de fase para que se dé la condición de oscilación...

Para estudiar y analizar el funcionamiento del oscilador de FM hay que combinar simulación en el dominio de la frecuencia en régimen lineal (ganancia de bucle en pequeña señal), simulación en el dominio del tiempo no lineal (arranque y saturación de la oscilación), simulación de balance de armónicos no lineal (para obtener el nivel de armónicos al saturarse la oscilación)...

- Por su parte, el **generador de armónicos** es un circuito basado en el funcionamiento no lineal. Para entender su funcionamiento es necesario analizar el circuito en régimen no lineal, tanto en el tiempo (rectificación de

media onda) como en la frecuencia (para ver cómo se genera una señal con un alto nivel de armónicos).

- Los circuitos **amplificadores de microondas** son otro ejemplo básico de subsistema de microondas, que pueden ser encontrados en casi todas las aplicaciones prácticas y aplicaciones. El análisis se puede realizar en el dominio de la frecuencia y en régimen lineal, repasando importantes conceptos como son la polarización de un amplificador, las redes de bloqueo de “RF” y de bloqueo de “DC” (también conocidas como “*Bias Tee*”), las redes de adaptación... Además, hay que realizar un estudio no lineal para conocer el punto de compresión a partir del cual el amplificador comienza a presentar saturación en su ganancia, generando armónicos no deseados.
- Por último, los **filtros de microondas** se analizan y diseñan en el dominio de la frecuencia y en régimen lineal. El lector podrá encontrar la teoría sobre síntesis de filtros de microondas, que permite obtener las dimensiones de las líneas de transmisión necesarias para sintetizar una respuesta eléctrica dada (en nuestro caso, filtros paso banda de orden  $N=3$ , centrados en la frecuencia de 1296MHz). Además, se explicará como se puede pasar de una configuración basada en líneas acopladas lateralmente, a una configuración de tipo “hairpin”, mucho más compacta al usar resonadores en forma de “U” y acoplos perpendiculares (además de acoplos laterales). También es interesante resaltar el valor didáctico que tienen estos circuitos de microondas, ya que hay que pasar de un modelo circuital con líneas ideales, a un modelo circuital con líneas reales (teniendo en cuenta el substrato usado, las pérdidas y las discontinuidades), para que por último se realice un diseño basado en análisis electromagnético (que a diferencia del análisis circuital, permite tener en cuenta muchos fenómenos electromagnéticos, de manera que el análisis y el diseño es mucho más fiable).

Como se puede ver, el diseño del circuito oscilador local de microondas aquí propuesto se basa en el diseño de varias etapas o subsistemas bien diferenciados y muy ilustrativos, que al ser conectados adecuadamente permitirán obtener la señal oscilante de microondas deseada. El lector podrá repasar así muchísimos conceptos, teorías, técnicas de análisis, metodologías de diseño, aplicadas en circuitos muy distintos, pero buscando un mismo fin: generar una señal de 1296MHz con un cierto nivel de potencia y con el menor nivel de armónicos posibles.

Por último, también podrá encontrar la fabricación y la medida, tanto de cada subsistema por separado, como del oscilador total. Utilizando instrumentación convencional (analizador de espectros, analizador de redes) se podrá caracterizar cada subsistema por separado. Por último, con una sonda de alta impedancia se podrá coger una muestra de la señal en cada punto del circuito oscilador total, ilustrando y comprobando de manera práctica toda la teoría desarrollada con anterioridad.

El lector también podrá encontrar, por tanto, variados ejemplos de fabricación, medidas y ajuste de circuitos de microondas.

El esquema seguido en la memoria de este PFC es el siguiente:

- El **capítulo 0** se hace una pequeña introducción sobre el Radiotelescopio, el esquema de bloques y el funcionamiento básico.
- El **capítulo 1** muestra los objetivos principales del proyecto realizado.
- En el **capítulo 2** se comienza con el diseño del oscilador mostrando el diseño y las simulaciones para cada uno de los bloques independientes, para luego mostrar el funcionamiento una vez que se unen todos los bloques formando el oscilador completo.
- El **capítulo 3** se centrará en el proceso por el cual a partir del circuito simulado creamos el layout que utilizaremos para fabricar la placa, y se muestran los distintos programas que se utilizan en el proceso.
- En el **capítulo 4** se recogen las medidas realizadas sobre los circuitos fabricados.
- Por último, en el **capítulo 5** se muestran las conclusiones y las líneas futuras.

## Capítulo 2 : Diseño de un oscilador por armónicos

### 2.1.- Esquema básico

El oscilador está compuesto por 2 partes principales:

- Baja frecuencia: compone la primera parte del circuito y a su vez comprende el oscilador de cristal y el generador de armónicos.
- Alta frecuencia: compuesto por los amplificadores de microondas encargados de amplificar la señal y los filtros pasa-banda centrados en el armónico a la frecuencia que necesitamos.

En la siguiente figura podemos observar un esquema básico [2]:

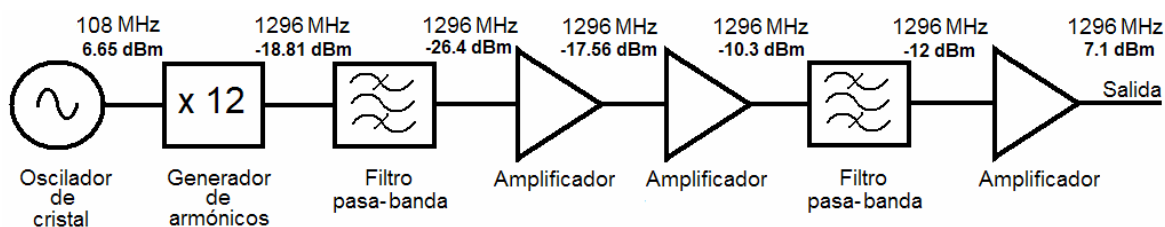


Figura 2.1. Bloques que componen el oscilador

### 2.2.- Proceso de diseño

En el proceso de diseño se pretende comprobar y comprender el correcto funcionamiento de cada una de las partes que componen el oscilador por separado, para luego estudiar la respuesta del oscilador completo.

Los pasos a seguir serán los siguientes:

1. Diseño de la parte de baja frecuencia: oscilador de cristal y generador de armónicos.
2. Diseño de los amplificadores de microondas con la red de polarización correspondiente.
3. Diseño de los filtros pasa-banda centrados a 1296 MHz.
4. Unión de todas las partes anteriores para simular el oscilador completo.

Para el estudio y diseño de cada una de las partes se van a utilizar los siguientes programas de diseño de circuitos:

- **Pspice:** Se utilizará principalmente en la parte de baja frecuencia.
- **Microwave Office:** Se utilizará en la simulación de todas partes y será el programa a partir del que generaremos el layout que utilizaremos para la implementación física.
- **ADS:** Se utilizará conjuntamente con Microwave Office para el diseño y simulación de los filtros de microondas, ya que proporciona una mayor exactitud en las simulaciones debido a que utiliza análisis electromagnético.

- **Matlab:** finalmente utilizaremos Matlab para representar y comparar los resultados obtenidos tanto en las simulaciones de ordenador como los datos recogidos de las medidas de los diferentes circuitos realizados.

### 2.3.- Diseño del oscilador de XTAL

El oscilador de cristal va a generar la señal que será multiplicada por el generador de armónicos para conseguir la frecuencia de microondas que buscamos.

El diseño está basado en un circuito **Buttler emisor-seguidor**. Al circuito se le añade un cristal de cuarzo a la frecuencia de 108.008 MHz que proporciona mayor estabilidad a la frecuencia de resonancia.

El esquema de esta parte es [3]:

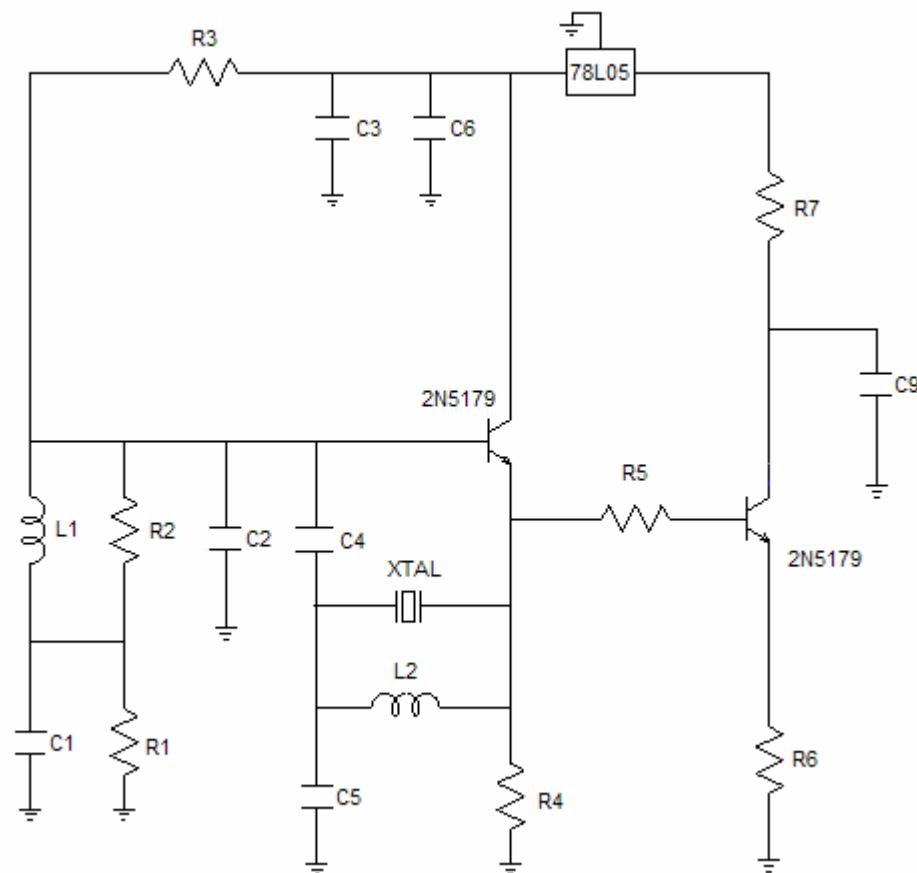


Figura 2.2. Esquema del oscilador de XTAL

Primero vamos a comprobar que se cumple el **criterio de Barkhausen** y buscaremos los valores óptimos de los componentes para que se cumpla.

Una vez que tengamos estos valores, pasaremos a simular todo el circuito para comprobar la salida.

### 2.3.1.- Criterio de Barkhausen (simulación de la ganancia de bucle del oscilador en el dominio de la frecuencia).

Lo primero que debemos comprobar en este circuito es que el criterio de Barkhausen se cumple. Este criterio establece que la ganancia de bucle del oscilador debe ser mayor que 1 a la frecuencia deseada y que la fase debe ser 0°.

Para lograr el objetivo simulamos con Microwave Office la ganancia de bucle del oscilador y comprobamos que se cumplen las condiciones anteriores.

Variando el valor de algunos componentes podemos controlar la ganancia y la fase, desplazándola en frecuencia, y aumentando o disminuyendo su valor.

Los componentes que variaremos serán: C<sub>2</sub>, L<sub>1</sub>, R<sub>2</sub> y R<sub>3</sub>.

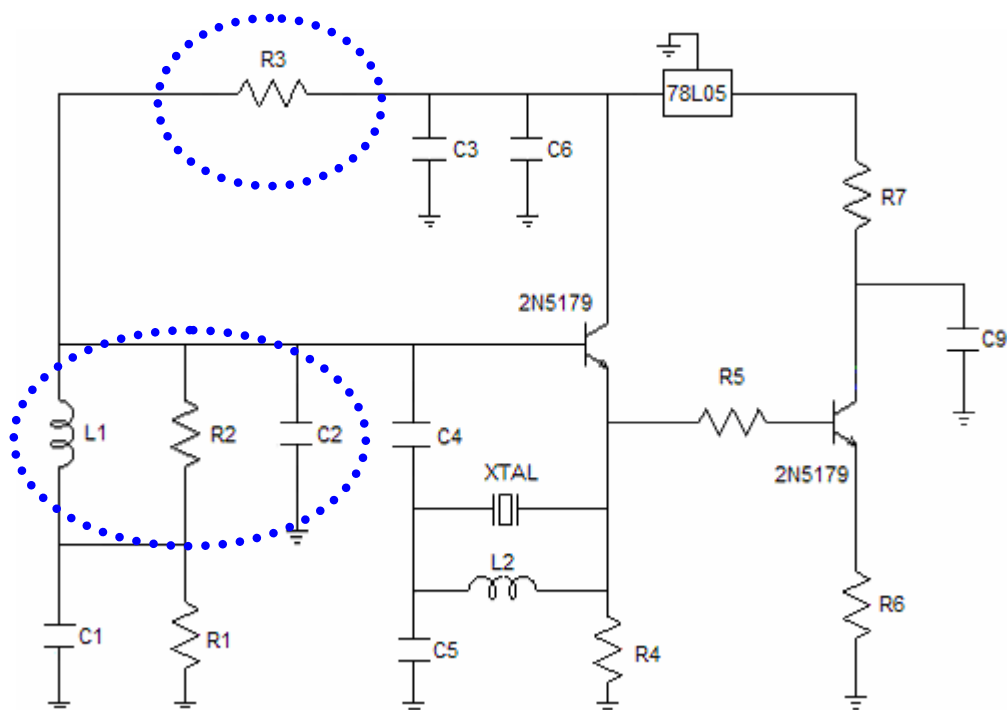


Figura 2.3. Componentes que variamos para cumplir el criterio de Barkhausen

El condensador C<sub>2</sub> es un condensador variable de 1 a 8 pF.

La bobina L<sub>1</sub> es un inductor toroidal realizado a mano. Para calcular aproximadamente el valor de esta bobina podemos hacer uso de algún programa que calcule su valor a partir de las especificaciones o utilizar ecuaciones empíricas:

$$L = \frac{d^2 n^2}{42.72d + 101.6n d_{cable}} \frac{\mu H}{cm}$$

## CAPÍTULO 2: DISEÑO DE UN OSCILADOR POR ARMÓNICOS

donde:

- $d$  : diámetro de la bobina
- $n$  : número de vueltas
- $d_{\text{cable}}$  : diámetro del cable empleado.

En nuestro caso vamos a utilizar un cable #24, lo que supone  $d_{\text{cable}} = 0.511$  mm, 8 vueltas y un diámetro para la bobina de 3.175 mm. Sustituyendo estos datos obtenemos que el valor de la bobina es: **115.4 nH**.

Utilizaremos **Microwave Office (MWO)** para encontrar los valores de estos componentes que mejor se ajusten. El circuito simulado es:

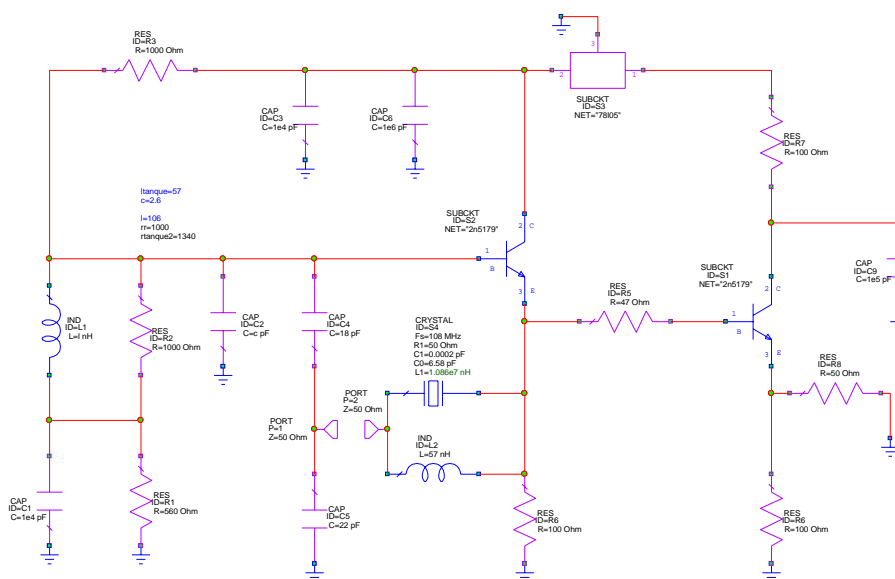


Figura 2.4. Circuito de simulación en el dominio de la frecuencia (MWO)

A la hora de simular el circuito debemos tener en cuenta que algunos componentes necesarios, como el transistor y el regulador de tensión no se encuentran en las librerías de Microwave Office.

Algunos fabricantes en sus hojas de especificaciones proporcionan sus parámetros S, de forma que podemos crear un subcircuito y crear el nuevo componente.

En primer lugar creamos un archivo de texto que contengan los parámetros S. Este archivo de texto debe tener una cabecera que comience por #:

```
# MHZ S MA R 50
```

Y los valores que debemos especificar son:

- Primero indicamos la magnitud de la frecuencia
- En segundo lugar especificamos el tipo de parámetro que estamos introduciendo, S, Y o Z.

## CAPÍTULO 2: DISEÑO DE UN OSCILADOR POR ARMÓNICOS

- Indicamos si los valores están introducidos en formato Magnitud-Angulo o en parte Real-Imaginaria.
- Por último especificamos la impedancia de referencia.

En el caso que utilicemos el formato Magnitud-Ángulo, los datos deben estar ordenados de la siguiente forma:

```

!Freq      S11      S21      S12      S22
f1 ReS11 ImS11  ReS21 ImS21  ReS12 ImS12  ReS22 ImS22
f2 ReS11 ImS11  ReS21 ImS21  ReS12 ImS12  ReS22 ImS22
    
```

Cuando ya tenemos los parámetros S preparados debemos guardar el archivo con extensión .s2p.

Los parámetros S para el transistor utilizado son (Anexo 1):

Frecuencia (MHz)	S <sub>11</sub>	∠ S <sub>11</sub>	S <sub>21</sub>	∠ S <sub>21</sub>	S <sub>12</sub>	∠ S <sub>12</sub>	S <sub>22</sub>	∠ S <sub>22</sub>
100	0.471	-90	6.78	122	0.023	64	0.844	-51
200	0.314	-145	4.20	100	0.034	58	0.780	-93
300	0.230	156	2376	91	0.043	65	0.768	-134
400	0.171	108	2.17	86	0.056	63	0.756	-177
500	0.168	54	1.86	79	0.062	62	0.741	140
600	0.149	-9	1.53	71	0.069	66	0.740	98
700	0.137	-72	1.31	67	0.073	71	0.739	54
800	0.119	-129	1.18	64	0.092	74	0.744	8
900	0.153	-174	1.13	58	0.101	68	0.742	-38
1000	0.171	122	0.979	49	0.106	71	0.749	-82

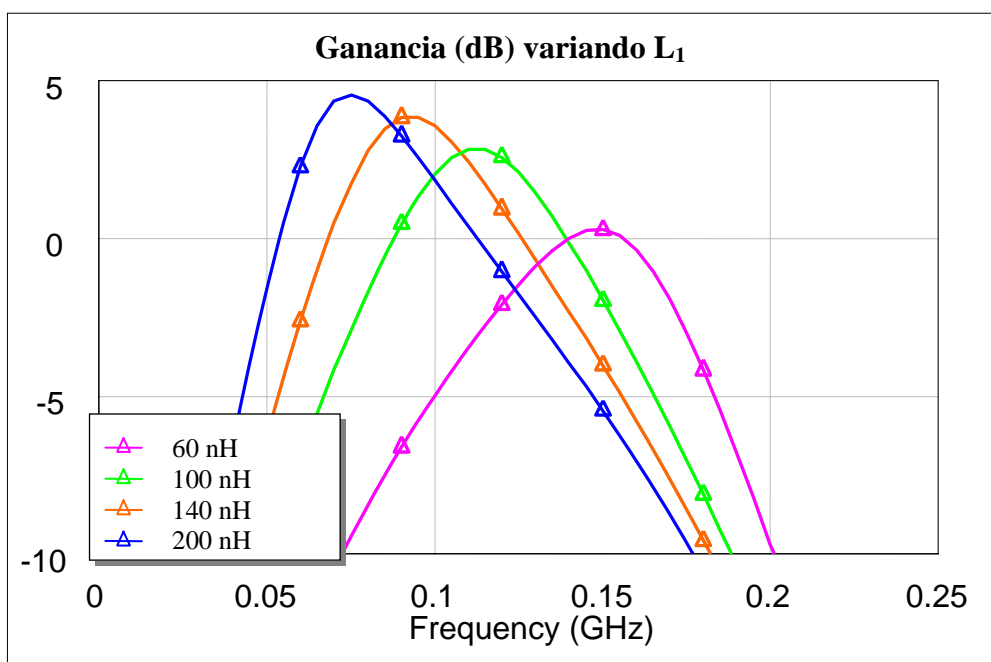
Tabla 2.1. Parámetros S del transistor 2N5179

Para importar el archivo a nuestro esquemático dentro del menú “Project” seleccionamos “Add data file” → “Import data file” y seleccionamos el archivo creado. Para utilizarlo en nuestro diseño debemos buscar el circuito dentro de “Subcircuits”. Por último, para cambiar el símbolo del subcircuito, en “propiedades” → “symbol” podemos elegir el que más se ajuste a la aplicación.

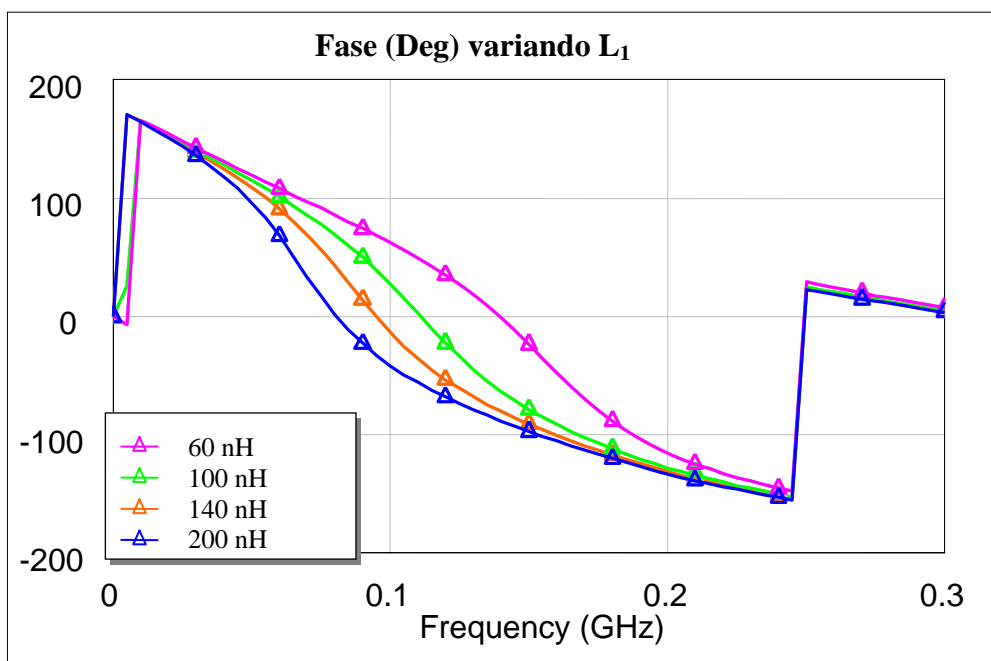
Utilizando la herramienta “Tune” de MWO vamos a variar los valores de los componentes elegidos (C<sub>2</sub>, L<sub>1</sub>, R<sub>2</sub> y R<sub>3</sub>) para lograr que la ganancia sea mayor que 1 y la fase 0° a la frecuencia de oscilación.



En primer lugar variamos la bobina  $L_1$ :



**Figura 2.5. Ganancia en dB para distintos valores de  $L_1$**



**Figura 2.6. Fase en deg para distintos valores de  $L_1$**

La frecuencia a la que la fase es igual a  $0^\circ$  varía en función del valor de la bobina, al igual que la ganancia, como podemos observar en la siguiente tabla:

$L_1$ (nH)	Frecuencia (GHz)	Ganancia (dB)	Fase (grados)
60	0.139	0	~0
100	0.111	2.839	~0
140	0.95	3.8	~0
200	0.80	4.34	~0

Tabla 2.2. Ganancia y fase para distintos valores de  $L_1$

A continuación variamos  $C_2$ :

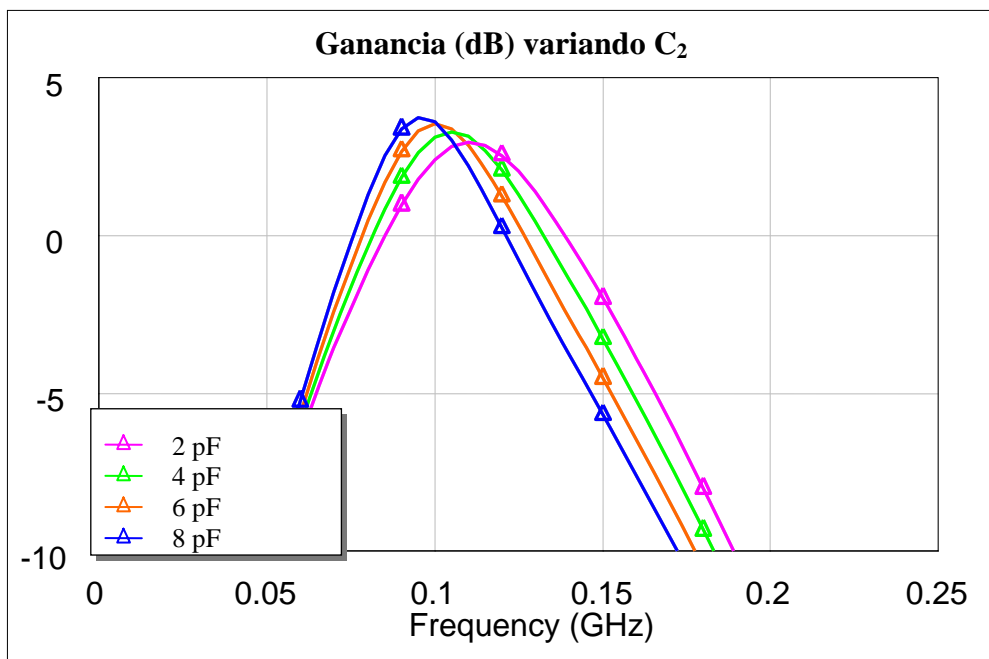


Figura 2.7. Ganancia en dB para distintos valores de  $C_2$

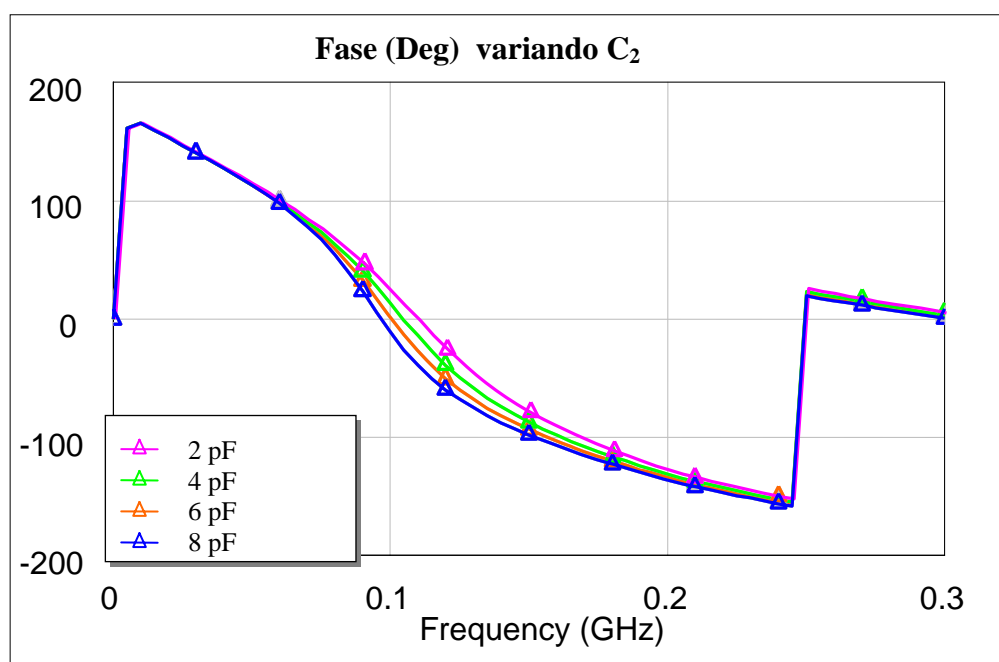


Figura 2.8. Fase en deg para distintos valores de  $C_2$

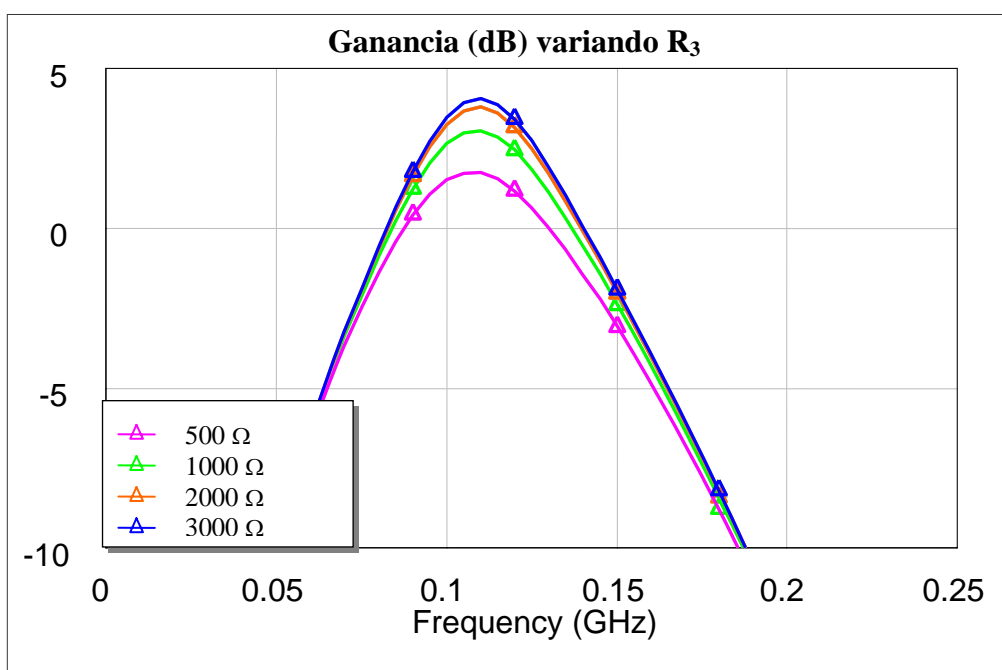
En este caso la frecuencia a la que la fase es  $0^\circ$  también varía con  $C_2$  aunque lo hace de forma menos significativa que en el caso de la bobina  $L_1$

$C_2$ (pF)	Frecuencia (GHz)	Ganancia (dB)	Fase (grados)
2	0.109	2.951	$\sim 0$
4	0.104	3.265	$\sim 0$
6	0.100	3.539	$\sim 0$
8	0.96	3.723	$\sim 0$

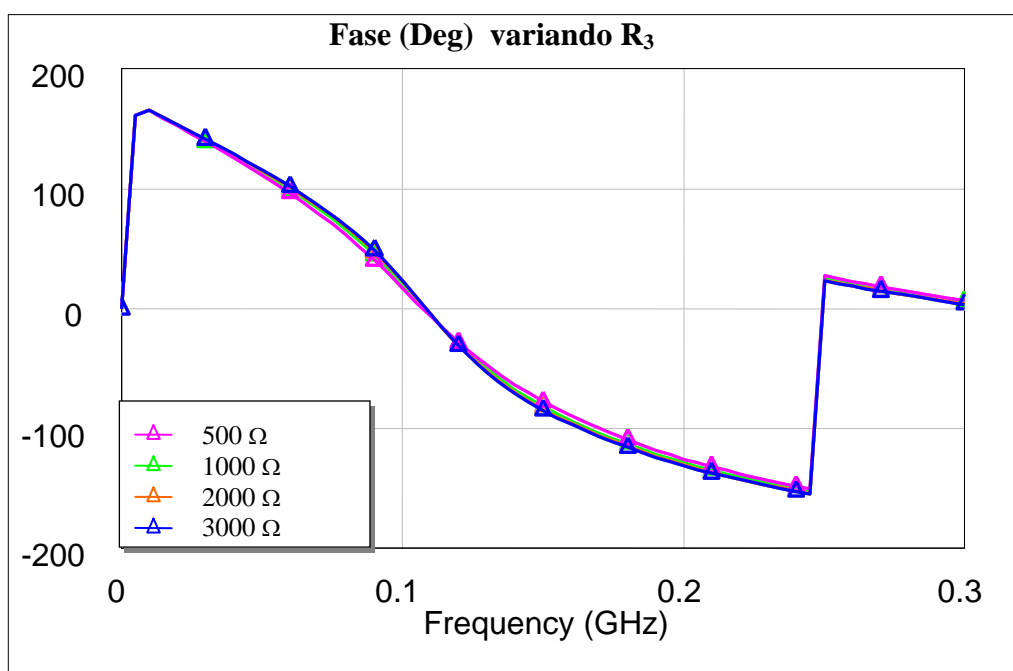
**Tabla 2.3. Ganancia y fase para distintos valores de  $C_2$**

A la vista de estos resultados, utilizaremos la bobina y el condensador para ajustar la frecuencia a la que la fase es aproximadamente  $0^\circ$  teniendo en cuenta que la ganancia sea mayor de 0 dB.

A continuación variamos los valores de la resistencia  $R_3$ . Los resultados obtenidos tanto para la ganancia como para la fase utilizando 4 valores distintos son:



**Figura 2.9. Ganancia en dB para distintos valores de  $R_3$**



**Figura 2.10. Fase en deg para distintos valores de  $R_3$**

En este caso la frecuencia a la que la fase es aproximadamente  $0^\circ$  es 108 MHz para los distintos valores que toma la resistencia, y en cambio vemos como el valor de la ganancia varía:

$R_3$ ( $\Omega$ )	Frecuencia (GHz)	Ganancia (dB)	Fase (grados)
<b>500</b>	0.108	1.74	-1.49
<b>1000</b>	0.108	3.038	0.12
<b>2000</b>	0.108	3.763	1.1
<b>3000</b>	0.108	4.015	1.4

**Tabla 2.4. Ganancia y fase para distintos valores de  $R_3$**

Y por último cambiamos la resistencia  $R_2$ :

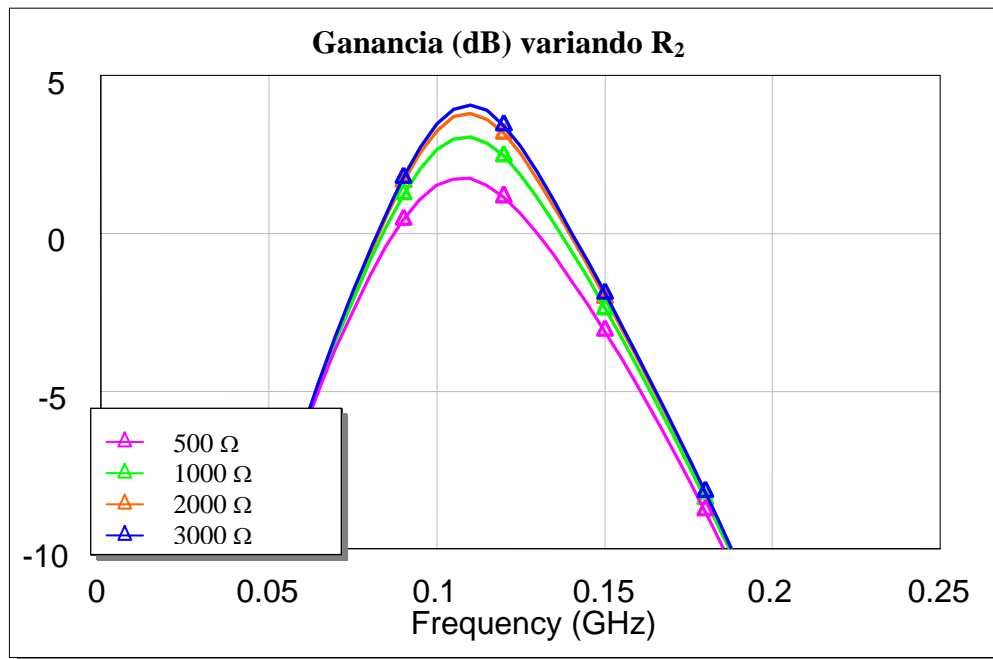


Figura 2.11. Ganancia en dB para distintos valores de  $R_2$

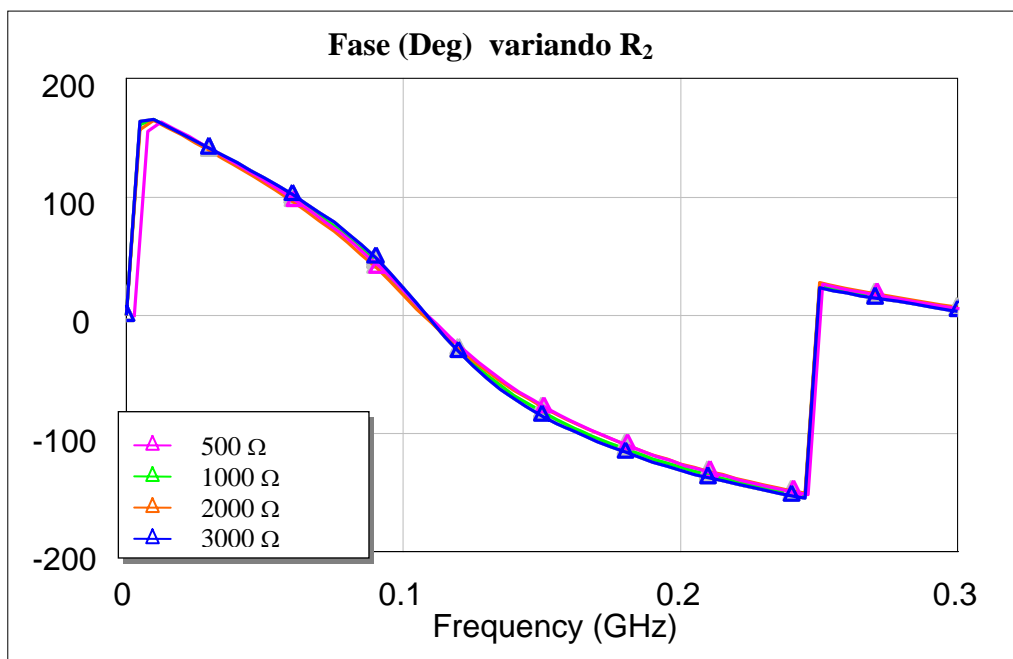


Figura 2.12. Fase en deg para distintos valores de  $R_2$

Al igual que ocurría con la resistencia  $R_3$ , el valor de la ganancia es que el varía con los valores de  $R_2$ :

$R_2$ ( $\Omega$ )	Frecuencia (GHz)	Ganancia (dB)	Fase (grados)
500	0.108	1.739	-1.548
1000	0.108	3.039	0.07
2000	0.108	3.77	1.052
3000	0.108	4.1	1.322

Tabla 2.5. Ganancia y fase para distintos valores de  $R_2$

Utilizaremos distintos valores de las resistencias para conseguir mayor nivel de ganancia una vez que se cumpla el criterio de Barkhausen a la frecuencia de oscilación.

A la vista de los resultados, llegamos a la conclusión de que a la hora de ajustar los componentes para cumplir el criterio de Barkhausen **primero** ajustaremos los valores de la bobina  $L_1$  y el condensador  $C_2$ , para conseguir que a la frecuencia de oscilación la ganancia sea mayor que 0 dB y la fase sea de aproximadamente  $0^\circ$ . A continuación, variando los valores de las resistencias  $R_2$  y  $R_3$  se buscará que la ganancia sea la máxima y que la fase esté lo más próxima a  $0^\circ$  posible.

Buscando los valores que mejor cumplan las condiciones anteriores obtenemos la siguiente ganancia:

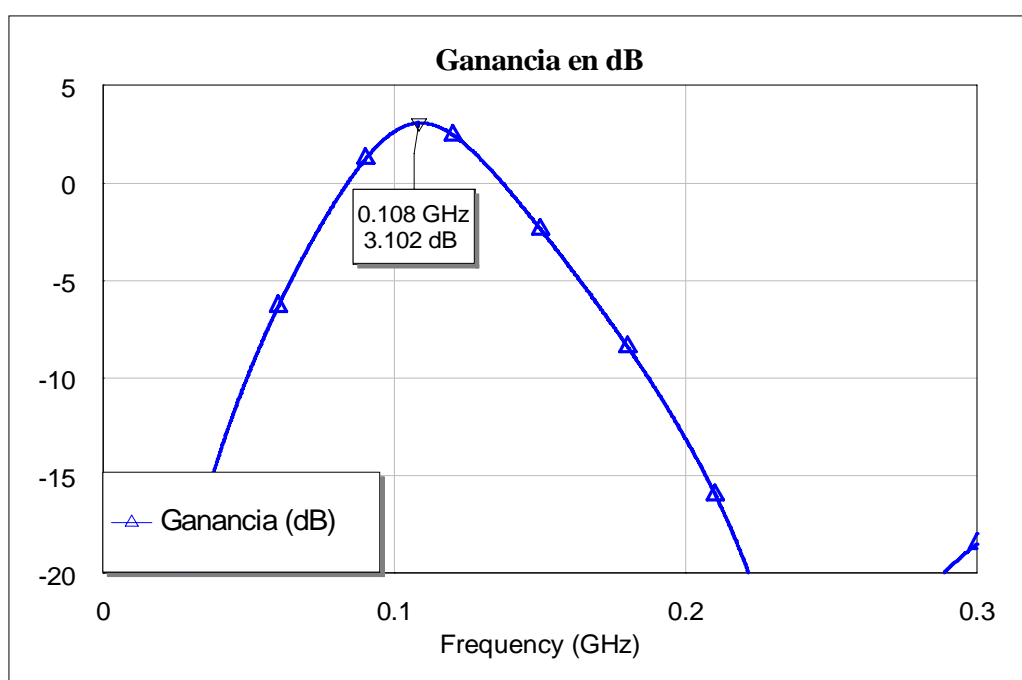


Figura 2.13. Ganancia después de optimizar

A la frecuencia de **108 MHz** la ganancia obtenida es de **3.102 dB** con lo que se cumple el criterio.

Para la fase obtenemos:

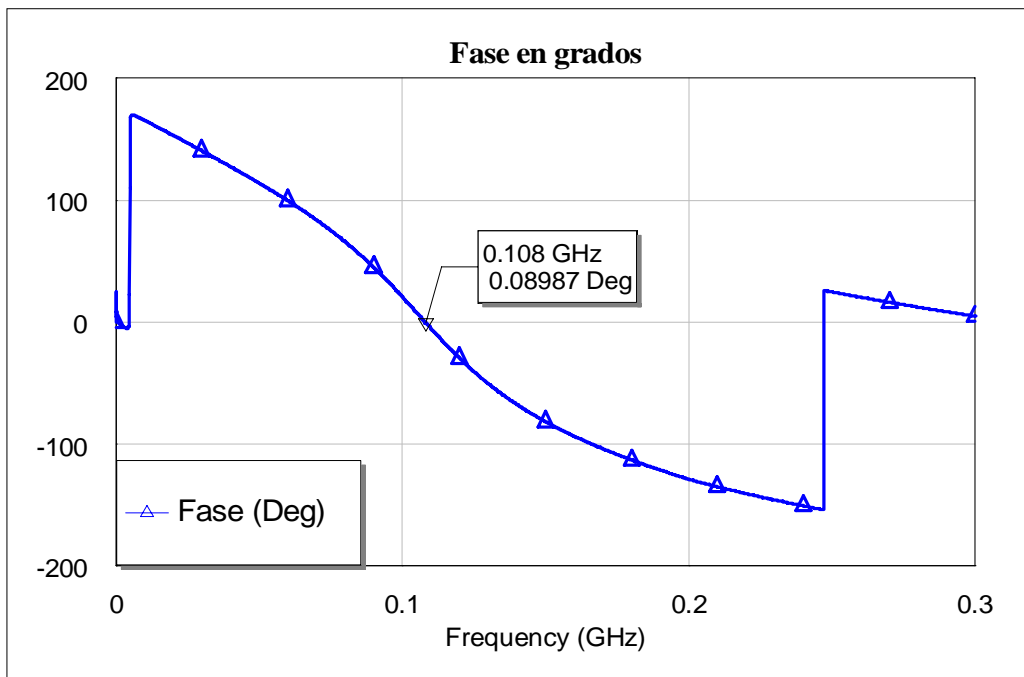


Figura 2.14. Fase después de optimizar

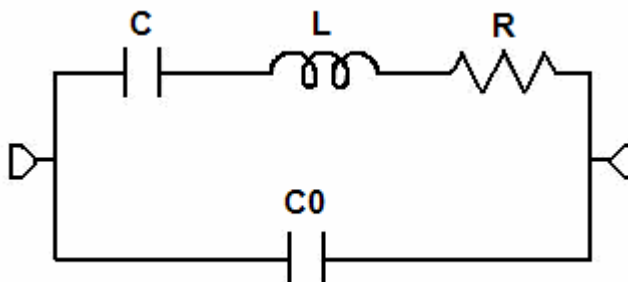
La fase es de **0.0898°** a la frecuencia del cristal. Se cumplen las 2 condiciones para que la oscilación arranque. Los valores finales que vamos a utilizar son:

- $C_2 = 2.6 \text{ pF}$
- $L_1 = 106 \text{ nH}$
- $R_2 = 1000 \text{ } \Omega$
- $R_3 = 1000 \text{ } \Omega$

**2.3.2.- Simulación del arranque de la oscilación en el dominio del tiempo del oscilador de cristal**

Una vez que ya tenemos calculados los valores que hacen que se cumpla el criterio de Barkhausen, pasamos a simular en **Pspice** el circuito del oscilador de cristal, para comprobar que la salida es un tono a la frecuencia del cristal.

En primer lugar vamos a crear el circuito correspondiente al cristal de cuarzo. El circuito equivalente es el siguiente:

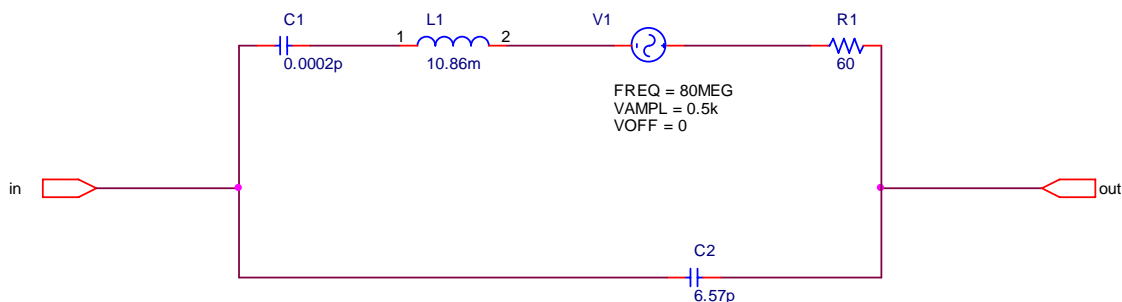


**Figura 2.15. Circuito equivalente del cristal de cuarzo**

Debemos de ajustar los valores de C y L de forma que a la frecuencia deseada (108.008 MHz) el cristal se comporte como una resistencia. Para ello va a ser necesario incluir una bobina en paralelo con el cristal que elimine el efecto de la capacidad interna del cristal  $C_0$ .

El valor de R depende de cada fabricante. Buscando en la hoja de especificaciones encontramos que para el cristal utilizado la resistencia tiene un valor de  $60\Omega$  (Anexo 1):

La simulación de un cristal de cuarzo con PSpice puede resultar difícil, sobre todo a la hora de que comience la oscilación, dando lugar a simulaciones muy largas o a simulaciones en las que la oscilación no comience nunca. Para ello se propone utilizar dentro del modelo equivalente del cristal de cuarzo una fuente de tensión sinusoidal que al principio tenga una amplitud muy alta y que decrezca rápidamente con el tiempo, de forma que le de el impulso necesario para que comience a oscilar [4]. El circuito equivalente utilizando esta fuente sería:



**Figura 2.16. Circuito equivalente en Pspice del cristal de cuarzo**



La frecuencia de oscilación del circuito, viene dada por el circuito del tanque. Este circuito está compuesto por:

- Los condensadores  $C_2$ ,  $C_4$  y  $C_5$ .
- La bobina  $L_1$
- Y la resistencia  $R_2$

Variando los valores de algunos componentes ajustamos la frecuencia de oscilación para que sea la misma que la del cristal.

El circuito completo a simular es el siguiente:

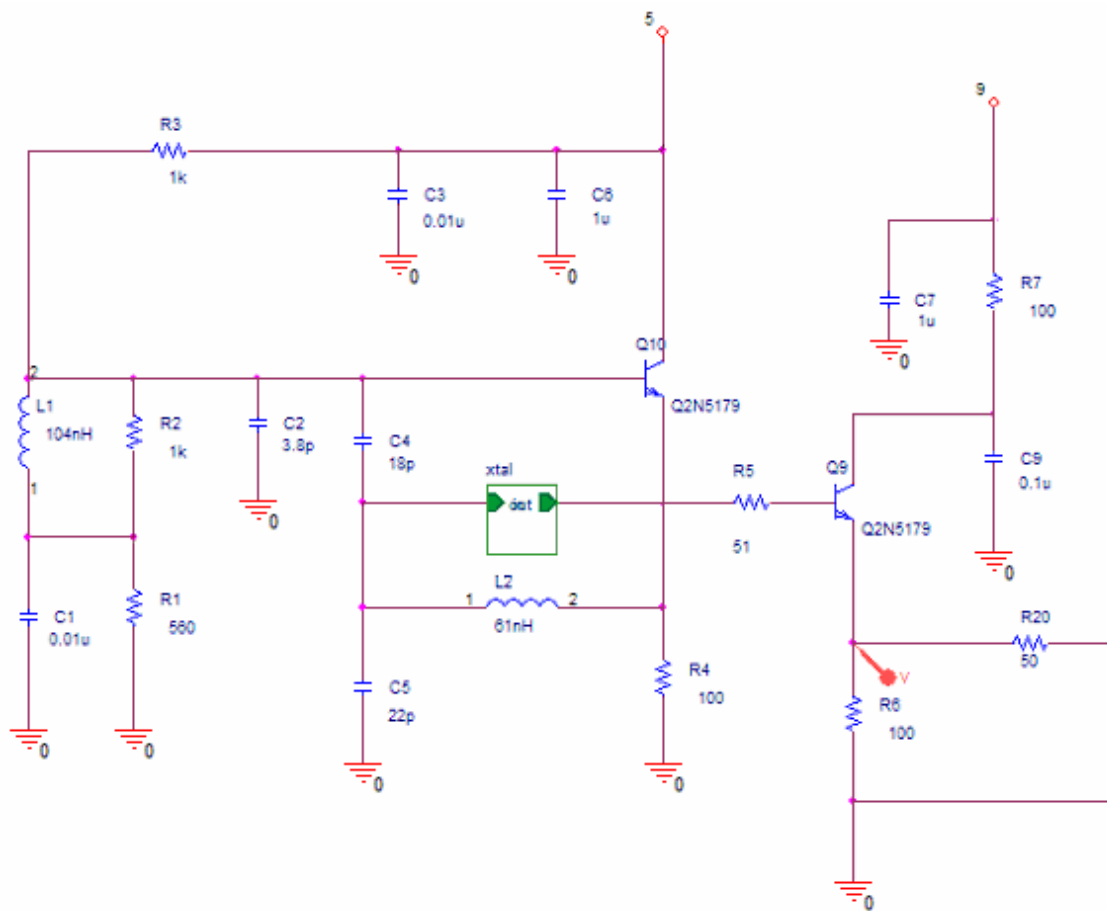


Figura 2.17. Circuito de simulación en el dominio del tiempo (Pspice)

A la salida conectamos una resistencia de  $50\Omega$  ya que la salida debe estar adaptada.

Realizaremos una simulación temporal. Para ello creamos un nuevo perfil de simulación dentro del menú “Pspice”  $\rightarrow$  “New simulation profile”, y elegimos simulación temporal (“Time Domain (Transient)”). El tiempo de simulación elegido es de  $30\mu\text{s}$ . Este tiempo es más que suficiente para que arranque la oscilación y se estabilice. La ventana del perfil de simulación tendrá la siguiente forma:

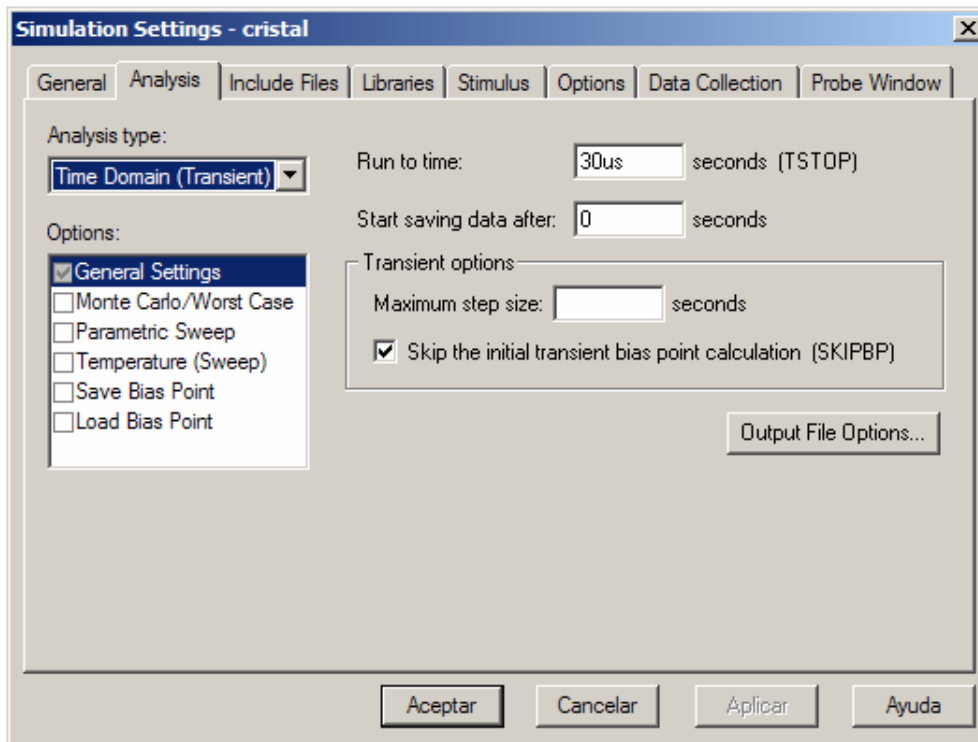


Figura 2.18. Configuración de los parámetros de la simulación temporal (Pspice)

Realizando la simulación obtenemos:

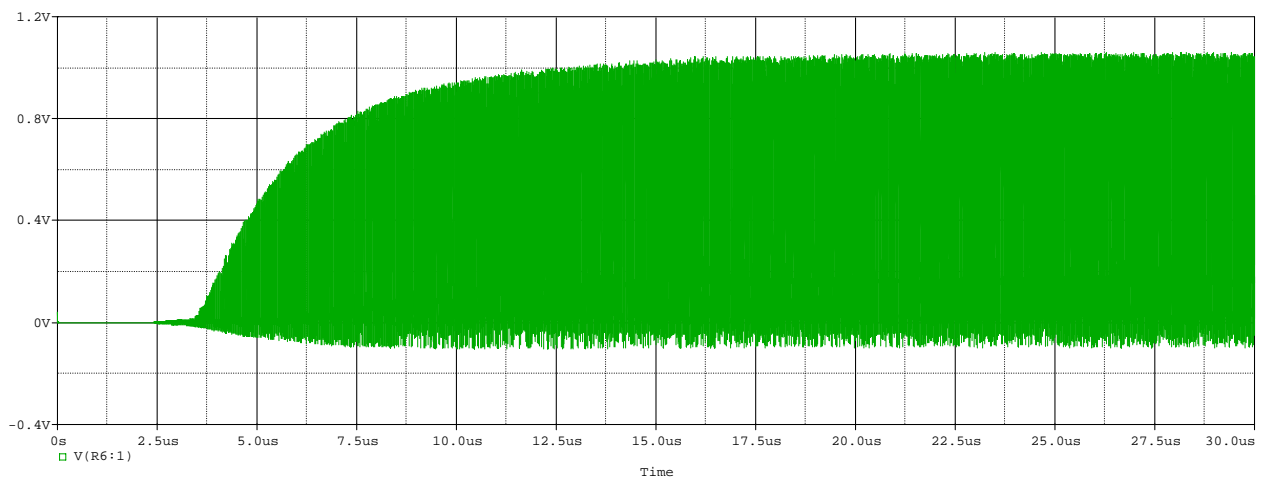
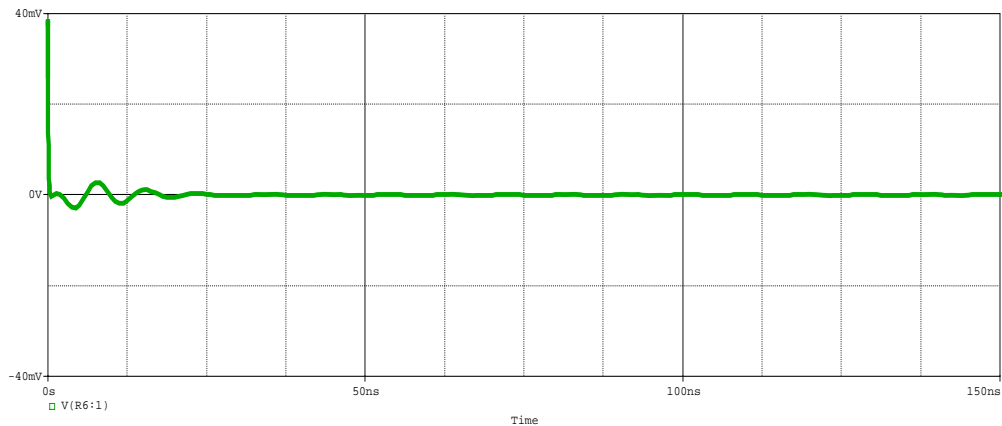


Figura 2.19. Respuesta temporal del oscilador de XTAL (Pspice)

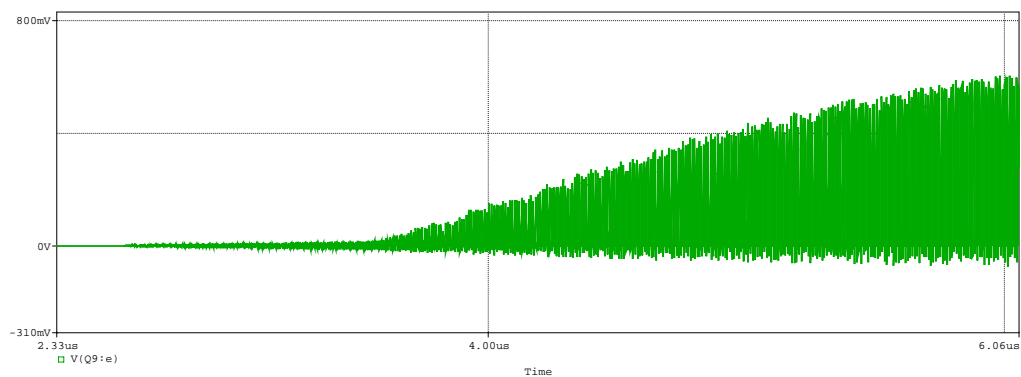
En la gráfica anterior podemos distinguir 3 zonas:

- Durante los primeros instantes de la simulación tenemos el impulso proporcionado por la fuente de tensión incluida en el cristal. Ampliando esta zona podemos ver de forma más clara esto:



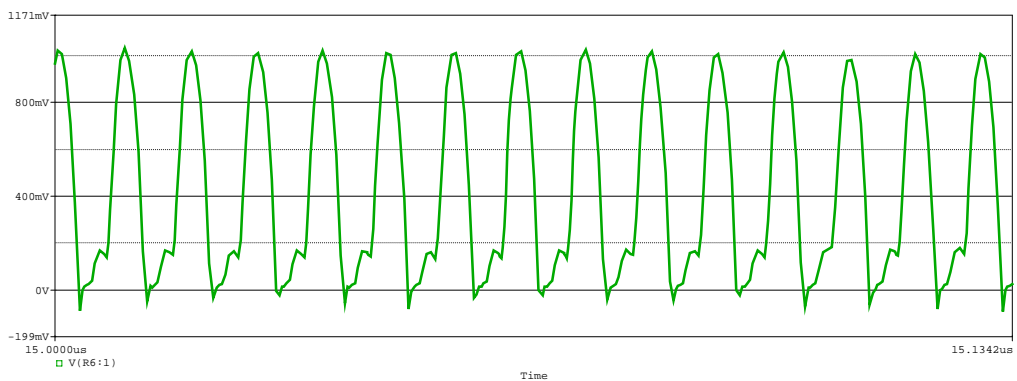
**Figura 2.20. Impulso inicial de la fuente de tensión del cristal (Pspice)**

- Cuando el impulso de la fuente termina, en la salida no aparece la oscilación final hasta pasado un tiempo cuando arranca la oscilación y va ganando amplitud hasta que se estabiliza:




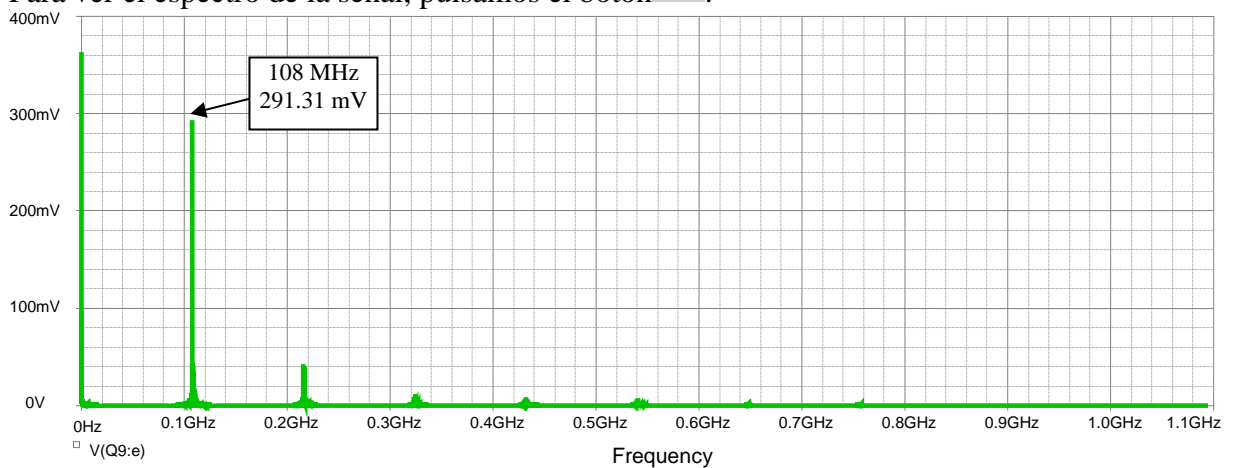
**Figura 2.21. Arranque de la oscilación (Pspice)**

- Pasado el tiempo transitorio, la oscilación arranca, y cuando alcanza su máxima amplitud entramos en el periodo estacionario:



**Figura 2.22. Saturación de la oscilación (Pspice)**

Para ver el espectro de la señal, pulsamos el botón :



**Figura 2.23. Espectro de la señal (Pspice)**

Y observamos como tenemos el armónico a la frecuencia de 108 Mhz, con una tensión de 195.94 mV. Pasamos esta medida a potencia y a dBm:

$$P = \frac{V^2}{R} = \frac{0.29131^2}{50} = 1.697mW$$

$$P(dBm) = 10\log(P(mW)) = 2.297dBm$$

### **2.4.- Diseño del generador de armónicos**

Esta parte del circuito es la encargada de generar a partir del tono generador en el oscilador de cristal, los armónicos a frecuencias superiores.

El generador de armónicos está compuesto por 2 bloques principales: un rectificador de media onda y un filtro pasa-banda con elementos concentrados.

#### **2.4.1.- Rectificador de media onda**

Si una señal sinusoidal es recortada, amplificada, utilizada en un rectificador de media onda, o cualquier acción que haga que pierda su forma sinusoidal perfecta, la señal resultante contendrá armónicos. [3]

Utilizaremos un rectificador de media onda para la generación de estos armónicos. El diodo que utilizaremos es un **diodo Schottky de barrera HSMS2800** de Agilent (Anexo 1).

En Microwave Office no tenemos este componente, pero si tenemos un transistor basado en el modelo spice en “*nonlinear*” → “*diode*” → “*sdiodo, spice model*” el cual nos da la opción de introducir los parámetros para Pspice del diodo proporcionados por el fabricante. Para este modelo, el fabricante da los siguientes parámetros:

- $B_v = 75V$
- $C_{jo} = 1.6 \text{ pF}$
- $E_g = 0.69 \text{ eV}$
- $I_{bv} = 10e-5 \text{ A}$
- $I_s = 3e-8 \text{ A}$
- $N = 1.08$
- $R_s = 30$
- $P_b (V_j) = 0.65$
- $X_{ti} = 2$
- $M = 0.5$

Para abrir la ventana de propiedades, sobre el componente pulsamos el botón derecho del ratón y seleccionamos “*properties*”. Buscamos la pestaña “*Parameters*” y en ella pulsamos el botón “*show secondary*”. La ventana que tendremos será esta:

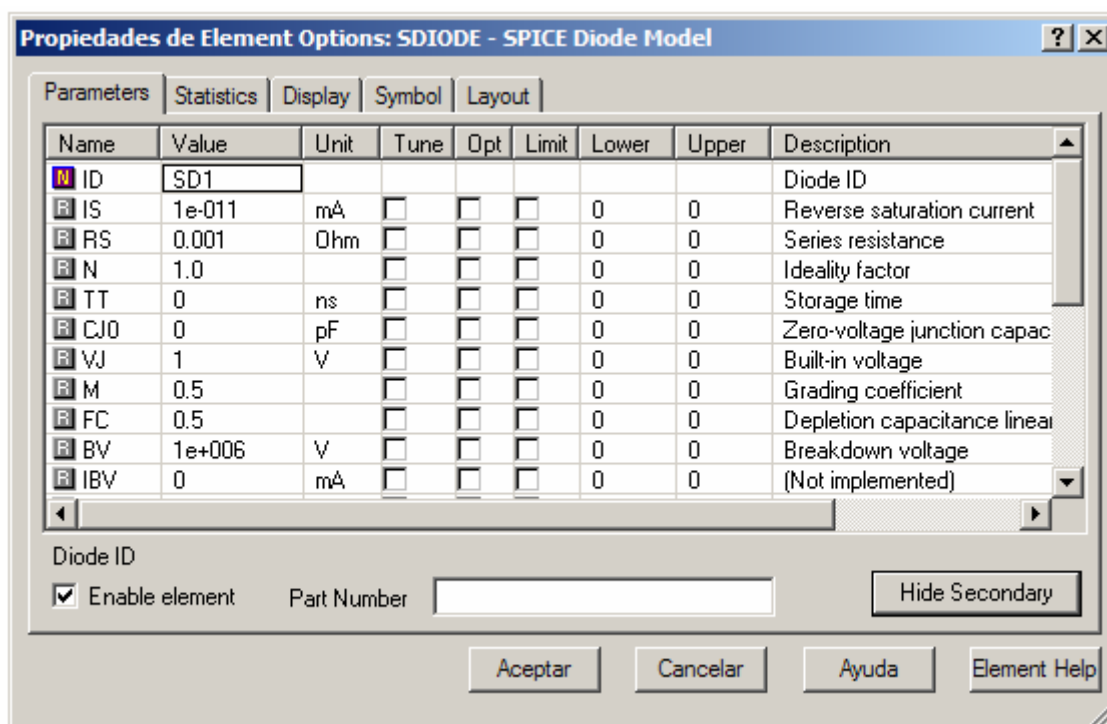


Figura 2.24. Cuadro de diálogo de Propiedades del elemento SDIODE en MWO

En ella aparecen parámetros del diodo. Introducimos los valores proporcionados de forma que queda definido completamente el diodo HSMS2800.

Para ver como este comportamiento simularemos una fuente de tensión senoidal que proporcione un tono puro a la frecuencia de 108.008 MHz, una resistencia, y el diodo Schottky.

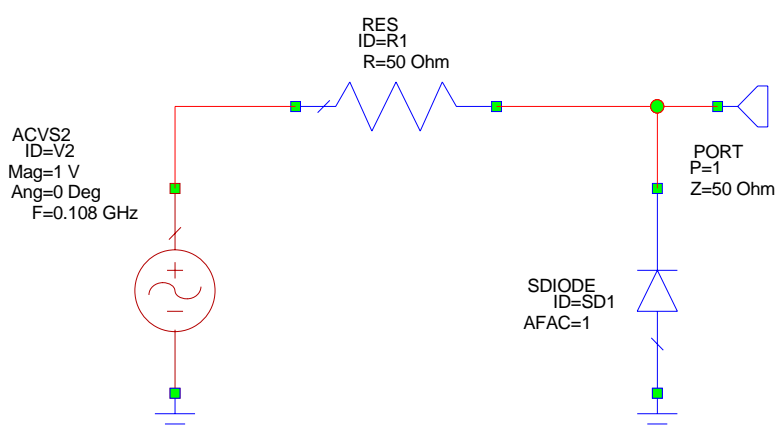


Figura 2.25. Esquema de un rectificador de media onda (MWO)

Al realizar la simulación obtenemos el espectro que obtenemos es:

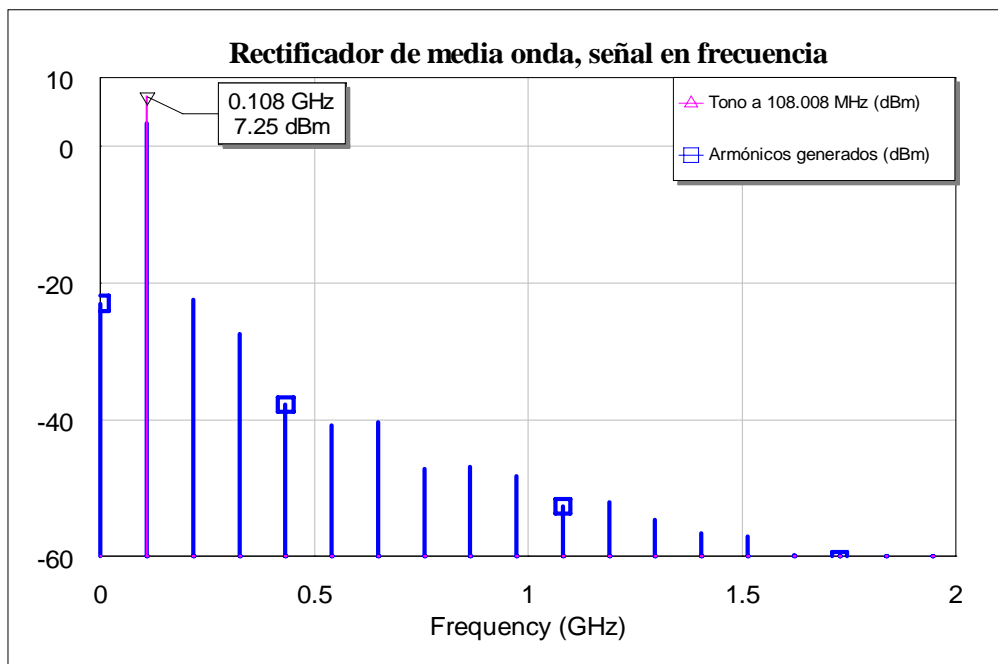


Figura 2.26. Espectro del rectificador de media onda (MWO)

En rosa tenemos el tono puro generador por la fuente de tensión a la frecuencia de 108.008 MHz, y en azul la señal resultante después del rectificador, con los armónicos que se han generado.

A continuación vamos a simular el mismo circuito utilizando **Pspice** para ver el resultado en el dominio del tiempo.

A la hora de simular observamos que el diodo utilizado no está en las librerías de Pspice, tenemos que crearlo nosotros mismos a partir de los parámetros que proporciona el fabricante en sus hojas de especificaciones, y que ya hemos mostrado antes.

Para crear un nuevo componente abrimos **Pspice Model Editor** y seleccionamos "New" del menú "File". Luego dentro del menú "Model" elegimos "new":

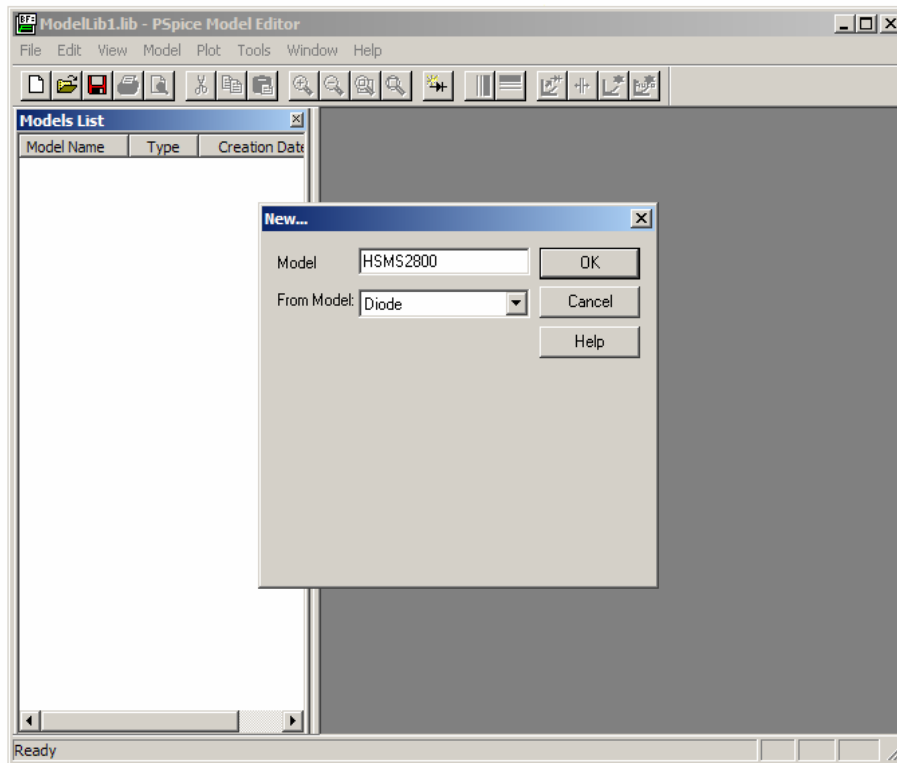


Figura 2.27. Cuadro de diálogo para la creación de un nuevo modelo

Introducimos el nombre que va a tener el componente y el tipo que va a ser, en este caso un diodo.

Aceptamos y comenzamos a introducir los datos:

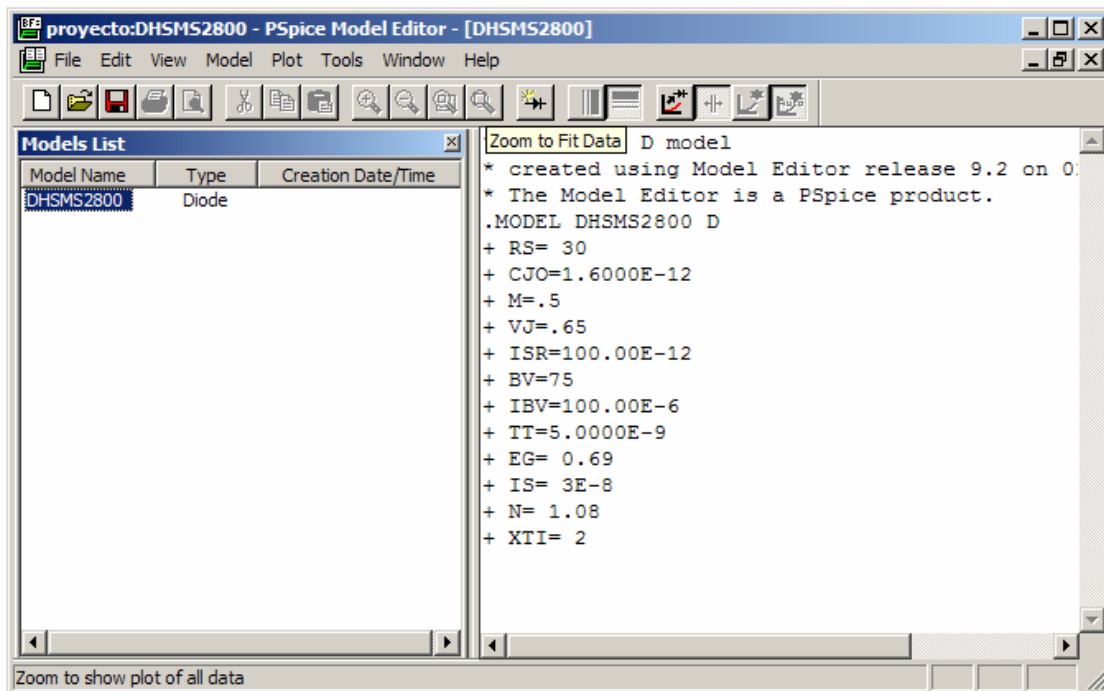


Figura 2.28. Datos del diodo HSMS2800 creado



## CAPÍTULO 2: DISEÑO DE UN OSCILADOR POR ARMÓNICOS

Salvamos los datos, y dentro del menú “File” pulsamos “Create Capture Parts” para poder utilizar en los esquemáticos realizados los componentes creados. Introducimos como librería de entrada la librería que hemos creado, y aceptamos. El diodo ya se puede utilizar en nuestro esquemático.

El esquema realizado en Pspice:

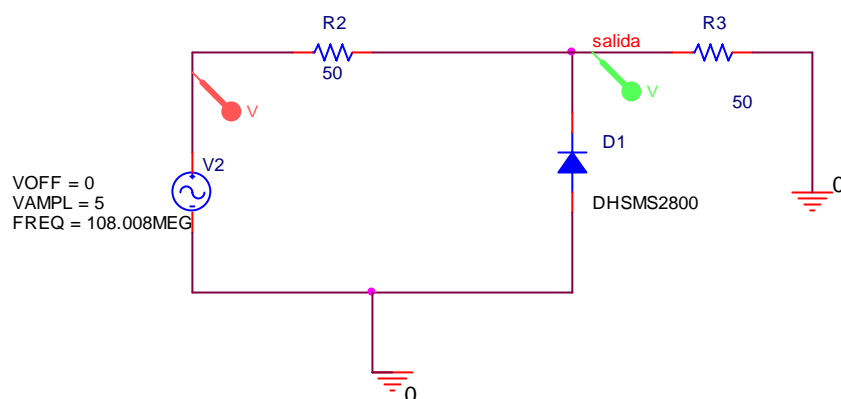


Figura 2.29. Esquema del rectificador de media onda (Pspice)

Y haciendo una simulación temporal:

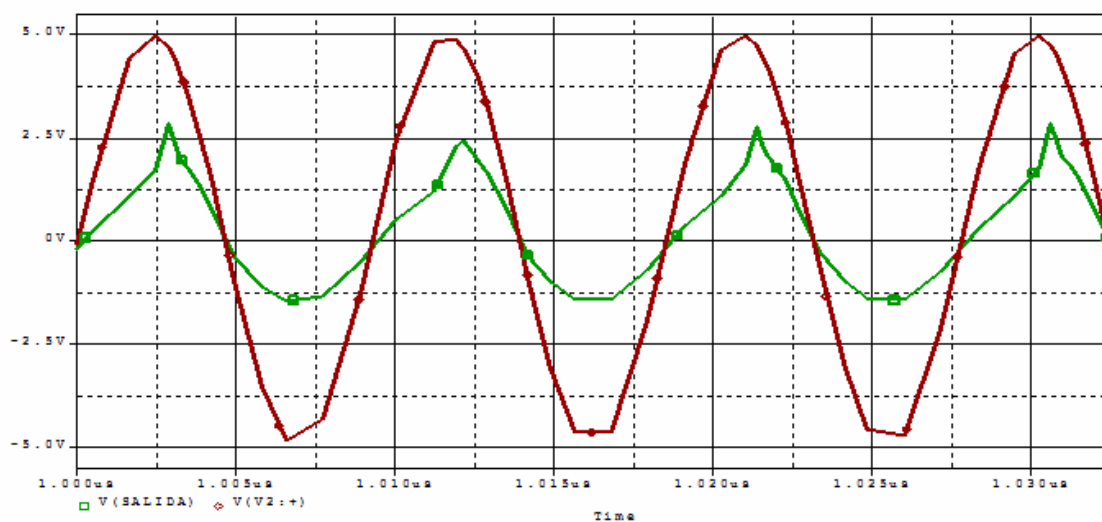


Figura 2.30. Señal de salida y entrada en el dominio del tiempo

En rojo tenemos la señal de salida de la fuente de tensión, y en verde la señal a la salida del rectificador. Podemos observar como la señal se distorsiona dejando de ser una sinusoidal perfecta, lo que da lugar a la aparición de armónicos, como podemos ver en el espectro:

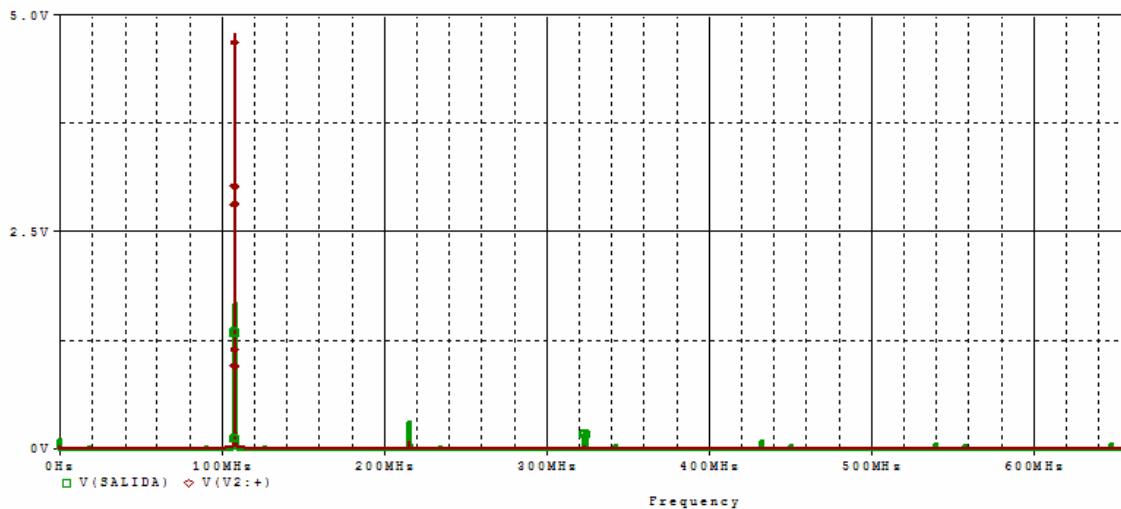


Figura 2.31. Espectro de la señal del rectificador de onda

### 2.4.2.- Filtro

El filtro empleado está a su vez compuesto por 2 filtros, un filtro paso bajo y uno paso alto, que juntos forman un filtro pasa banda.

Este filtro se encargará de dejar pasar la señal de 108.008 MHz procedente del oscilador de cristal y atenuará los armónicos que se hayan generado debido a las no linealidades de los transistores, de forma que al rectificador llegue una señal lo más pura posible.

Al igual que en el generador de armónicos, las bobinas que vamos a utilizar están hechas con cable. En esta ocasión utilizaremos un programa que calcula el valor de la bobina a partir de las especificaciones. Este programa es **Mini Ring Core Calculator**. La ventana principal del programa es:

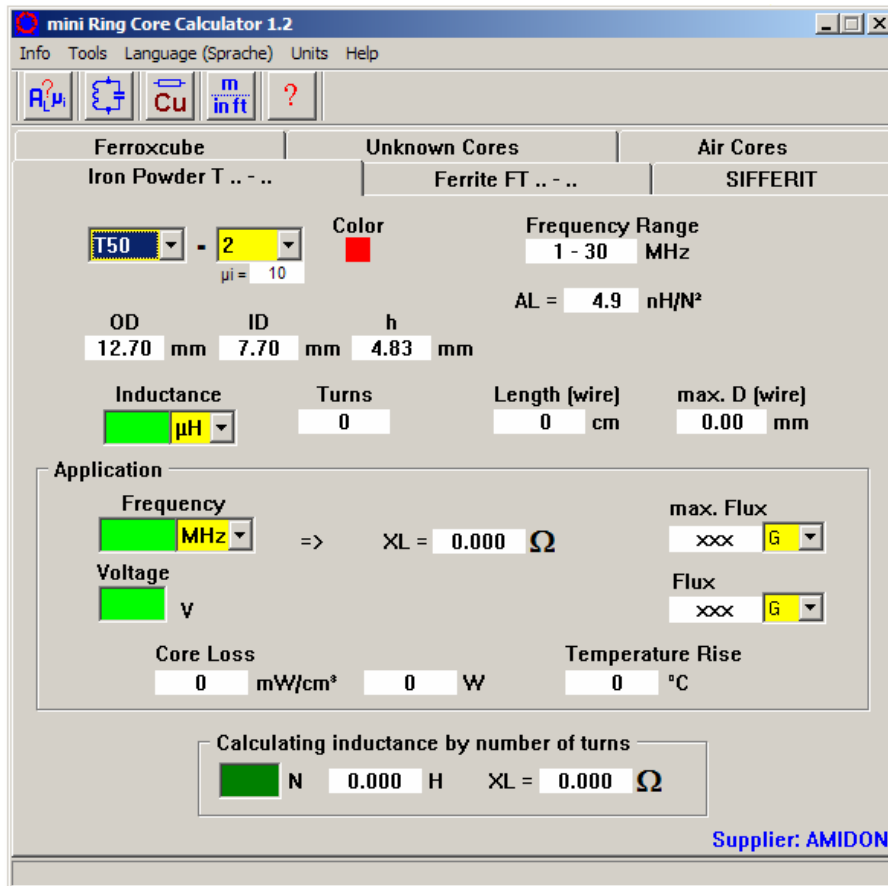


Figura 2.32. Ventana principal del programa *mini Ring Core Calculator*

El programa nos da la opción de elegir el tipo de bobina que vamos a utilizar dependiendo del material que utilicemos para hacer el núcleo. En nuestro caso no vamos a utilizar ninguno, así que elegimos “**Air cores**”

Los valores que debemos introducir son:

- n: el número de vueltas
- L: la longitud total
- d: el diámetro

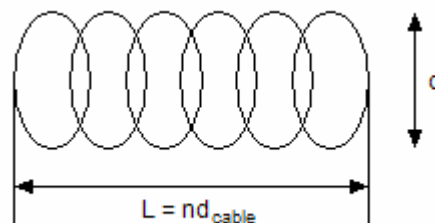


Figura 2.33. Bobina de cable

El número de vueltas viene especificado en la descripción del circuito, al igual que el diámetro.

Para calcular la longitud, multiplicamos en número de vueltas de la bobina por el diámetro del cable. El diámetro del cable lo podemos calcular en el mismo programa, teniendo en cuenta que el cable es del #24:

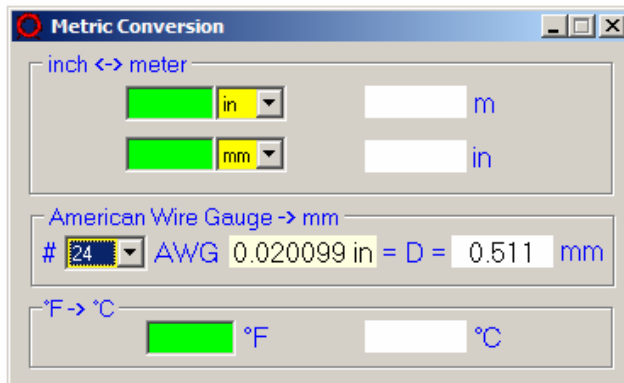


Figura 2.34. Conversor de medidas de *mini Ring Core Calculator*

Los valores de las 2 bobinas que necesitamos serán:

- 6 vueltas: 79.527 nH
- 4 vueltas: 45.69 nH

Para ver la respuesta del filtro utilizamos **Microwave Office**. El circuito que simulamos es:

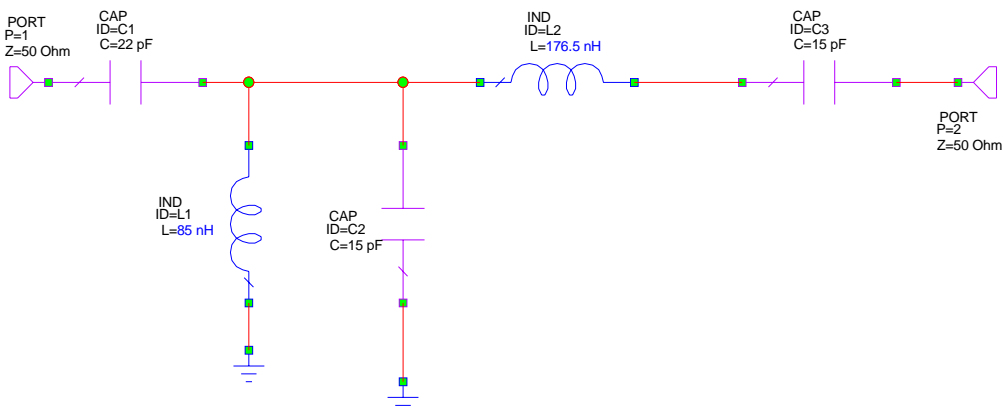
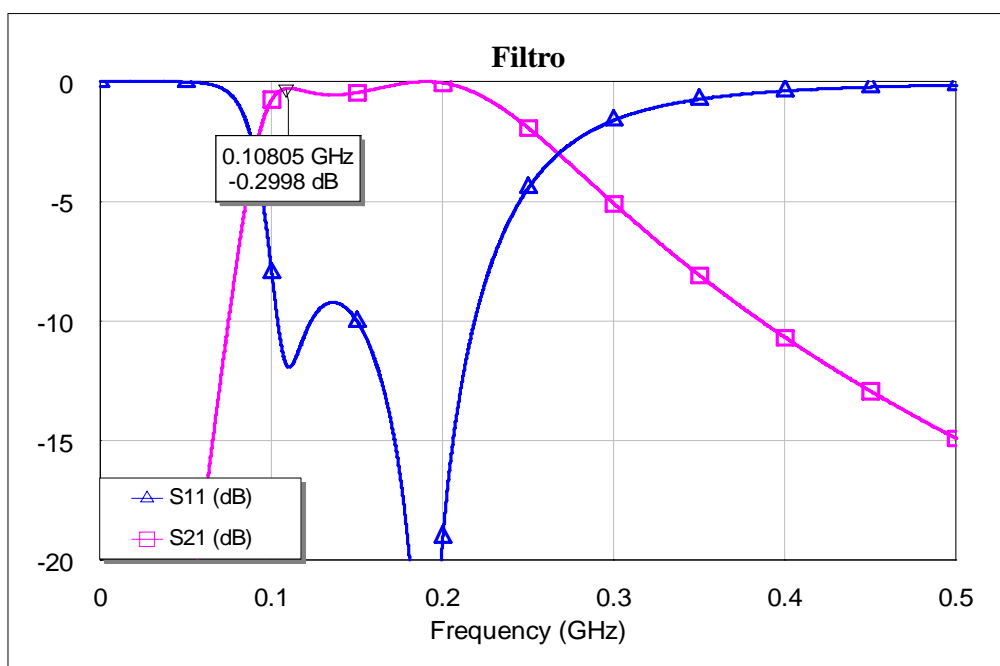


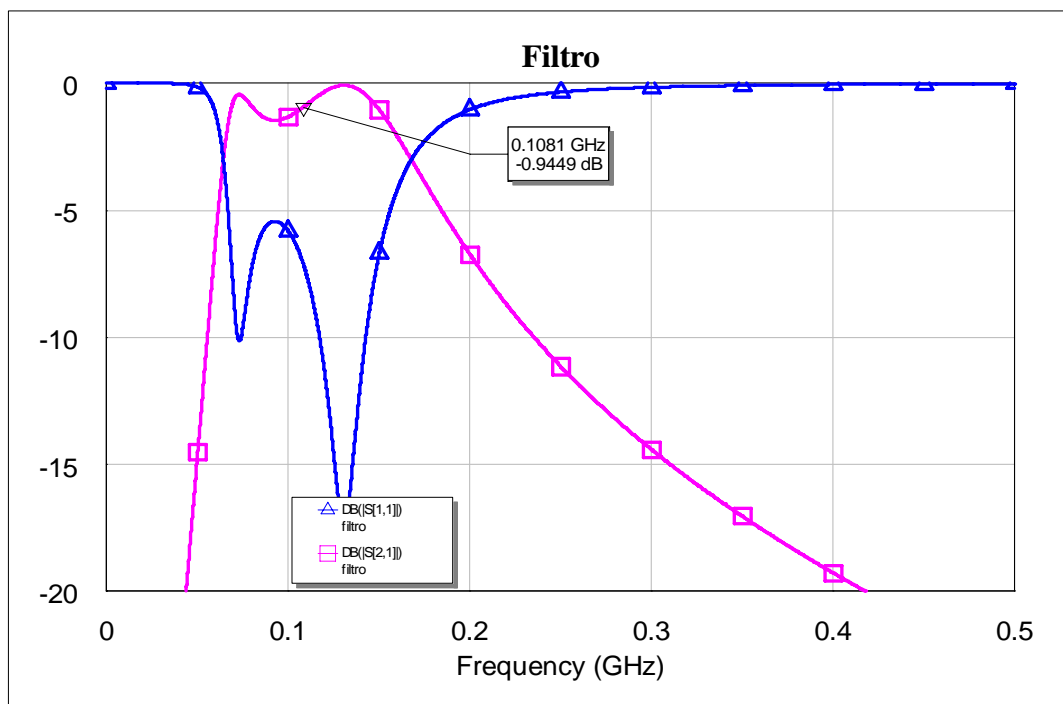
Figura 2.35. Esquema del filtro pasa-banda (MWO)

Y los resultados de la simulación:



**Figura 2.36. Respuesta en frecuencia del filtro pasa-banda (MWO)**

Para que el filtro resultante esté centrado a la frecuencia del cristal de cuarzo y así evitar que otras frecuencias pasen, variamos los valores de las bobinas hasta obtener la respuesta que mejor se ajuste:

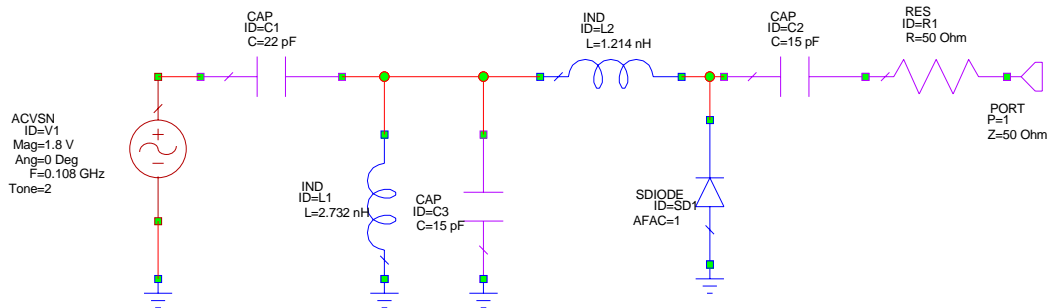


**Figura 2.37. Respuesta optimizada en frecuencia del filtro pasa-banda (MWO)**

**2.4.3.- Diseño completo**

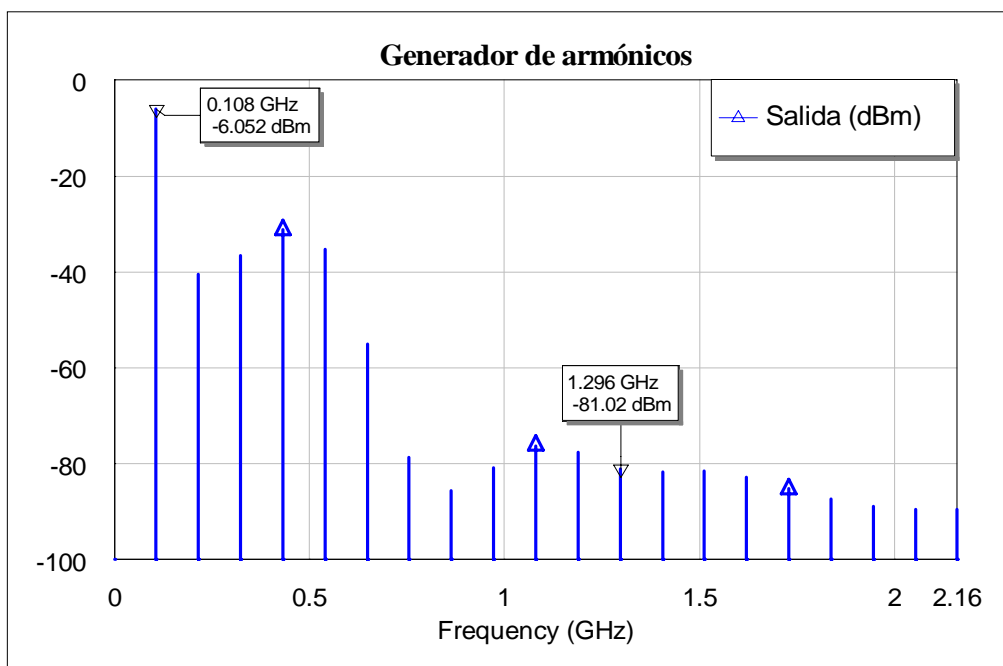
Por último, vamos a hacer la simulación del generador de armónicos completo, con el filtro y el rectificador de media onda.

Primero simularemos el circuito tomando como entrada una fuente de tensión que produce un tono ideal a la frecuencia de 108.008 MHz. El circuito completo con MWO es:



**Figura 2.38. Esquema del generador de armónicos (MWO)**

Y los resultados de la simulación:



**Figura 2.39. Espectro de salida del generador de armónicos**

La respuesta obtenida es la esperada ya que a la salida se generan armónicos a partir de la señal de entrada.

## CAPÍTULO 2: DISEÑO DE UN OSCILADOR POR ARMÓNICOS

La respuesta anterior era una **respuesta ideal** ya que en realidad a la entrada del generador de armónicos no tenemos una señal pura, sino la señal procedente del oscilador de cristal.

Simulamos el oscilador de cristal junto con el generador de armónicos completo:

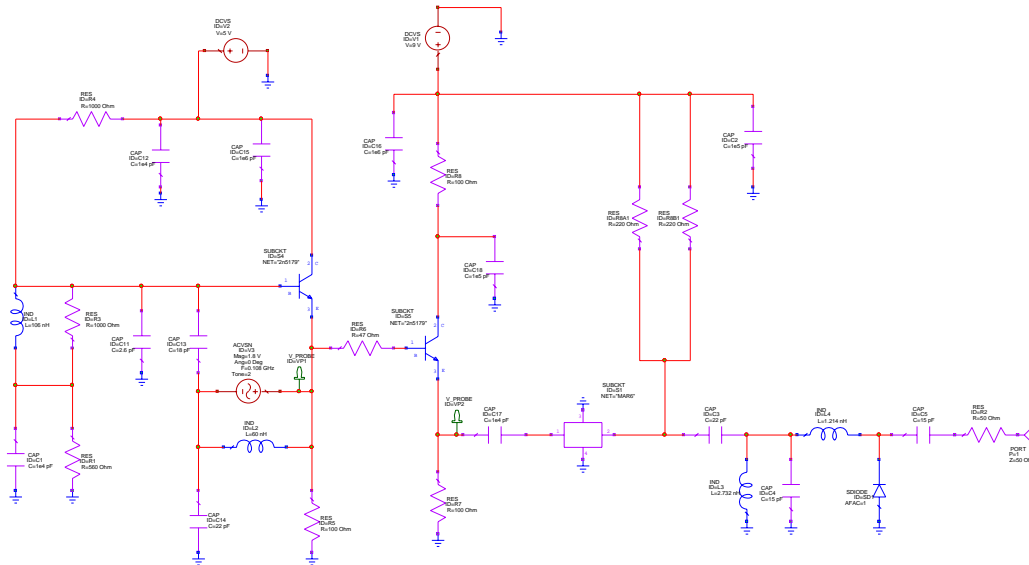


Figura 2.40. Esquema del oscilador de XTAL y el generador de armónicos (MWO)

Representamos en la misma gráfica la salida del oscilador de cristal (en rosa) y la salida del generador de armónicos:

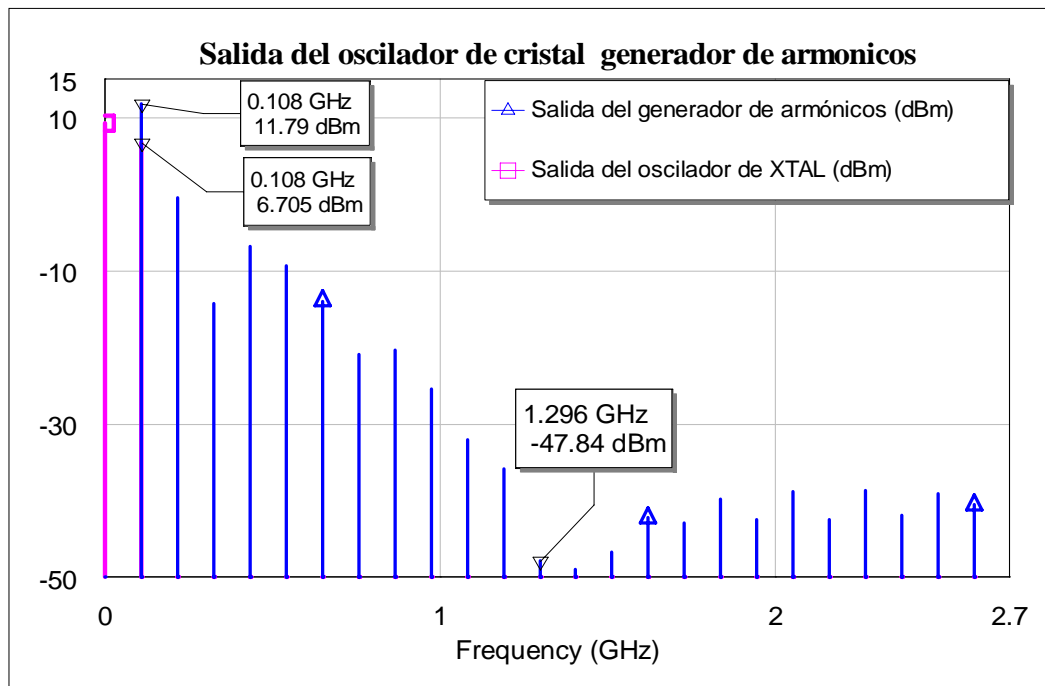
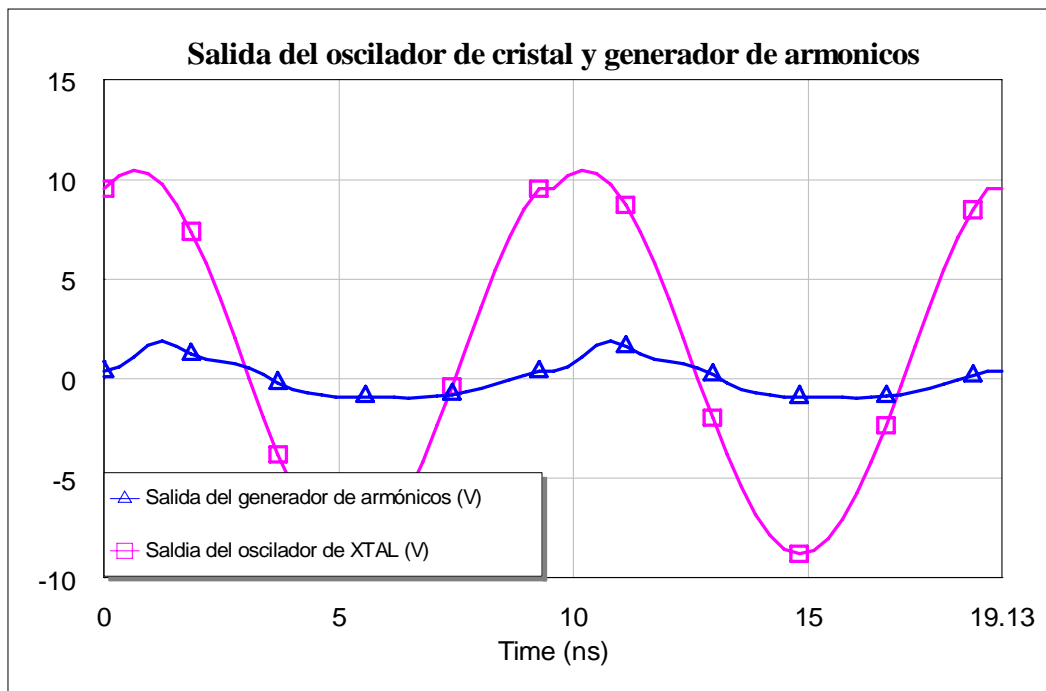


Figura 2.41. Espectro del oscilador + generador de armónicos (MWO)

La señal en tiempo:



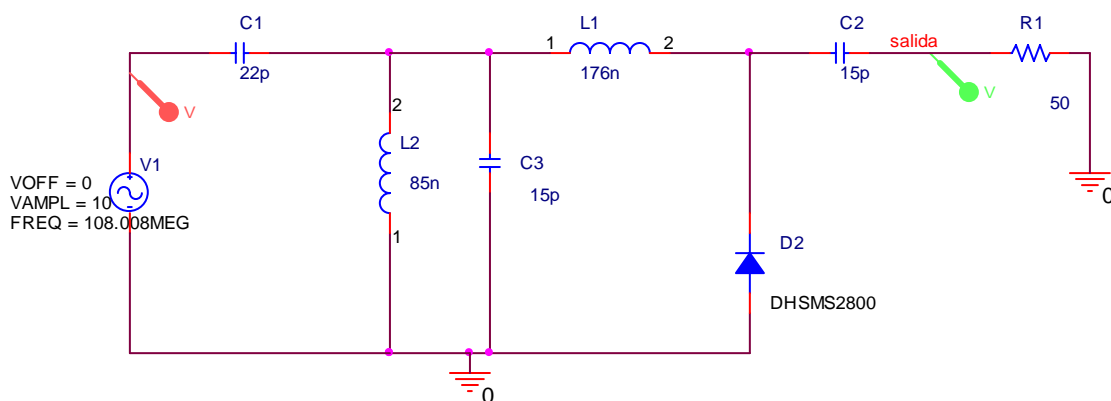
**Figura 2.42. Señal en tiempo del oscilador + generador de armónicos (MWO)**

En rosa tenemos la señal obtenida del oscilador de cristal, y en azul la salida del generador de armónicos.

La aparición de los armónicos en la señal de salida (como vemos en la figura 2.41) distorsiona la señal de que deja de ser una sinusoidal pura.

A continuación utilizamos **Pspice** para poder ver la señal tanto en tiempo como en frecuencia.

El circuito simulado es:



**Figura 2.43. Esquema del generador de armónicos (Pspice)**



En el tiempo:

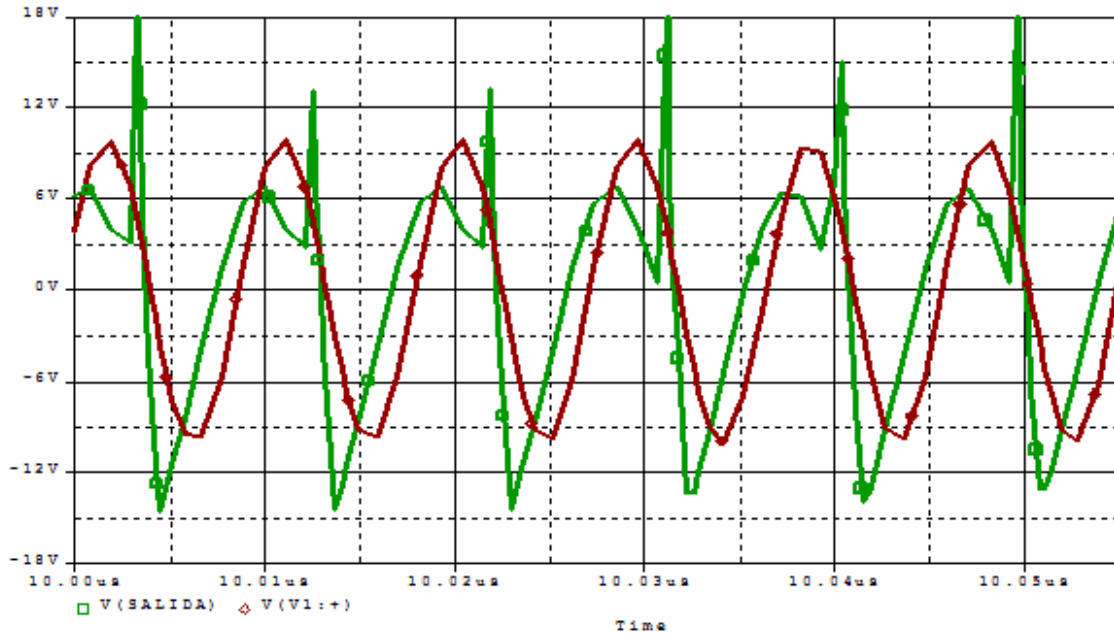


Figura 2.44. Señal en tiempo del generador de armónicos (Pspice)

En rojo tenemos la señal de salida de la fuente de tensión y en verde la señal después del filtro y del rectificador.

El espectro de la señal:

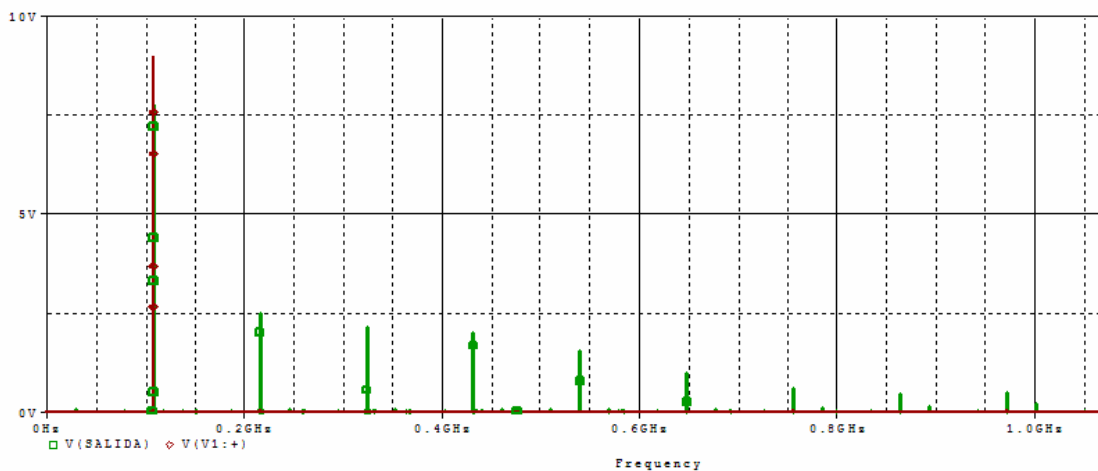


Figura 2.45. Espectro del generador de armónicos (Pspice)

En este caso podemos ver claramente como a partir de la señal de entrada (en rojo) en la señal de salida (en verde) aparecen gran cantidad de armónicos a frecuencias superiores.

## 2.5.- Diseño de los amplificadores de microondas

Los amplificadores cumplen una importante misión en este circuito, aumentar el nivel de potencia del armónico.

Los amplificadores de microondas utilizados son de la familia **MAR** de Minicircuits. Para elegir cual va a ser el utilizado en el circuito buscamos el que tenga la ganancia que mejor se ajuste a las necesidades (Anexo 1).

Modelo	Rango de frecuencia (MHz)		Ganancia (dB)		
	Mínimo	Máximo	0.1 GHz	1 GHz	2 GHz
MAR – 1	DC	1000	17.8	16.5	-
MAR – 2	DC	2000	12.5	12	11
MAR – 3	DC	2000	12.5	12	10.5
MAR – 4	DC	1000	8.3	8	-
MAR – 6	DC	2000	22	20	17
MAR – 7	DC	2000	13.5	12.5	11
MAR – 8	DC	1000	31.5	22.5	-

Tabla 2.6. Tabla de ganancia de los amplificadores MAR

Estos amplificadores necesitan de una red de polarización para que funcionen correctamente. El esquema básico es:

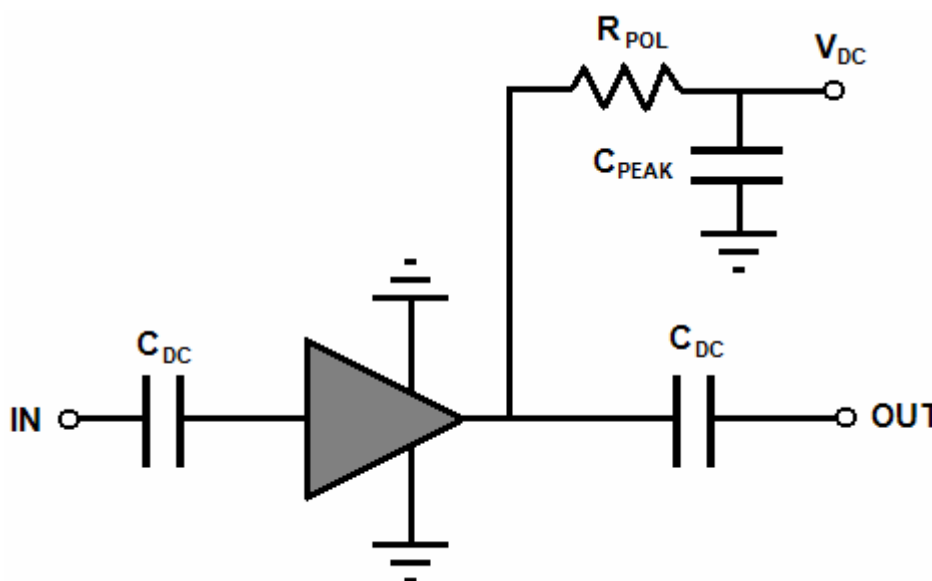


Figura 2.46. Red de polarización de un amplificador MAR

La red de polarización está compuesta por:

- $C_{Peak}$ : este condensador se coloca después de la alimentación y protege el dispositivo en caso de una subida de tensión.

- $C_{DC}$ : estos condensadores situados a la entrada y a la salida del amplificador bloquean el paso de continua.
- $R_{pol}$ : la resistencia de polarización determina la corriente que llega al amplificador, y por lo tanto su ganancia. El valor de la resistencia depende de la tensión  $V_{DC}$  que estemos aplicando. Normalmente en las hojas de especificaciones tenemos los valores de esta resistencia en función de la tensión de entrada.

A la hora de elegir uno de los amplificadores de los que disponemos, tenemos que tener en cuenta 2 cosas:

- La ganancia que necesitamos para la señal: el amplificador elegido dependerá de la señal a la entrada, ya que si elegimos una ganancia demasiado grande el amplificador se puede saturar.
- El punto de compresión del amplificador: en las hojas de catálogo suelen dar el punto de compresión a 1dB a la entrada o a la salida.

Antes de elegir el diseño que utilizaremos en el oscilador se simuló con Microwave Office y fabricaron dos redes de polarización distintas:

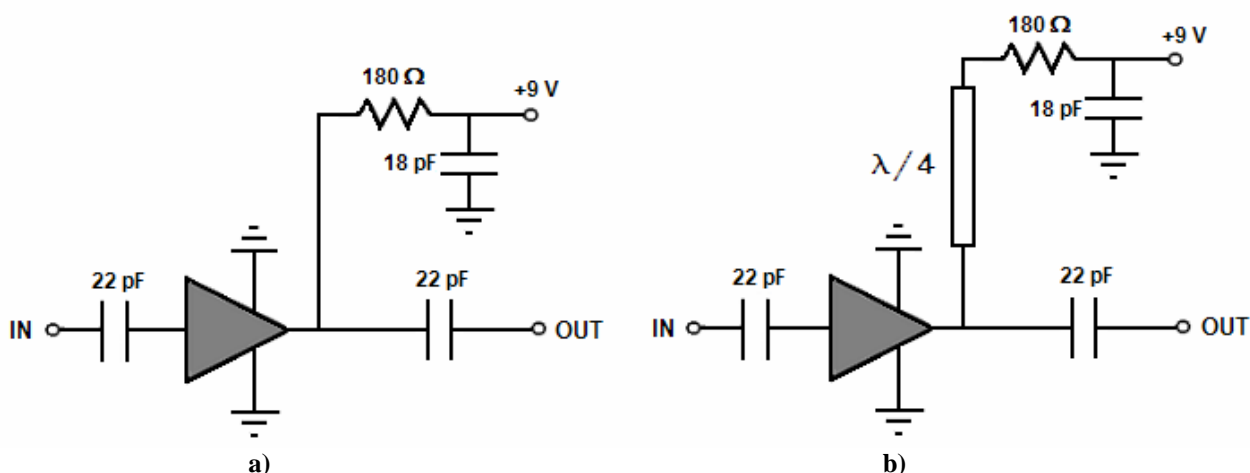


Figura 2.47. Diseños de la red de polarización sin línea de alta impedancia a) y con ella b)

En la figura 2.47 a) tenemos la primera configuración en la que utilizamos el esquema ya mostrado en la figura 2.46. En la figura 2.47 b) está la segunda configuración utilizada. La diferencia es que aquí hemos introducido una **línea de alta impedancia** de longitud  $\lambda/4$  a la salida del amplificador.

La razón de introducir esta línea de alta impedancia es que actúe como una red de desacople, impidiendo que la señal recorra el mismo camino en sentido inverso, hacia la fuente.

Para comprobar este efecto vamos a calcular la impedancia de entrada en la línea de alta impedancia:

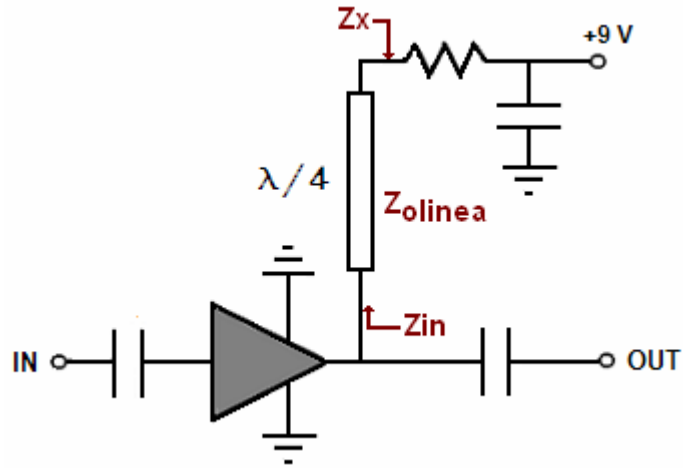


Figura 2.48. Cálculo de la impedancia de entrada.

La línea introducida es de longitud  $\lambda/4$ , y la impedancia de entrada  $Z_{in}$  en será:

$$Z_{in} = \frac{Z_{olinea}^2}{Z_x}$$

Como la línea que introducimos es de alta impedancia, el valor de  $Z_x$  va a ser despreciable comparándolo con la impedancia de la línea al cuadrado, y por tanto la impedancia  $Z_{in}$  tendrá un valor muy alto. La señal de alta frecuencia va a encontrar un circuito abierto y no va a pasar, mejorando la adaptación de la red.

Para realizar los diseños utilizaremos el amplificador **MAR-1**. Los parámetros S del componente son proporcionados por el fabricante:

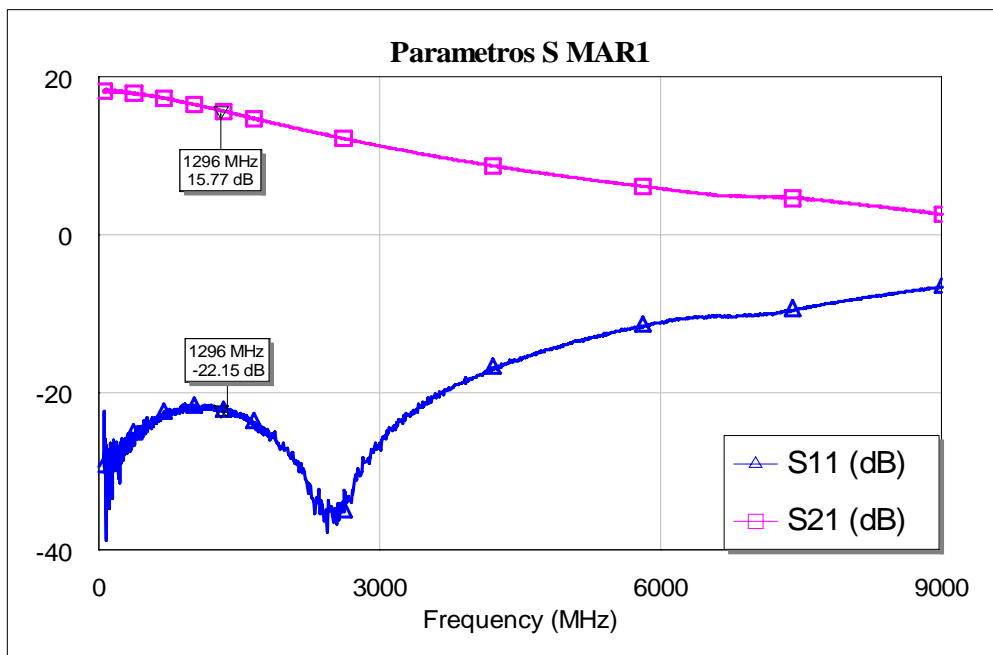


Figura 2.49. Parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$  del amplificador MAR-1

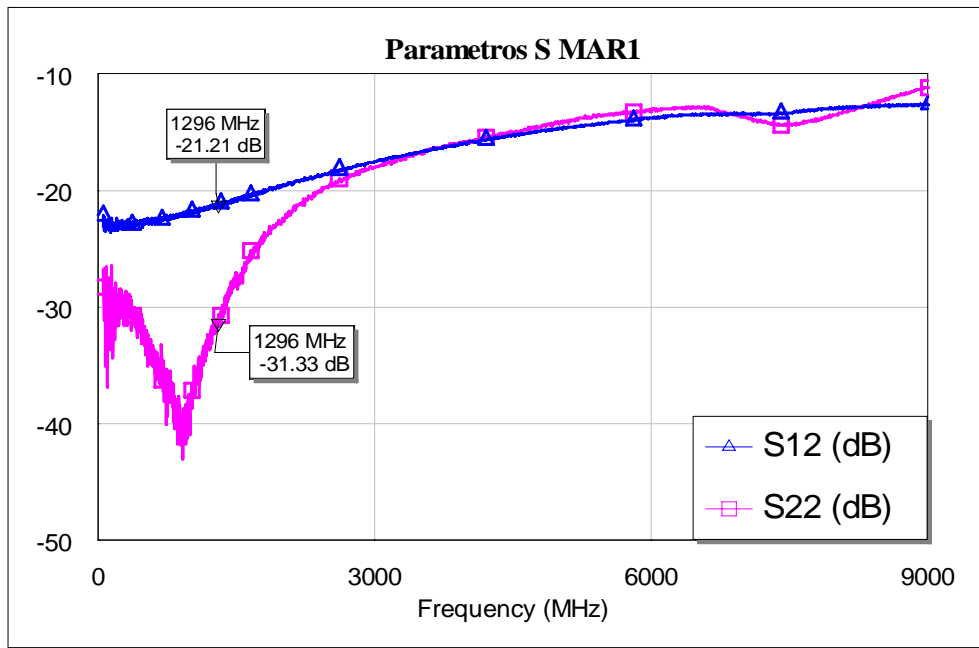


Figura 2.50. Parámetros  $S_{12}$  y  $S_{22}$  del amplificador MAR-1

### 2.5.1.- Diseño 1

El circuito que simulamos para el primer diseño es:

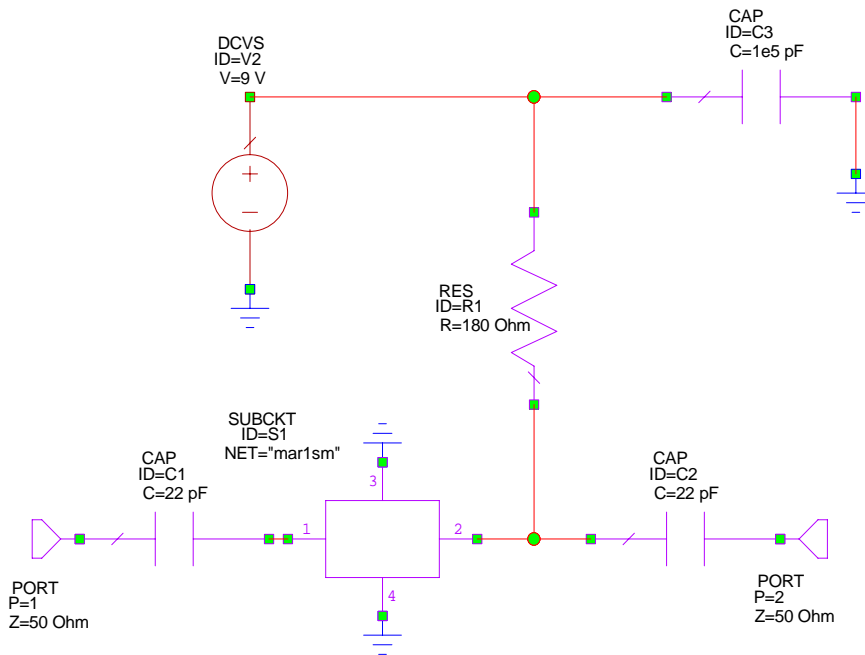


Figura 2.51. Amplificador con red de polarización, Diseño 1

Los resultados de estas simulaciones se basan en los parámetros proporcionados por el fabricante, que son los que utilizamos para modelar el amplificador, pero teniendo en cuenta los efectos de los componentes que forman la red de polarización.

Simulando el circuito, obtenemos los siguientes resultados:

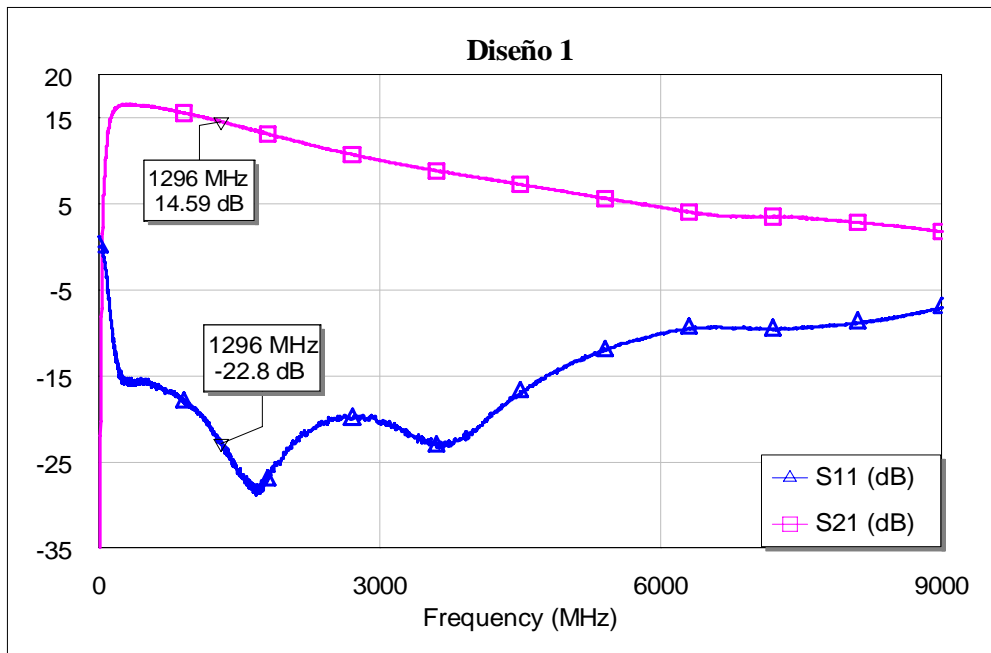


Figura 2.52. Parámetros S simulados, Diseño 1

A la frecuencia de oscilación, la ganancia es de **14.59 dB** y la adaptación de **-22.8 dB**. Estos valores son algo menos que los mostrados en la figura 2.49 debido a que en ese caso no se tenía en cuenta la red de polarización.

### 2.5.2.- Diseño 2

Ahora pasamos a simular el segundo diseño para la red de polarización. En este diseño habíamos introducido una línea de alta impedancia de longitud  $\lambda/4$  que utilizábamos para mejorar la adaptación.

La longitud de la línea será de 23.3 mm, y la anchura de 0.3 mm.

En la figura 2.53 tenemos el circuito simulado:

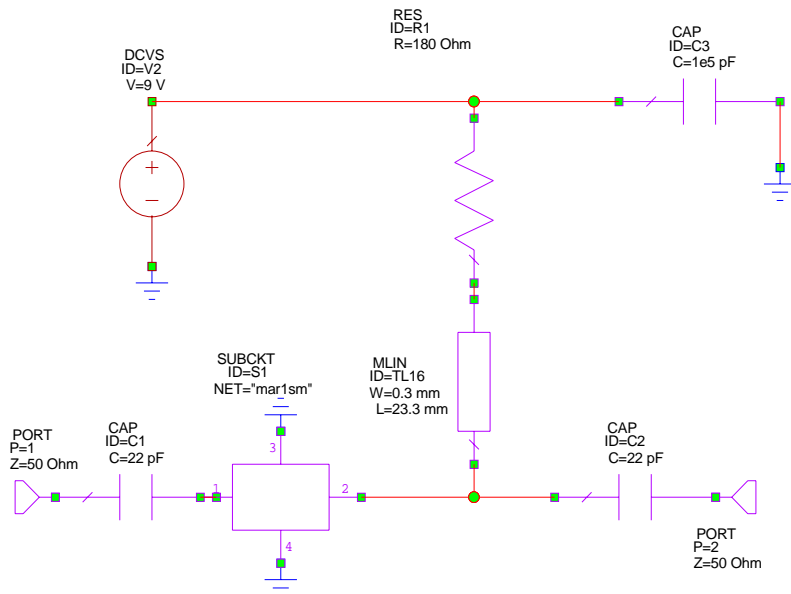


Figura 2.53. Amplificador con red de polarización, Diseño 2

Y los resultados de la simulación:

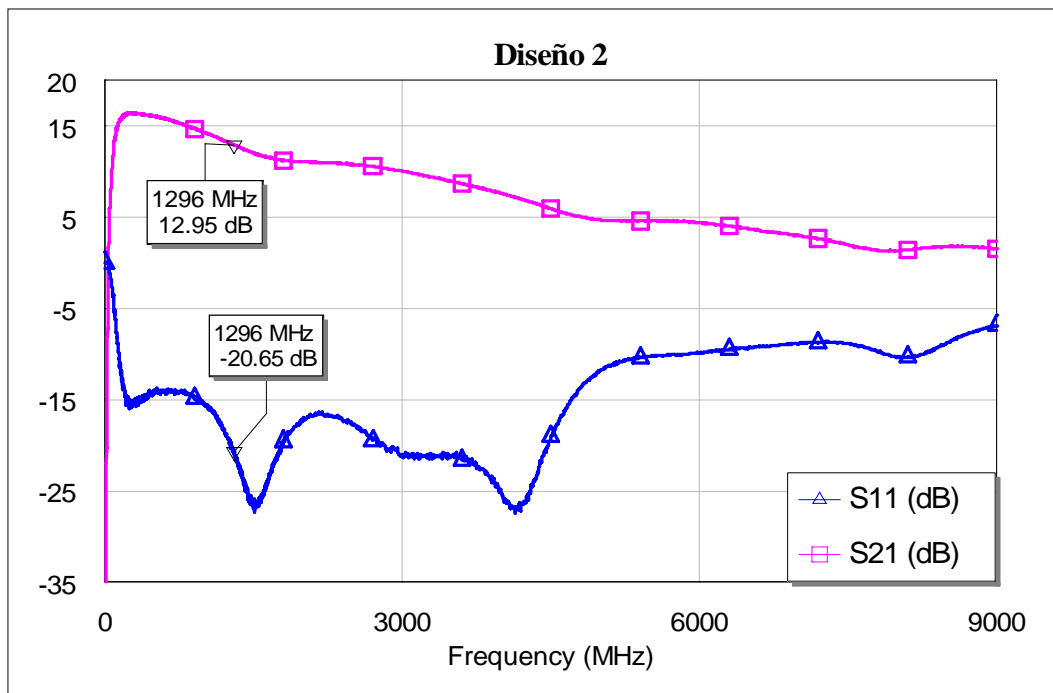


Figura 2.54. Parámetros S simulados, Diseño 2

En este diseño la ganancia a la frecuencia de oscilación es de **12.95 dB** y la adaptación **-20.65 dB**.

En el siguiente apartado se compararán los valores de los parámetros S para los 2 diseños simulados.

### 2.5.3.- Comparación de resultados

Para poder elegir uno de los 2 diseños para nuestra placa, vamos a comparar los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$  obtenidos en las simulaciones de cada uno de los diseños:

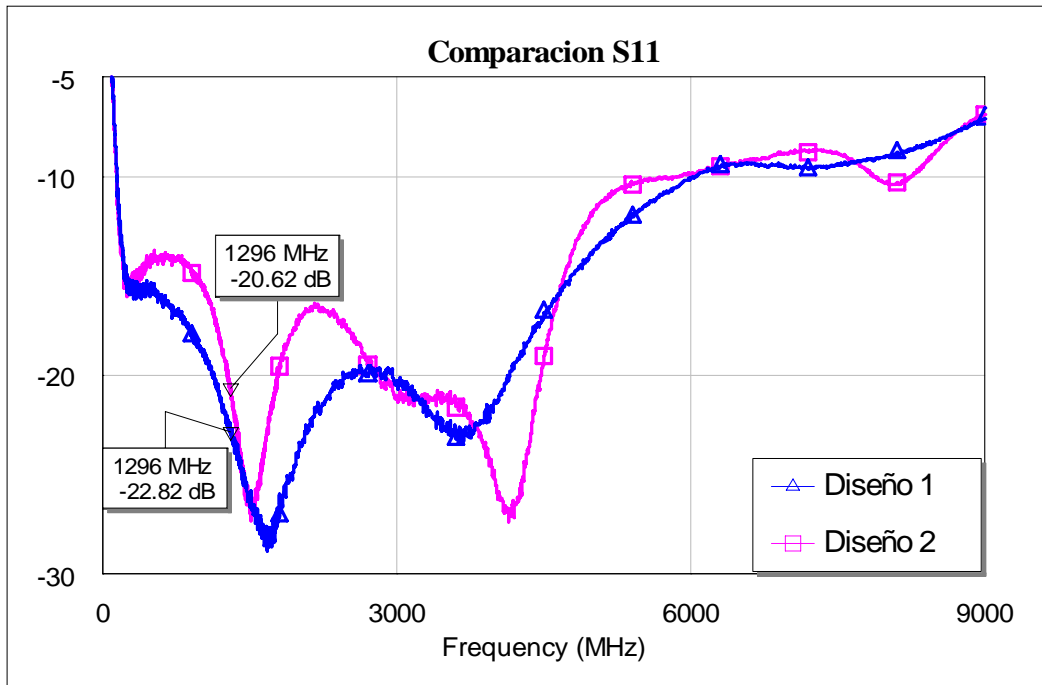


Figura 2.55. Comparación del parámetro  $S_{11}$

Para la frecuencia de oscilación utilizando el diseño 1 tenemos un valor de parámetro  $S_{11}$  de **-22.82 dB**, y de **-20.62 dB** para el diseño 2.

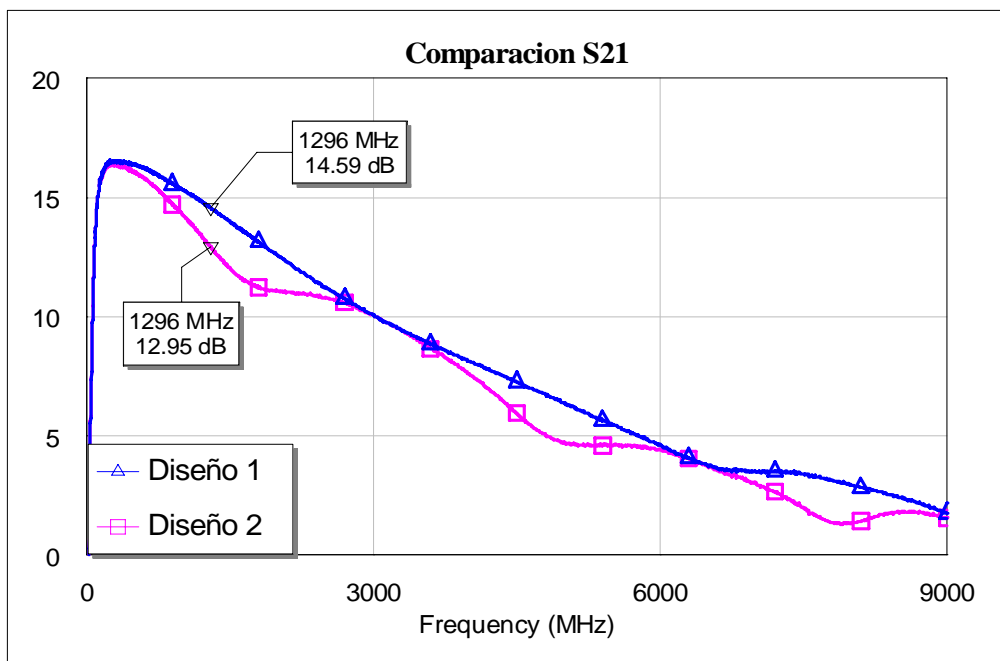


Figura 2.56. Comparación del parámetro  $S_{21}$



El parámetro  $S_{21}$  para el diseño 1 es de **14.59 dB**, y de **12.95 dB** para el diseño 2.

Hay que tener en cuenta que en estas simulaciones estamos utilizando líneas ideales, de forma que no tenemos en cuenta los efectos del substrato utilizado ni de las pérdidas que introduce. En el **apartado 4.2** se repetirán las simulaciones utilizando líneas reales y se fabricarán los 2 diseños para poder comparar las medidas reales con las obtenidas de las simulaciones.

### **2.6.- Diseño de los filtros pasa-banda centrados en 1296 MHz**

Nuestro circuito es un oscilador basado en la generación de armónicos, así que un paso fundamental es el diseño de los filtros que nos van a permitir seleccionar el armónico a la frecuencia deseada (en este caso 1296 MHz) y atenuar el resto para que no interfieran en la señal de salida.

El tipo de filtros que vamos a utilizar será “Hairpin” ya que el espacio que ocupan es más reducido, sobre todo cuando se trata de filtros de orden elevado.

El diseño va a partir de las especificaciones que debe cumplir el filtro realizado. Teóricamente calcularemos los valores de la impedancia par e impar de cada par de líneas acopladas que forman el filtro y que utilizaremos para simular el Microwave Office para comprobar que los resultados son correctos. A partir de este filtro ideal iremos realizando las modificaciones necesarias en la estructura del filtro para obtener finalmente el filtro Hairpin. El paso final será sustituir las líneas ideales por líneas reales, lo que dará lugar a una etapa de optimización ya que al utilizar líneas reales aparecen pérdidas y otros efectos que hacen que la respuesta varíe con respecto a la ideal [5,6].

#### **2.6.1.- Proceso de diseño**

Los principales pasos a seguir serán:

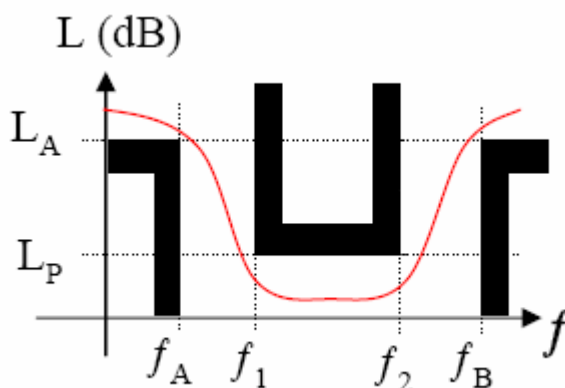
1. Definir las especificaciones del filtro a diseñar
2. Obtención el filtro paso-bajo equivalente
3. Obtención de los coeficientes
4. Deshacer la transformación y desnormalizar en frecuencia
5. Obtención de las impedancias par e impar de cada línea acoplada
6. Implementación y simulación en MWO.
7. Transformación del filtro de líneas acopladas a filtro Hairpin
  - a. Creación de las curvas
  - b. Entradas taper
8. Paso a líneas reales.
9. Optimización
10. Diseño final.

Se realizó el diseño del filtro centrado a **dos frecuencias** distintas: a **1275 MHz** y a **1296 MHz**, aunque en el diseño final se utilizaron los de 1296 MHz. De la misma forma se utilizaron 2 substratos diferentes: **Fibra de vidrio FR4** y **Duroid RT6006**, que son los substratos de los que disponemos, aunque para la fabricación elegiremos aquel con el que obtengamos mejores resultados.

**2.6.1.1.- Especificaciones del filtro**

En primer lugar debemos especificar cual va a ser la frecuencia central del filtro diseñado, las frecuencias de la banda de paso ( $f_1$  y  $f_2$ ) y su atenuación ( $L_P$ ), las frecuencias de la banda de paso ( $f_A$  y  $f_B$ ) y su atenuación ( $L_A$ ) y el orden del filtro.

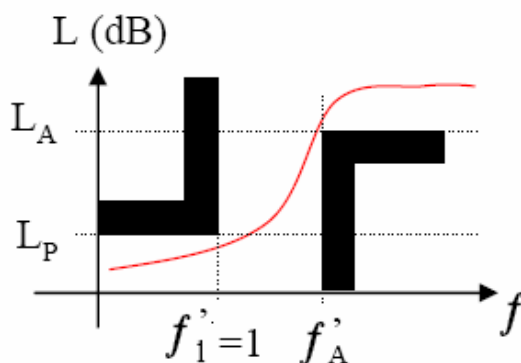
En la figura 2.57 vemos la máscara de un filtro pasa-banda con las especificaciones anteriores:



**Figura 2.57. Máscara de un filtro paso-banda**

**2.6.1.2.- Obtención del filtro paso-bajo equivalente**

A partir de las especificaciones obtenemos el filtro paso bajo equivalente normalizado en frecuencia:



**Figura 2.58. Máscara de un filtro paso-bajo equivalente**

Y calculamos los siguientes valores:

- $f_0 = \sqrt{f_1 \cdot f_2}$
- $\Delta = \frac{f_2 - f_1}{f_0}$

### 2.6.1.3.- Obtención de los coeficientes

Para la obtención de los coeficientes vamos a utilizar tablas en las que se tiene en cuenta el tipo de filtro y el orden. Existen tablas para filtros Butterworth, Chebyshev (con distintos rizados)....

A partir de estos coeficientes se calculan las constantes de inversión, para lo que utilizaremos las siguientes expresiones:

$$\begin{aligned} - \overline{J}_{01} &= \sqrt{\frac{\overline{C}}{g_1}} \\ - \overline{J}_{i,i+1} &= \frac{\overline{C}}{\sqrt{g_i \cdot g_{i+1}}} \\ - \overline{J}_{N,N+1} &= \sqrt{\frac{\overline{C}}{g_N \cdot g_{N+1}}} \end{aligned}$$

$$\text{con } \overline{C} = \frac{\Delta\Pi}{2}$$

### 2.6.1.4.- Deshacer la transformación, desnormalización en frecuencia

Con las constantes de inversión calculadas en el apartado anterior calculamos las impedancias par e impar de cada línea de transmisión, ya que para realizar el filtro vamos a utilizar líneas acopladas de  $\lambda/4$ .

$$\begin{aligned} - \overline{Z}_0^e &= \sqrt{1 + \overline{J}^2} + \overline{J} \\ - \overline{Z}_0^o &= \sqrt{1 + \overline{J}^2} - \overline{J} \end{aligned}$$

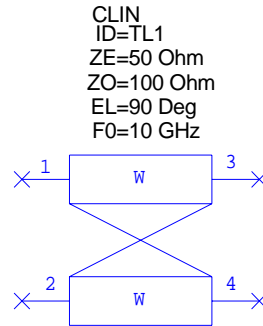
### 2.6.1.5.- Obtención de la impedancia par e impar de cada línea

Una vez que calculamos la impedancia par e impar a partir de las constantes de inversión tenemos que desnormalizar en impedancia, y para ello multiplicamos por la impedancia característica  $Z_0 = 50\Omega$

### 2.6.1.6.- Implementación y simulación en Microwave Office

El siguiente paso será la simulación en Microwave Office para comprobar que el diseño es correcto y se cumplen las especificaciones.

El elemento que utilizaremos en esta parte será “CLin”, que se encuentra en “Transmission Lines” → “Phase”:



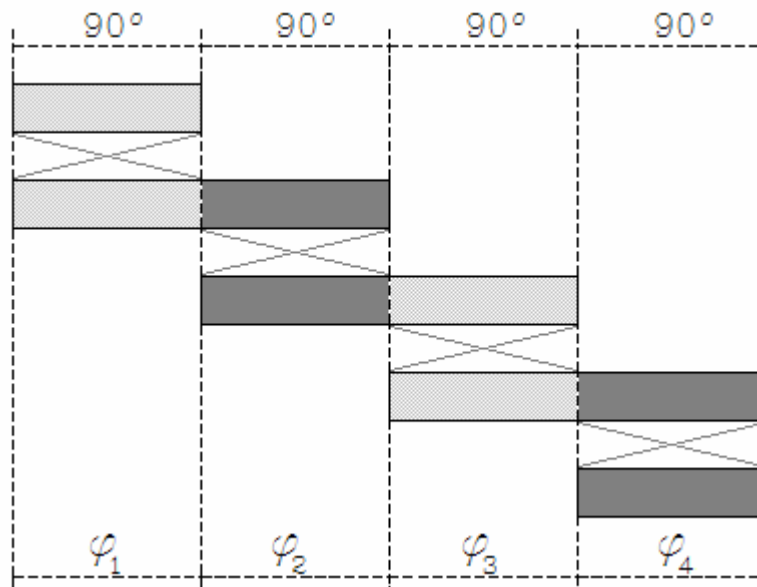
**Figura 2.59. Elemento CLIN (MWO)**

Y los parámetros que tiene son:

- ZE y ZO: la impedancia par e impar que calculamos en apartados anteriores
- EL: la longitud eléctrica en grados.
- FO: la frecuencia.

A la hora de representar los resultados de la simulación bastará con representar los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$  ya que al tratarse de una red recíproca se cumple que  $S_{11} = S_{22}$  y  $S_{12} = S_{21}$

Para el filtro utilizaremos  $N+1$  pares de líneas acopladas (siendo  $N$  el orden del filtro), cada uno de los cuales tendrá una longitud eléctrica  $\varphi_N = 90^\circ$ . En la figura 2.60 tenemos el resultado para un filtro de orden 3.



**Figura 2.60. Esquema de un filtro paso-banda con líneas acopladas**

Este tipo de redes son simétricas de forma que los valores cumplen:

- $\varphi_1 = \varphi_4$
- $\varphi_2 = \varphi_3$

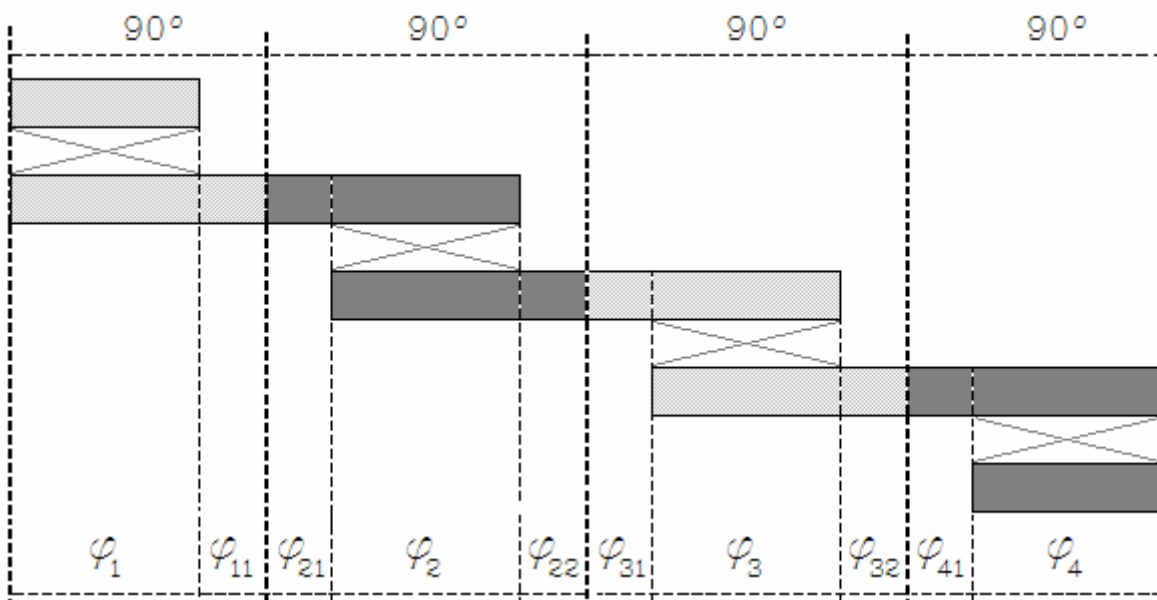
**2.6.1.7.- Transformación a filtro Hairpin**

El siguiente paso es realizar la transformación del filtro de líneas acopladas ideal a uno Hairpin. Para ello seguiremos 2 pasos:

- a) Creación de las curvas
- b) Entradas taper

**2.6.1.7.1.- Creación de las curvas**

En este paso, para poder crear las curvas características de un filtro Hairpin, vamos a insertar tramos de línea entre los pares de líneas acopladas. La longitud eléctrica de estos tramos de línea será restada a la longitud eléctrica de los tramos de líneas acopladas, que ahora será algo menor de  $90^\circ$ . En la figura 2.61 podemos ver la situación de los tramos introducidos:



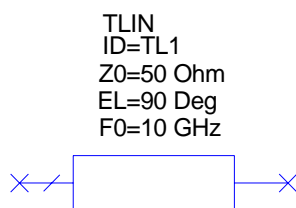
**Figura 2.61. Primer paso para la transformación de un filtro de líneas acopladas a un filtro Hairpin**

En este paso deben de cumplirse las siguientes relaciones:

$$\varphi_N + \varphi_{N1} = 90^\circ, \text{ para los pares de líneas acopladas de los extremos}$$

$$\varphi_N + \varphi_{N1} + \varphi_{N2} = 90^\circ, \text{ para el resto de pares de líneas acopladas}$$

En este apartado introducimos nuevos elementos, “Tlin” que también encontraremos en “transmisión Lines”  $\rightarrow$  “phase”.



**Figura 2.62. Elemento TLIN (MWO)**

En este tipo de líneas los parámetros que debemos introducir son:

- **FO:** la frecuencia de funcionamiento
- **EL:** la longitud eléctrica de la línea.
- **ZO:** impedancia característica de la línea  $Z_0$ .

Una de las cosas que debemos tener en cuenta cuando introducimos estos tramos de línea sin acoplar es la impedancia que tienen, ya que al no estar acopladas ya no nos sirven las impedancias par e impar que habíamos calculado en apartados anteriores. Para calcular el valor de  $Z_0$  utilizaremos LineCalc de ADS.

En primer lugar, a partir de la impedancia par e impar de las líneas acopladas obtenemos la anchura de la línea ( $w$ ). Cambiamos el tipo de línea, a una microstrip, e introducimos los parámetros físicos calculados, para obtener el valor de la impedancia  $Z_0$  equivalente.

En primer lugar elegimos el tipo de línea acoplada, de microstrip. Introducimos los valores de las impedancias par e impar ya calculadas, y calculamos los parámetros físicos que obtenemos. Cambiamos el tipo de línea, eligiendo una línea microstrip, introduciendo los parámetros físicos que hemos obtenido en el apartado anterior para calcular los parámetros eléctricos y de esta forma obtener el valor de  $Z_0$  equivalente.

### 2.6.1.7.2.- Entradas taper

Por último, para realizar las entradas taper se sustituye el par de líneas acopladas de los extremos por dos tramos de línea de la forma que se muestra en la figura siguiente:

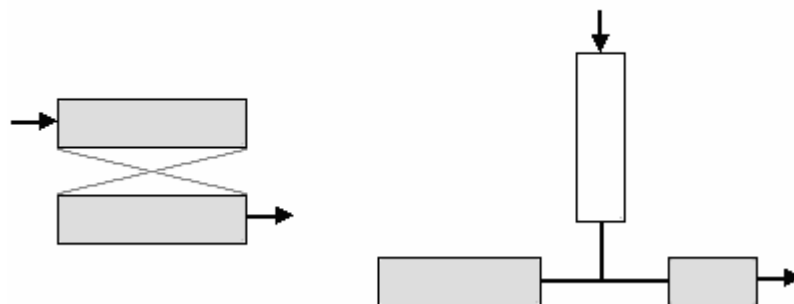
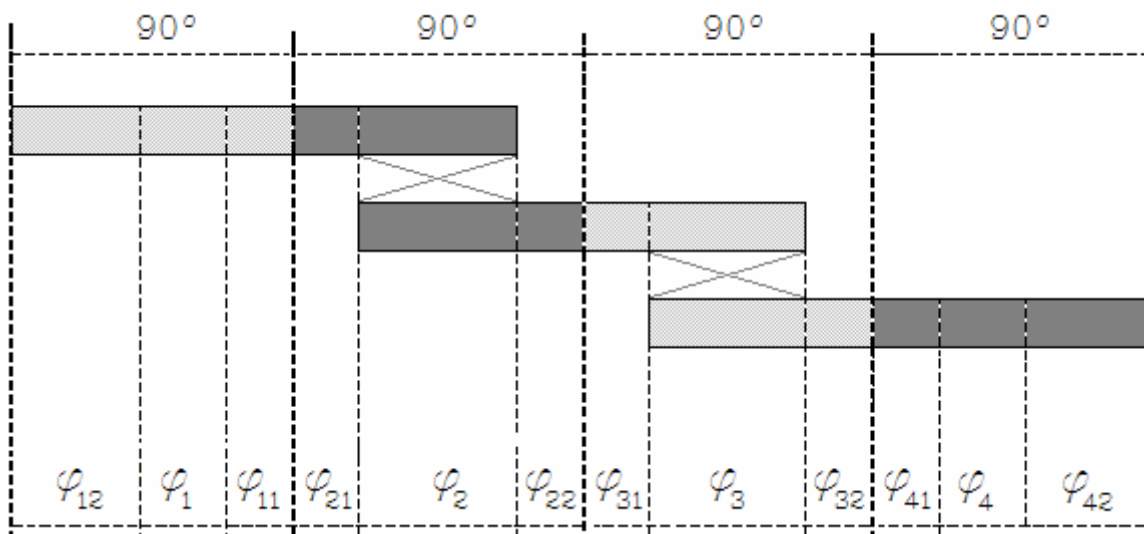


Figura 2.63. Paso de líneas acopladas a entrada taper.

A la entrada utilizamos una línea de impedancia 50 ohmios.

De esta forma, el resultado final será el siguiente:



**Figura 2.64 Segundo paso para la transformación de un filtro de líneas acopladas a un filtro Hairpin**

Igual que en el apartado 2.6.1.7.1 se debe cumplir la relación  $\varphi_N + \varphi_{N1} + \varphi_{N2} = 90^\circ$  para cada uno de los tramos.

Hasta este punto, para realizar el diseño únicamente habíamos necesitado la frecuencia, y las impedancias par e impar calculadas, en ningún momento se tienen en cuenta los parámetros del sustrato que vamos a utilizar, por lo tanto el diseño hasta este punto será común para cualquier sustrato que utilicemos.

### 2.6.1.8.- Paso a líneas reales

Una vez que tenemos diseñado el filtro con líneas ideales, pasamos a utilizar líneas reales. Cuando se utilizan líneas reales se introduce la información del sustrato utilizado. Esto provoca que la respuesta antes ideal, deje de serlo, debido a que ahora tenemos en cuenta los efectos del sustrato y las pérdidas que éste introduce. Es necesaria una etapa de optimización para alcanzar las especificaciones.

Para convertir los parámetros eléctricos calculados en el apartado anterior en parámetros físicos podemos usar 2 procedimientos: mediante un software de diseño o bien mediante tablas. Por simplicidad utilizaremos el programa proporcionado por ADS.

La ventana principal del programa es:



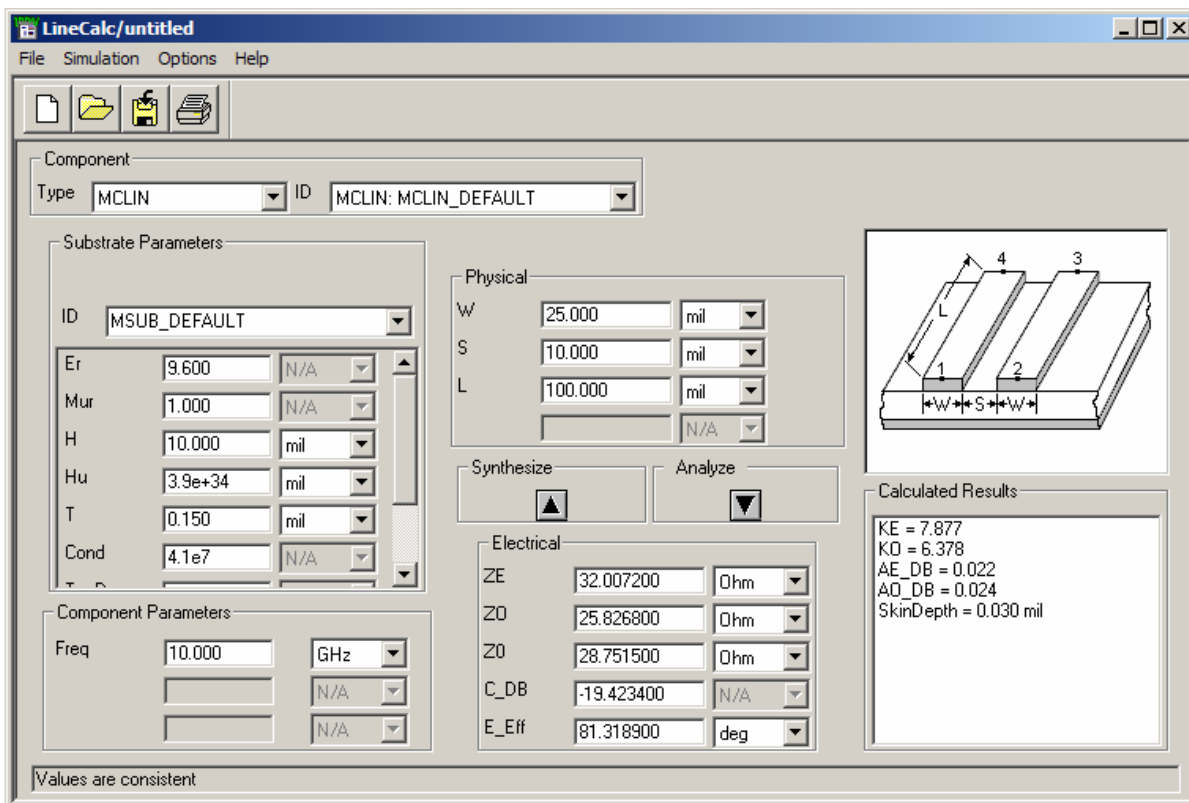


Figura 2.65. Ventana principal del programa LineCalc (ADS)

Por una parte tenemos los parámetros del substrato, que serán proporcionados por el fabricante, y la frecuencia de funcionamiento.

Una vez definidas estas características, dependiendo de si queremos pasar de parámetros físicos a eléctricos o viceversa, debemos rellenar la sección correspondiente. En nuestro caso lo que queremos es a partir de la impedancia par e impar de las líneas calcular los parámetros físicos: anchura, separación y longitud.

Una vez calculados todos los parámetros, pasamos a la simulación con Microwave Office. Esta vez lo primero de debemos hacer es colocar el substrato, que se encuentra dentro de “Substrates”. Elegimos Msub:

```

MSUB
Er=12.9
H=100 um
T=2 um
Rho=1
Tand=0
ErNom=12.9
Name=SUB1
    
```

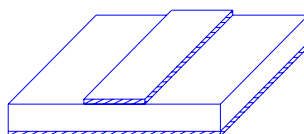


Figura 2.66. Elemento MSUB (MWO)

Los parámetros que debemos introducir son:

- **Er** = Constante dieléctrica del sustrato.
- **H** = Altura del sustrato
- **T** = Espesor de la tira conductora
- **Rho** = Resistividad normalizada respecto a la del oro
- **Tand** = Tangente de pérdidas del material.
- **ErNom** = Constante dieléctrica nominal
- **Name** = Nombre del sustrato.

El diseño se va a realizar con 2 sustratos diferentes, ya que son los dos materiales que se disponen en el laboratorio. Una vez que tengamos los resultados finales elegiremos cuál de los dos utilizaremos finalmente para la fabricación dependiendo del que mejor respuesta proporcione.

Los sustratos utilizados son **Fibra de vidrio FR-4** y **Duroid RT6006**. En la siguiente tabla tenemos las especificaciones de los 2 sustratos:

	<b>Fibra de Vidrio FR-4</b>	<b>Duroid RT6006</b>
<b><math>\epsilon_r</math></b>	4.5	6.15
<b>H (mm)</b>	0.787	1.27
<b>T (mm)</b>	0.035	0.035
<b>Tan<math>\delta</math></b>	0.003	0.0027
<b><math>\rho</math></b>	1	1

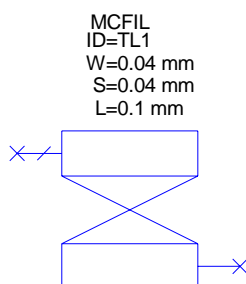
**Tabla 2.7. Especificaciones de los sustratos utilizados**

La principal diferencia entre los 2 sustratos es que poseen distinta  $\epsilon_r$ .

Otra característica a tener en cuenta es que las pérdidas en el sustrato Duroid son menores que en la fibra de vidrio lo que se traduce en mejores resultados, aunque también supone que el sustrato Duroid es más caro ya que es de mejor calidad.

Los elementos que vamos a utilizar ahora utilizarán la información que introducimos en Msub, y se encuentra dentro de “Microstrip”.

Para las líneas acopladas utilizamos “mcfil”, un tipo de líneas acopladas especiales para el diseño de filtros ya que simula en dos de sus extremos el efecto de las líneas abiertas.



**Figura 2.67. Elemento MCFIL (MWO)**

Ahora los parámetros de se deben de introducir son:

- **W:** anchura de las líneas de transmisión
- **S:** separación entre las 2 líneas acopladas
- **L:** longitud de las líneas.

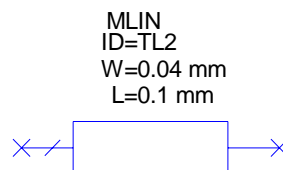
Los pares de líneas acopladas utilizados pueden tener un ancho diferente, para poder simular correctamente este comportamiento es necesario introducir unos elementos que modelen esta diferencia de anchura, este elemento es Mstep:



**Figura 2.68. Elemento MSTEP\$ (MWO)**

Si elegimos los componentes “inteligentes” (caracterizados por llevar \$ en el nombre) no será necesario introducir las anchuras de las líneas de transmisión a la que estén conectadas.

Otro elemento que utilizaremos será la línea de microstrip “Mlin”:



**Figura 2.69. Elemento MLIN (MWO)**

Los parámetros son:

- **W:** anchura de la línea.
- **L:** longitud de la línea.

### **2.6.1.9.- Optimización**

Después de introducir los valores de las líneas reales y el efecto de substrato necesitamos una etapa de optimización, para ajustar las posibles desviaciones que se hayan producido de la respuesta ideal.

Para realizar la optimización, primero tenemos que definir las metas que queremos alcanzar. Dentro del menú “*Project*”, pulsamos “*Add optGoal*”, y aparece la siguiente ventana:

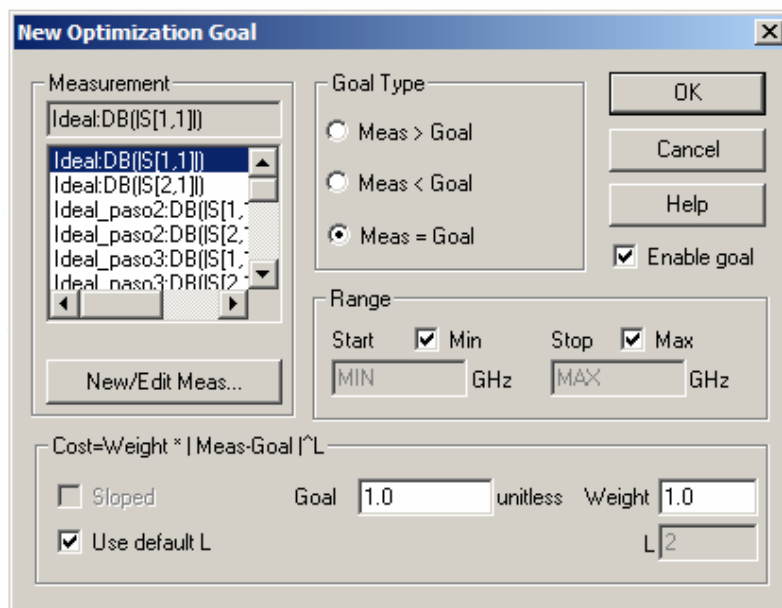


Figura 2.70. Objetivos de la optimización

Algunas de las opciones que podemos elegir son:

- **Measurement:** elegimos la medida que queremos variar.
- **Goal Type:** podemos elegir que la medida seleccionada sea mayor, menor o igual que el valor introducido.
- **Range:** Elegimos el rango en el que debe cumplirse.
- **Goal:** el valor que queremos que alcance la medida elegida.

Una vez definidos los objetivos de optimización (Goals) seleccionamos las variables que queremos modificar para conseguirlos. Para ello vamos a la pestaña “Var” y seleccionamos el circuito que vamos a optimizar. Aparecen todas las variables que tenemos en el circuito. Para hacerlas optimizables marcamos el botón “o” y los valores máximos y mínimos.

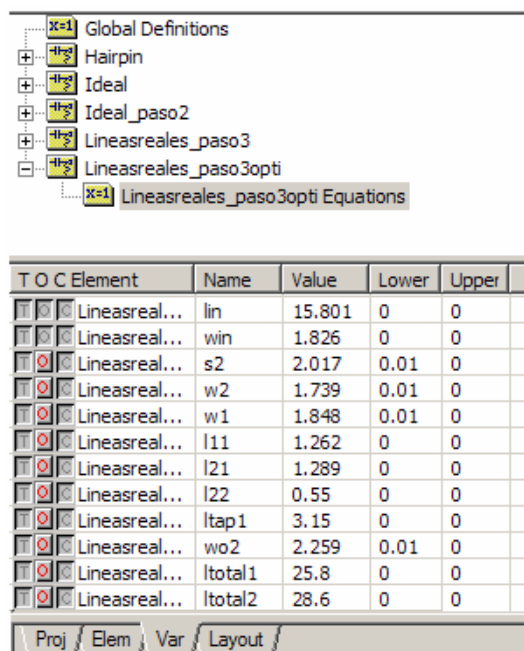


Figura 2.71. Selección de variables optimizables

También se puede ir seleccionando las variables optimizables pulsando sobre cada elemento con el botón derecho, abriendo la ventana “*Properties*” y en la pestaña de “*Parameters*” marcar la opción “*opt*” en la variable que corresponda.

Para empezar la optimización, en el menú “*Simulate*” elegimos “*Optimize*”, y aparece una ventana como la siguiente:

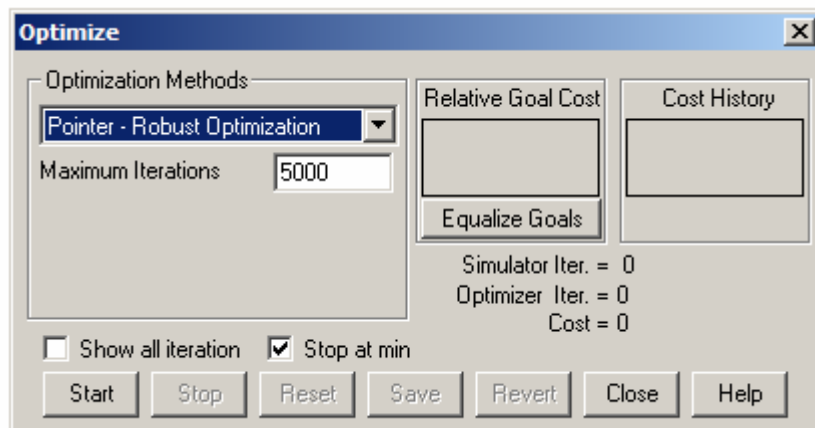
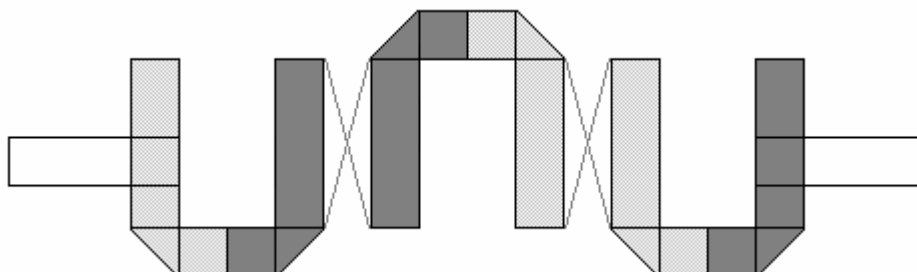


Figura 2.72. Configuración del tipo de optimización

Aquí vamos a elegir el tipo de optimización que vamos a realizar y el número de iteraciones que se realizarán. Pulsamos el botón “*Start*” y comenzará la optimización.

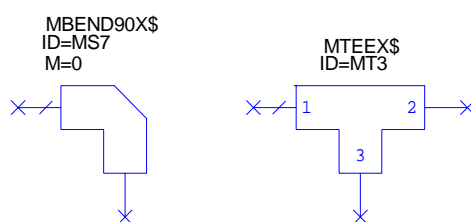
### 2.6.1.10.- Diseño final

Por último, una vez que ya tenemos el filtro diseñado y funcionando correctamente vamos a introducir los elementos de unión y las curvas, que ayudarán a dar la forma al filtro Hairpin:



**Figura 2.73. Filtro Hairpin final**

Elegimos los elementos marcados con \$ que rellenan automáticamente los parámetros:



**Figura 2.74. Elementos MBEDN90X\$ y MTEEX\$ (MWO)**

Una vez que hemos definido el proceso a seguir para diseñar los filtros Hairpin, pasamos a realizar el diseño de los diferentes filtros.

En primer lugar, vamos a diseñar un filtro Butterworth centrado a la frecuencia de 1296 MHz, y utilizando 2 substratos diferentes, FR-4 y Duroid RT6006.

Después, diseñaremos un filtro Chebyshev a la misma frecuencia y utilizando los mismos substratos.

Por último, se repetirán los pasos anteriores pero utilizando únicamente el substrato Duroid 6006 y centrados a la frecuencia de 1275 MHz.

### 2.6.2.- Filtro Butterworth, centrado a 1296 MHz

El primer filtro que vamos a diseñar es un filtro **Butterworth**, centrado a la frecuencia de **1296 MHz**.

#### 2.6.2.1.- Especificaciones del filtro

Las especificaciones para el filtro Butterworth son:

- *Frecuencia central* = 1,296 GHz
- *Banda de paso*  $\begin{cases} f_1 = 1,281 \text{ GHz} \\ f_2 = 1,311 \text{ GHz} \end{cases} \Rightarrow L_p = 0 \text{ dB}$
- *Banda atenuada*  $\begin{cases} f_A = 1,270 \text{ GHz} \\ f_B = 1,321 \text{ GHz} \end{cases} \Rightarrow L_A > 20 \text{ dB}$
- *Orden del filtro* = 3

#### 2.6.2.2.- Obtención del filtro paso-bajo equivalente

A partir de las especificaciones obtenemos el filtro paso bajo equivalente:

- $f_0 = \sqrt{f_1 \cdot f_2} = 1.295 \text{ GHz}$
- $\Delta = \frac{f_2 - f_1}{f_0} = 0.023149$

#### 2.6.2.3.- Obtención de los coeficientes

A la hora de obtener los coeficientes debemos tener en cuenta el orden del filtro diseñado y el tipo de filtro que vamos a realizar.

En este caso el orden del filtro es 3 y va a ser un filtro de tipo Butterworth. Buscamos los coeficientes  $g_n$  en las tablas:

- $g_1 = 1$
- $g_2 = 2$
- $g_3 = 1$
- $g_4 = 1$

Calculamos las constantes de inversión utilizando las fórmulas, los coeficientes y  $\bar{C} = 0,03636$ :

- $\overline{J}_{01} = 0,1906$
- $\overline{J}_{12} = 0,02571$
- $\overline{J}_{23} = 0,02571$
- $\overline{J}_{34} = 0,1906$

#### **2.6.2.4.- Deshacer la transformación, desnormalización en frecuencia**

El tipo de filtro que vamos a diseñar es de líneas de transmisión, utilizando líneas acopladas de  $\lambda/4$ . A partir de las constantes de inversión calculadas en el apartado anterior calculamos los valores de las impedancias par e impar de las líneas acopladas utilizando las fórmulas:

- $\overline{Z}_0^e = \sqrt{1 + \overline{J}^2} + \overline{J}$
- $\overline{Z}_0^o = \sqrt{1 + \overline{J}^2} - \overline{J}$

#### **2.6.2.5.- Obtención de la impedancia par e impar de cada línea**

Utilizando las ecuaciones anteriores y las constantes de inversión ya calculadas obtenemos las impedancias par e impar de cada línea:

$\overline{Z}_{01}^e = 1,208$	$\overline{Z}_{01}^o = 0,827$
$\overline{Z}_{02}^e = 1,026$	$\overline{Z}_{02}^o = 0,974$
$\overline{Z}_{03}^e = 1,026$	$\overline{Z}_{03}^o = 0,974$
$\overline{Z}_{04}^e = 1,208$	$\overline{Z}_{04}^o = 0,827$

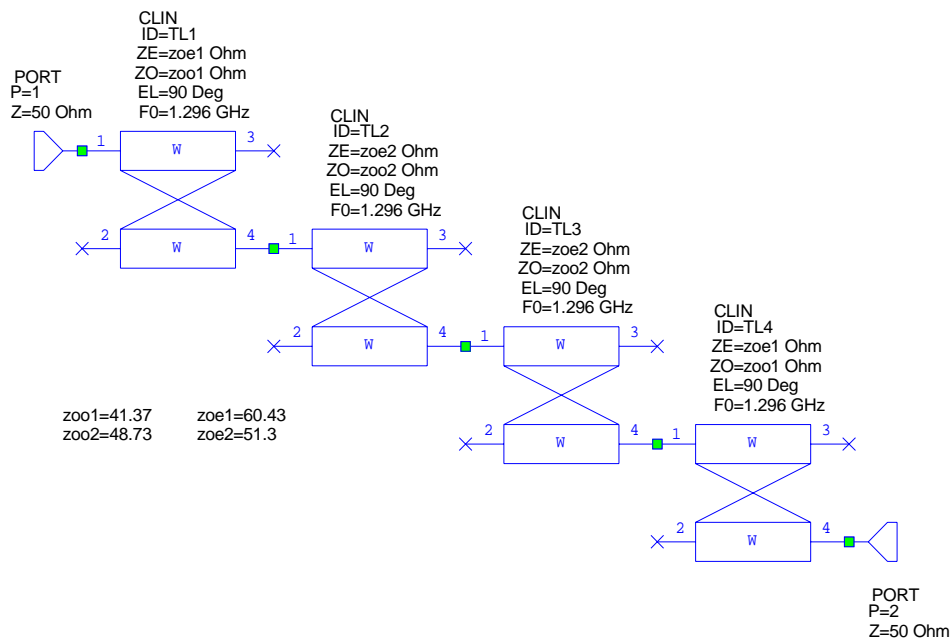
Para desnormalizar en impedancia basta con multiplicar por  $Z_0$  ( $50\Omega$ ):

$Z_{01}^e = 60,43$	$Z_{01}^o = 41,37$
$Z_{02}^e = 51,302$	$Z_{02}^o = 48,731$
$Z_{03}^e = 51,302$	$Z_{03}^o = 48,731$
$Z_{04}^e = 60,43$	$Z_{04}^o = 41,37$

#### **2.6.2.6.- Implementación y simulación en Microwave Office**

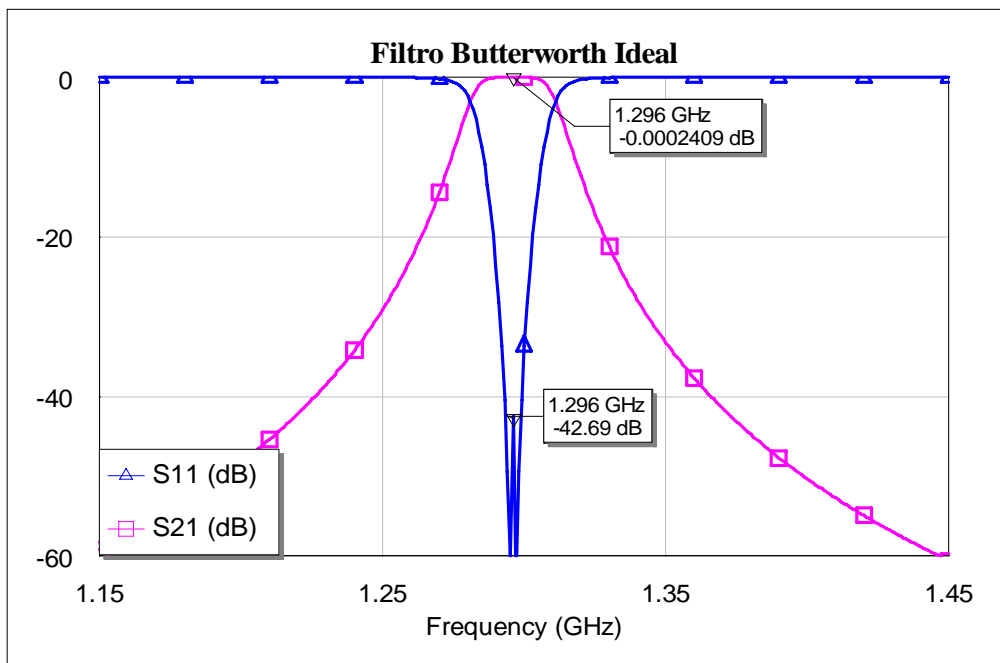
Con las impedancias par e impar obtenidas vamos a simular en Microwave Office el filtro diseñado.





**Figura 2.75. Esquemático del filtro pasa-banda con líneas acopladas ideales (MWO)**

Y simulando:



**Figura 2.76. Parámetros S simulados del filtro (respuesta en frecuencia)**

Como se puede observar en la simulación, el filtro diseñado se adapta perfectamente a las especificaciones requeridas.

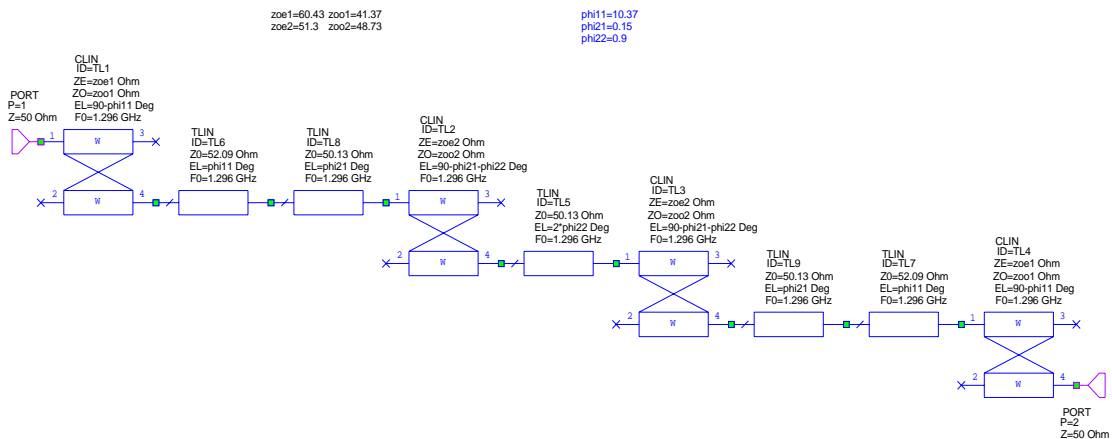
**2.6.2.7.- Transformación a filtro Hairpin**

El siguiente paso es realizar la transformación del filtro de líneas acopladas a uno Hairpin. Esto podemos realizarlo en 2 fases:

- c) Creación de las curvas
- d) Entradas taper

**2.6.2.7.1.- Creación de las curvas**

El esquemático del filtro:



**Figura 2.77. Esquema del filtro pasa-banda, Paso 1**

Para ajustar los valores de  $\phi_{11}$ ,  $\phi_{22}$  y  $\phi_{21}$  utilizamos la utilidad “tune” que proporciona Microwave Office de forma que podemos ir variando los valores y viendo como va afectando estos cambios a la respuesta del filtro.

Los valores finales que obtenemos son:

- $\phi_{11} = 10.37^\circ$
- $\phi_{22} = 0.15^\circ$
- $\phi_{21} = 0.9^\circ$

Y los resultados de la simulación:

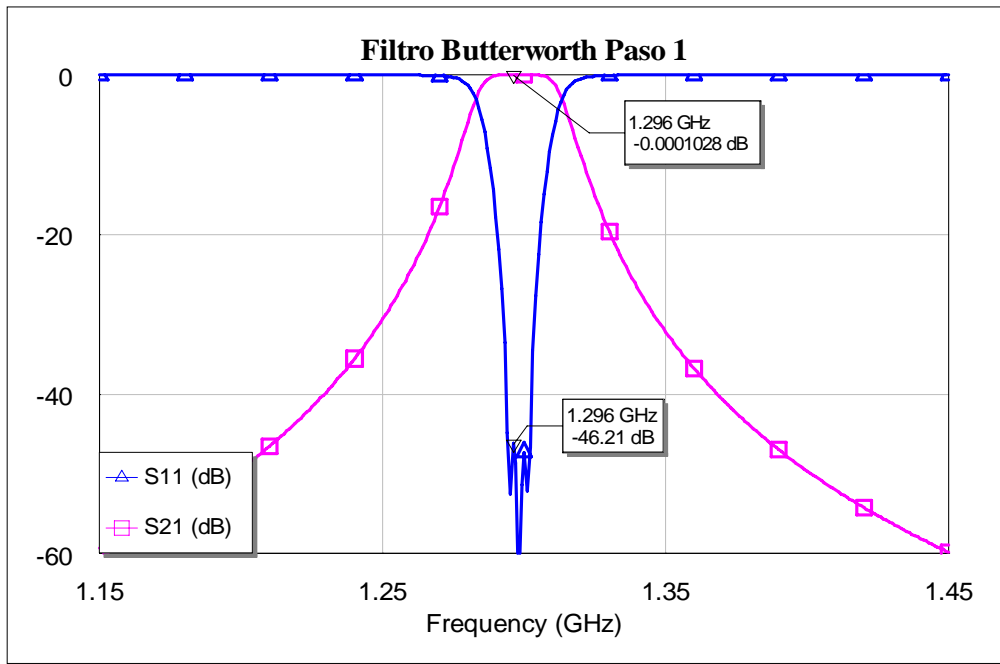


Figura 2.78. Parámetros S simulados del filtro

2.6.2.7.2.- Entradas taper

El circuito resultante:

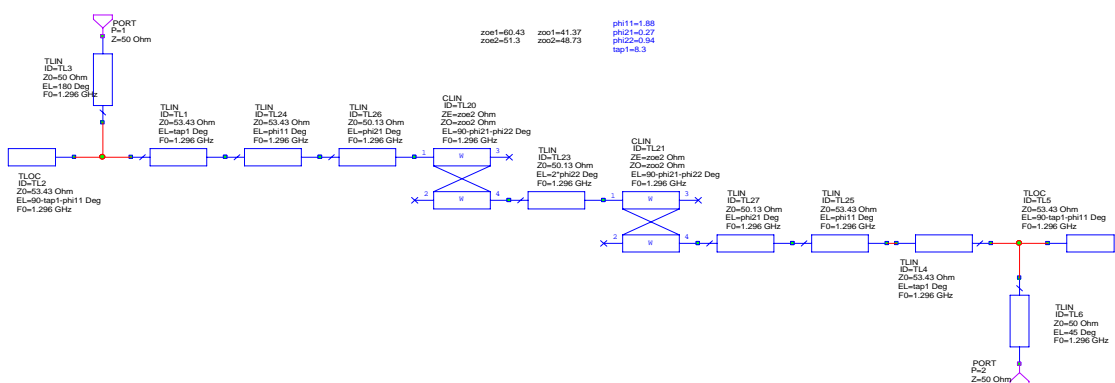
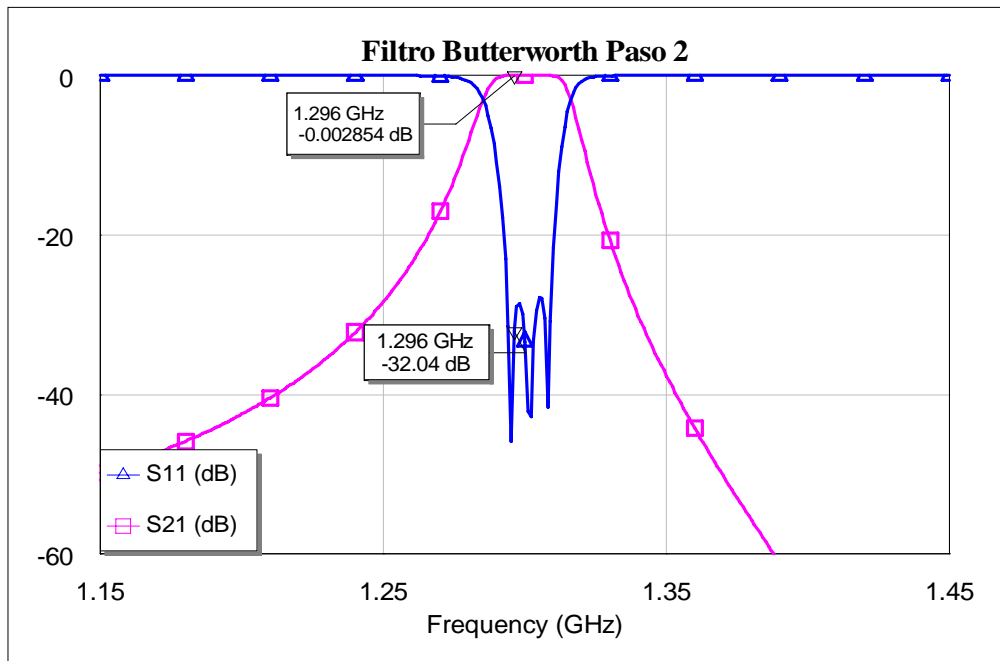


Figura 2.79. Esquema del filtro pasa-banda, Paso 2

Y los resultados que obtenemos:

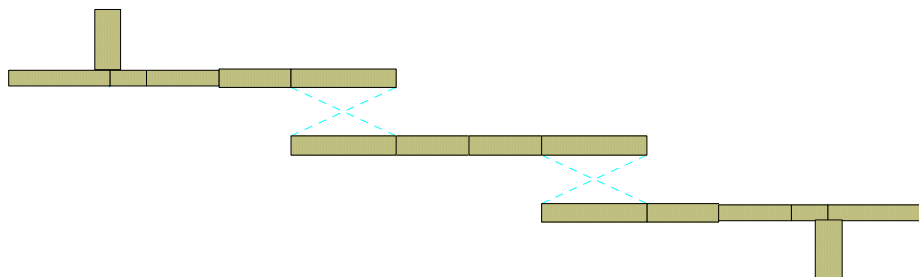


**Figura 2.80. Parámetros S simulados del filtro**

### 2.6.2.8.- Paso a líneas reales

Como ya se dijo, el diseño hasta este punto es independiente del tipo de sustrato que vamos a utilizar. Cuando pasemos a líneas reales las características típicas de cada sustrato va a hacer que las dimensiones físicas sean diferentes. Estas características están definidas en la tabla 2.7. Primero calcularemos los valores para el sustrato FR4 y después para Duroid.

En este punto el circuito todavía tiene forma de filtro con resonadores como vemos en la figura 2.81, aunque con tramos de línea intermedios para la conexión. Falta introducir los elementos que darán forma al filtro Hairpin, como las curvas y las uniones.



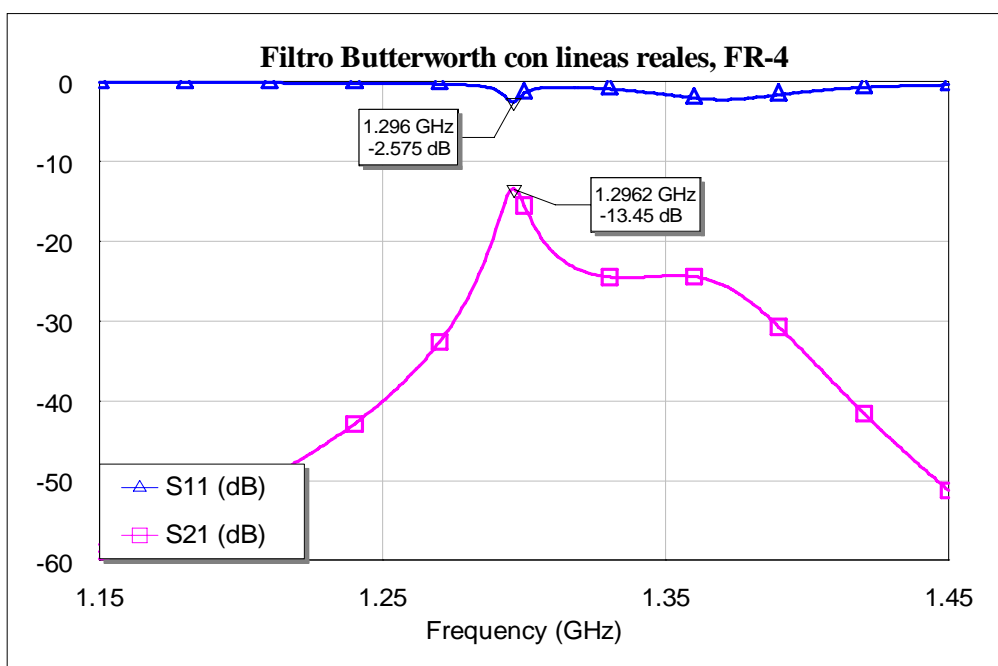
**Figura 2.81. Layout del filtro pasa banda, Paso 2**

**2.6.2.8.1 Substrato fibra de vidrio FR-4**

Utilizando **LineCalc** calculamos los parámetros físicos del filtro a partir de los parámetros eléctricos del apartado 2.6.2.7.2:

- $\phi_{1total} = \phi_{12} + \phi_{11} + \phi_{11} = 90^\circ \rightarrow l_{1total} = 28.181\text{ mm}$
- $\phi_{11} \rightarrow l_1 = 2.93\text{ mm}$
- $\phi_{11} \rightarrow l_{11} = 0.66\text{ mm}$
- $w_1 = 1.282\text{ mm}$
- $\phi_{2total} = \phi_{21} + \phi_{22} + \phi_{22} = 90^\circ \rightarrow l_{2total} = 31.21\text{ mm}$
- $s_2 = 3.039\text{ mm}$
- $w_2 = 1.424\text{ mm}$
- $\phi_{21} \rightarrow l_{21} = 0.1\text{ mm}$
- $\phi_{22} \rightarrow l_{22} = 0.33\text{ mm}$

Simulando con los parámetros calculados obtenemos:



**Figura 2.82. Parámetros S simulados del filtro, substrato FR-4**

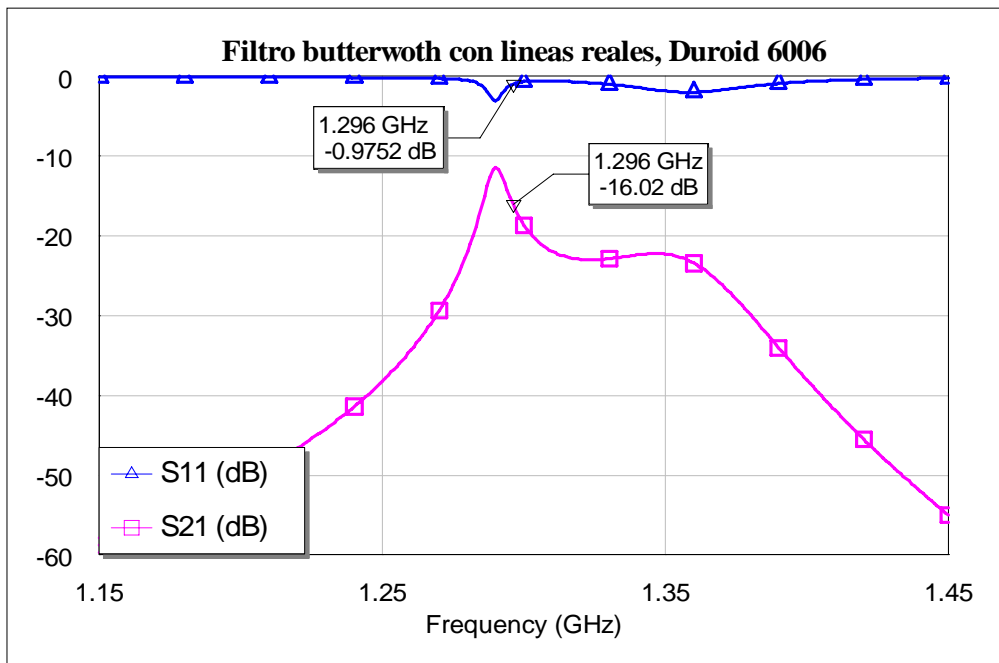
Como podemos observar, el comportamiento al introducir el substrato ha variado considerablemente del caso ideal, aumentando las pérdidas y produciéndose un desplazamiento en la frecuencia.

**2.6.2.8.2 Substrato Duroid RT6006**

En este caso los parámetros físicos son:

- $\phi_{1total} = \phi_{12} + \phi_{11} + \phi_{11} = 90^\circ \rightarrow l_{1total} = 24.532 \text{ mm}$
- $\phi_{11} \rightarrow l_1 = 2.55 \text{ mm}$
- $\phi_{11} \rightarrow l_{11} = 0.5778 \text{ mm}$
- $w_1 = 1.798 \text{ mm}$
- $\phi_{2total} = \phi_{21} + \phi_{22} + \phi_{22} = 90^\circ \rightarrow l_{2total} = 27.267 \text{ mm}$
- $s_2 = 4.717 \text{ mm}$
- $w_2 = 1.799 \text{ mm}$
- $\phi_{21} \rightarrow l_{21} = 0.09 \text{ mm}$
- $\phi_{22} \rightarrow l_{22} = 0.2887 \text{ mm}$

Simulando con los parámetros calculados obtenemos:



**Figura 2.83. Parámetros S simulados, substrato Duroid 6006**

Al igual que en el caso anterior, la respuesta obtenida varía considerablemente de la respuesta ideal simulada, lo que hace necesaria un paso de optimización.

**2.6.2.9.- Optimización**

Realizamos la optimización para recuperar la forma más parecida a la respuesta ideal.

**2.6.2.9.1.- Substrato FR-4**

Después de optimizar llegamos al siguiente resultado:

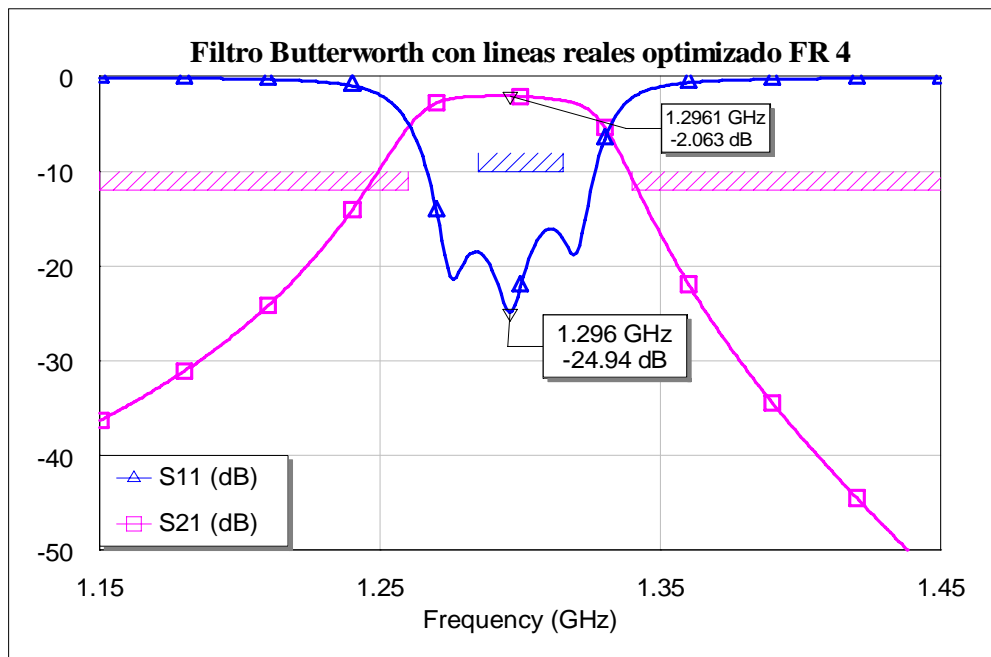


Figura 2.84. Parámetros S simulados, sustrato FR-4

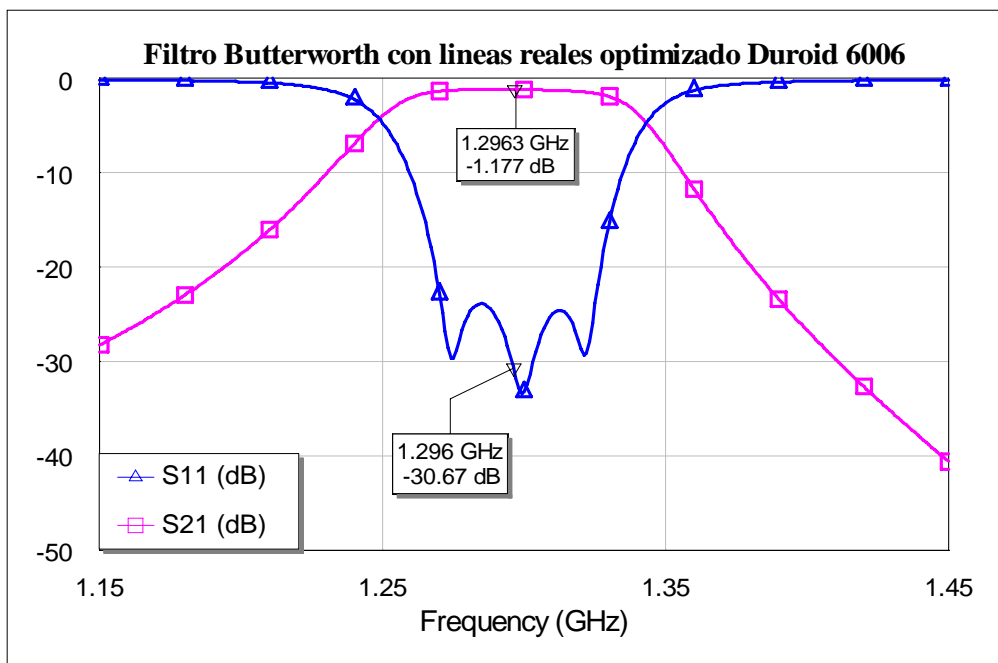
Tras el proceso de optimización hemos conseguido recuperar la forma de la respuesta del filtro, aunque ya no es una respuesta ideal, el parámetro  $S_{11}$  ha aumentado y en el parámetro  $S_{21}$  ya no es 0 dB. El ancho de banda también se ha incrementado.

Los valores finales de las variables son:

- $l_{1\text{total}} = 31.7 \text{ mm}$
- $l_1 = 4.3 \text{ mm}$
- $l_{11} = 2.92 \text{ mm}$
- $w_1 = 1.76 \text{ mm}$
- $l_{2\text{total}} = 32.5 \text{ mm}$
- $s_2 = 1.445 \text{ mm}$
- $w_2 = 1.44 \text{ mm}$
- $l_{21} = 0.6 \text{ mm}$
- $l_{22} = 2.5 \text{ mm}$

**2.6.2.9.2.- Substrato Duroid RT6006**

Después de optimizar llegamos al siguiente resultado:



**Figura 2.85. Parámetros S simulados, substrato Duroid 6006**

En el caso del substrato Duroid 6006, el resultado al que llegamos después de realizar la optimización es mejor que el obtenido con el substrato FR-4 (Figura 2.84). Esto es debido a que el substrato Duroid tiene menores pérdidas, y por tanto es de mejor calidad.

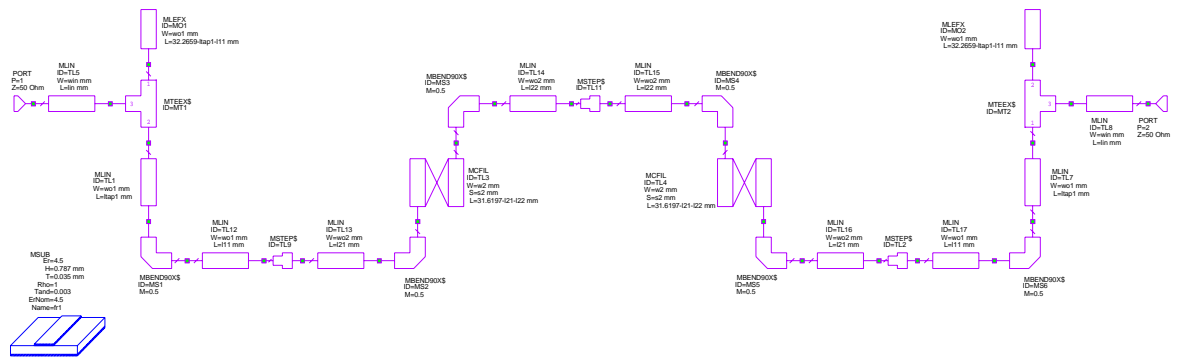
Los valores finales de las variables son:

- $l_1 = 25.9$  mm
- $l_{tap} = 4.07$  mm
- $l_{11} = 1.26$  mm
- $w_1 = 1.848$  mm
- $l_2 = 28.4$  mm
- $s_2 = 1.917$  mm
- $w_2 = 1.739$  mm
- $w_{02} = 1.819$
- $l_{21} = 1.239$  mm
- $l_{22} = 0.55$  mm

**2.6.2.10.- Diseño final**

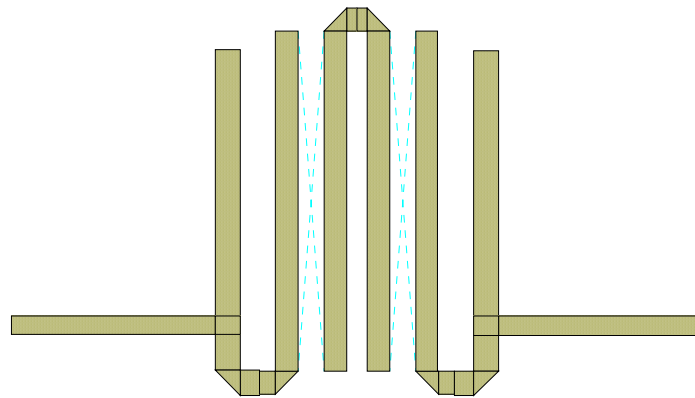
Por último realizamos el diseño Hairpin, introduciendo los elementos que darán forma a las curvas, y las conexiones. El diseño final queda de la siguiente forma:





**Figura 2.86. Esquema del filtro Hairpin final (MWO).**

El layout de este circuito lo podemos ver en la figura 2.87. Al introducir las curvas y las uniones vemos que ahora si tiene la forma característica de un filtro Hairpin.



**Figura 2.87. Layout del filtro Hairpin final**

Cuando introducimos los elementos que darán la forma final al filtro, es posible que tengamos que realizar algún ajuste en los valores por las posibles desviaciones que se produzcan en la frecuencia.

2.6.2.10.1.- Substrato FR-4

El resultado final para el substrato FR-4 es:

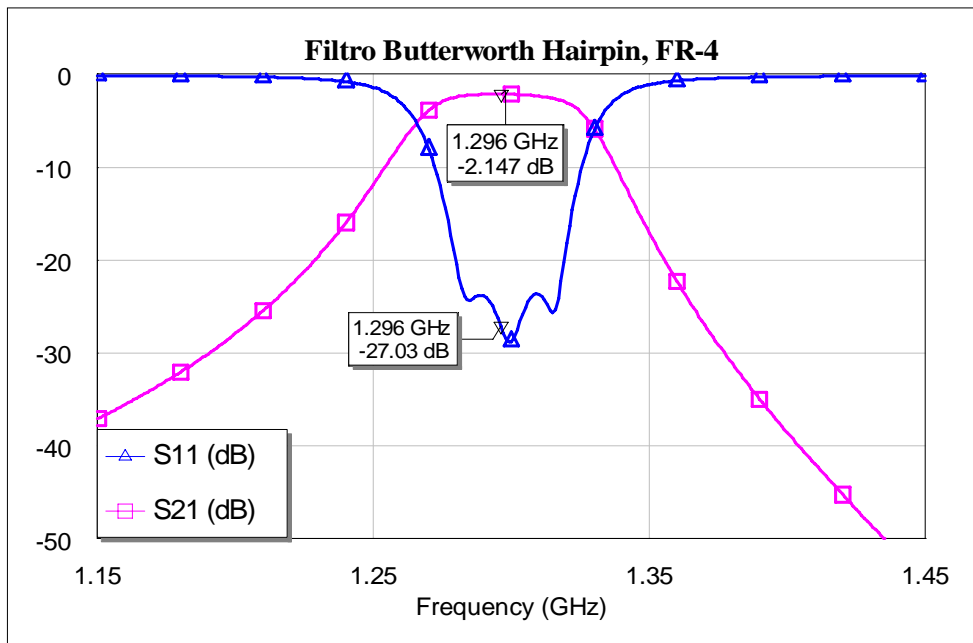


Figura 2.88. Parámetros S simulados, substrato FR-4

2.6.2.10.2. Substrato Duroid RT6006

Para el substrato Duroid la salida final del filtro que obtenemos es:

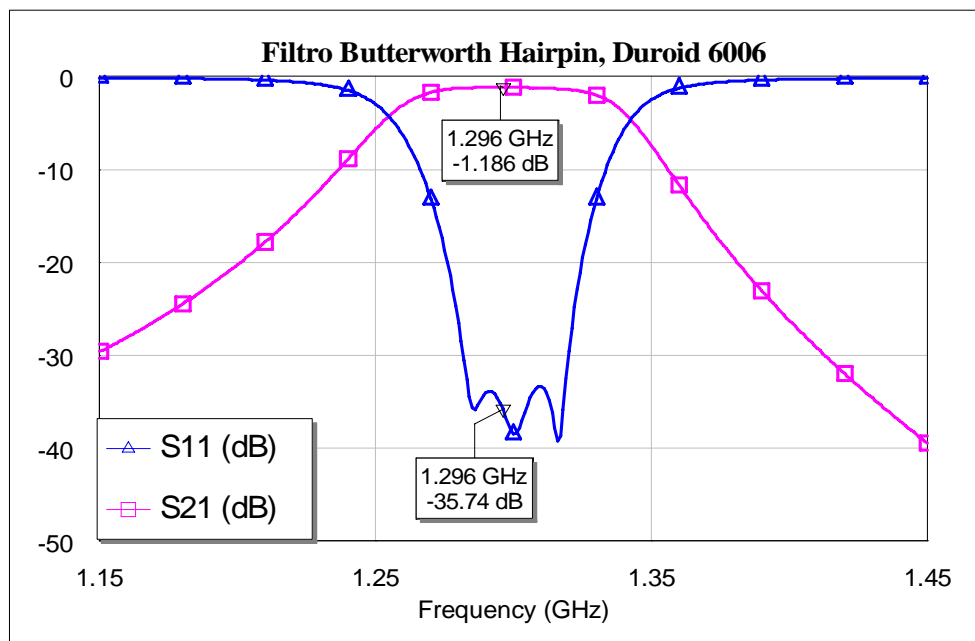
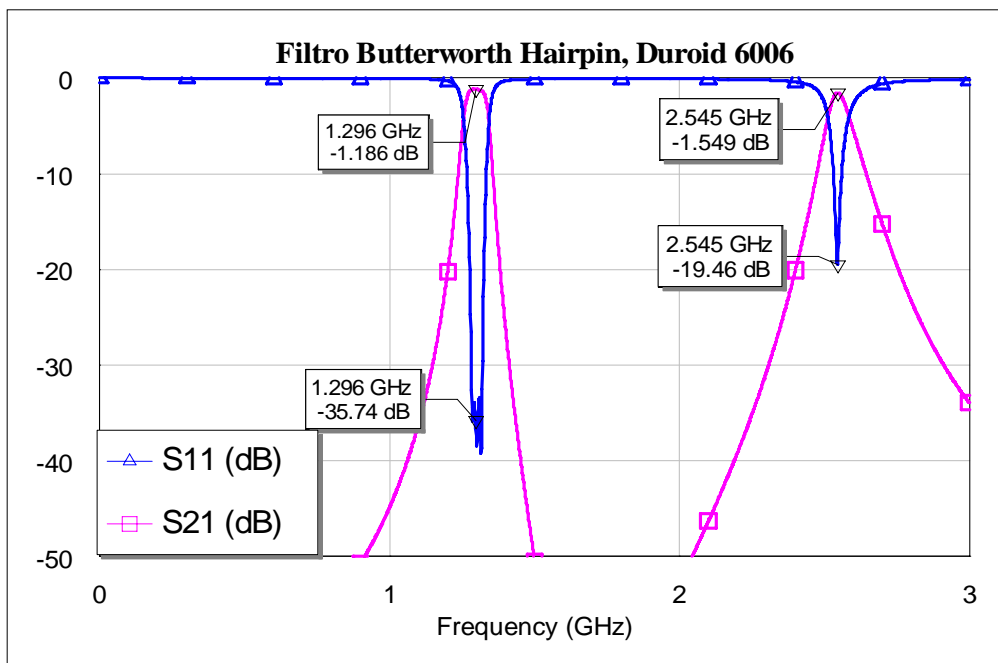


Figura 2.89. Parámetros S simulados, substrato Duroid 6006

Representando la respuesta del filtro en banda ancha (de 0 a 3 GHz) se observa la aparición de una respuesta espuria a la frecuencia de 2.545 GHz.



**Figura 2.90. Parámetros S simulados, sustrato Duroid 6006 en banda ancha**

Comparando la respuesta obtenida con el sustrato Duroid 6006RT (Figura 2.90) con la obtenida con el sustrato FR-4 (Figura 2.89) vemos que se obtienen mejores resultados con Duroid:

- En primer lugar **las pérdidas de inserción** en la banda de paso son menores en el sustrato **Duroid (-1.186 dB)** que en el sustrato **FR-4 (-2.147 dB)** debido a que tienes menores pérdidas.
- La **adaptación** también es mejor ya que tenemos **-35.74 dB para Duroid** en comparación a los **-27.03 dB para FR-4**.
- El **tamaño** del filtro diseñado con Duroid es menor que el realizado con FR-4.

### 2.6.3.- Filtro Chebyshev, centrado a 1296 MHz.

El proceso es similar al anterior, con la diferencia de que los coeficientes utilizados van a ser los que corresponden a un **filtro Chebyshev**.

Este tipo de filtros tienen un rizado constante en la banda de paso. Los coeficientes están en tablas que dependen del valor de este rizado. Elegimos un **rizado de 0.5 dB**.

#### 2.6.3.1.- Especificaciones del filtro

Para el filtro Chebyshev hemos tomado las mismas especificaciones que para el filtro Butterworth, teniendo en cuenta que el rizado en la banda de paso, que será de 0,5 dB:

- Frecuencia central = 1,296 GHz
- Banda de paso  $\begin{cases} f_1 = 1,281 \text{ GHz} \\ f_2 = 1,311 \text{ GHz} \end{cases} \Rightarrow L_p = 0,5 \text{ dB}$
- Banda atenuada  $\begin{cases} f_A = 1,270 \text{ GHz} \\ f_B = 1,321 \text{ GHz} \end{cases} \Rightarrow L_A > 20 \text{ dB}$
- Orden del filtro = 3

#### 2.6.3.2.- Obtención del filtro paso-bajo equivalente

A partir de las especificaciones obtenemos el filtro paso bajo equivalente:

- $f_0 = \sqrt{f_1 \cdot f_2} = 1.295 \text{ GHz}$
- $\Delta = \frac{f_2 - f_1}{f_0} = 0.023149$

#### 2.6.3.3.- Obtención de los coeficientes

Buscamos los coeficientes  $g_n$  en las tablas:

- $g_1 = 1.5963$
- $g_2 = 1.0967$
- $g_3 = 1.5963$
- $g_4 = 1$

A partir de los coeficientes calculamos las constantes de inversión utilizando las fórmulas, con  $\overline{C} = 0,03636$  :

- $\overline{J_{01}} = 0,1509$
- $\overline{J_{12}} = 0,0274$
- $\overline{J_{23}} = 0,0274$
- $\overline{J_{34}} = 0,1509$

#### **2.6.3.4.- Deshacer la transformación, desnormalización en frecuencia**

El tipo de filtro que vamos a diseñar es de líneas de transmisión, utilizando líneas acopladas de  $\lambda/4$ . A partir de las constantes de inversión calculadas en el apartado anterior calculamos los valores de las impedancias par e impar de las líneas acopladas utilizando las fórmulas:

- $\overline{Z_0^e} = \sqrt{1 + \overline{J}^2} + \overline{J}$
- $\overline{Z_0^o} = \sqrt{1 + \overline{J}^2} - \overline{J}$

#### **2.6.3.5.- Obtención de la impedancia par e impar de cada línea**

Utilizando las ecuaciones anteriores y las constantes de inversión ya calculadas obtenemos las impedancias par e impar de cada línea:

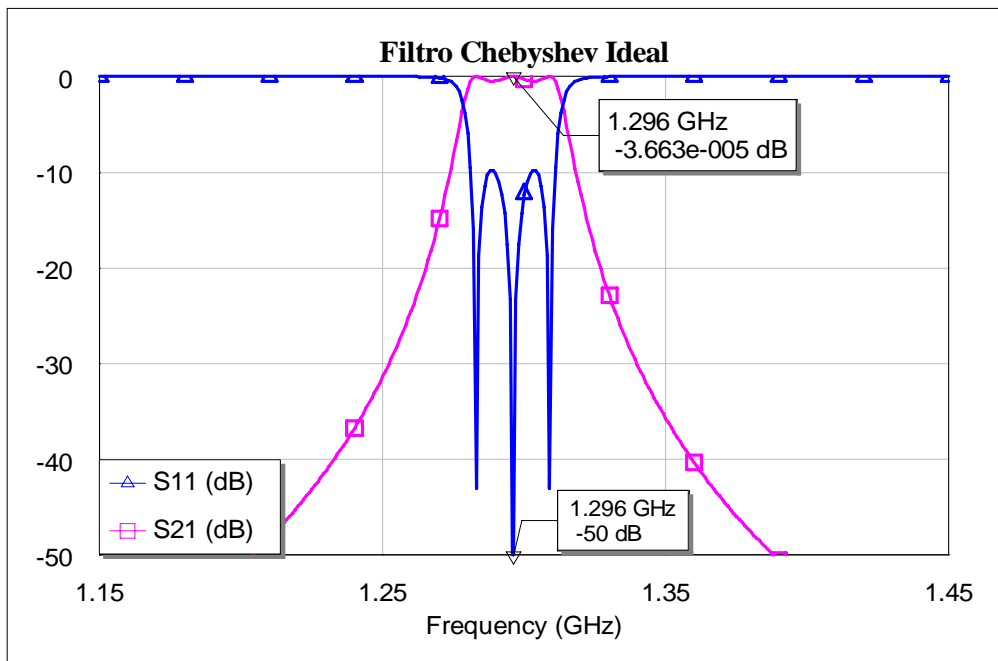
$\overline{Z_{01}^e} = 1,1622$	$\overline{Z_{01}^o} = 0,86$
$\overline{Z_{02}^e} = 1,026$	$\overline{Z_{02}^o} = 0,972$
$\overline{Z_{03}^e} = 1,026$	$\overline{Z_{03}^o} = 0,972$
$\overline{Z_{04}^e} = 1,1622$	$\overline{Z_{04}^o} = 0,86$

Para desnormalizar en impedancia multiplicamos por  $Z_0$  ( $50\Omega$ ):

$Z_{01}^e = 58,11$	$Z_{01}^o = 43,02$
$Z_{02}^e = 51,338$	$Z_{02}^o = 48,648$
$Z_{03}^e = 51,338$	$Z_{03}^o = 48,648$
$Z_{04}^e = 58,11$	$Z_{04}^o = 43,02$

### 2.6.3.6.- Implementación y simulación en Microwave Office

Con las impedancias par e impar obtenidas vamos a simular en Microwave Office el filtro diseñado, obteniendo como respuesta:



**Figura 2.91. Parámetros S simulados**

El filtro diseñado se ajusta a los valores de las especificaciones. Se puede observar como en la banda de paso tenemos el rizado constante, de 0.5 dB.

### 2.6.3.7.- Transformación a filtro Hairpin

El siguiente paso es realizar la transformación del filtro de líneas acopladas a uno Hairpin. Esto podemos realizarlo en 2 fases:

#### 2.6.3.7.1.- Creación de las curvas

Utilizando el mismo sistema que con el filtro anterior, llegamos a los siguientes valores:

- $\phi_{11} = 0.48^\circ$
- $\phi_{22} = 0.48^\circ$
- $\phi_{21} = 0.9^\circ$

Y los resultados de la simulación:

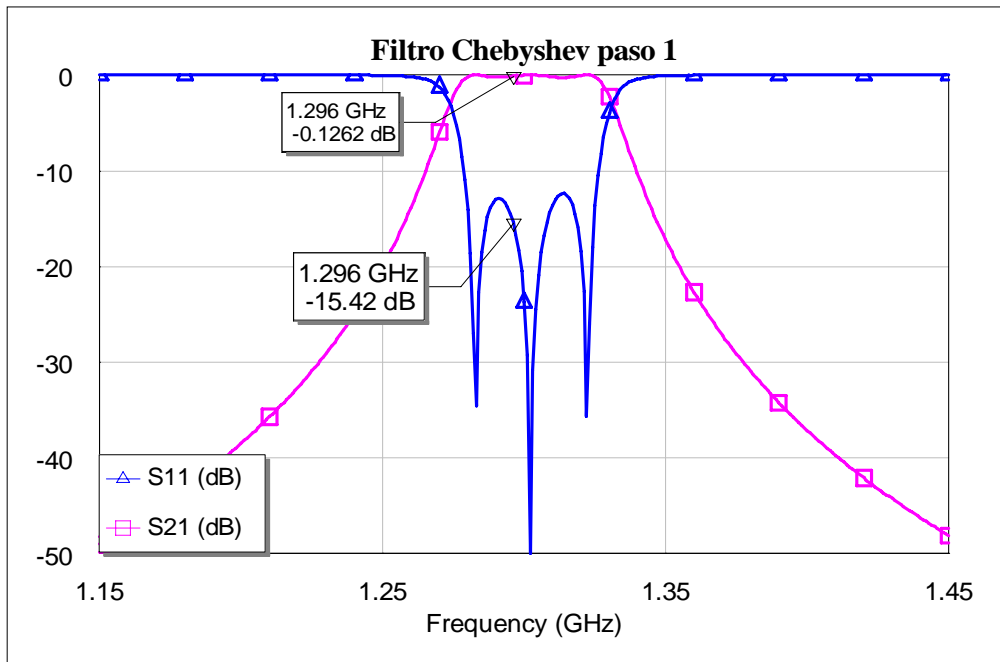


Figura 2.92. Parámetros S simulados, Paso 1

2.6.3.7.2.- Entradas taper

Después de simular y buscar los valores que mejor se ajusten:

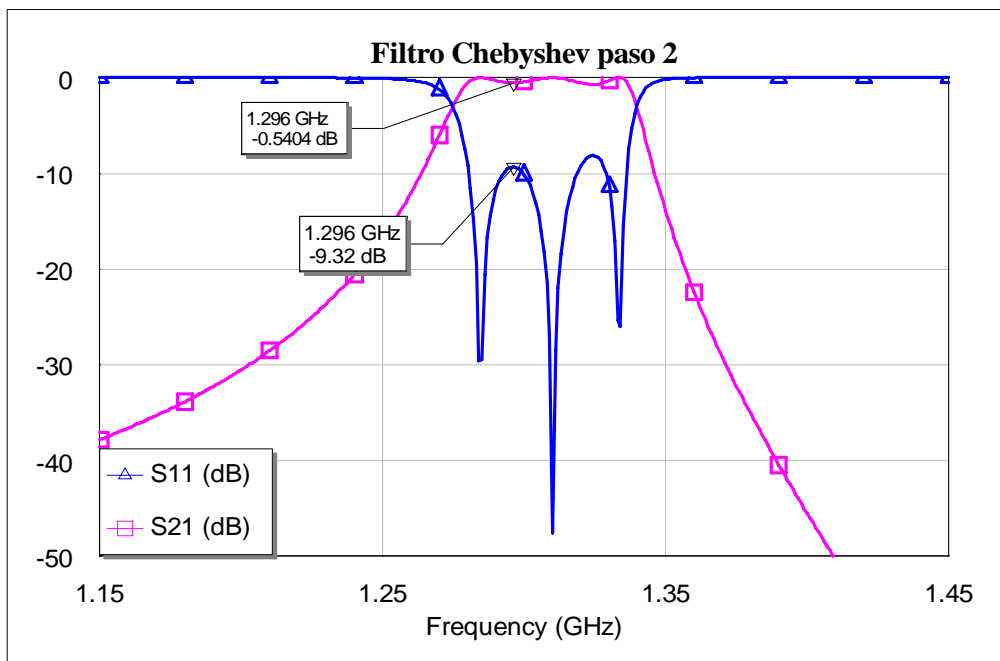


Figura 2.93. Parámetros S simulados, Paso 2

**2.6.3.8.- Paso a líneas reales**

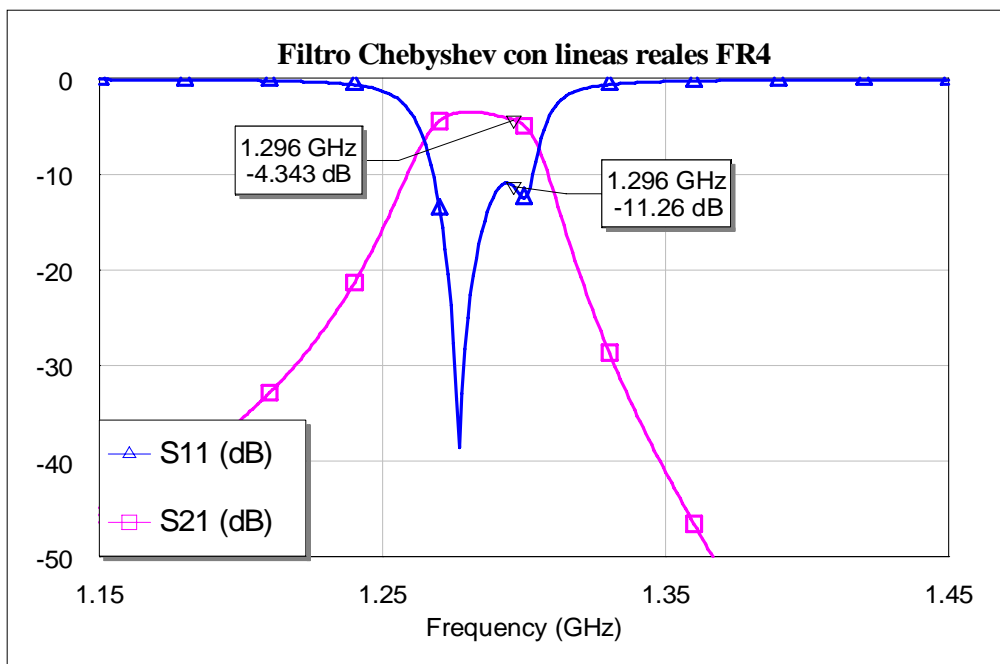
Utilizando LineCalc calculamos los parámetros físicos de los filtros. Recordemos que las características de los substratos utilizados están especificadas en la tabla 2.7

**2.6.3.8.1.- Substrato FR4**

Los parámetros físicos resultantes del filtro son:

- $l_{1total} = 32.075$  mm
- $l_1 = 3.88$  mm
- $l_{11} = 0.23$  mm
- $w_1 = 1.24$  mm
- $l_{2total} = 31.61$  mm
- $s_2 = 2.1211$  mm
- $w_2 = 1.42$  mm
- $l_{21} = 0.22$  mm
- $l_{22} = 0.8$  mm

Simulando con los parámetros calculados obtenemos:



**Figura 2.94. Parámetros S simulados, substrato FR-4**

La respuesta del filtro ha empeorado al simular con líneas reales.

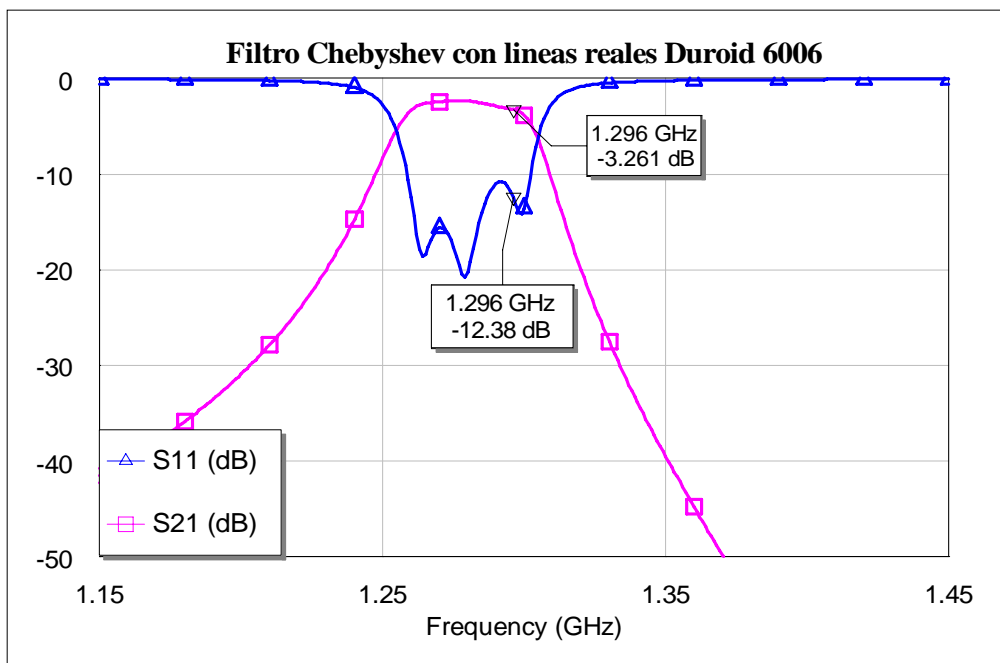


**2.6.3.8.2.- Substrato Duroid**

Utilizando LineCalc calculamos los parámetros físicos del filtro:

- $l_{1total} = 27.85\text{mm}$
- $l_1 = 3.404\text{ mm}$
- $l_{11} = 0.2\text{ mm}$
- $w_1 = 1.561\text{ mm}$
- $l_{2total} = 27.647\text{ mm}$
- $s_2 = 3.045\text{ mm}$
- $w_2 = 1.796\text{ mm}$
- $w_{o2} = 1.798\text{ mm}$
- $l_{21} = 0.2\text{ mm}$
- $l_{22} = 0.697\text{ mm}$

Simulando con los parámetros calculados obtenemos:



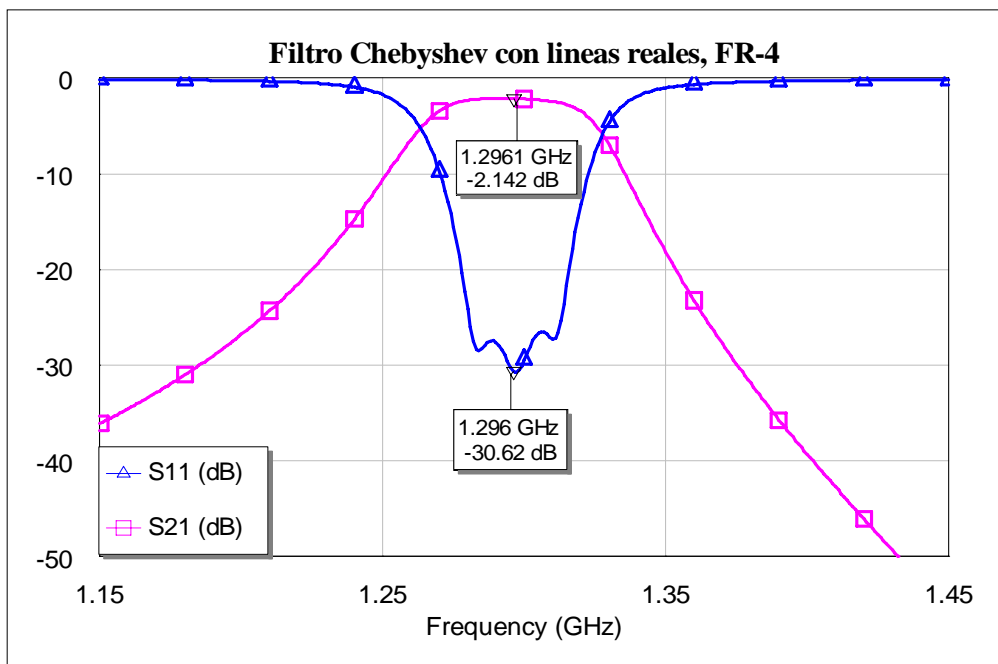
**Figura 2.95. Parámetros S simulados, substrato Duroid 6006**

**2.6.3.9.- Optimización**

Optimizamos el diseño para ajustar la respuesta después del paso a líneas reales.

**2.6.3.9.1.- Substrato FR4**

Después de optimizar llegamos al siguiente resultado:



**Figura 2.96. Parámetros S simulados, sustrato FR-4**

El ancho de banda es algo mayor que en el caso anterior, pero aún así continúa siendo válido. Los valores finales de las variables son:

- $l_{1total} = 32.08\text{mm}$
- $l_1 = 4.7\text{ mm}$
- $l_{11} = 1.32\text{ mm}$
- $w_1 = 1.34\text{ mm}$
- $l_{2total} = 31.54\text{ mm}$
- $s_2 = 1.521\text{ mm}$
- $w_2 = 1.441\text{ mm}$
- $w_{o2} = 1.336\text{ mm}$
- $l_{21} = 0.436\text{ mm}$
- $l_{22} = 1.64\text{ mm}$

**2.6.3.9.2.- Substrato Duroid**

Después de optimizar llegamos al siguiente resultado:

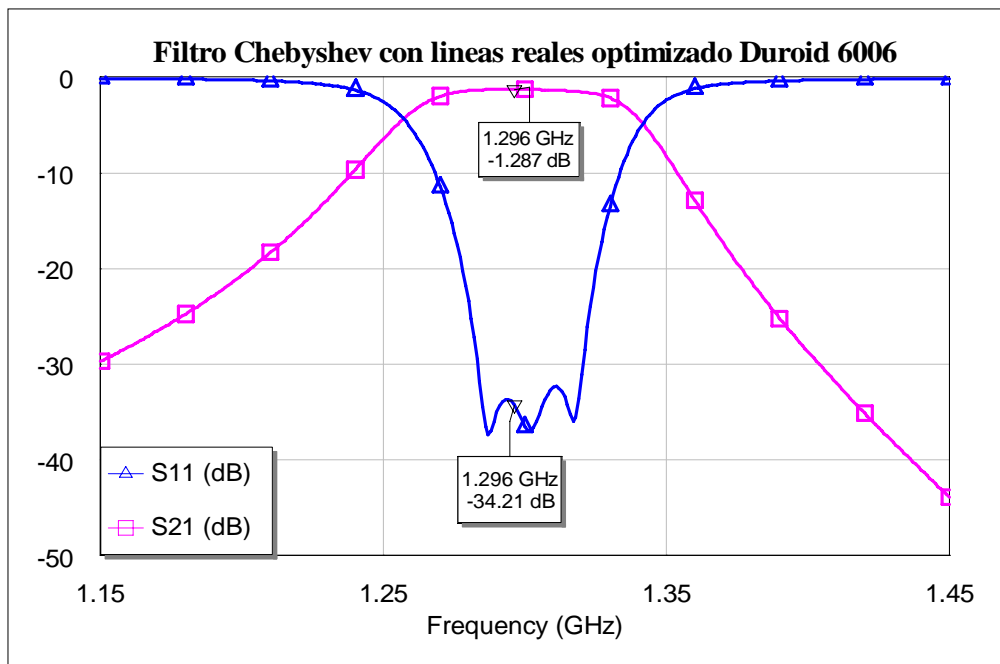


Figura 2.97. Parámetros S simulados, sustrato Duroid 6006

Los valores finales de las variables para el filtro son:

- $l_{1total} = 27.45$  mm
- $l_1 = 4.054$  mm
- $l_{11} = 1.166$  mm
- $w_1 = 1.4$  mm
- $l_{2total} = 27.64$  mm
- $s_2 = 2.045$  mm
- $w_2 = 1.73$  mm
- $w_{o2} = 1.5$  mm
- $l_{21} = 0.59$  mm
- $l_{22} = 1.22$  mm

### 2.6.3.10.- Diseño final

#### 2.6.3.10.1.- Substrato FR4

Por último realizamos el diseño Hairpin, introduciendo los elementos que darán forma a las curvas, y las conexiones. El diseño final queda de la siguiente forma:

Después de ajustar en el caso de que se produzca alguna desviación en la frecuencia, obtenemos la siguiente simulación:

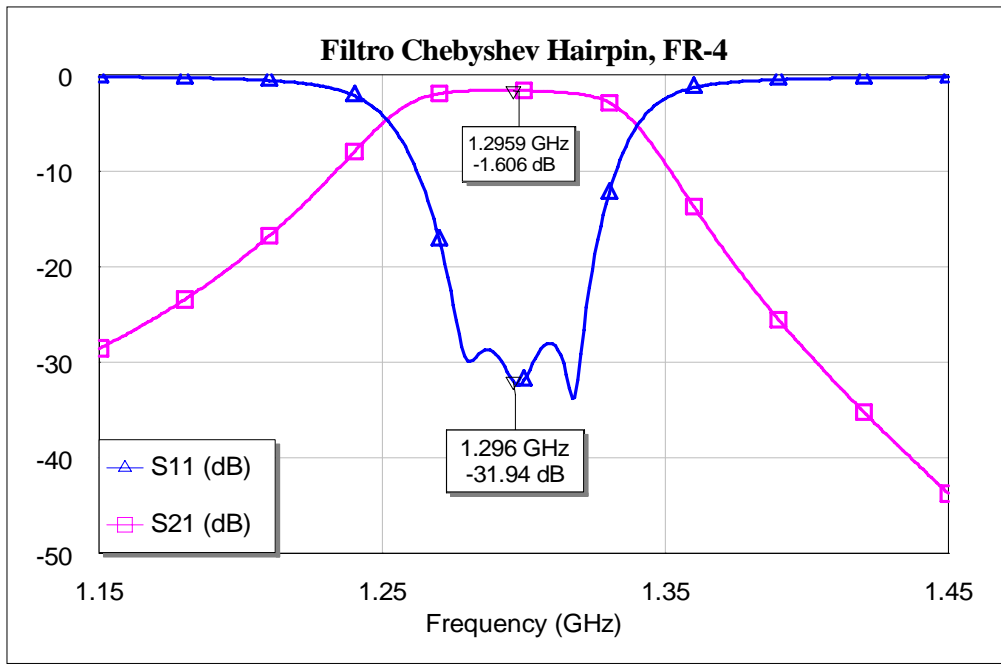


Figura 2.98. Parámetros S simulados, sustrato FR-4

2.6.3.10.2. - *Substrato Duroid*

Después de ajustar en el caso de que se produzca alguna desviación en la frecuencia, obtenemos la siguiente simulación:

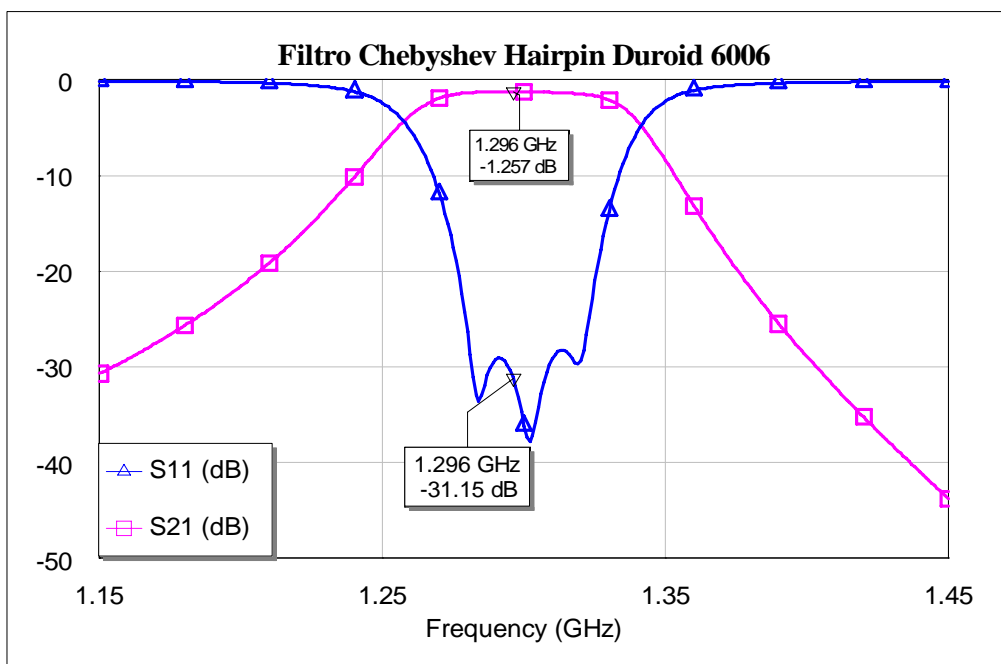
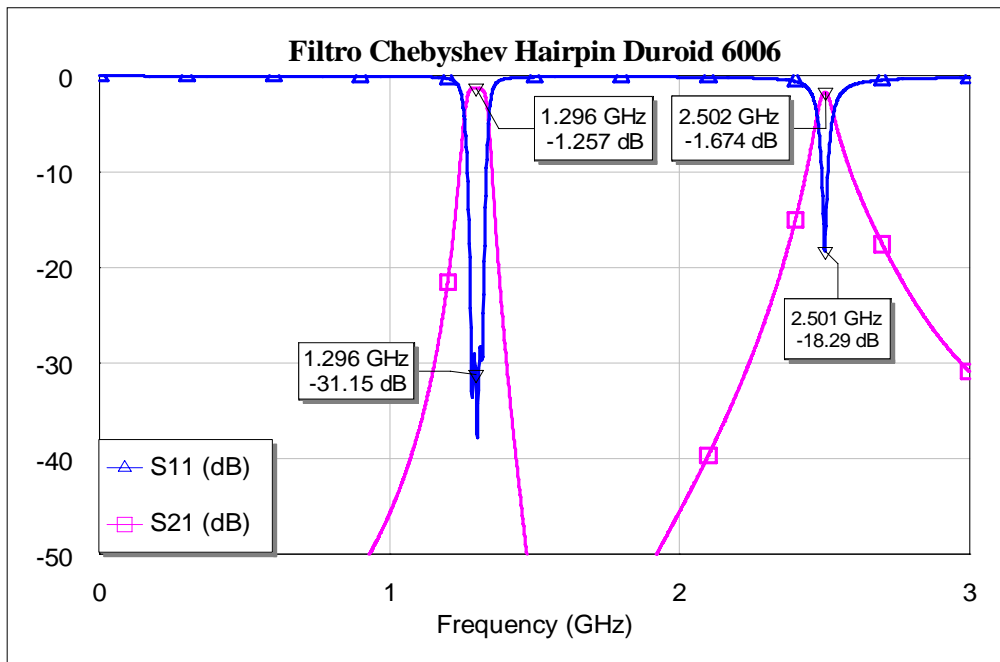


Figura 2.99. Parámetros S simulados, sustrato Duroid 6006

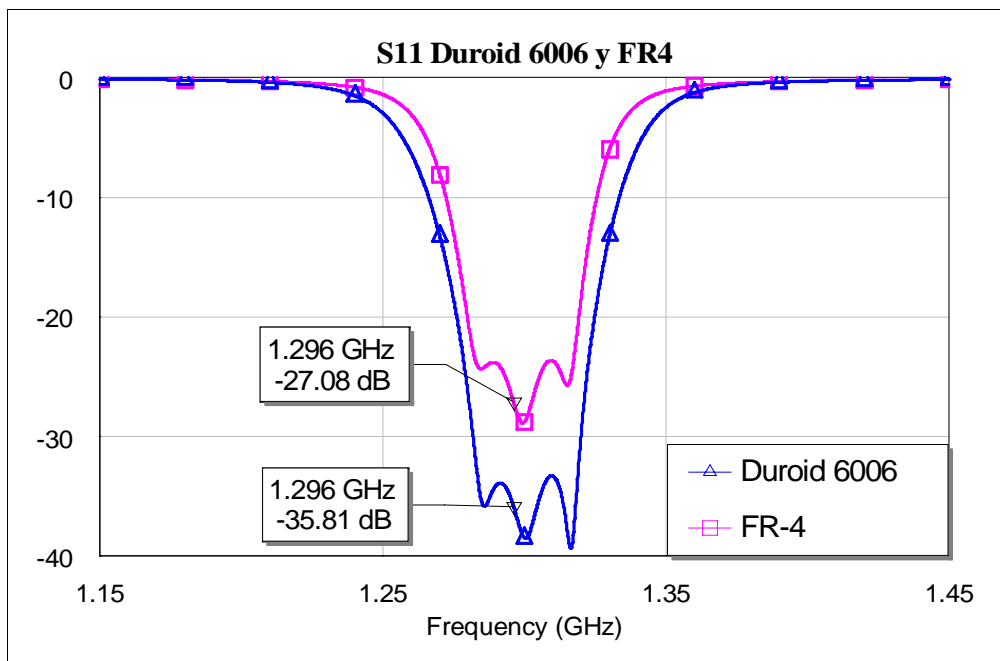
Y en banda ancha:



**Figura 2.100. Parámetros S simulados, sustrato Duroid 6006 en banda ancha**

Después de realizar los diseños debemos elegir cuál es el que vamos a utilizar en nuestra placa.

Primero vamos a comparar la diferencia en la respuesta de los filtros debido a la utilización de distintos sustratos:



**Figura 2.101. Comparación del parámetro  $S_{11}$  para los 2 sustratos**

El sustrato Duroid ofrece mejores características y esto lo podemos ver en los resultados obtenidos para el parámetro  $S_{11}$ . Utilizando el sustrato FR-4, obtenemos un valor de -27.08 dB, mientras que con Duroid tenemos -35.81 dB.

Para el parámetro  $S_{21}$ :

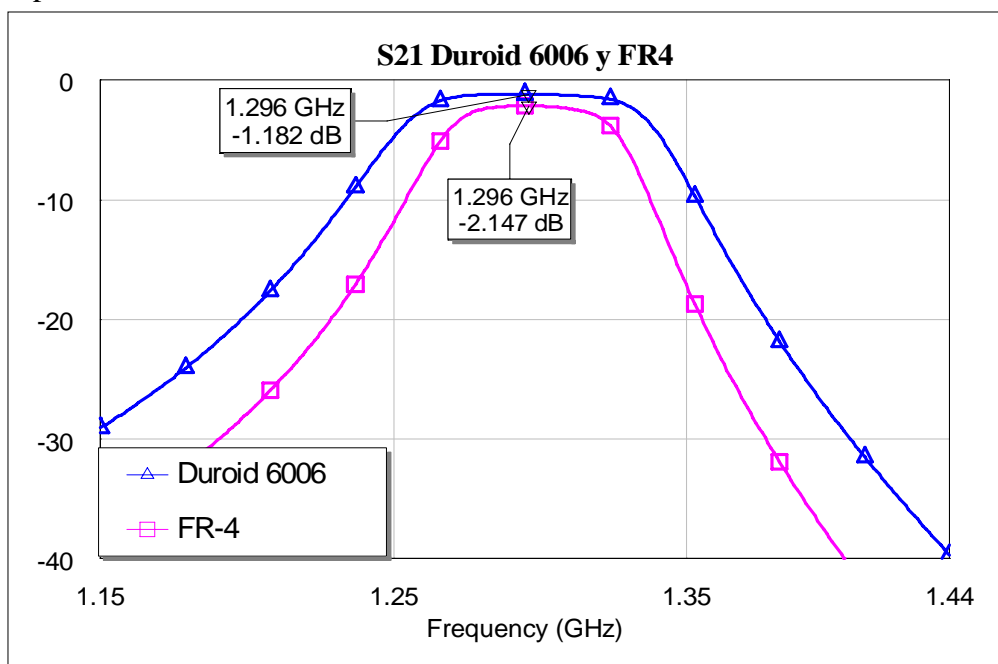


Figura 2.102. Comparación del parámetro  $S_{21}$  para los 2 sustratos

Para el parámetro  $S_{21}$  obtenemos menos pérdidas utilizando el sustrato Duroid, ya que como pudimos ver en las características del sustrato (Tabla 2.7) este sustrato tiene menos pérdidas que el FR-4.

Teniendo en cuenta los resultados, utilizaremos para realizar nuestros filtros el sustrato **Duroid 6006RT** ya que obtenemos mejores resultados y además es el sustrato utilizado en el resto de subsistemas que componen el receptor del radiotelescopio.

Una vez elegido el sustrato falta elegir el tipo de filtro que vamos a utilizar: Chebyshev o Butterworth. Para ello volvemos a comparar la respuesta obtenida para cada uno en sustrato Duroid:

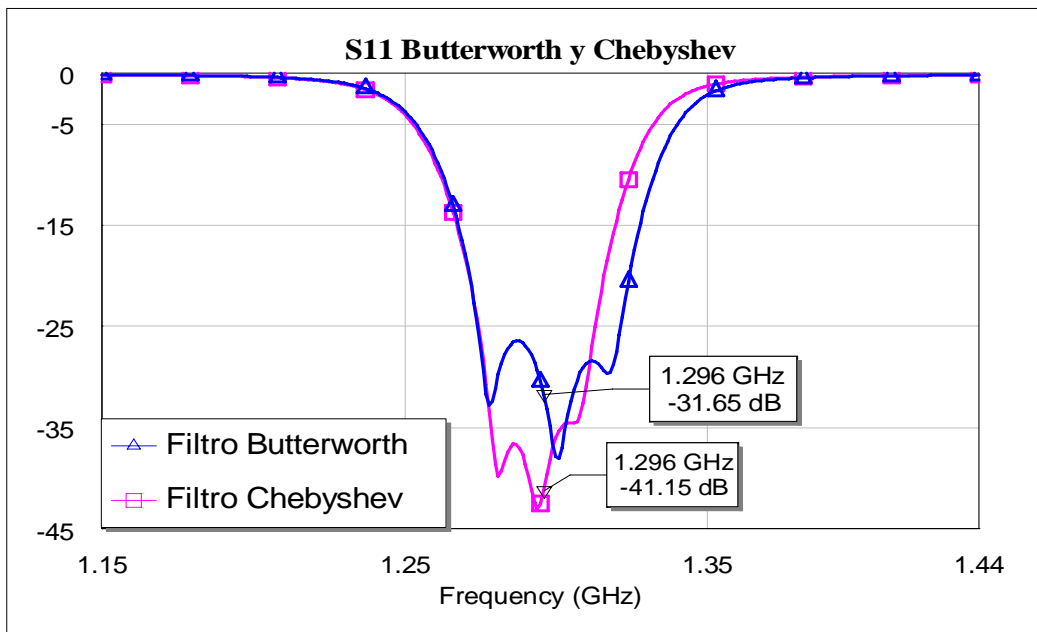


Figura 2.103. Comparación del parámetro  $S_{11}$  para el filtro Butterworth y Chebyshev

Comparando el parámetro  $S_{11}$  vemos que con el filtro Chebyshev obtenemos mejor adaptación.

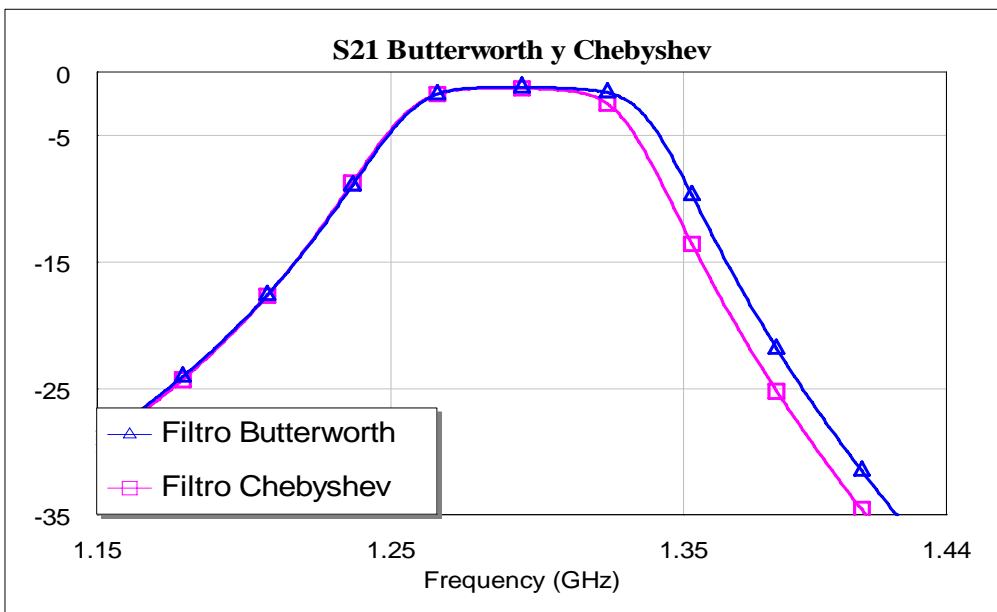


Figura 2.104. Comparación del parámetro  $S_{21}$  para el filtro Butterworth y Chebyshev

El parámetro  $S_{21}$  es bastante similar en ambos casos, siendo un poco más selectivo en el caso de Chebyshev.

A la hora de elegir entre los 2 diseños elegiremos **Chebyshev**.

Finalmente, a la hora de diseñar la placa completa utilizaremos el sustrato **Duroid 6006RT** y como tipo de filtro utilizaremos **Chebyshev**

### **2.6.4. - Filtro Butterworth, centrado a 1275 MHz**

A continuación se va a realizar el diseño del **filtro Butterworth** centrado en **1275 MHz**.

En este caso sólo vamos a utilizar el substrato Duroid 6006 ya que ofrece mejores prestaciones que la fibra de vidrio.

#### **2.6.4.1.- Especificaciones del filtro**

Las especificaciones para el filtro Butterworth son:

- *Frecuencia central* = 1,275 GHz
- *Banda de paso*  $\begin{cases} f_1 = 1,260 \text{ GHz} \\ f_2 = 1,290 \text{ GHz} \end{cases} \Rightarrow L_p = 0 \text{ dB}$
- *Banda atenuada*  $\begin{cases} f_A = 1,250 \text{ GHz} \\ f_B = 1,300 \text{ GHz} \end{cases} \Rightarrow L_A > 20 \text{ dB}$
- *Orden del filtro* = 3

#### **2.6.4.2.- Obtención del filtro paso-bajo equivalente**

A partir de las especificaciones obtenemos el filtro paso bajo equivalente:

- $f_0 = \sqrt{f_1 \cdot f_2} = 1.274.91 \text{ GHz}$
- $\Delta = \frac{f_2 - f_1}{f_0} = 0.02353$

#### **2.6.4.3.- Obtención de los coeficientes**

En este caso el orden del filtro es 3 y va a ser un filtro de tipo Butterworth. Buscamos los coeficientes  $g_n$  en las tablas:

- $g_1 = 1$
- $g_2 = 2$
- $g_3 = 1$
- $g_4 = 1$

A partir de los coeficientes calculamos las constantes de inversión utilizando las fórmulas y  $\bar{C} = 0,03696$  :



- $\overline{J_{01}} = 0,1922$
- $\overline{J_{12}} = 0,0261$
- $\overline{J_{23}} = 0,0261$
- $\overline{J_{34}} = 0,1922$

#### **2.6.4.4.- Deshacer la transformación, desnormalización en frecuencia**

El tipo de filtro que vamos a diseñar es de líneas de transmisión, utilizando líneas acopladas de  $\lambda/4$ . A partir de las constantes de inversión calculadas en el apartado anterior calculamos los valores de las impedancias par e impar de las líneas acopladas utilizando las fórmulas:

- $\overline{Z_0^e} = \sqrt{1 + \overline{J}^2} + \overline{J}$
- $\overline{Z_0^o} = \sqrt{1 + \overline{J}^2} - \overline{J}$

#### **2.6.4.5.- Obtención de la impedancia par e impar de cada línea**

Utilizando las ecuaciones anteriores y las constantes de inversión ya calculadas obtenemos las impedancias par e impar de cada línea:

$$\begin{array}{ll} \overline{Z_{01}^e} = 1,2105 & \overline{Z_{01}^o} = 0,8261 \\ \overline{Z_{02}^e} = 1,0264 & \overline{Z_{02}^o} = 0,974 \\ \overline{Z_{03}^e} = 1,0264 & \overline{Z_{03}^o} = 0,974 \\ \overline{Z_{04}^e} = 1,2105 & \overline{Z_{04}^o} = 0,8261 \end{array}$$

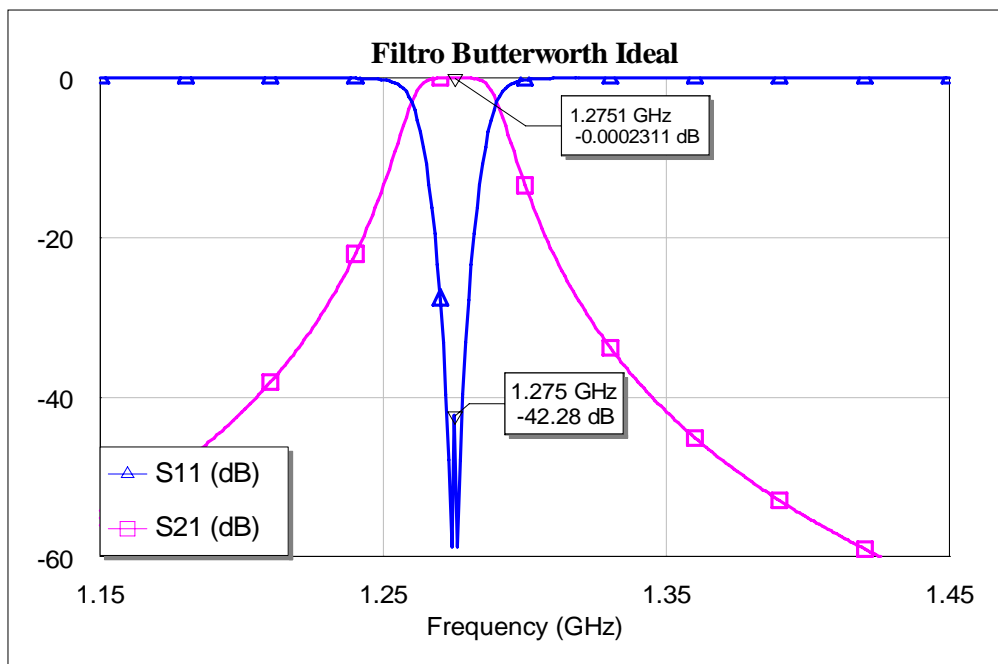
Desnormalizamos en impedancia:

$$\begin{array}{ll} Z_{01}^e = 60,525 & Z_{01}^o = 41,305 \\ Z_{02}^e = 51,32 & Z_{02}^o = 48,712 \\ Z_{03}^e = 51,32 & Z_{03}^o = 48,712 \\ Z_{04}^e = 60,525 & Z_{04}^o = 41,305 \end{array}$$

### 2.6.4.6.- Implementación y simulación en Microwave Office

Con las impedancias par e impar obtenidas vamos a simular en Microwave Office el filtro diseñado.

Y simulando:



**Figura 2.105. Parámetros S simulados**

Como se puede observar en la simulación, el filtro diseñado se adapta perfectamente a las especificaciones requeridas.

### 2.6.4.7.- Transformación a filtro Hairpin

El siguiente paso es realizar la transformación del filtro de líneas acopladas a uno Hairpin. Esto podemos realizarlo en 2 fases:

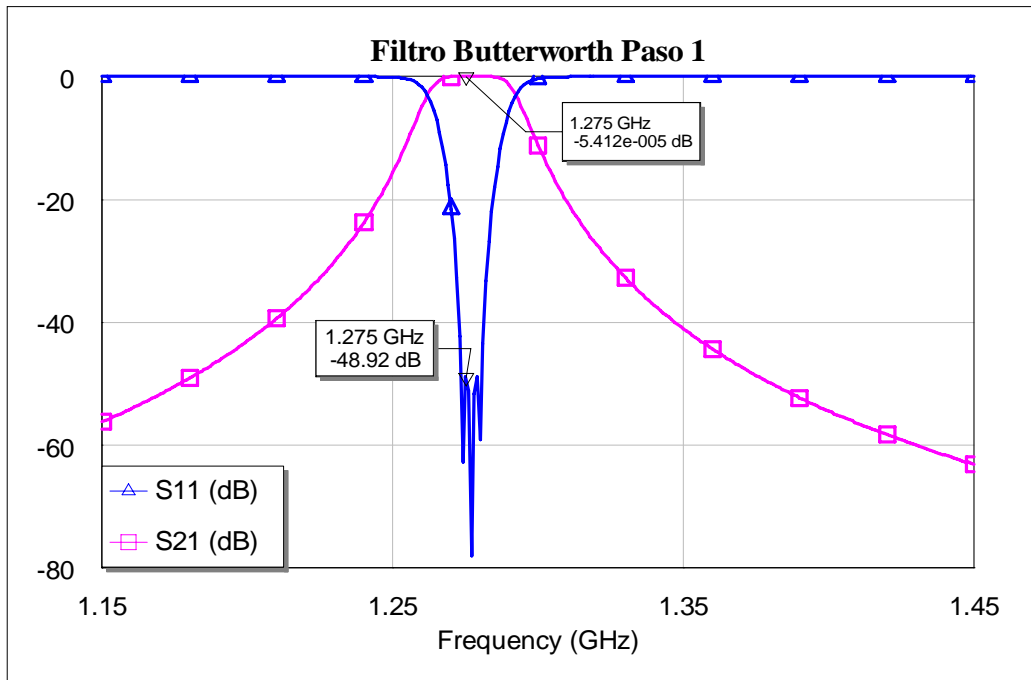
- e) Creación de las curvas
- f) Entradas taper

**2.6.4.7.1.- Creación de las curvas**

Los valores que obtenemos para los tramos de línea introducidos son:

- $\phi_{11} = 10.15^\circ$
- $\phi_{22} = 0.15^\circ$
- $\phi_{21} = 0.89^\circ$

Y los resultados de la simulación:

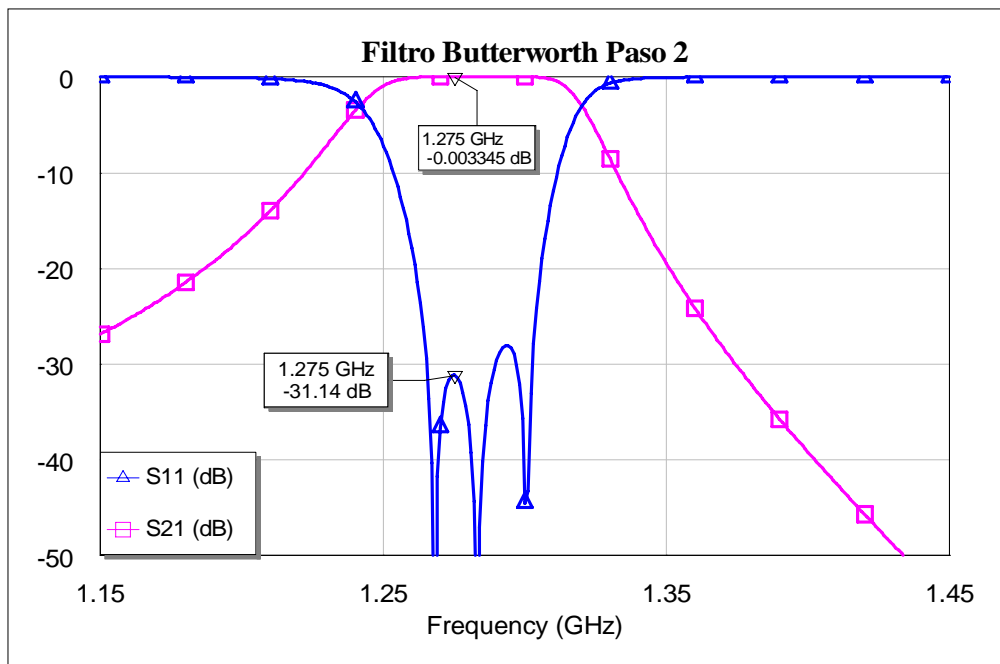


**Figura 2.106. Parámetros S simulados, Paso 1**

**2.6.4.7.2.- Entradas taper**

El circuito resultante:

Y los resultados que obtenemos:



**Figura 2.107. Parámetros S simulados, Paso 2**

#### **2.6.4.8.- Paso a líneas reales**

Utilizando LineCalc calculamos los parámetros físicos del filtro:

- $l_{1total} = 28.345$  mm
- $l_1 = 4.377$  mm
- $l_{11} = 0.724$  mm
- $w_1 = 1.523$  mm
- $l_{2total} = 28.122$  mm
- $s_2 = 2.483$  mm
- $w_2 = 1.793$  mm
- $w_{o2} = 1.523$  mm
- $l_{21} = 0.125$  mm
- $l_{22} = 0.63$  mm

Simulando con los parámetros calculados obtenemos:

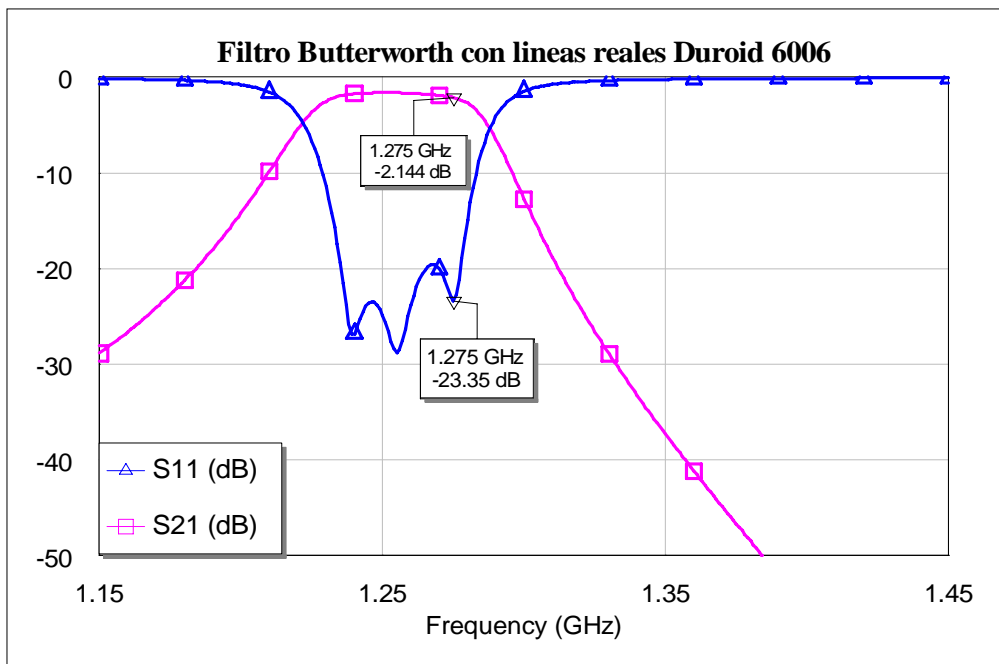


Figura 2.108. Parámetros S simulados, sustrato Duroid 6006

### 2.6.4.9.- Optimización

Después de optimizar llegamos al siguiente resultado:

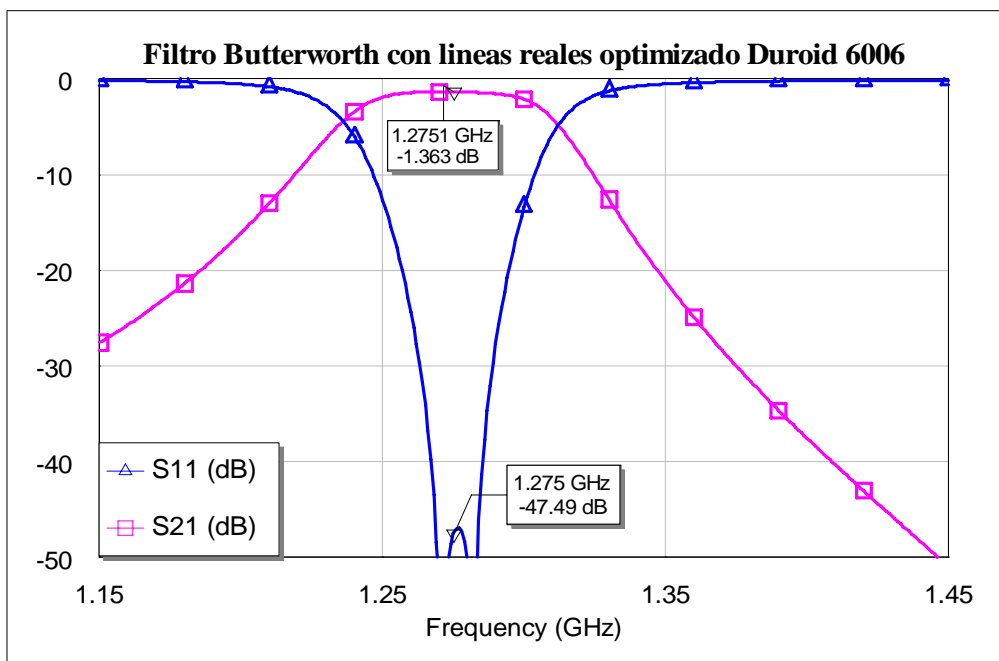


Figura 2.109. Parámetros S simulados, sustrato Duroid 6006

El ancho de banda es algo mayor que en el caso anterior, pero aún así continúa siendo válido. Los valores finales de las variables son:

- $l_{1\text{total}} = 28.34\text{mm}$
- $l_1 = 4.617\text{ mm}$
- $l_{11} = 1.56\text{ mm}$
- $w_1 = 1.643\text{ mm}$
- $l_{2\text{total}} = 28.32\text{ mm}$
- $s_2 = 2.123\text{ mm}$
- $w_2 = 1.713\text{ mm}$
- $w_{o2} = 1.713\text{ mm}$
- $l_{21} = 0.86\text{ mm}$
- $l_{22} = 2.035\text{ mm}$

### 2.6.4.10.- Diseño final

Por último realizamos el diseño Hairpin, introduciendo los elementos que darán forma a las curvas, y las conexiones. El diseño final queda de la siguiente forma:

Después de ajustar en el caso de que se produzca alguna desviación en la frecuencia, obtenemos la siguiente simulación:

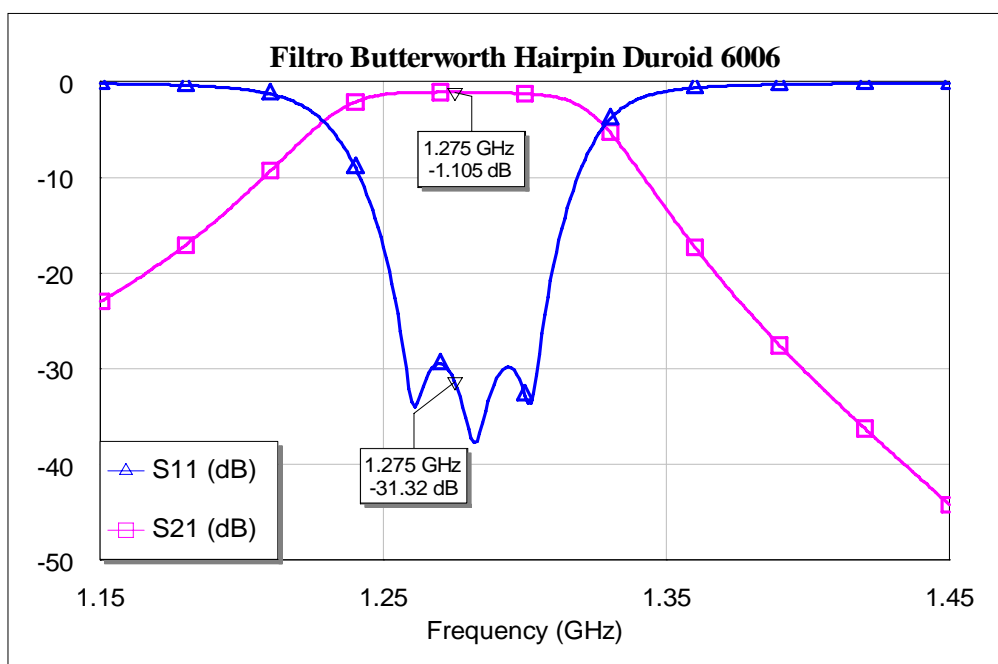


Figura 2.110. Parámetros S simulados, Duroid 6006

Y en banda ancha:

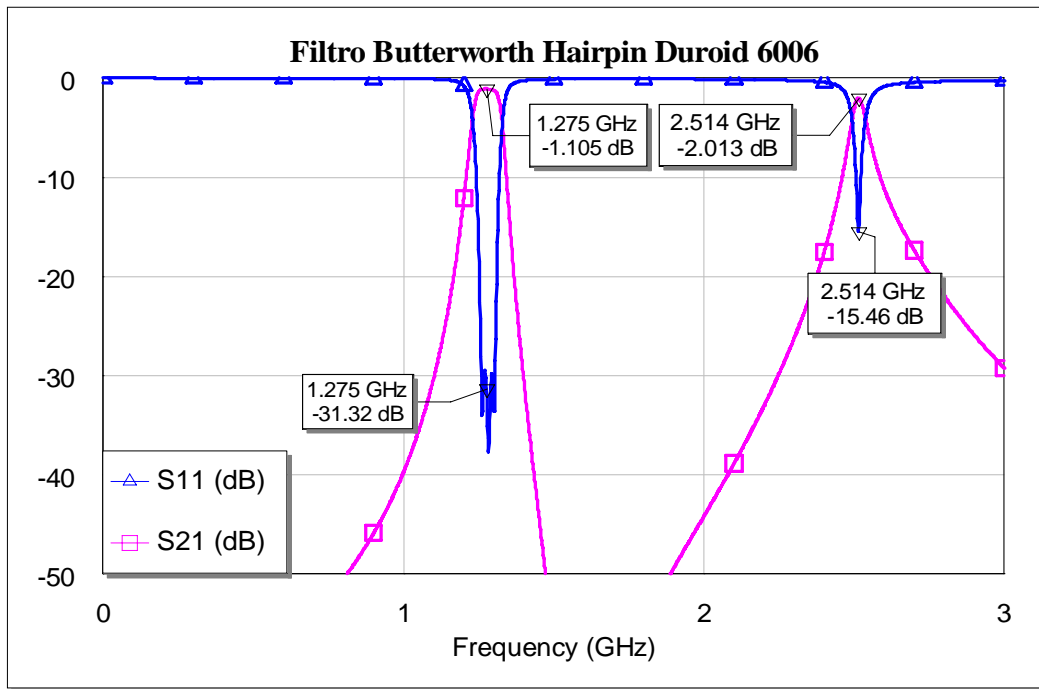


Figura 2.111. Parámetros S simulados, Duroid 6006 en banda ancha

### **2.6.5.- Filtro Chebyshev, centrado a 1275 MHz**

Por último tenemos el diseño de un **filtro Chebyshev** a la misma frecuencia que el filtro anterior, a **1275 MHz**.

#### **2.6.5.1.- Especificaciones del filtro**

Las especificaciones del filtro Chebyshev con rizado en la banda de paso de 0,5 dB:

- *Frecuencia central* = 1,275 GHz
- *Banda de paso*  $\begin{cases} f_1 = 1,260 \text{ GHz} \\ f_2 = 1,290 \text{ GHz} \end{cases} \Rightarrow L_p = 0,5 \text{ dB}$
- *Banda atenuada*  $\begin{cases} f_A = 1,250 \text{ GHz} \\ f_B = 1,300 \text{ GHz} \end{cases} \Rightarrow L_A > 20 \text{ dB}$
- *Orden del filtro* = 3

#### **2.6.5.2.- Obtención del filtro paso-bajo equivalente**

A partir de las especificaciones obtenemos el filtro paso bajo equivalente:

- $f_0 = \sqrt{f_1 \cdot f_2} = 1271,91 \text{ GHz}$
- $\Delta = \frac{f_2 - f_1}{f_0} = 0,02353$

#### **2.6.5.3.- Obtención de los coeficientes**

A la hora de obtener los coeficientes debemos tener en cuenta el orden del filtro diseñado y el tipo de filtro que vamos a realizar.

En este caso el orden del filtro es 3 y va a ser un filtro de tipo Chebyshev. Buscamos los coeficientes  $g_n$  en las tablas:

- $g_1 = 1,5963$
- $g_2 = 1,0967$
- $g_3 = 1,5963$
- $g_4 = 1$

Calculamos las constantes de inversión utilizando  $\bar{C} = 0,03696$



- $\overline{J}_{01} = 0,1521$
- $\overline{J}_{12} = 0,02793$
- $\overline{J}_{23} = 0,02793$
- $\overline{J}_{34} = 0,1521$

#### **2.6.5.4.- Deshacer la transformación, desnormalización en frecuencia**

El tipo de filtro que vamos a diseñar es de líneas de transmisión, utilizando líneas acopladas de  $\lambda/4$ . A partir de las constantes de inversión calculadas en el apartado anterior calculamos los valores de las impedancias par e impar de las líneas acopladas utilizando las fórmulas:

- $\overline{Z}_0^e = \sqrt{1 + \overline{J}^2} + \overline{J}$
- $\overline{Z}_0^o = \sqrt{1 + \overline{J}^2} - \overline{J}$

#### **2.6.5.5.- Obtención de la impedancia par e impar de cada línea**

Utilizando las ecuaciones anteriores y las constantes de inversión ya calculadas obtenemos las impedancias par e impar de cada línea:

$$\begin{array}{ll} \overline{Z}_{01}^e = 1,1636 & \overline{Z}_{01}^o = 0,859 \\ \overline{Z}_{02}^e = 1,0283 & \overline{Z}_{02}^o = 0,9724 \\ \overline{Z}_{03}^e = 1,0283 & \overline{Z}_{03}^o = 0,9724 \\ \overline{Z}_{04}^e = 1,1636 & \overline{Z}_{04}^o = 0,859 \end{array}$$

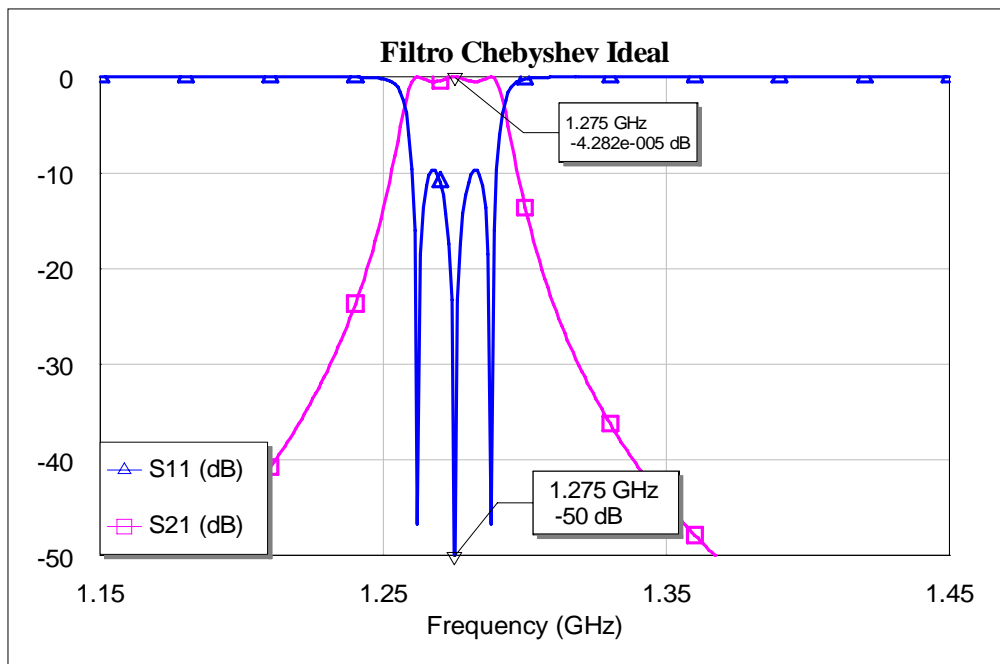
Desnormalizamos en impedancia:

$$\begin{array}{ll} Z_{01}^e = 58,18 & Z_{01}^o = 42,97 \\ Z_{02}^e = 51,41 & Z_{02}^o = 48,623 \\ Z_{03}^e = 51,41 & Z_{03}^o = 48,623 \\ Z_{04}^e = 58,18 & Z_{04}^o = 42,97 \end{array}$$

#### **2.6.5.6.- Implementación y simulación en Microwave Office**

Con las impedancias par e impar obtenidas vamos a simular en Microwave Office el filtro diseñado.

Y simulando:



**Figura 2.112. Parámetros S simulados**

### 2.6.5.7.- Transformación a filtro Hairpin

El siguiente paso es realizar la transformación del filtro de líneas acopladas a uno Hairpin. Esto podemos realizarlo en 2 fases:

- g) Creación de las curvas
- h) Entradas taper

#### 2.6.5.7.1.- Creación de las curvas

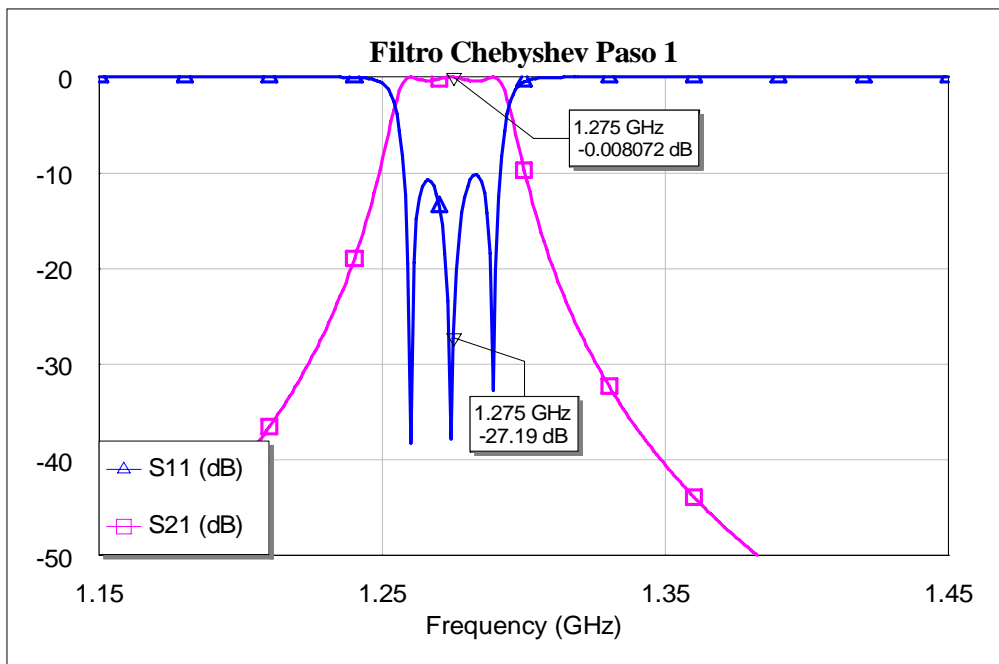
El esquemático del filtro:

Para ajustar los valores de  $\phi_{11}$ ,  $\phi_{22}$  y  $\phi_{21}$  utilizamos la utilidad “tune” que proporciona Microwave Office.

Los valores finales que obtenemos son:

- $\phi_{11} = 10.37^\circ$
- $\phi_{22} = 0.15^\circ$
- $\phi_{21} = 0.9^\circ$

Y los resultados de la simulación:

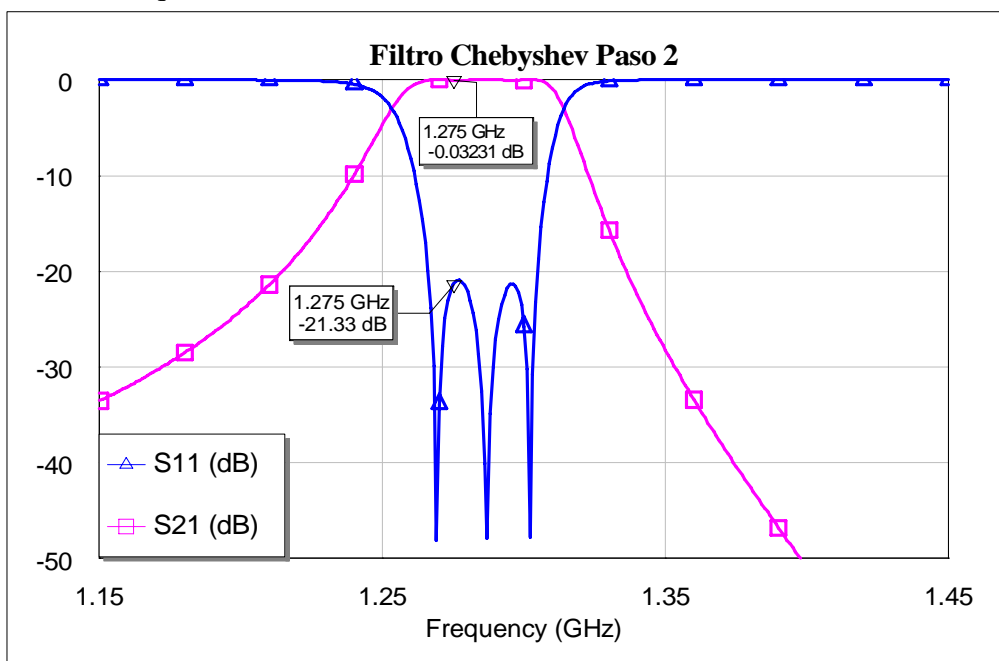


**Figura 2.113. Parámetros S simulados, Paso 1**

**2.6.5.7.2.- Entradas taper**

El circuito resultante:

Y los resultados que obtenemos:



**Figura 2.114. Parámetros S simulados, Paso 2**

### 2.6.5.8.- Paso a líneas reales

Utilizando LineCalc calculamos los parámetros físicos del filtro:

- $l_{1total} = 28.462\text{mm}$
- $l_1 = 3.826\text{ mm}$
- $l_{11} = 0.338\text{ mm}$
- $w_1 = 1.394\text{ mm}$
- $l_{2total} = 27.647\text{ mm}$
- $s_2 = 3.045\text{ mm}$
- $w_2 = 1.796\text{ mm}$
- $w_{o2} = 1.55\text{ mm}$
- $l_{21} = 0.204\text{ mm}$
- $l_{22} = 0.67\text{ mm}$

Simulando con los parámetros calculados obtenemos:

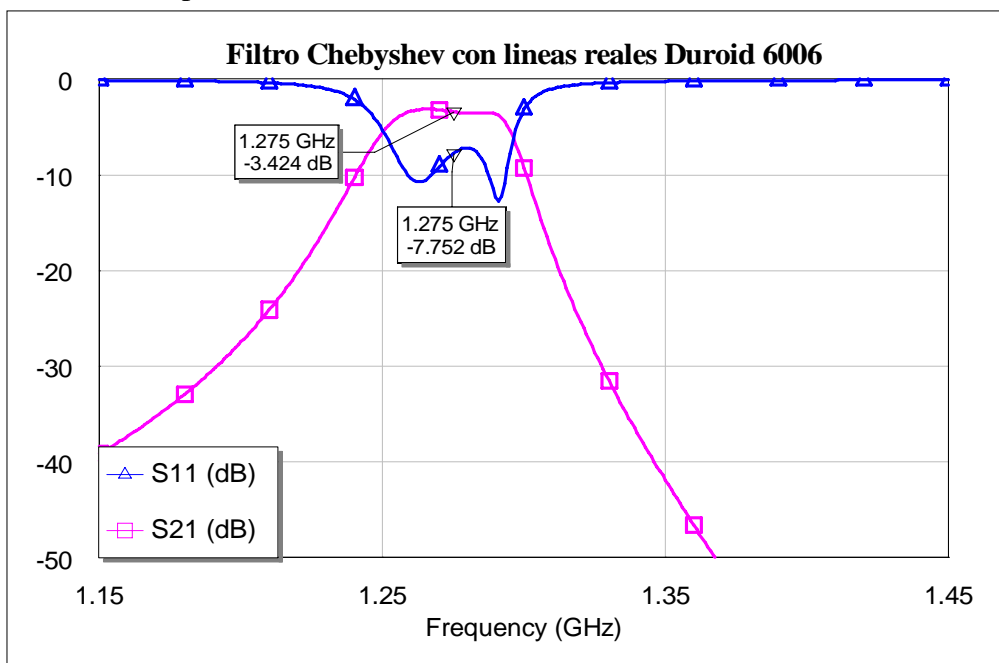


Figura 2.115. Parámetros S simulados, sustrato Duroid 6006

### 2.6.5.9.- Optimización

Después de optimizar llegamos al siguiente resultado:

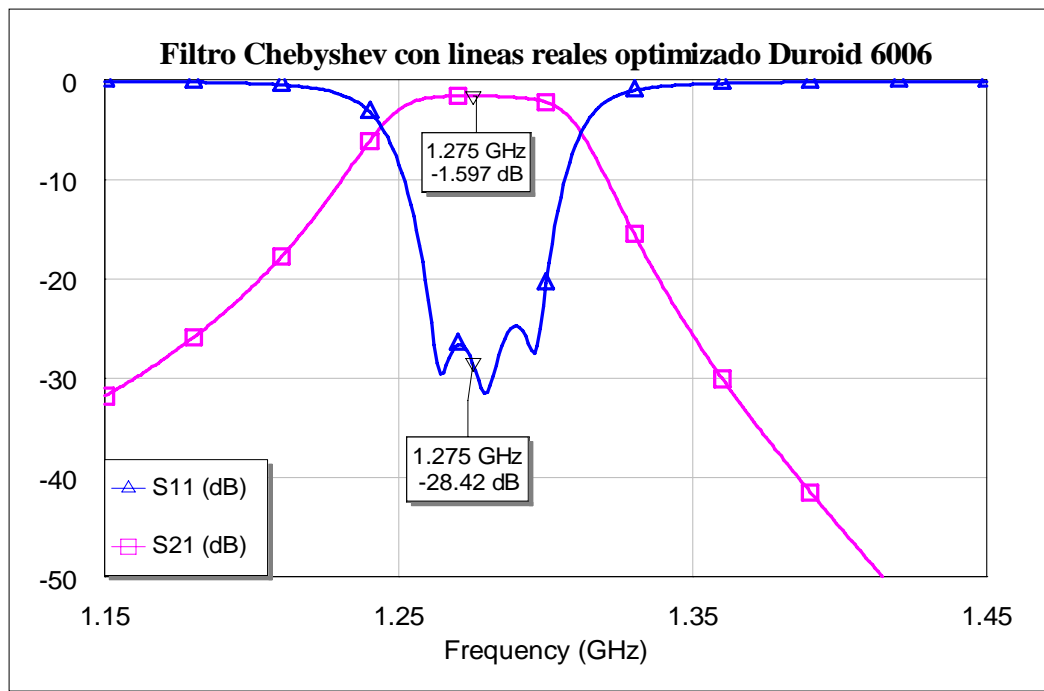


Figura 2.116. Parámetros S simulados, substrato Duroid 6006

El ancho de banda es algo mayor que en el caso anterior, pero aún así continúa siendo válido. Los valores finales de las variables son:

- $l_{1total} = 28.562\text{mm}$
- $l_1 = 4.226\text{ mm}$
- $l_{11} = 1.118\text{ mm}$
- $w_1 = 1.454\text{ mm}$
- $l_{2total} = 27.747\text{ mm}$
- $s_2 = 2.285\text{ mm}$
- $w_2 = 1.8\text{ mm}$
- $w_{o2} = 1.09\text{ mm}$
- $l_{21} = 0.71\text{ mm}$
- $l_{22} = 1.78\text{ mm}$

### 2.6.5.10.- Diseño final

Por último realizamos el diseño Hairpin, introduciendo los elementos que darán forma a las curvas, y las conexiones. El diseño final queda de la siguiente forma:

Después de ajustar en el caso de que se produzca alguna desviación en la frecuencia, obtenemos la siguiente simulación:

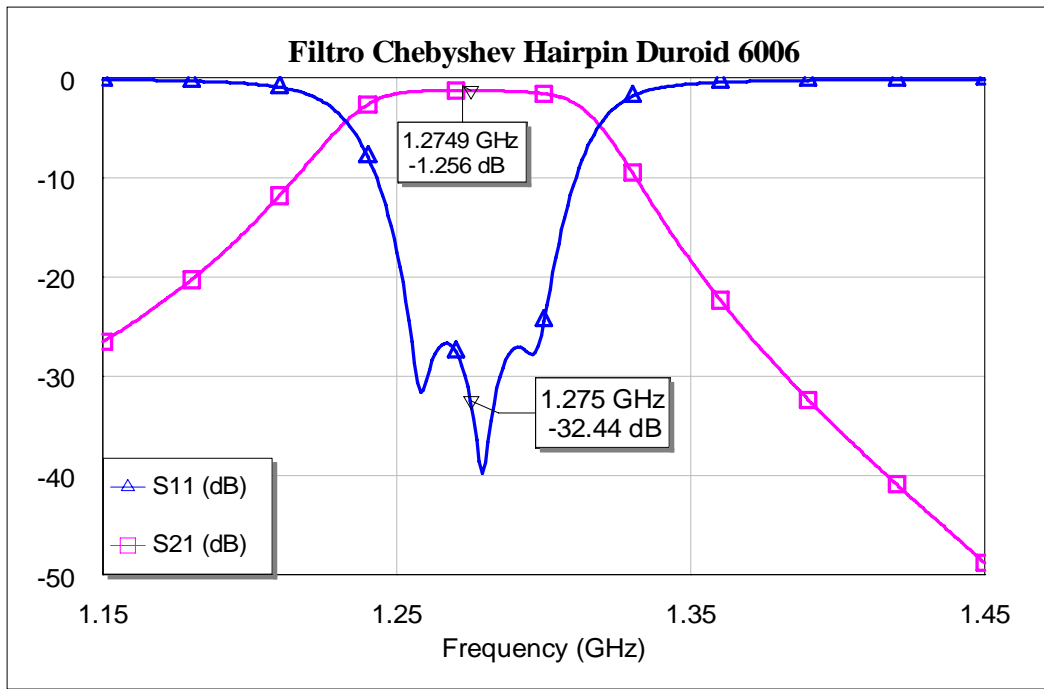


Figura 2.117. Parámetros S simulados, sustrato Duroid 6006

Representando la respuesta del filtro en banda ancha:

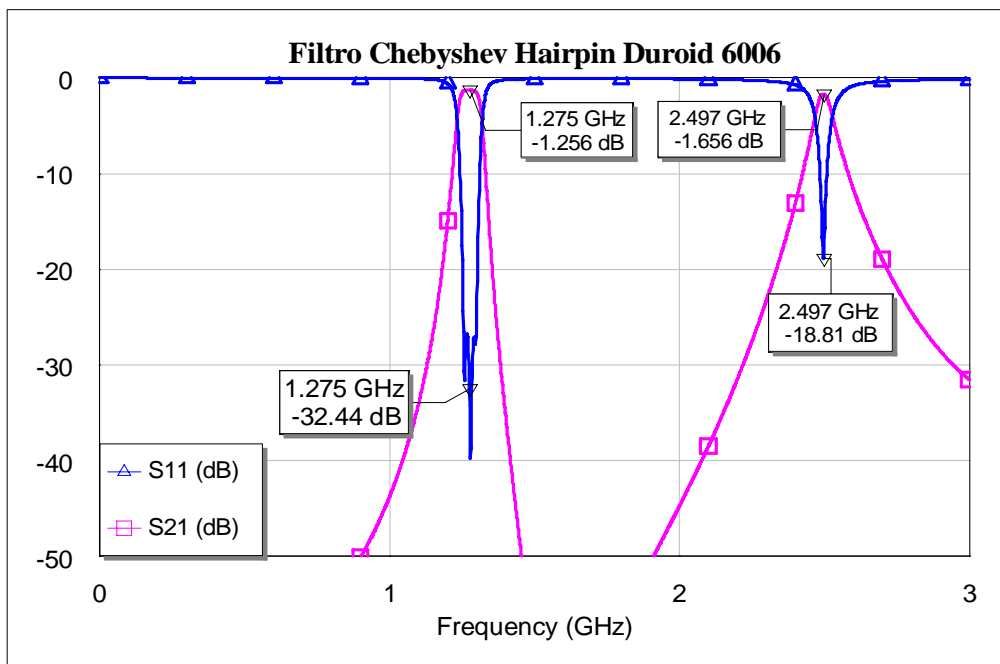



Figura 2.118. Parámetros S simulados, sustrato Duroid 6006 en banda ancha

### **2.6.6.- Diseño y simulación con Advanced Design System (ADS)**

Antes de fabricar el filtro, utilizaremos el programa **Advanced Design System (ADS)** para verificar los resultados obtenidos en las simulaciones con Microwave Office.

MWO utiliza un **análisis circuital**, y para determinados circuitos, como el filtro que estamos diseñando, no es suficiente con este tipo de simulación, y hay que recurrir a **simulaciones electromagnéticas**, más rigurosas y exactas (aunque también con mayor coste computacional). Por esto, utilizaremos ADS para comprobar el filtro diseñado y ajustarlo para que se adapte perfectamente a los parámetros de diseño. Primeramente haremos un análisis circuital (con líneas reales) con ADS del filtro diseñado, para posteriormente pasar a la herramienta MOMENTUM incluida en el paquete ADS, la cual permite realizar un riguroso análisis electromagnético basado en el Método de los Momentos.

Para comenzar a crear el diseño primero tenemos que crear un nuevo proyecto en ADS. En el menú “*File*” pulsamos “*New Project*” y después de seleccionar la ubicación del proyecto y el nombre, aceptamos.

Para abrir un esquemático nuevo pulsamos sobre el icono  o dentro del menú “*File*”, seleccionamos “*New Design*” y nombramos el diseño. En esta ventana también podemos elegir si abrimos un nuevo esquemático o un nuevo layout.

Primero escogeremos crear un esquemático, y a partir de él generaremos automáticamente el layout.

Vamos a simular el filtro Hairpin que habíamos obtenido con MWO después de optimizar. Elegimos el filtro de **Butterworth** centrado en **1275 MHz**, y utilizando el substrato **DUROID 6006T**.

Lo primero será definir el substrato que vamos a utilizar. Para ello elegimos entre la lista de componentes “*Tlines-Microstrip*” y dentro elegimos el elemento MSUB:

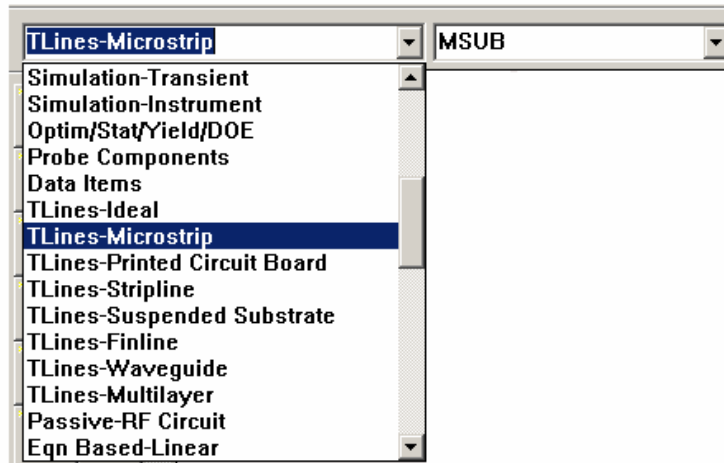


Figura 2.119. Elección del componente MSUB (ADS)

Aquí se definen las características del sustrato DUROID 6006T:

MSub

MSUB  
MSub1  
H=1.27 mm  
Er=6.15  
Mur=1  
Cond=1.0E+50  
Hu=1.0e+033 mm  
T=0.035 mm  
TanD=0.003  
Rough=0 mm

Figura 2.120. Características del elemento MSUB (ADS)

Los componentes necesarios para la creación del filtro son similares a los utilizados en Microwave Office y tienen los mismos parámetros.

El resultado es:

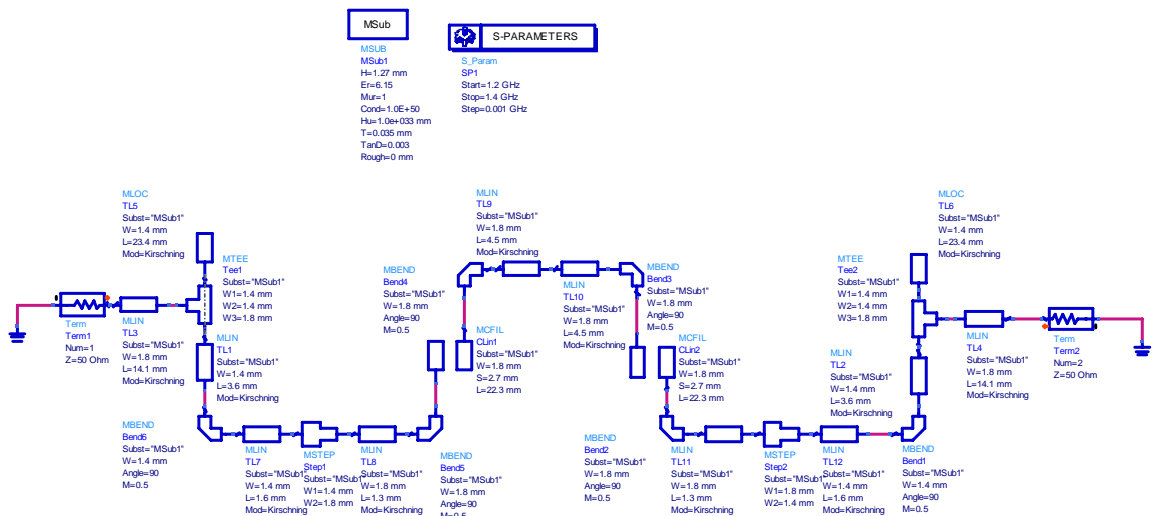
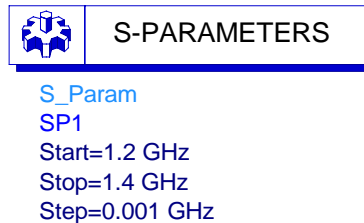


Figura 2.121. Esquema del filtro Hairpin final (ADS)



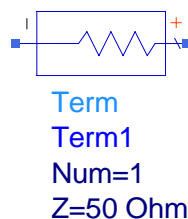
Antes de realizar la simulación, como queremos representar los parámetros S del filtro, dentro de la lista de componentes seleccionamos “*Simulation-S\_param*” y el componente “S parameters”:




**Figura 2.122. Definición de las frecuencias para simulación (ADS)**


Aquí se especifican las opciones de la simulación: la frecuencia inicial, la final, y el paso.

Por último, a la entrada y salida del circuito colocamos unas terminaciones que serán el puerto de entrada y el de salida. :



**Figura 2.123. Elemento Term (ADS)**

Cuando el circuito está completo pasamos a simularlo. Tenemos 2 opciones: dentro del menú “*Simulate*” elegimos “*Simulate*” o bien pulsamos directamente el botón .

Los resultados de la simulación los vemos en la ventana de resultados. Accedemos a ella mediante el botón .

Aquí seleccionamos el tipo de gráfica que vamos a utilizar: rectangular, polar, carta de Smith... Y los datos que vamos a representar. Para este caso elegiremos rectangular y añadimos los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{21}$ :

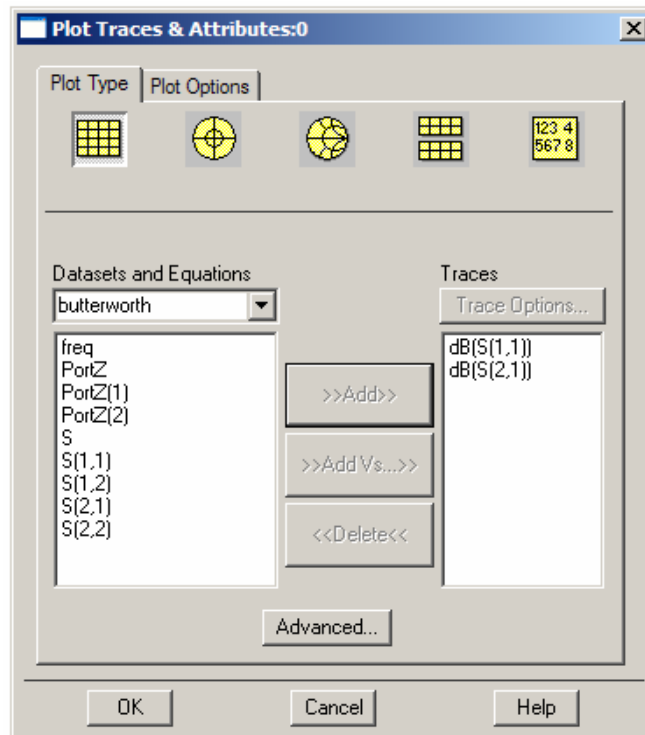


Figura 2.124. Selección de las gráficas para representar

El resultado de la simulación es:

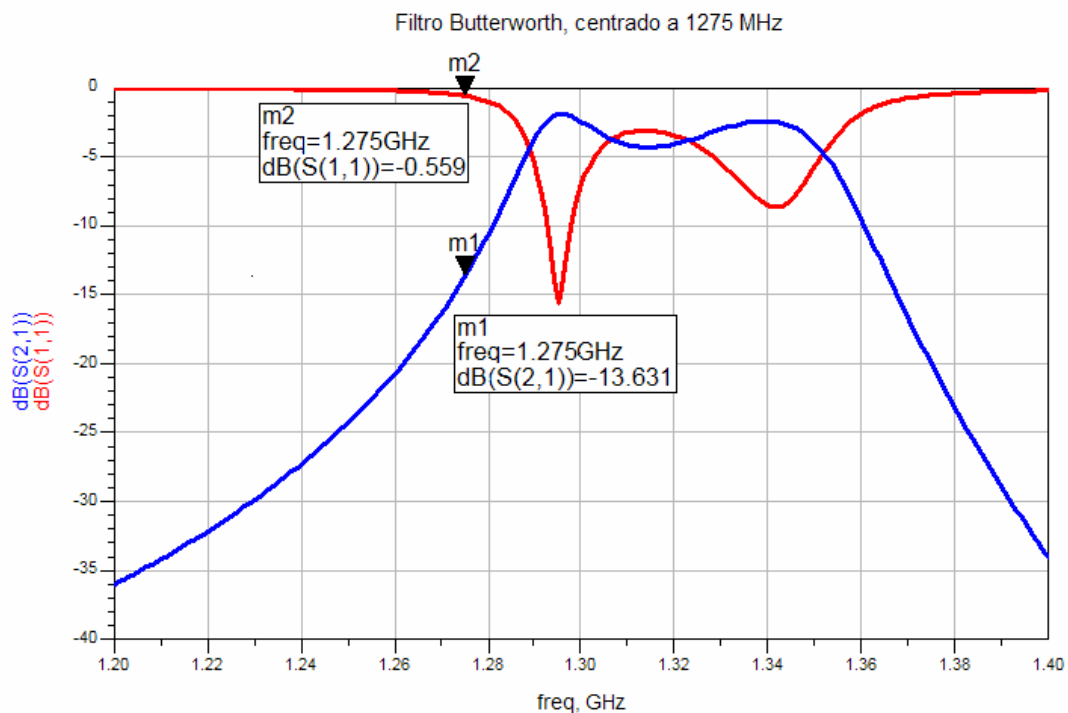


Figura 2.125. Parámetros S simulados (ADS)

Como se observa en la simulación, los resultados obtenidos con ADS son bastante diferentes de los obtenidos con MWO. Aquí podemos ver que la respuesta del filtro está

desplazada en frecuencia y que la adaptación no es tan buena como en simulaciones anteriores.

Debemos **optimizar** el diseño para conseguir que el filtro se adapte a las especificaciones que habíamos definido para nuestro filtro.

En este caso no disponemos de la herramienta de optimización que teníamos en MWO con lo que tendremos que ir variando los parámetros y simulando.

Después de la optimización obtenemos:

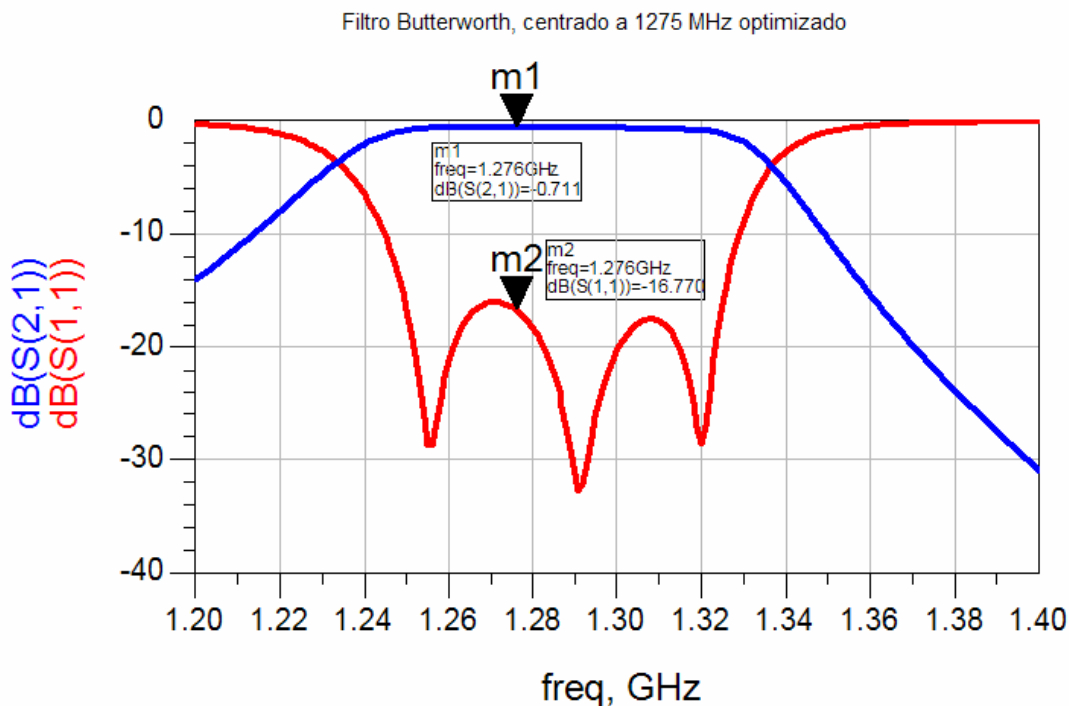

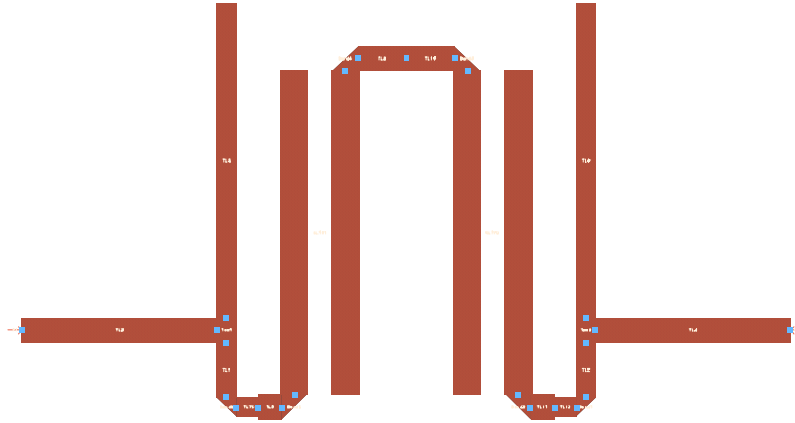


Figura 2.126. Parámetros S simulados (ADS)

Después de optimizar los resultados de la simulación son ahora mucho mejores, estando el filtro centrado a la frecuencia deseada y con una adaptación bastante buena.

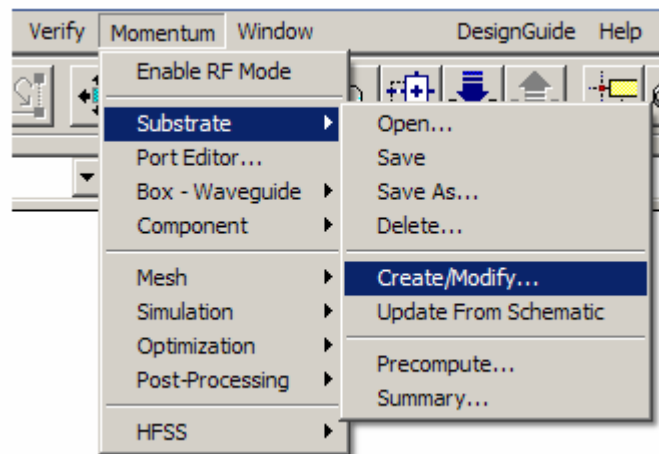
El siguiente paso una vez que el filtro ya está diseñado y funcionando correctamente, simulamos utilizando **Momentum**. Este tipo de simulación es mucho más lenta que las simulaciones anteriores por eso la utilizamos únicamente cuando ya tenemos las medidas definitivas del filtro.

Primero generamos el layout del filtro. Utilizamos el menú “*Layout*” y la opción “*Generate/Update layout*”. Utilizamos el botón  para colocar los puertos de entrada y salida:



**Figura 2.127. Layout del filtro Hairpin (ADS)**

A continuación tenemos que definir el sustrato que vamos a utilizar en la simulación. En el menú “*Momentum*”:



**Figura 2.128. Definición del sustrato en MOMENTUM (ADS)**

En la ventana que aparece debemos introducir los parámetros del sustrato:

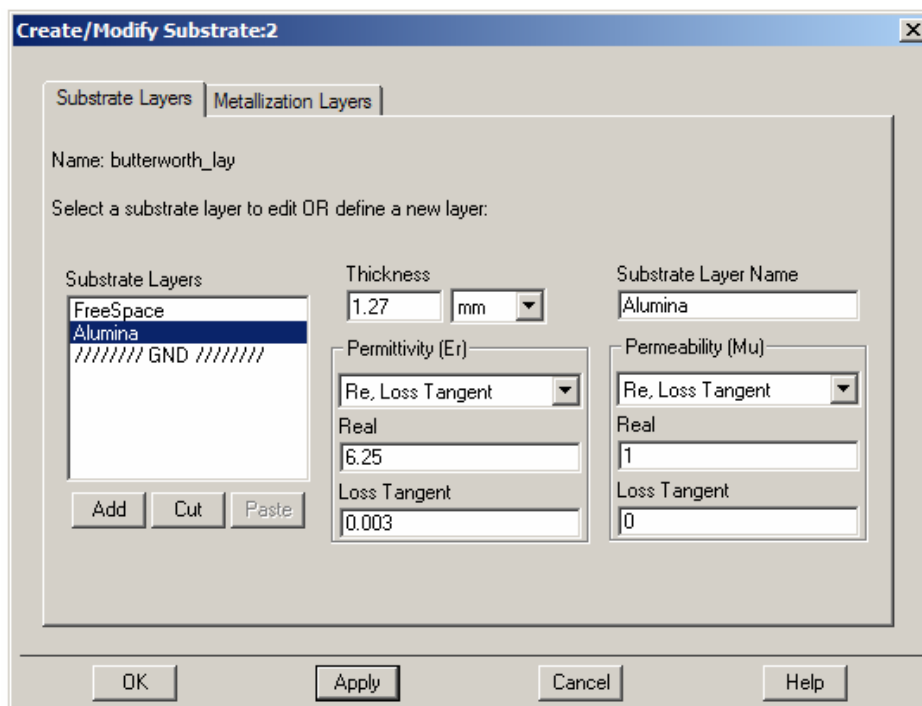


Figura 2.129. Ventana principal para la creación/modificación del sustrato

El siguiente paso es definir el mallado, dentro del menú “*Momentum*” → “*Mesh*” y seleccionamos “*Setup*”. Nos aparece la siguiente ventana:

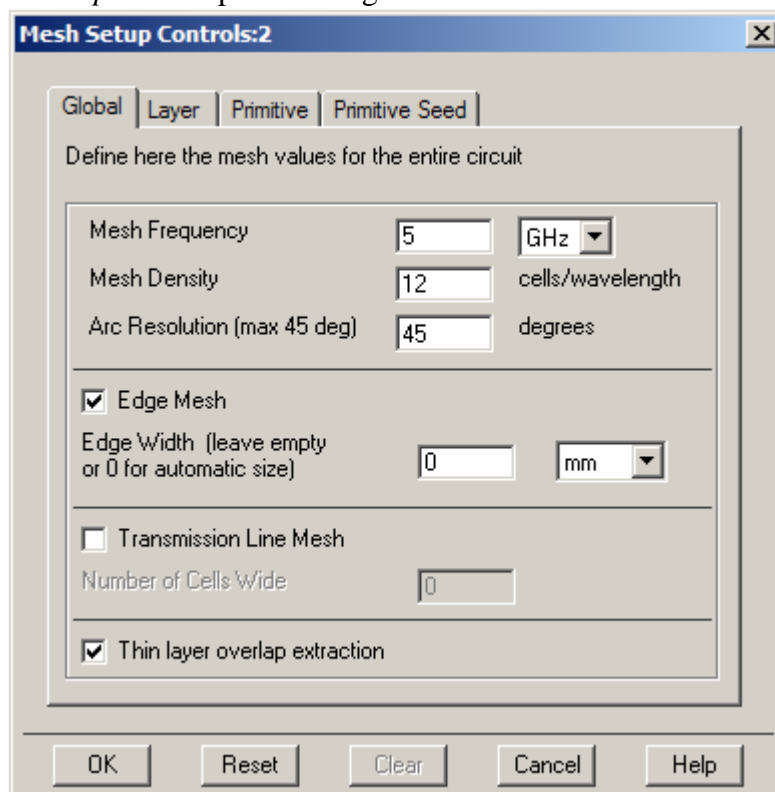


Figura 2.130. Ventana de configuración de mallado

En la opción “*Mesh Frequency*” utilizamos un valor que sea aproximadamente el doble de la frecuencia de funcionamiento.

Cuanto mayor sea el valor de “*Mesh Density*”, más exactos serán los resultados obtenidos pero más larga será la simulación.

Después de crear el mallado, podemos ver el resultado en el layout:

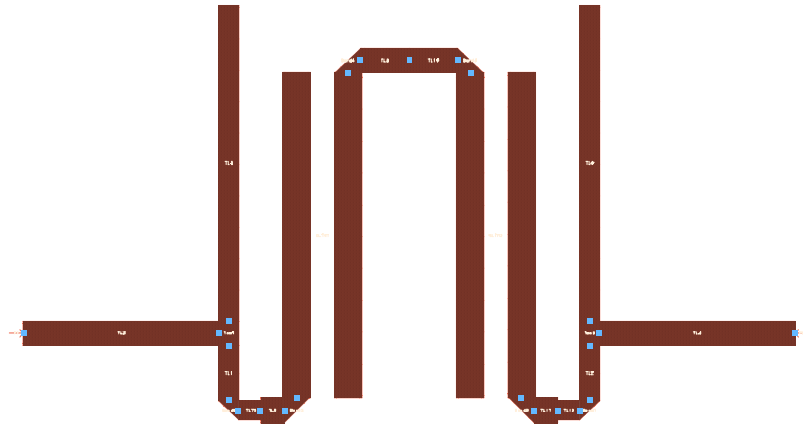


Figura 2.131. Layout del filtro Hairpin con el mallado

Por último definimos los parámetros de simulación. En el menú “*Momentum*” → “*Simulation*” elegimos “*S-parameters*”:

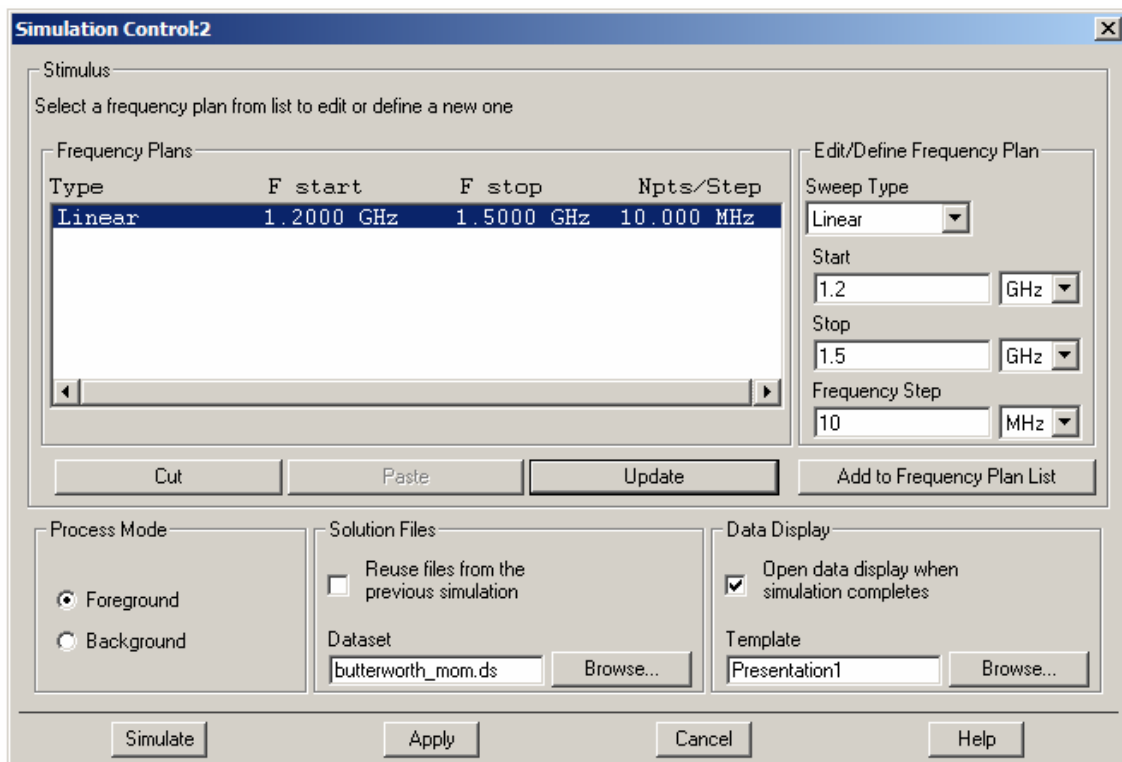


Figura 2.132. Definición de los parámetros de simulación

## CAPÍTULO 2: DISEÑO DE UN OSCILADOR POR ARMÓNICOS

En esta ventana definimos el tipo de barrido que se va a realizar: lineal, logarítmico, adaptativo..., nosotros elegimos lineal. También definimos la frecuencia de inicio y final, y el paso en frecuencia.

Los resultados de la simulación son:

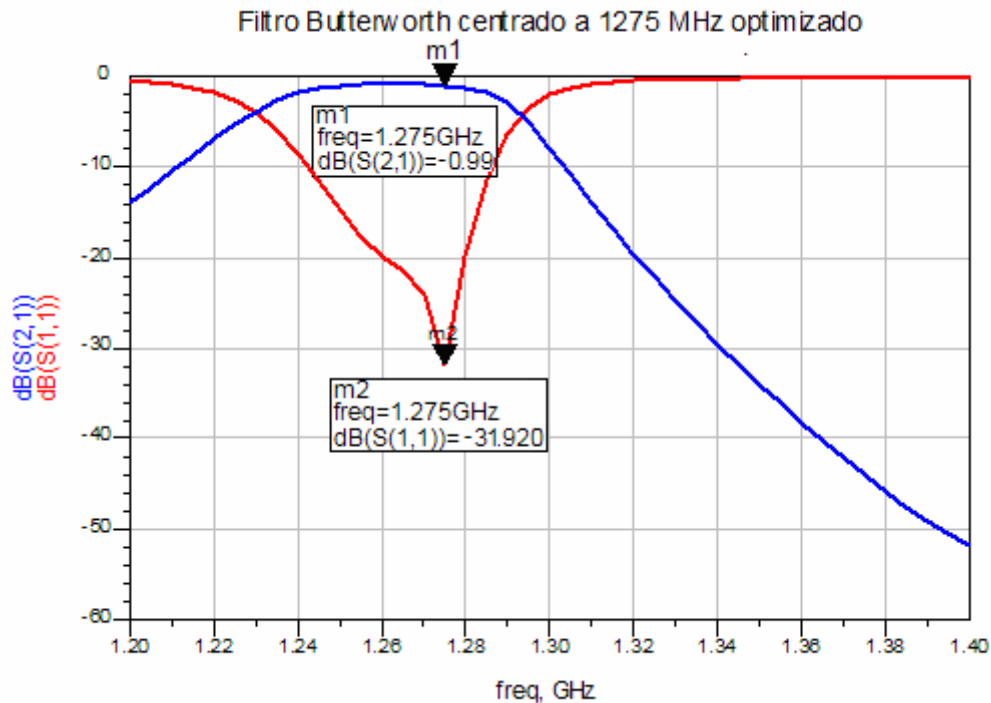


Figura 2.133. Parámetros S simulados con Momentum en banda estrecha (ADS)

Y en banda ancha:

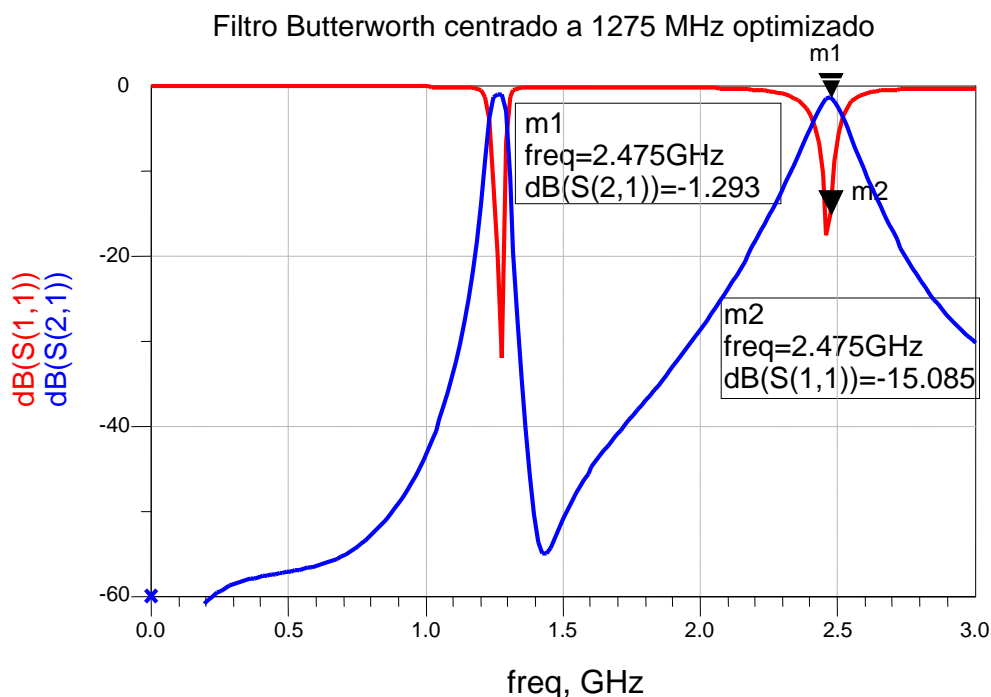


Figura 2.134. Parámetros S simulados con Momentum en banda ancha

Los datos de las simulaciones se pueden exportar en archivos de texto para poder utilizarlos en otros programas.

Para exportar un gráfico, lo seleccionamos el gráfico elegimos la opción “*Export*” dentro del menú “*File*” como se puede ver en la imagen:

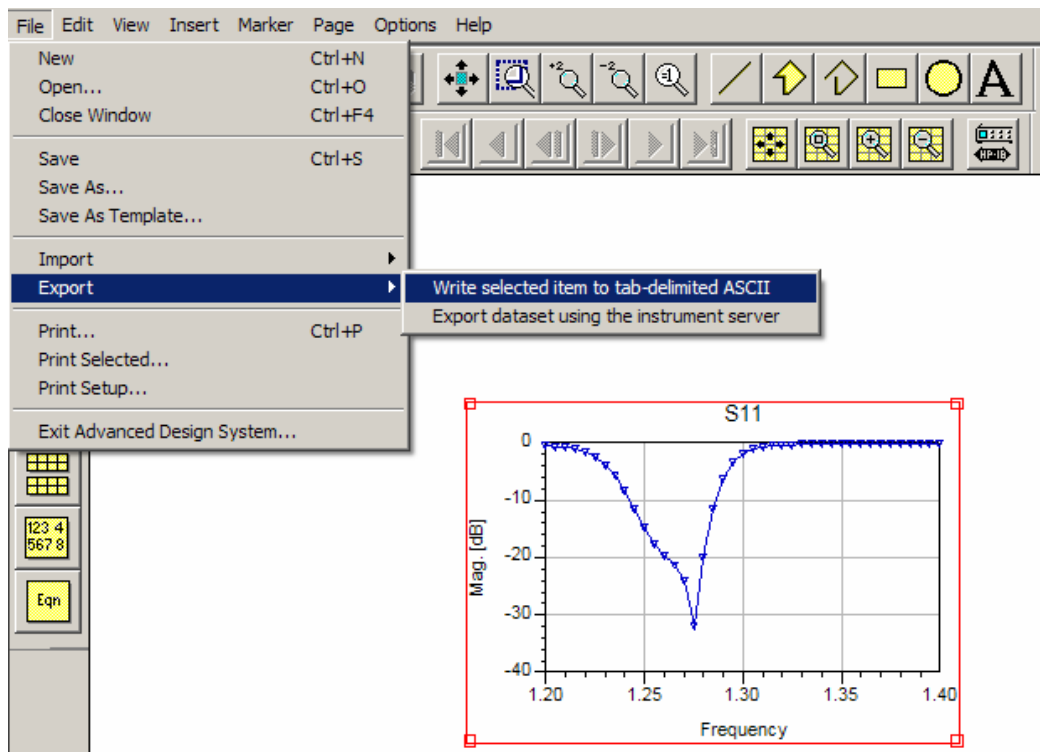


Figura 2.135. Exportación de los parámetros S en un archivo.

Elegimos el nombre del archivo donde se guardarán y su ubicación y aceptamos.

En la simulación con ADS de este filtro hemos podido comprobar como los resultados proporcionados por MWO no son correctos para este tipo de circuitos, sin embargo lo utilizamos como un punto de partida en el diseño de filtros, ya que tiene la principal ventaja de que las simulaciones no son tan largas como en ADS.

Una vez que tenemos los diseños, se pueden refinar con ADS hasta llegar al resultado óptimo.



## 2.7.- Oscilador completo

Una vez que todas las partes que componen el oscilador están diseñadas y simuladas, podemos simular el oscilador completo.

El oscilador completo lo podemos dividir en 2 partes:

- La primera de ellas estaría compuesta por el oscilador de cristal y el generador de armónicos, y sería la encargada de generar el espectro que ya vimos en el apartado 2.4.3 (Figura 2.41)
- La segunda sería una etapa de selección de frecuencia compuesta por los 2 filtros pasa-banda y los 3 amplificadores de microondas.

La segunda etapa tiene como función amplificar el armónico deseado y atenuar el resto. Está compuesto por los 2 filtros pasa-banda y los amplificadores de microondas en cascada:

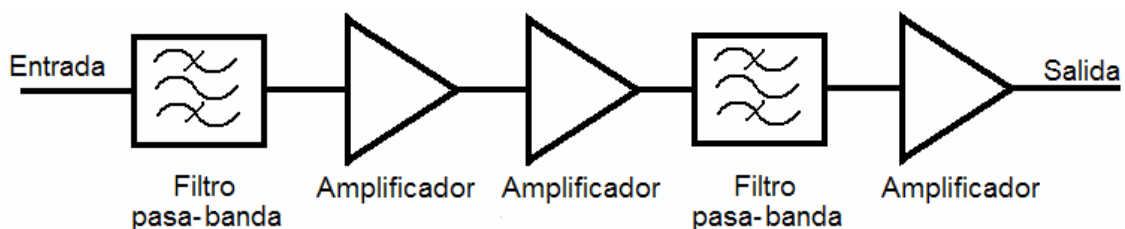


Figura 2.136. Subcircuitos que componen el selector de frecuencia

En la siguiente gráfica podemos ver el espectro a la salida del generador de armónicos y superpuesta la respuesta en frecuencia de la etapa de selección de frecuencia:

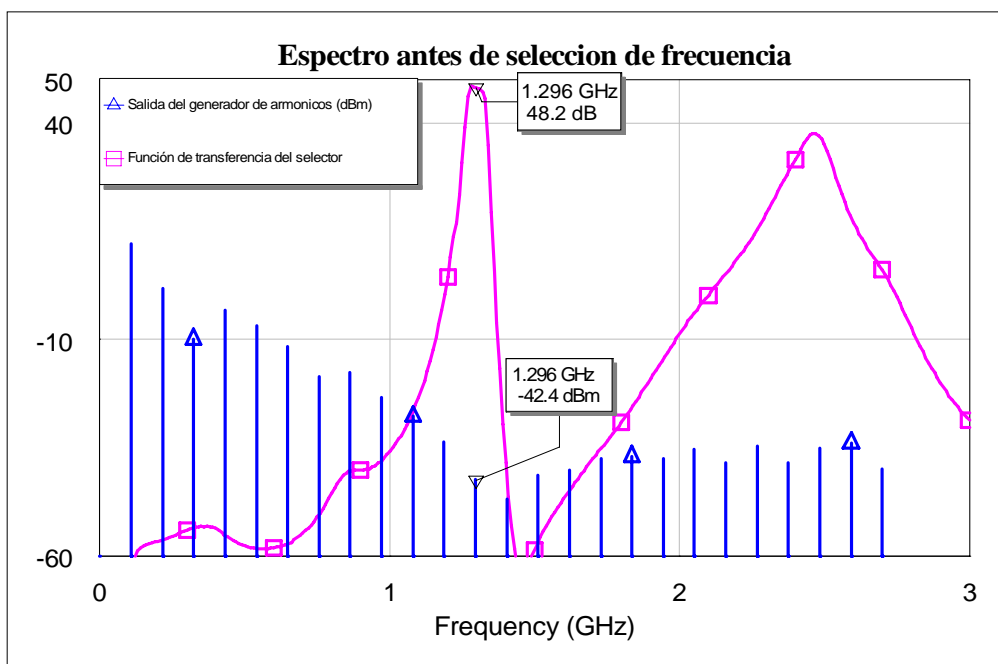


Figura 2.137. Espectro a la salida del generador de armónicos + función de transferencia del selector de frecuencia (MWO)

Uniendo las 2 partes tenemos el circuito completo:

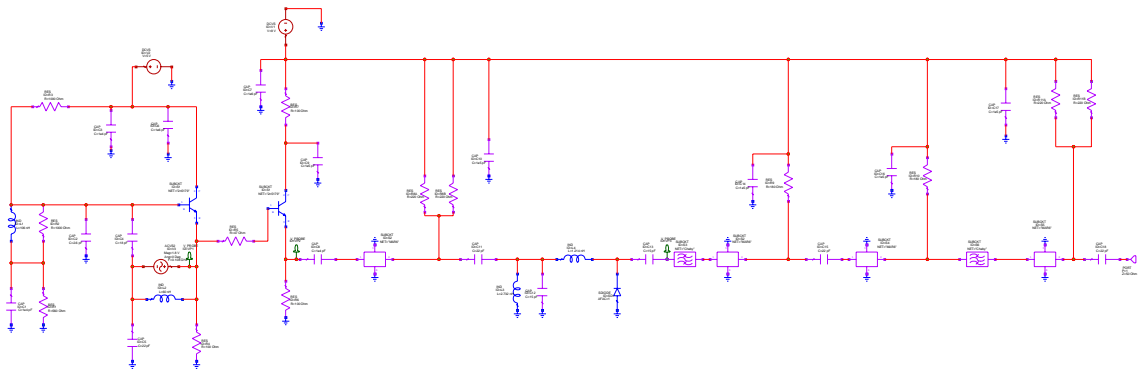


Figura 2.138. Esquema del oscilador completo (MWO)

El espectro a la salida es:

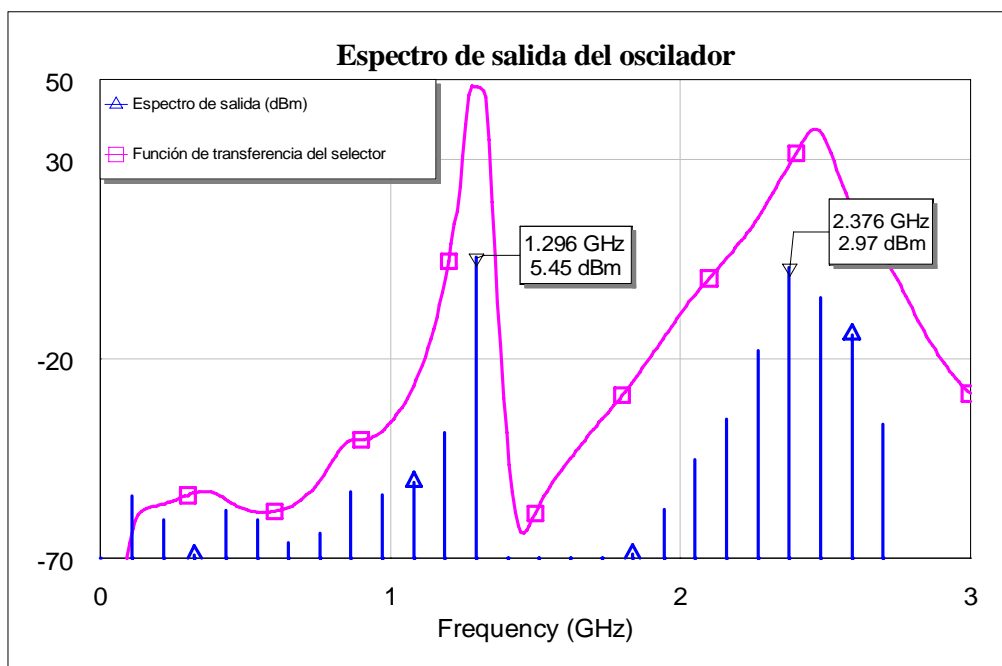


Figura 2.139. Espectro de la señal de salida (MWO)

En esta gráfica podemos ver como el armónico de 1296 MHz ha pasado de **-42.4dBm** a **4.45 dBm** después de la amplificación.

El nivel obtenido en esta simulación es el caso ideal que no estamos teniendo en cuenta las no linealidades de los amplificadores (puntos de compresión, saturación..)

## CAPÍTULO 2: DISEÑO DE UN OSCILADOR POR ARMÓNICOS

---

Además, estamos simulando el circuito con líneas ideales, sin tener en cuenta las pérdidas y discontinuidades que se producen al introducir las líneas reales.

En el capítulo de medidas se explica mejor el funcionamiento de cada una de las partes (oscilador de cristal, generador de armónicos, filtros y amplificadores) una vez que están todas unidas, y se mostrarán medidas simuladas de cada una de las partes comparadas con las medidas reales.

## **Capítulo 3 : Generación de layout y fabricación**

En este capítulo nos vamos a centrar en la creación del layout de los distintos circuitos que vamos a fabricar.

Se fabricarán 2 pequeñas placas con el amplificador y su red de polarización, realizando los 2 diseños que se simularon en el apartado anterior.

Lo siguiente que fabricaremos serán algunos de los filtros diseñados,

Por último, se fabrica la placa completa, que integra todos los circuitos anteriores.

Para fabricar físicamente un circuito primero tenemos que crear su layout, por ejemplo con **Microwave Office**. Una vez hecho esto, importamos el layout generado a ficheros **Gerber** para abrir el diseño con **CircuitCam**. Con este programa dejamos el diseño listo para la fabricación. Los pasos que seguiremos se explicarán con más detalle en el apartado correspondiente. Por último el fichero creado se pasa al programa **LPF40**, que es el que comunica con la máquina fresadora y le pasa las instrucciones que debe seguir.

Antes de comenzar a crear el layout vamos a explicar algunos de los pasos a seguir que van a ser comunes para todos los circuitos.

### **3.1.- Generación del layout y fabricación**

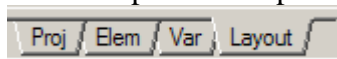
En primer lugar, cuando vamos a crear un layout debemos elegir los componentes que vamos a utilizar y el tipo de encapsulado. Estas características físicas las podemos encontrar en las hojas de especificaciones que proporcionan los fabricantes.

Microwave Office tiene algunos layouts diseñados, pero no todos los que necesitamos, así que vamos a tener que dibujarlos nosotros mismos.

#### **3.1.1.- Creación del layout de un componente**

En este apartado vamos a mostrar los pasos a seguir para dibujar el layout de un componente.

Primero, en Microwave Office debemos pulsar en la pestaña de layout:



**Figura 3.1. Pestaña de layout**

Debemos importar el archivo **.lpf** que contiene las distintas capas que utilizamos en el layout.

Esto lo podemos hacer desde el menú “Options” → “Process Definition” → “Import” o:

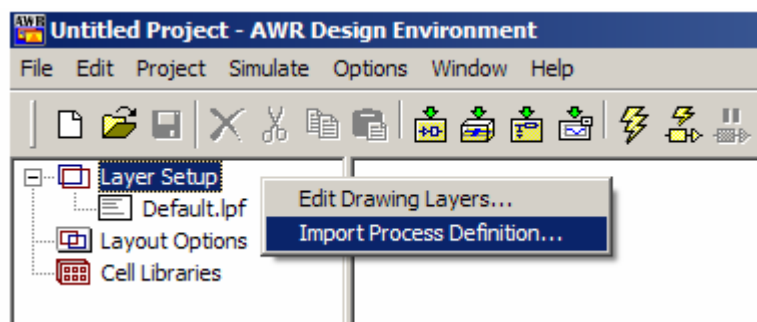
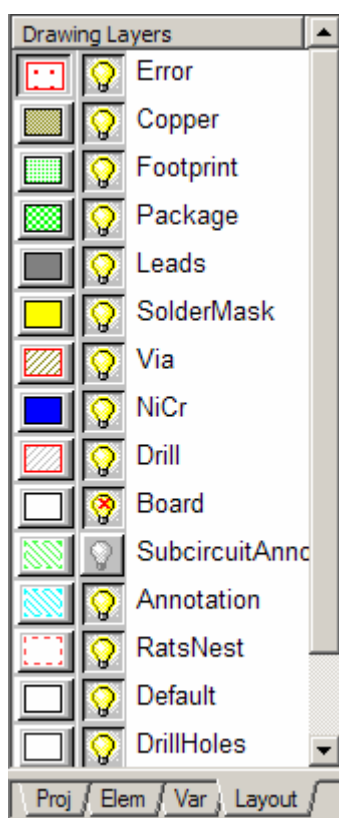


Figura 3.2. Importar archivo de capas

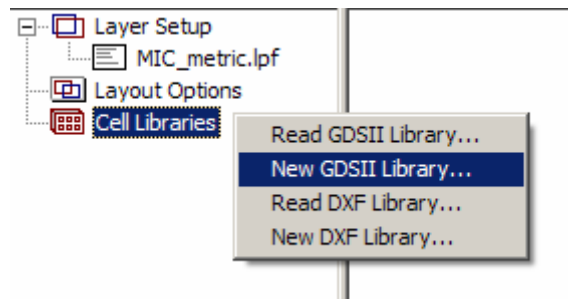
El archivo que elegimos es “*MIC\_metric.lpf*” ya que esta capa utiliza milímetros. Si queremos utilizar mils, entonces elegimos “*MIC\_english.lpf*”. Una vez que importamos el archivo nos aparecen las capas que incluye:



- Copper: es la capa de cobre de la placa.
- Footprint: es la capa en la que vamos a dibujar el encapsulado de los componentes.
- Leads: utilizamos esta capa para especificar la parte del componente que se coloca encima del cobre de la placa para soldarlo.
- Via: esta capa se utiliza para señalar los via holes que pueda contener la placa.

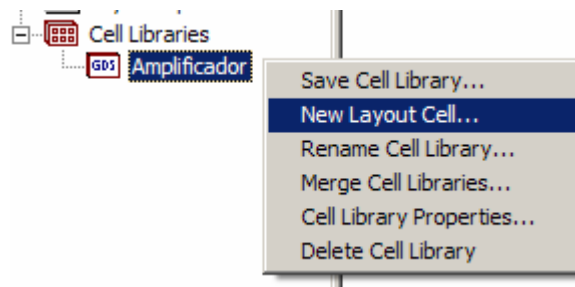
Figura 3.3. Capas incluidas en *MIC\_metric.lpf*

Para empezar a crear el layout de nuestro componente primero hay que crear una nueva librería:



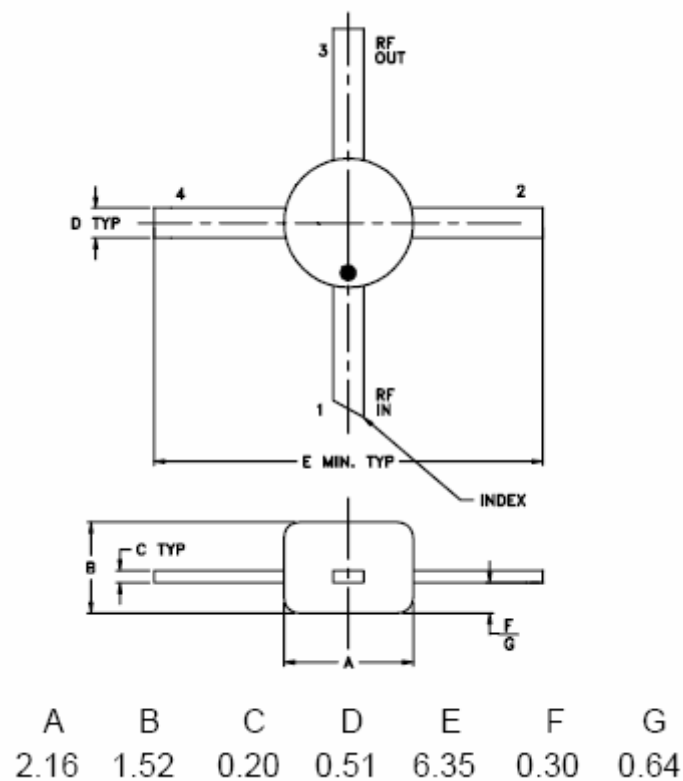
**Figura 3.4. Creación de una nueva librería GDSII**

y dentro de la nueva librería creamos una nueva celda:




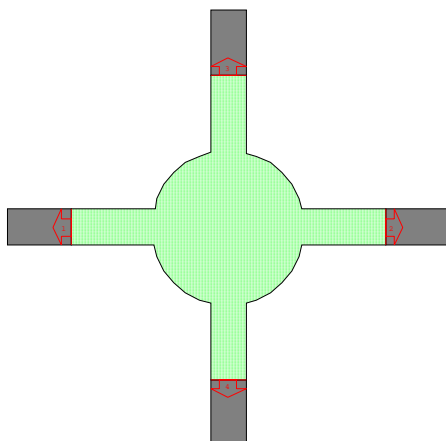
**Figura 3.5. Creación de una nueva celda**

Como ejemplo vamos a dibujar el layout de los amplificadores de microondas **MAR**. En las páginas de especificaciones encontramos sus dimensiones físicas (Anexo 1):



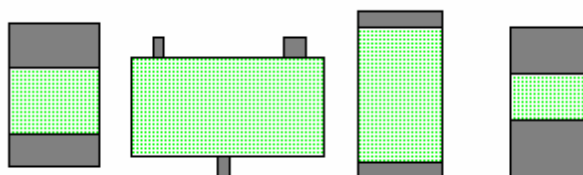
**Figura 3.6. Dimensiones de un amplificador MAR**

Utilizando las medidas y las capas correspondientes vamos dibujando el layout del componente. Utilizaremos la capa “Footprint” para la parte del encapsulado, y la capa “Leads” para la parte del componente que será soldada a la placa. Una vez dibujado, falta añadirle los puertos. Para ello pulsamos  y señalamos los puertos. El layout resultante es:



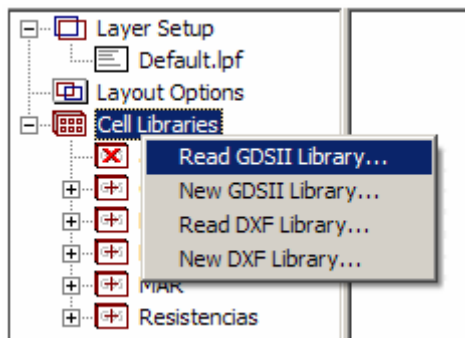
**Figura 3.7. Layout de un amplificador MAR**

También se creó el layout para otros componentes discretos como resistencias, condensadores, diodos, etc....:



**Figura 3.8. Distintos layouts de componentes discretos**


Para importar una librería de componentes seleccionamos “Read GDSII library”:



**Figura 3.9. Importar una librería GDSII**

Y en la ventana que aparece seleccionamos la ubicación de la librería y aceptamos.

### 3.1.2.- Preparación del circuito

Una vez que tenemos creado el layout de todos los componentes de un circuito, podemos generar el layout pulsando en Microwave Office .

Pero en este caso tenemos únicamente los componentes conectados unos a otros directamente, necesitamos introducir pequeñas líneas de cobre entre los componentes para poder soldarlos.

En el esquemático de nuestro circuito añadiremos líneas de transmisión del tipo MLin de una longitud suficiente como para poder soldar el componente y que no esté demasiado pegado al siguiente componente, pero sin que ésta sea excesivamente larga ya que estaríamos introduciendo pérdidas, y el resultado final sería un layout más grande de lo necesario.

Con respecto a la anchura de la línea esta debe ser tal que parezca que la línea no está, es decir, que tenga una impedancia característica de  $50\Omega$ . Para calcular entonces cual debe ser la anchura podemos utilizar cualquiera de los programas ya utilizados anteriormente, obteniendo que la anchura debe ser de 1.9 mm.

Aparte crearemos unos cuadrados cobre de 7x7 mm aproximadamente que servirá para conectar la alimentación, y otros de 3x3 mm que utilizaremos para conectar la masa.

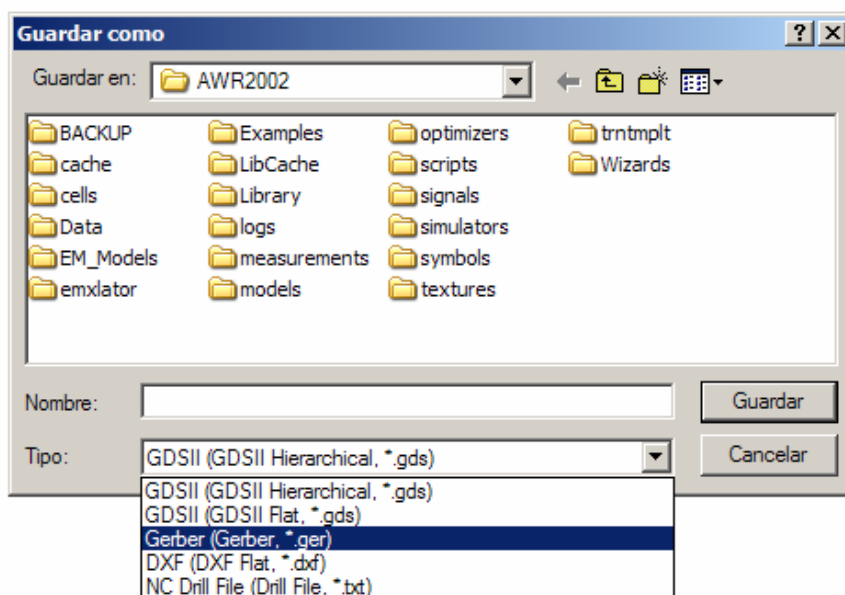
Una vez introducidos todos estos elementos ya si podemos generar el layout, y después de ordenar los componentes (ya que Microwave Office los coloca por defecto sin ordenar) podemos exportar el diseño.

### 3.1.3.- Exportación a fichero Gerber

Para poder hacer el circuito físico será necesario exportar el diseño para que pueda ser importado en otros programas ya comentados en la introducción.

Una vez que tenemos el layout lo exportamos como fichero **Gerber**. Para ello, dentro del menú “*Layout*” seleccionamos “*Export layout*” y nos aparece una ventana como la siguiente:





**Figura 3.10. Exportación del layout a fichero Gerber**

Elegimos el nombre con el que queremos guardar el archivo y seleccionamos de entre todos los tipos que hay Gerber. En el caso de que nuestro fichero tuviera Via Holes, deberían guardarse en un archivo distinto, y esta vez el tipo de archivo sería NC Drill File.

En el caso que el circuito tenga más de una capa tenemos que exportar un fichero para cada capa. Para seleccionar las capas que exportaremos hacemos doble clic sobre “*layout setup*” y en la ventana que aparece señalamos la pestaña “*Export Mapping*”. Aparecen varias opciones dependiendo del tipo de fichero que vamos a exportar, como nuestro fichero va a ser Gerber, lo seleccionamos en la pestaña de abajo:

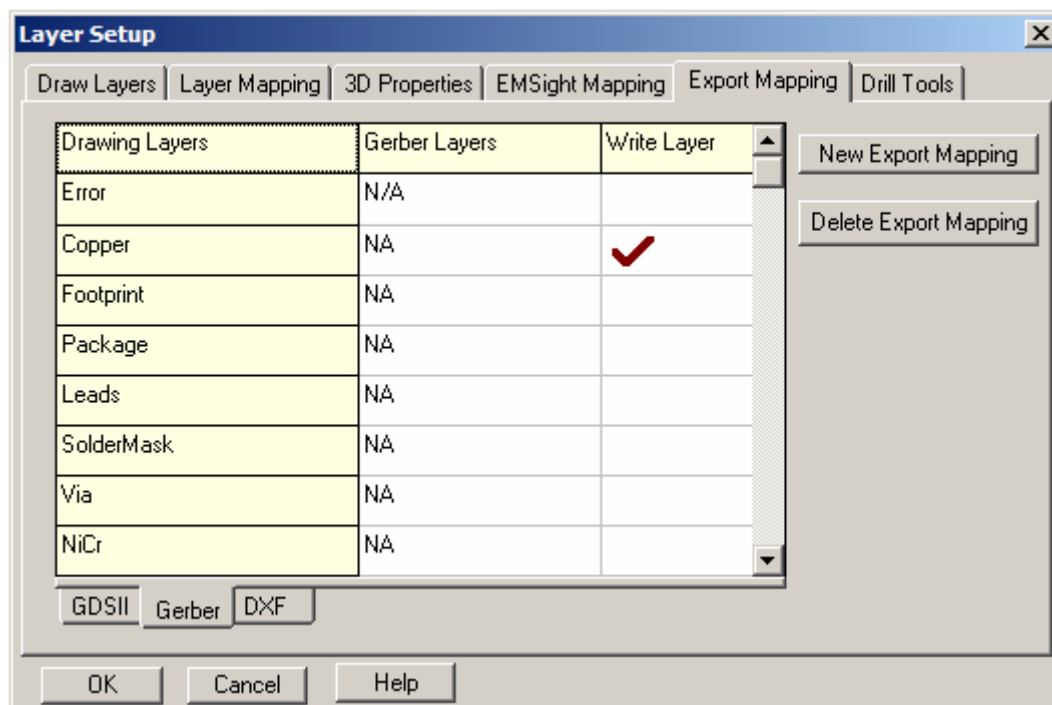


Figura 3.11. Selección de la capa para exportar

Marcando la opción “*Write Layer*” seleccionamos la capa que queremos exportar, y deseleccionamos el resto de capas. Exportamos como ya se explicó antes. Esto debe de hacerse para cada una de las capas que tenga el circuito.

### 3.1.4.- Circuit Cam

Vamos a utilizar **CircuitCam** para importar los ficheros del apartado anterior. Con este programa preparamos la placa para el diseño: dibujamos el borde de la placa, seleccionando la zona de cobre que debe ser eliminada,

Primero importamos el archivo Gerber que teníamos del apartado anterior. Para ello seleccionamos dentro del menú “*File*” la opción “*Import*” y seleccionamos el archivo. Aparece una ventana como la siguiente:

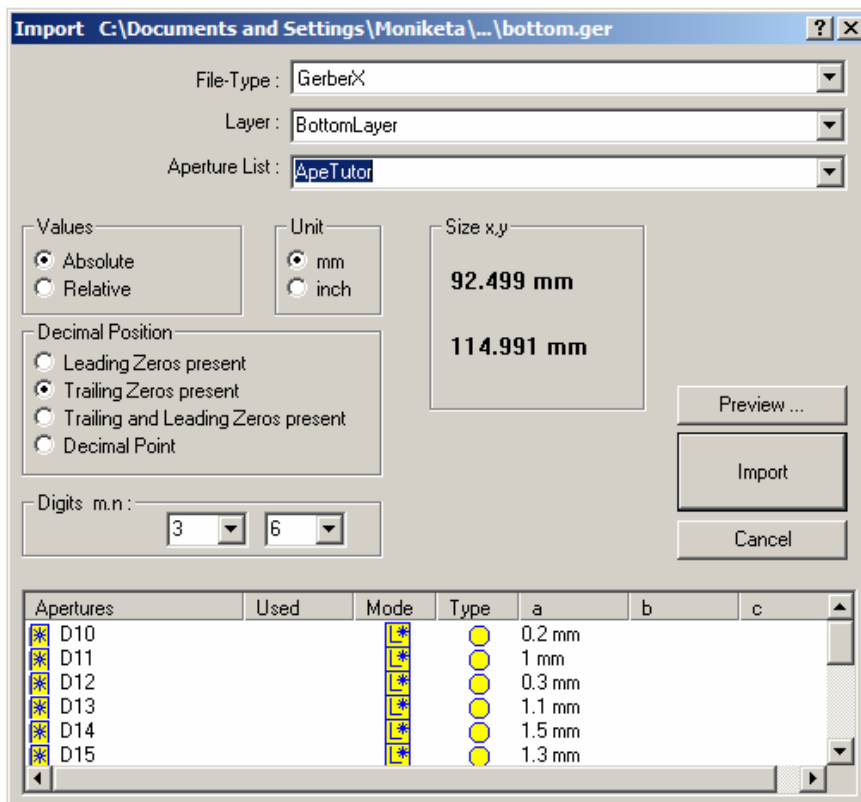


Figura 3.12. Importación de layout en Circuit Cam

Cuando fabriquemos circuitos de más de una capa tenemos que importarlas por separado, especificando en “Layer” si se trata de la capa de arriba o la de abajo. Comprobamos las medidas y las unidades, y finalmente importamos el diseño.

Cuando tenemos las capas importadas debemos colocar los Via Holes si el circuito los tiene. Primero tenemos que seleccionar la capa, el tipo de herramienta y la herramienta que utilizamos:

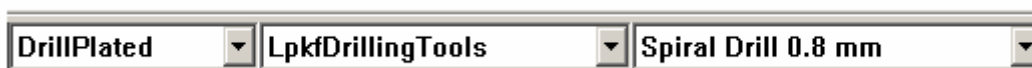


Figura 3.13. Selección de capa y herramienta para la colocación de los Via Holes




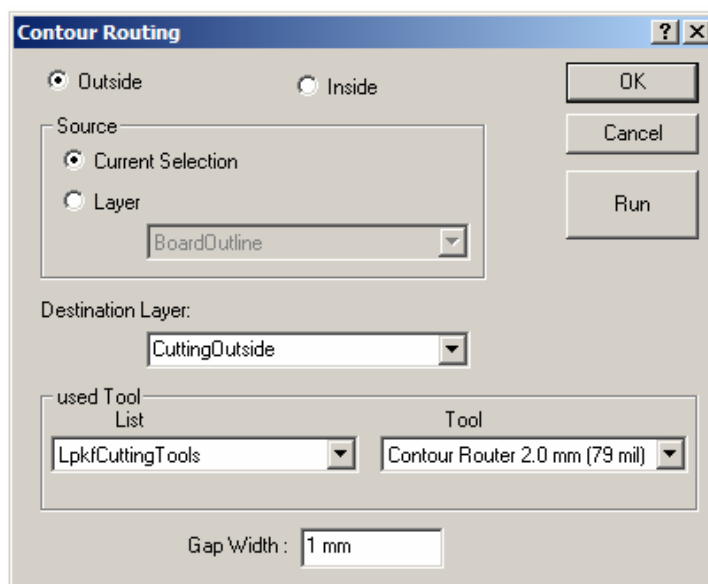
Seleccionamos  y vamos colocando los Via Holes en la posición que corresponda. Una vez hecho esto, lo siguiente es dibujar el borde de la placa, para ello seleccionamos en la barra la capa correspondiente:



Figura 3.14. Selección de capa y herramienta para definir el borde de placa


Señalamos  y marcamos el contorno de la placa. Cuando terminamos utilizamos el icono , y aparece el siguiente cuadro de diálogo:




**Figura 3.15. Cuadro de diálogo para marcar el borde de la placa**

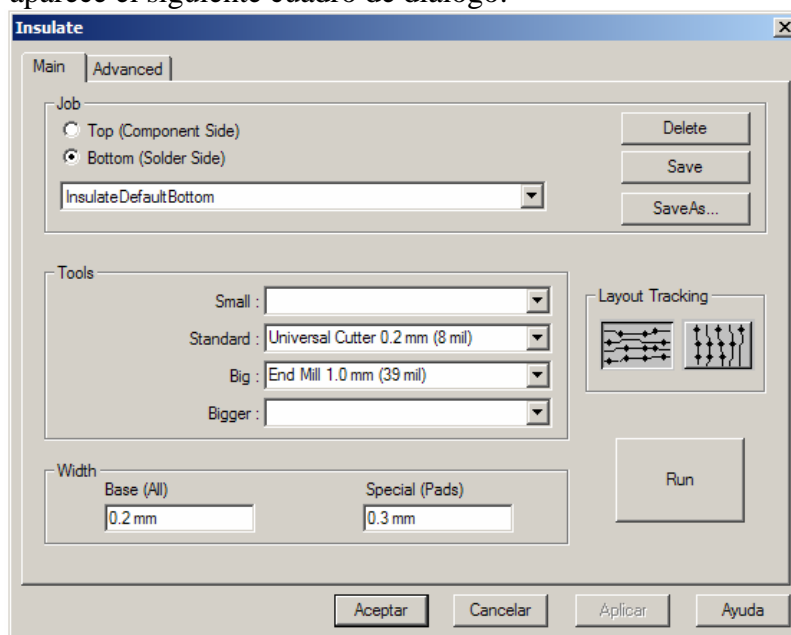
Aquí podemos seleccionar si queremos que el contorno esté en el interior o el exterior de la línea que hemos marcado, si queremos que la placa sea cortada por el interior o el exterior del borde, y la herramienta que utilizaremos para cortarla.

Lo siguiente es marcar en el borde unos puntos en las esquinas que no se cortarán, y que servirán de apoyo a la máquina fresadora para que la placa no se mueva. Para hacer

esto, pinchamos en una esquina y pulsamos el botón . Repetimos para el resto de esquinas.

Por último falta definir las zonas de cobre que van a ser eliminadas. Para ello

pulsamos  y seleccionamos toda la placa. En el menú “Edit” seleccionamos “Insulate” y aparece el siguiente cuadro de diálogo:



**Figura 3.16. Menú para configurar el vaciado de la placa**

En él vamos a elegir la capa superior o inferior, y la herramienta que vamos a utilizar para realizar el vaciado de cobre. En el seleccionamos 2 brocas, la primer de ellas **de 0.2 mm de diámetro** que será utilizada para realizar el contorno de la superficie de cobre, y otra de mayor diámetro que se utilizará para vaciar el resto de cobre de la placa.

Para circuitos de una sola capa, únicamente debemos hacer esta operación para la capa “*Top*”, mientras que si tenemos de más de una capa tendremos que repetir el proceso para cada capa.

Por último exportamos el circuito como un archivo con extensión **.lmd**, terminando el proceso de generación de layout.

### 3.1.5.- Fabricación

El siguiente paso una vez que hemos completado el layout es la fabricación de la placa. Para ello utilizamos el programa **Board Master**, que controla el proceso de fabricación. La fresadora que utilizaremos es **LPKF Protomat C60**:

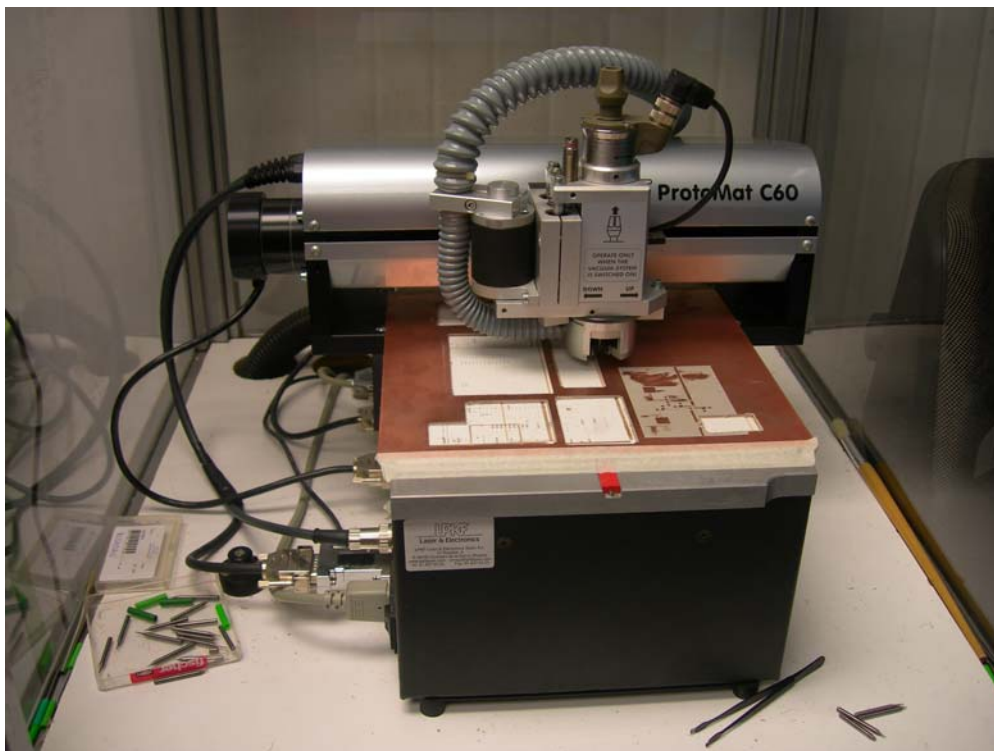


Figura 3.17. Fresadora LPKF Protomat C60

Cuando ya está la placa fresada, hay que comprobar que no haya ningún cortocircuito entre líneas que estén próximas y no queden restos de cobre.

Para conectar la masa de la capa superior con el plano de masa de la placa inferior tenemos que introducir un cable por el Via Hole y soldarlo para realizar la conexión.

Cuando los componentes estén soldados, para comprobar que no hay ningún cortocircuito podemos utilizar un multímetro.

### 3.2.- Amplificadores

A continuación vamos a preparar para fabricar los 2 diseños para los amplificadores MAR propuestos en el apartado 2.5. Los dos diseños que se realizaron y simularon eran diseños ideales, donde no se incluían las líneas necesarias para conectar los componentes. En este apartado introducimos estas líneas con lo que ahora en las simulaciones se tendrán en cuenta los efectos de las pérdidas y las discontinuidades.

La diferencia entre los 2 diseños, es que en el segundo de ellos se introducía una línea de alta impedancia en la alimentación del amplificador para mejorar la adaptación.

#### 3.2.1.- Diseño 1

Primero vamos a generar el layout del primer diseño que habíamos realizado para el amplificador MAR. Introduciendo las líneas de transmisión para poder conectar los componentes como ya se ha explicado. El esquemático final queda:

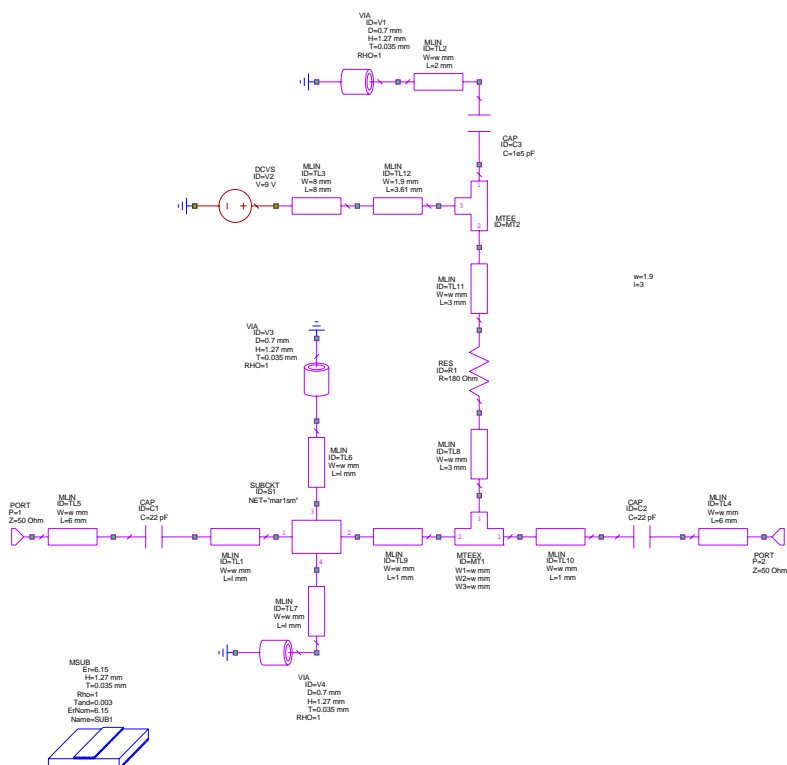
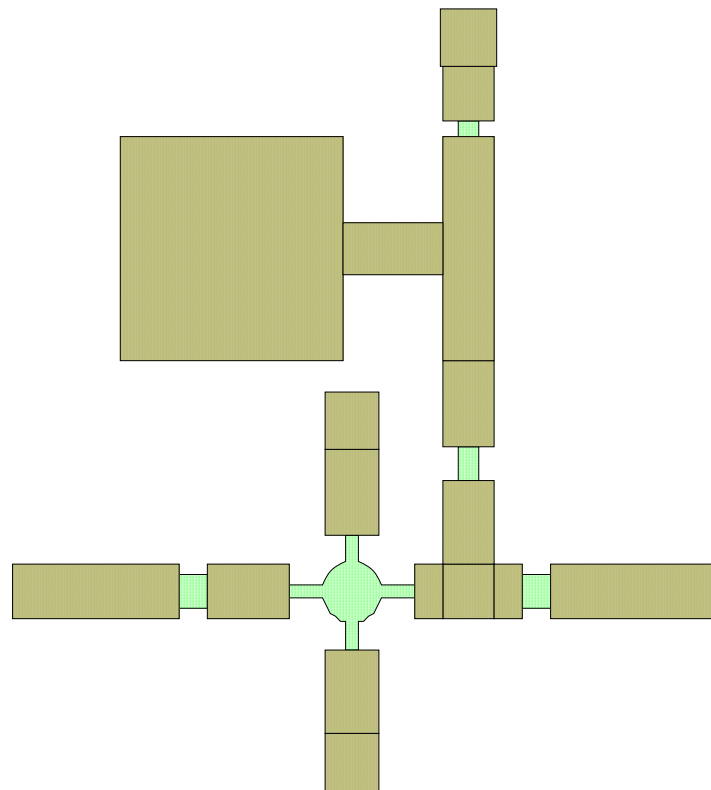


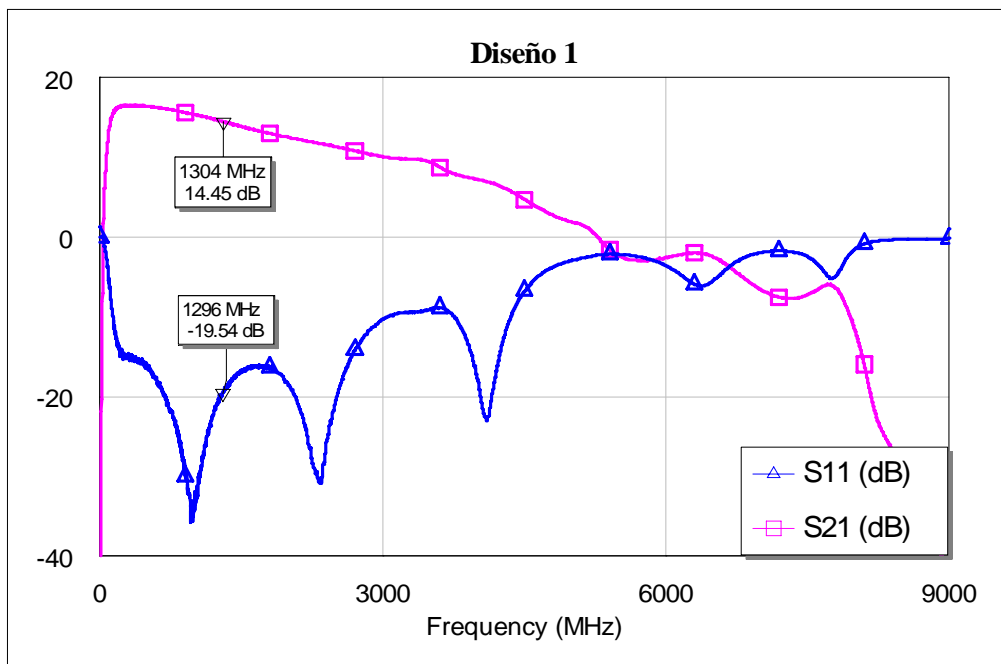
Figura 3.18. Esquema del amplificador con líneas reales, Diseño 1 (MWO)

Y el layout:



**Figura 3.19. Layout del amplificador, Diseño 1**

Simulamos para ver el efecto de las líneas añadidas:



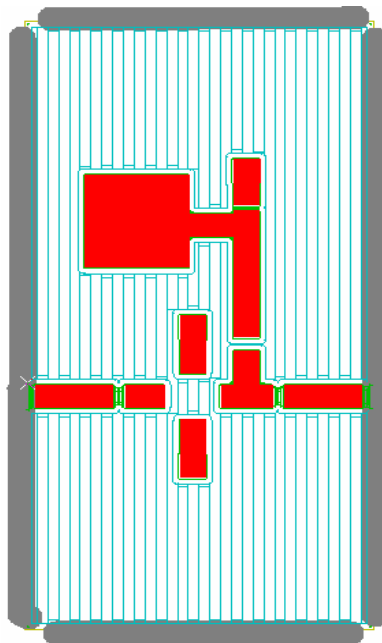
**Figura 3.20. Parámetros S simulados del amplificador, Diseño 1**

En el apartado 2.5 habíamos simulado el mismo diseño pero sin introducir los tramos de línea reales. Comparando los resultados obtenidos en el apartado 2.5.1 (Figura 2.52) con los obtenidos en este (Figura 3.20) podemos comprobar los efectos de introducir los tramos de línea reales.

En primer lugar la **adaptación** para el diseño con líneas reales es menor, debido a la introducción de pérdidas y discontinuidades. Para la frecuencia de 1296 MHz, tenemos una adaptación de **-19.54 dB**, mientras que en el caso ideal era de **-22.8 dB**. Conforme aumenta la frecuencia la adaptación se hace menor hasta llegar a los 0 dB a los 9000 MHz.

Con respecto al parámetro  $S_{21}$ , no presenta mucha diferencia a la frecuencia de 1296 MHz, siendo la ganancia en el caso ideal de **14.59 dB** y en el caso real de **14.45 dB**. La diferencia principal es que en el caso real la ganancia cae con más rapidez que en el caso ideal. A la frecuencia de aproximadamente 5000 MHz, la ganancia se hace 0 para el caso real, mientras que para el ideal se mantiene por encima de 0 dB incluso a la frecuencia máxima, 9000 MHz.

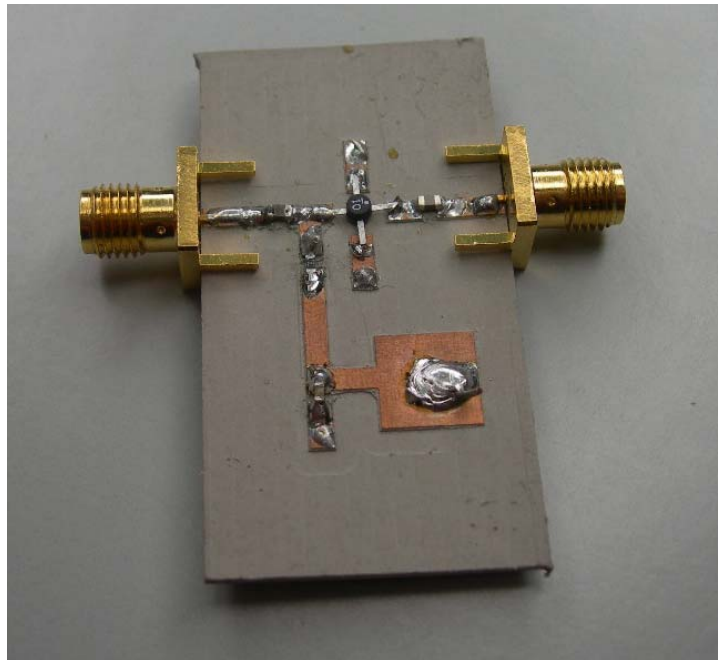
Después de exportar el fichero Gerber, y realizar los pasos explicados con Circuit Cam, nos queda:



**Figura 3.21. Placa del amplificador con el borde y las pistas de vaciado marcadas**

Después de fabricar la placa y soldar los componentes y los conectores tenemos la placa terminada:

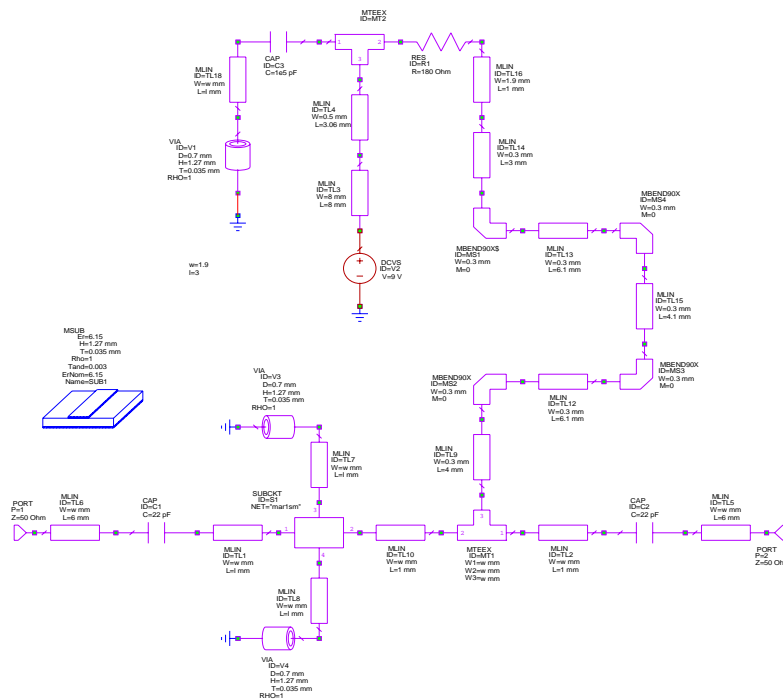




**Figura 3.22. Fotografía del amplificador fabricado, Diseño 1**

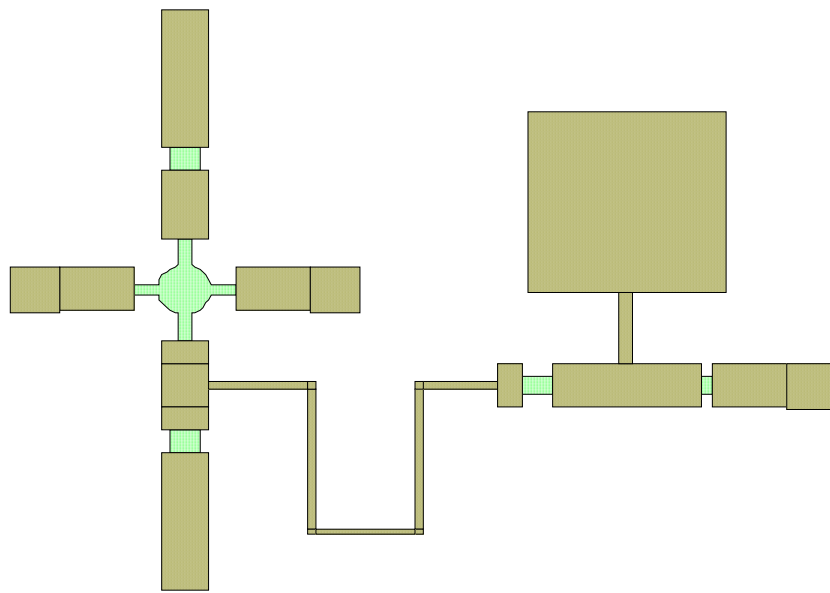
### 3.2.2.- Diseño 2

A continuación hacemos lo mismo para el segundo diseño del amplificador. Al hacer el layout quedaba demasiado grande debido a la longitud de la línea de alta impedancia, para que las dimensiones fueran un poco más reducidas se dobló la línea de forma que el esquemático queda:



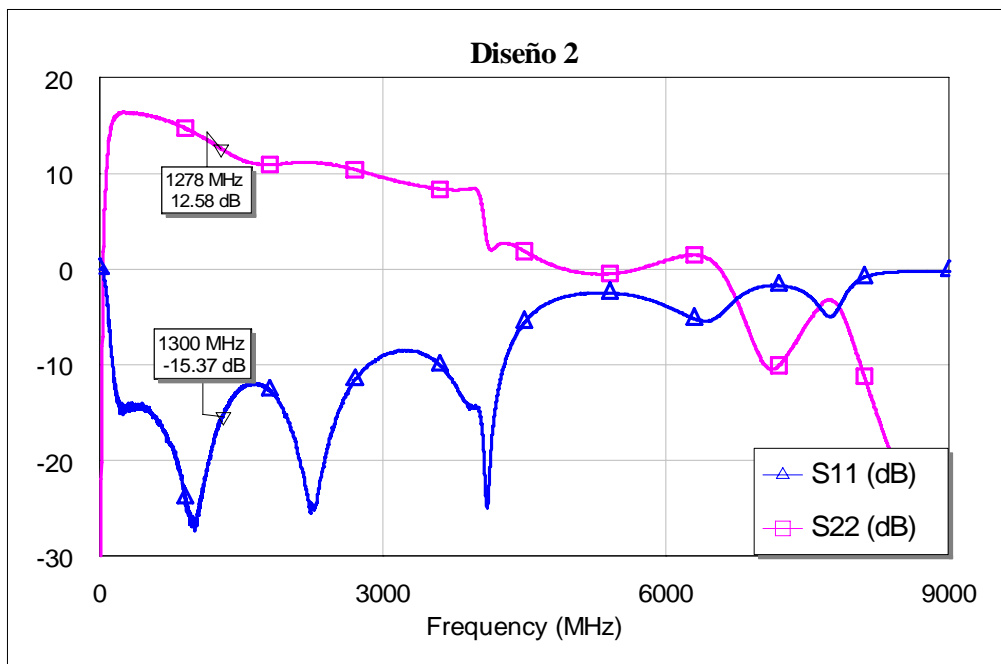
**Figura 3.23. Esquema del amplificador con líneas reales, Diseño 2**

Y el layout:



**Figura 3.24. Layout del amplificador, Diseño 2**

Simulando después de añadir las líneas:



**Figura 3.25. Parámetros S simulados, Diseño 2**

Comparamos estos resultados con los obtenidos para la simulación con líneas ideales en el apartado 2.5.2 (Figura 2.54).

El parámetro  $S_{11}$  pasa de **-20.65 dB** a la frecuencia de 1296 MHz en el diseño ideal a **-15.37 dB** en el diseño real. Esta disminución viene dada por la introducción de líneas de transmisión reales que tienen pérdidas y por las discontinuidades, en este caso mayores debido a que la línea de alta impedancia introducida tiene una anchura bastante menor que la utilizada para la conexión de componentes.

El parámetro  $S_{21}$  para el diseño ideal era de **12.95 dB** a la frecuencia de 1296 MHz, mientras que para el diseño real es de **12.58 dB**. De la misma forma que en el diseño anterior, la ganancia decae con la frecuencia de manera más rápida para el diseño real, siendo de 0 dB a la frecuencia de 6500 MHz aproximadamente.

Después de utilizar Circuit Cam:

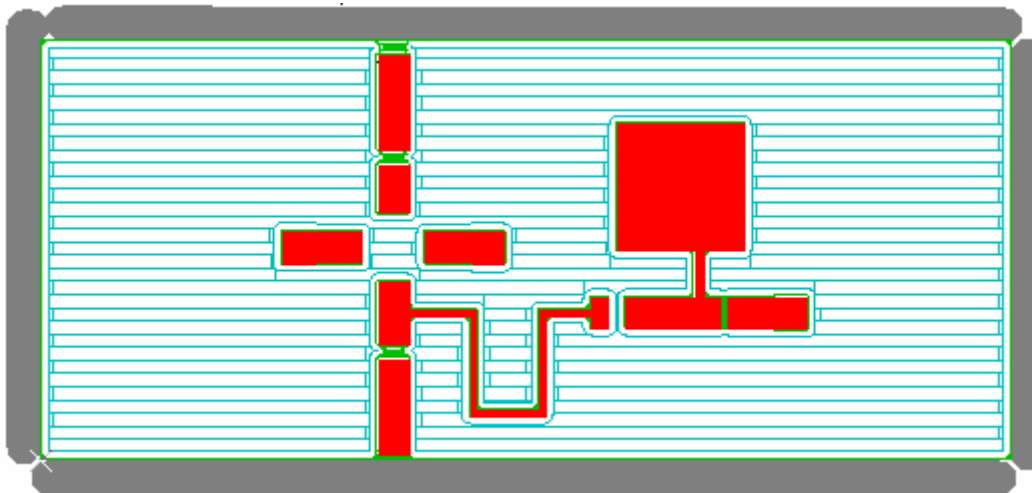


Figura 3.26. Placa del amplificador con el borde y las pistas de vaciado marcadas

Y la placa ya fabricada:

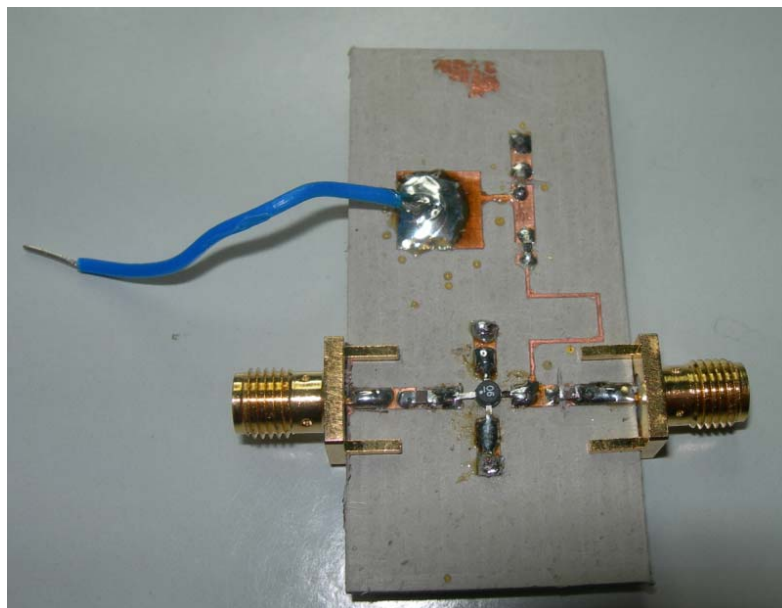
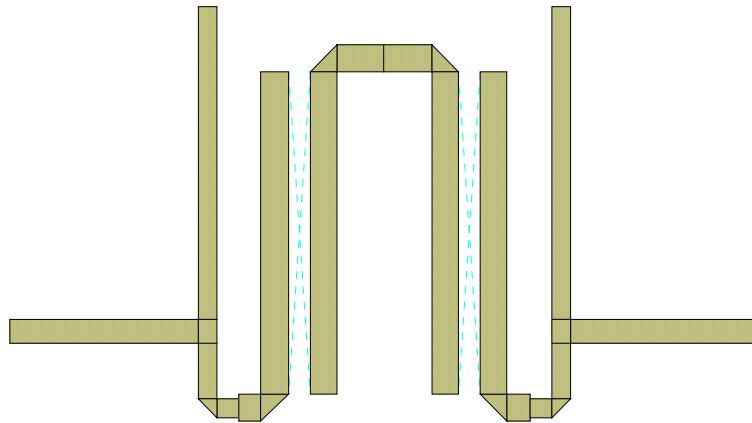


Figura 3.27. Fotografía del amplificador fabricado, Diseño 2

### **3.3.- Filtros**

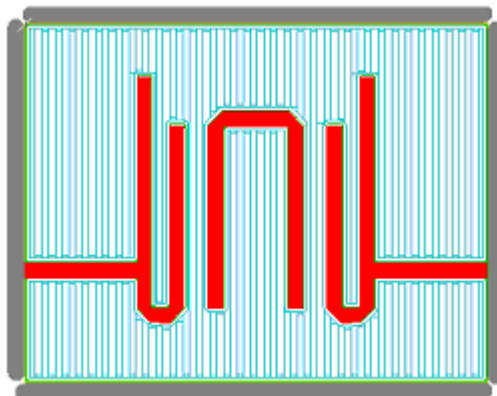
A continuación vamos a fabricar los filtros Hairpin diseñados. Sólo fabricaremos un filtro Chebyshev y otro Butterworth centrados a 1275 MHz y utilizando el substrato DUROID 6006T. Estos circuitos al no tener ningún componente no será necesario introducir líneas adicionales de transmisión ni añadir via holes a masa.

El layout del filtro Butterworth es:



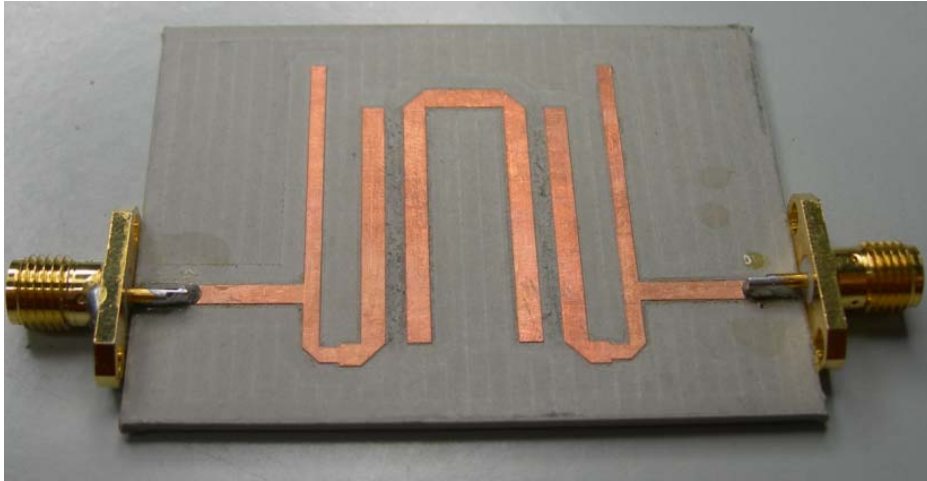
**Figura 3.28. Layout del filtro Butterworth Hairpin**

Y después de Circuit Cam:



**Figura 3.29. Placa del filtro con el borde y las pistas de vaciado marcadas**

El layout del filtro Chebyshev es similar a este, sólo que con diferentes dimensiones para el ancho de las líneas y la separación.



**Figura 3.30. Fotografía del filtro Hairpin fabricado**

#### **3.4.- Layout del oscilador completo**

Por último realizamos el layout de la placa completa. En ella integraremos el diseño del amplificador MAR con su red de polarización y los filtros.

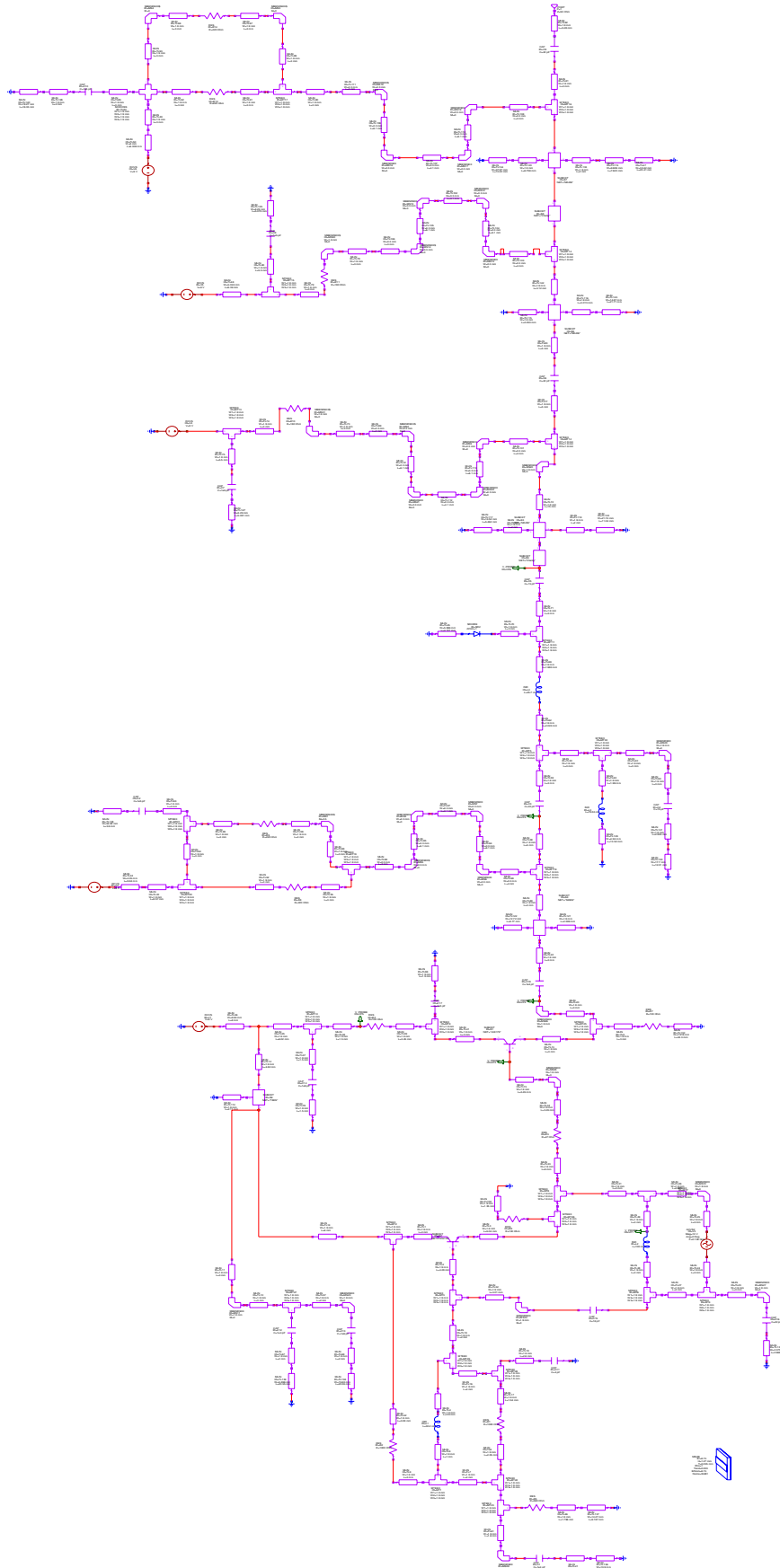
Al realizar el layout de esta placa debemos tener en cuenta que la parte inferior de la placa no va a ser únicamente el plano de masa, ya que utilizaremos esta parte para realizar las conexiones a alimentación y para soldar los transistores y el VCO, ya que el colocarlos en la capa superior supondría introducir interferencias en el circuito.

En la capa superior vamos a colocar un plano de masa que estará conectado al plano de masa de la capa inferior mediante via holes.

En general debemos tener en cuenta ciertos aspectos [6]:

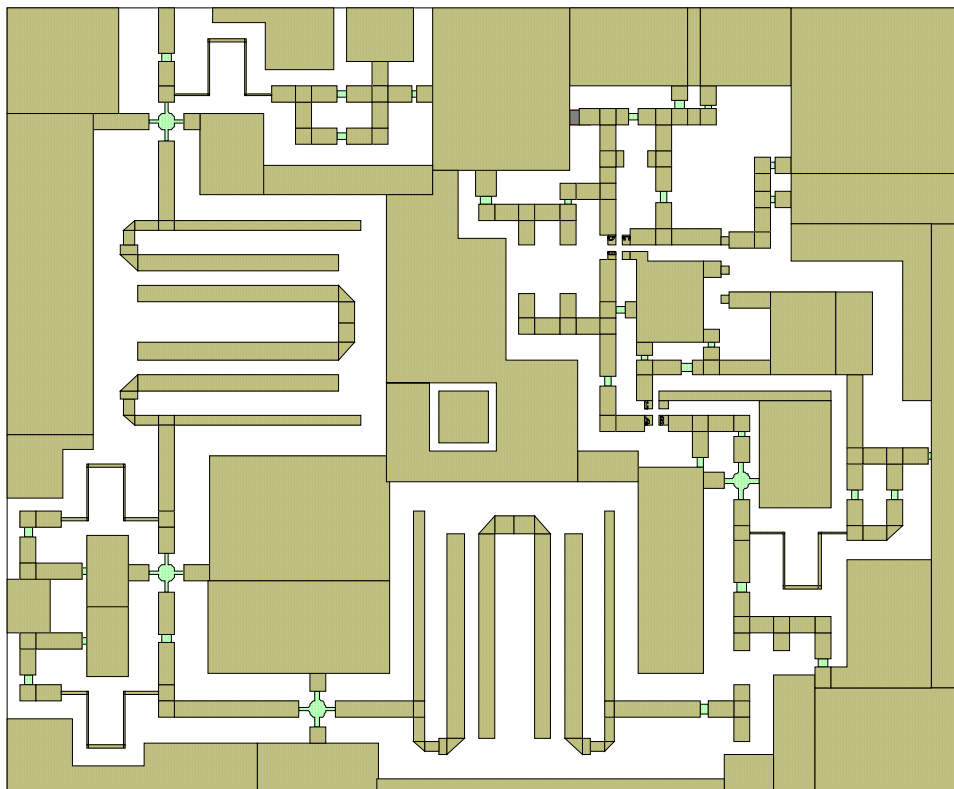
- La distancia entre el plano de masa y las líneas del circuito debe ser la suficiente para que no se produzcan acoplos.
- En la capa inferior hay que tener en cuenta que la zona debajo de los filtros debe ser masa, con lo que no se colocará nada debajo.
- Los transistores y el VCO se soldarán por debajo de la placa, de forma que no produzcan interferencias.
- Los cables que conectan las alimentaciones entre si también irán por debajo de la placa.

A continuación tenemos el circuito completo del oscilador una vez que hemos incluido todas las líneas entre los componentes y los hemos ordenado de forma que ocupen el menor espacio posible:

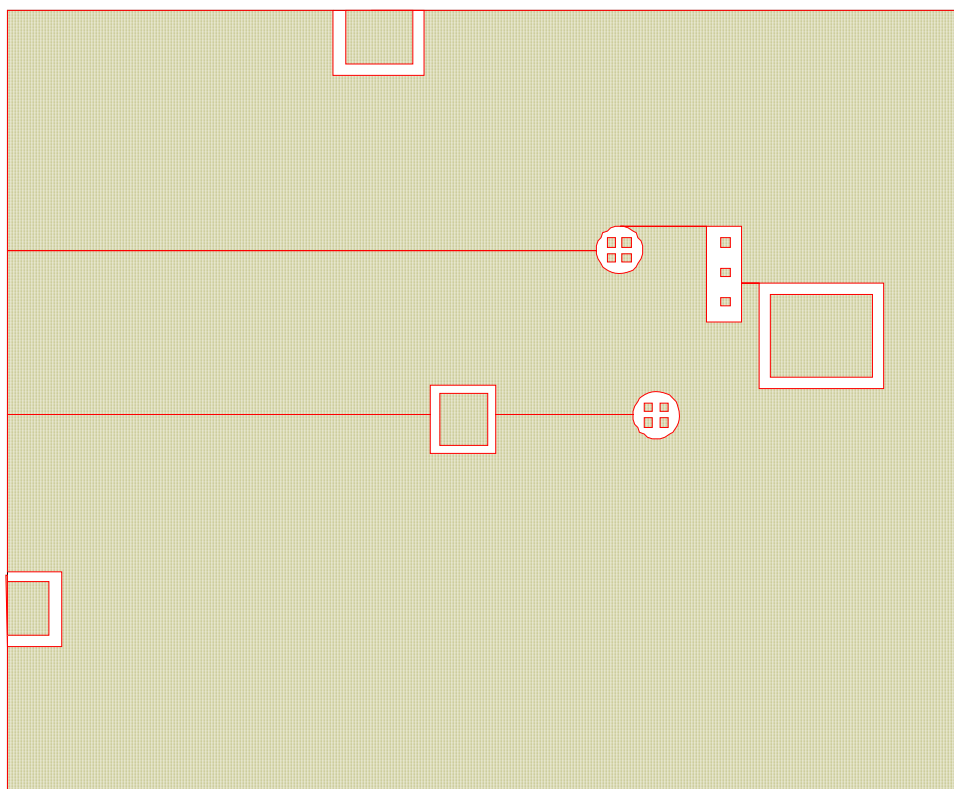


**Figura 3.31. Esquema del oscilador con líneas reales**

Y el layout:

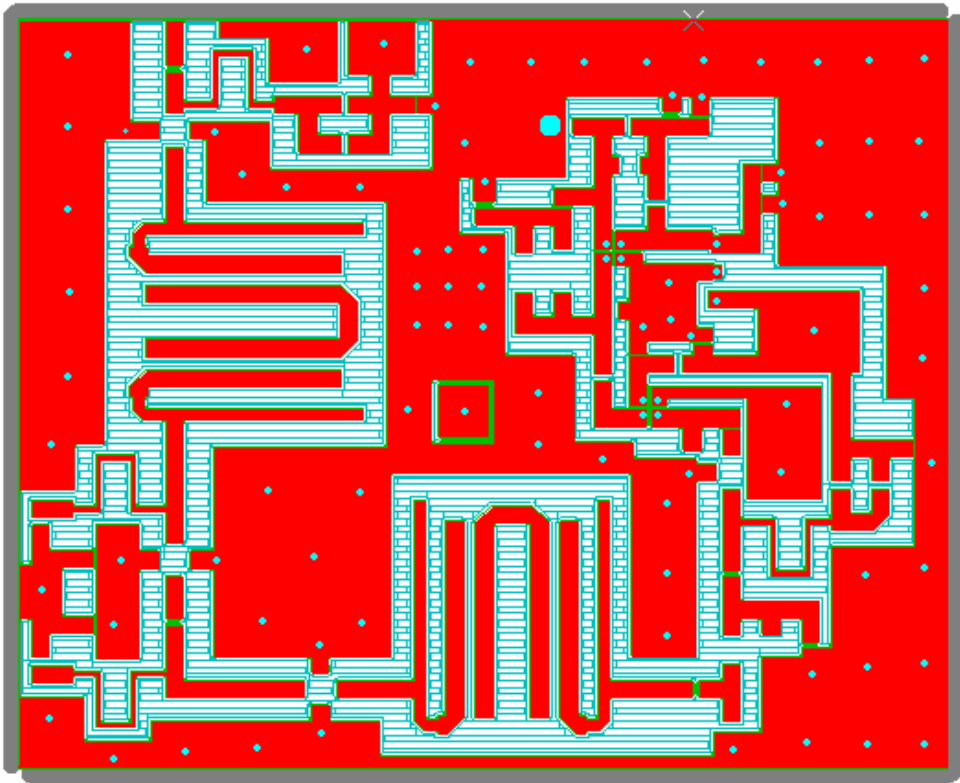


**Figura 3.32. Layout de placa completa, capa superior**

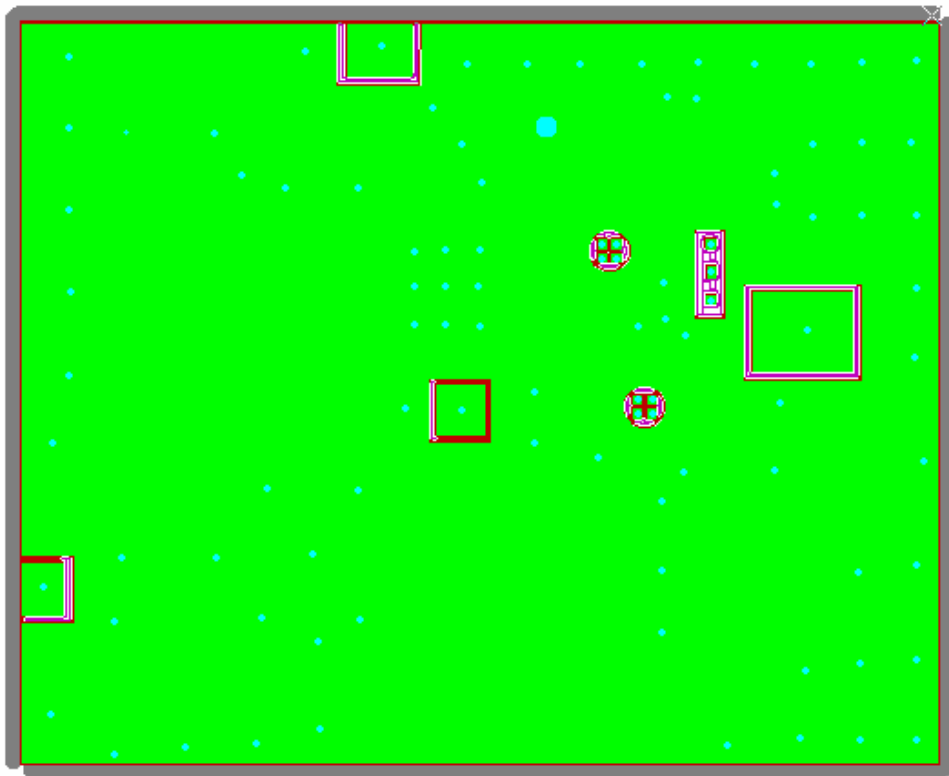


**Figura 3.33. Layout de la placa completa, capa inferior**

Después de utilizar Circuit Cam:



**Figura 3.34. Placa del oscilador con el borde y las pistas de vaciado marcadas, capa superior**



**Figura 3.35. Placa del oscilador con el borde y las pistas de vaciado marcadas, capa inferior**



Debido a que en la cara superior de la placa tenemos un plano de masa, tenemos que colocar varios “via holes” que conecten el plano de masa superior e inferior. En el proceso de metalización se van a recubrir los taladros con cobre para conectar los 2 planos de masa.

Una vez realizados los taladros con la fresadora, pasamos a metalizar la placa.

El metalizado se compone de los siguientes pasos:

- En primer lugar la placa se introduce dentro del primer tanque donde será limpiada en un ciclo de baños para asegurarnos que limpiamos todas las impurezas que contenga.
- A continuación se introduce en el activador (Grafito) con lo que el substrato pasa a ser conductor
- Se introduce en una cuba donde se aplica corriente de 8.4 A haciendo que las partículas de cobre pasen a la zona conductora de la placa.
- Por último se limpia.

## Capítulo 4 : Medidas

En este capítulo vamos a representar las medidas obtenidas para las placas fabricadas. Estas medidas serán representadas con Matlab, y las compararemos con los resultados obtenidos en las simulaciones realizadas.

### 4.1.- Equipo de medida

Para realizar las medidas de los circuitos fabricados se utilizaron distintos equipos dependiendo del tipo de medida que se fuera a realizar.

Para medir las prestaciones eléctricas de los circuitos se han utilizado **analizadores de redes** (HP8714ES y Agilent E5071B-sicom), **analizadores de espectros** (HP 8594ES y Rhode&Schwarz FSH-3-sicom), así como una **sonda de alta impedancia** (Agilent 85024A).

A continuación veremos un esquema de los montajes realizados para las medidas de las distintas placas fabricadas.

En primer lugar para medir los parámetros S de los **amplificadores** se utilizó el analizador de redes HP8714ES y una fuente de alimentación a 9 voltios para polarizarlo.

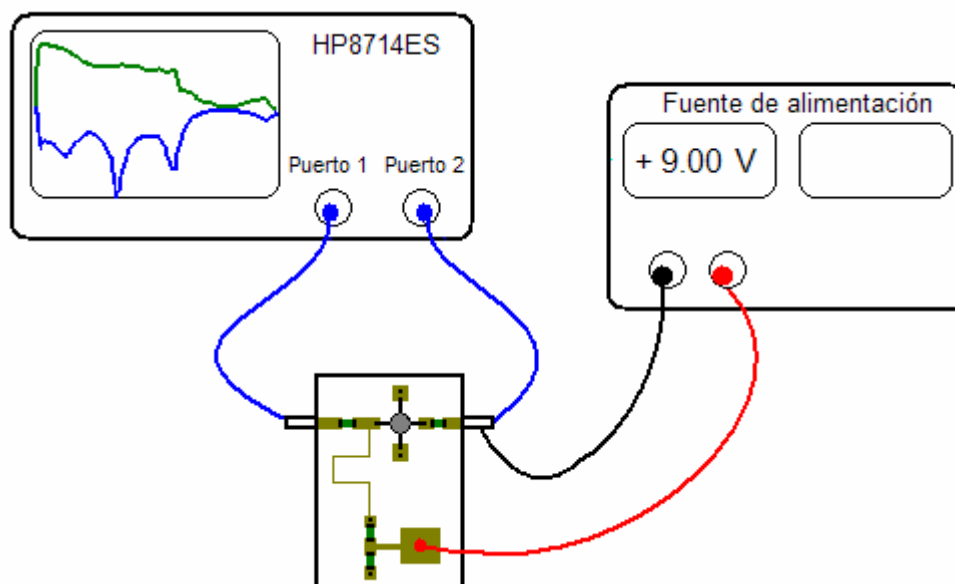
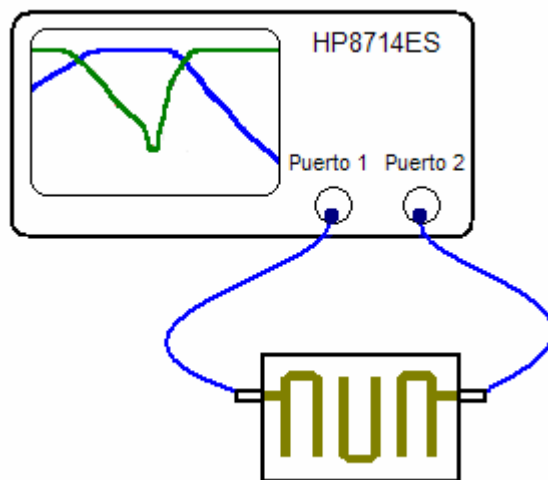


Figura 4.1. Montaje para la medida de los parámetros S del amplificador

En la medida de los parámetros S de los **filtros** se utilizó el analizador de redes HP8714ES:



**Figura 4.2. Montaje para la medida de los parámetros S del filtro**

Por último para las medidas del **oscilador completo** se utilizaron varios equipos. Por una parte se conecta la alimentación de 9 Voltios a todos los puntos de alimentación en la placa (señalados en rojo). La salida de placa se conecta al analizador de espectros HP8594ES. De esta forma podemos medir el espectro a la salida del oscilador y mantener la salida adaptada.

Para poder realizar las medidas en los distintos puntos de la placa se utilizó la sonda de alta impedancia HP85024A conectada al analizador de espectros Rhode&Schwars FSH-3.

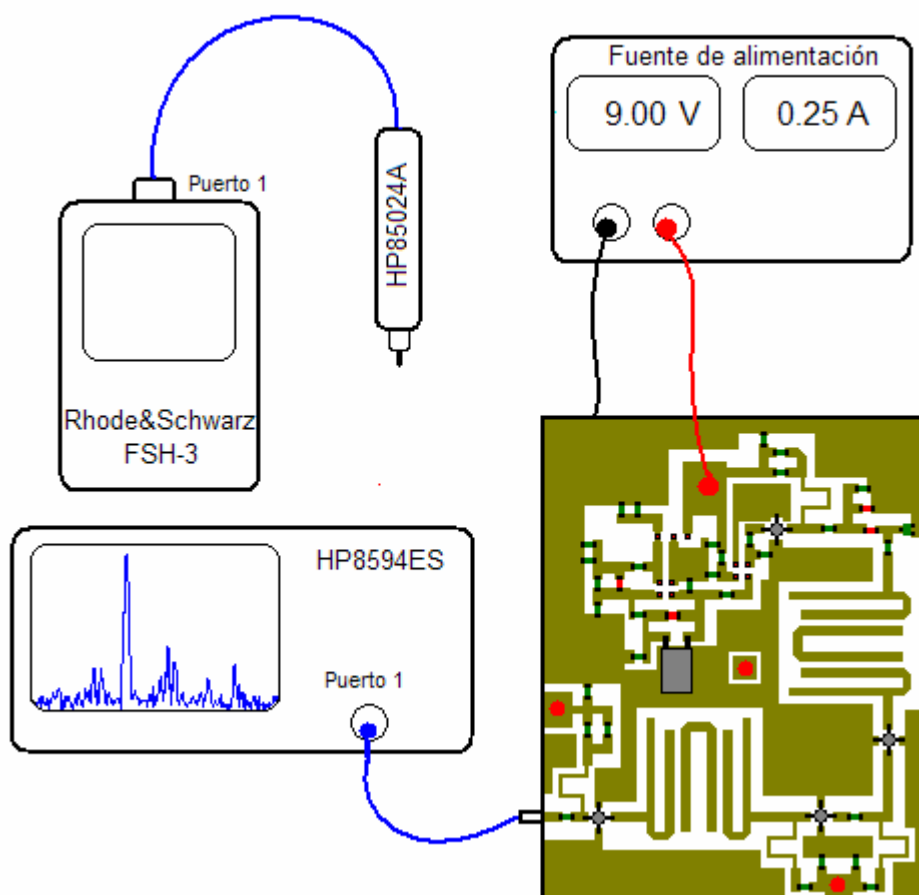


Figura 4.3. Montaje para la medida del espectro del oscilador

Para poder tomar medidas en este tipo de circuitos de alta frecuencia es necesario utilizar una sonda de alta impedancia. Este tipo de sondas presentan a su entrada una impedancia muy alta (aproximadamente de 1 M $\Omega$ ) tomando una muestra muy pequeña de la señal. Para el circuito se comporta como un circuito abierto de forma que no distorsiona la señal.

## 4.2.- Amplificador

Recordemos que se fabricaron dos diseños para el amplificador, uno al que le habíamos añadido líneas de alta impedancia de forma que bloquearan el paso de la señal de RF al circuito de polarización (Diseño 2) y otro sin las líneas (Diseño 1).

Para la realizar las medidas utilizamos la configuración mostrada en la figura 4.1

Para obtener los datos de las simulaciones, en Microwave Office abrimos la simulación que queremos exportar, y dentro del menú "Graph" elegimos la opción "Save to file".

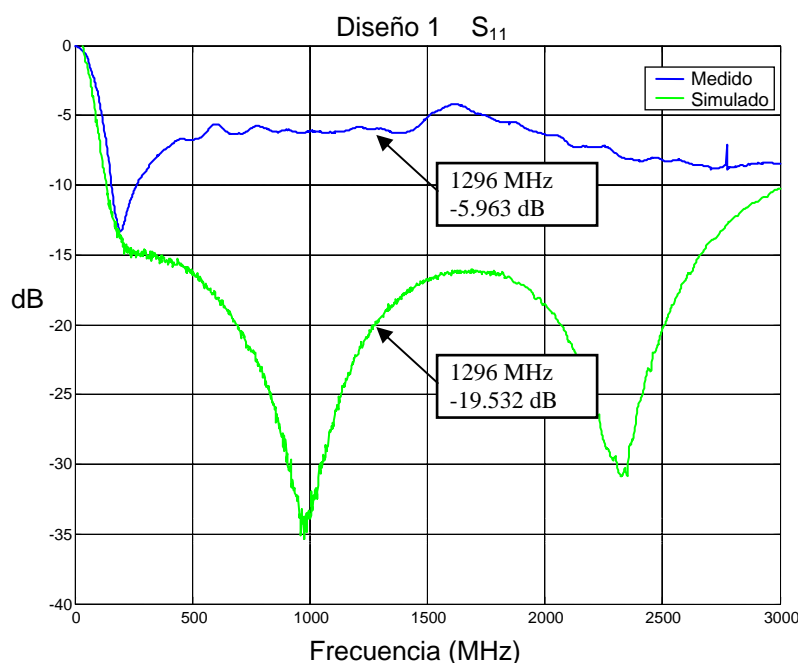
Esta opción nos permite guardar los datos que de la gráfica en un archivo de texto que podremos importar en Matlab y representar.

Primero compararemos los parámetros  $S$  medidos en las placas fabricadas con los obtenidos en las simulaciones con MWO. A continuación las comparaciones se realizarán entre las 2 placas fabricadas para decidir cuál nos proporciona mejores características.

### 4.2.1.- Diseño 1

En primer lugar compararemos los resultados obtenidos para el parámetro  $S_{11}$  y  $S_{21}$  en la placa fabricada y en las simulaciones realizadas con Microwave Office para el primer diseño (apartado 2.5.1).

El parámetro  $S_{11}$ :



**Figura 4.4. Comparación del parámetro  $S_{11}$  medido y simulado, Diseño 1**

En las simulaciones con MWO habíamos obtenido un valor para el parámetro  $S_{11}$  de **-19,532 dB** a la frecuencia de oscilación, y las medidas tomadas del circuito fabricado son de **-5,963 dB**.

Y el parámetro  $S_{21}$ :

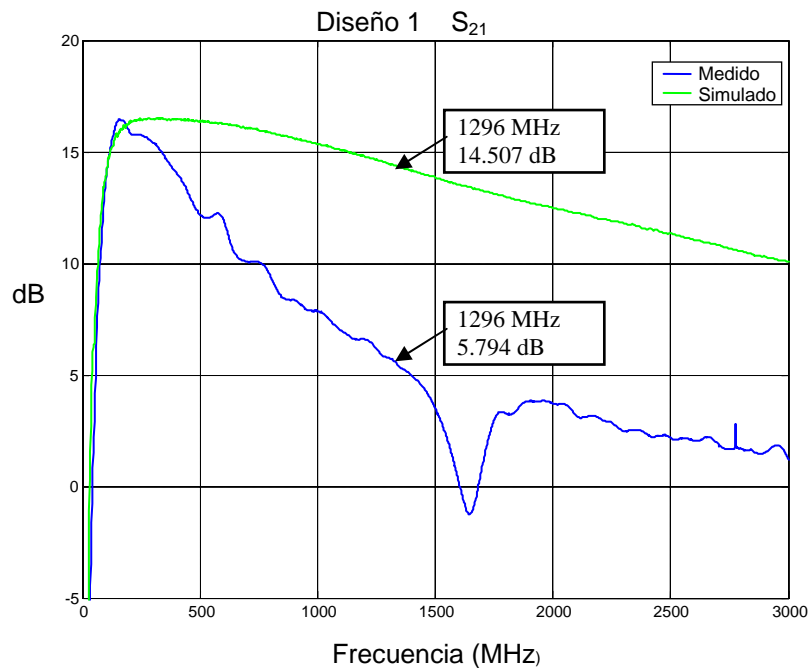


Figura 4.5. Comparación del parámetro  $S_{21}$  medido y simulado, Diseño 1

Para el parámetro  $S_{21}$  en el circuito simulado teníamos un valor de **14,507 dB** a la frecuencia de 1296 MHz, y en el circuito fabricado este valor cae hasta **5.794 dB**

En la comparación de los datos simulados con los medidos en la placa fabricada, observamos que las medidas coinciden con los datos a baja frecuencia, pero que a medida que aumentamos se van separando las medidas hasta tener diferencias considerables.

#### 4.2.2.- Diseño 2

Para el segundo diseño, hacemos las mismas comparaciones, primero para el parámetro  $S_{11}$ :

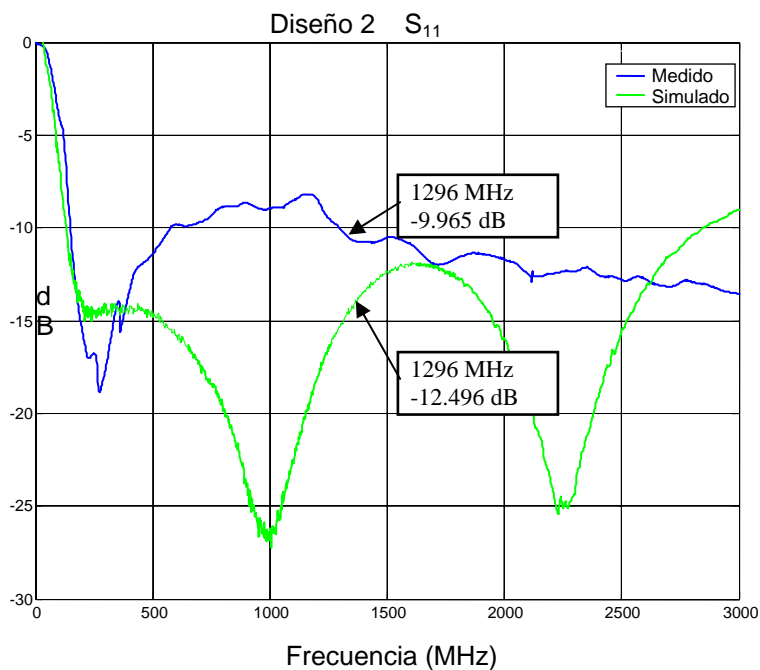


Figura 4.6. Comparación del parámetro  $S_{11}$  medido y simulado, Diseño 2

Para la frecuencia de oscilación, los datos simulados nos daban un valor de **-12,496 dB** y en las medidas hemos obtenido **-9.965 dB**.

Para el parámetro  $S_{21}$ :

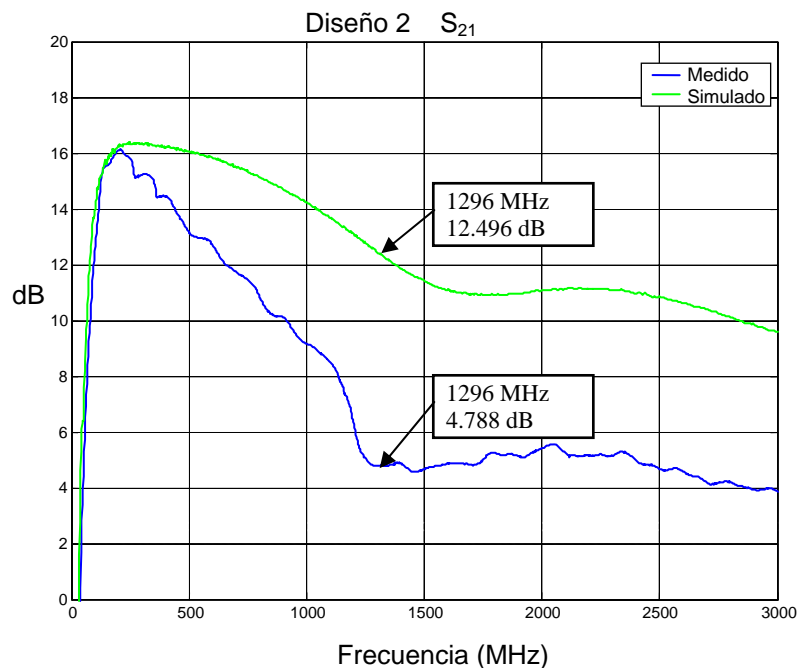


Figura 4.7. Comparación del parámetro  $S_{21}$  medido y simulado, Diseño 2

En la simulación para la frecuencia de 1296 MHz obteníamos una ganancia de **12.496 dB**, pero en las medidas del circuito fabricado se obtenían **4.788 dB**.

Igual que ocurría para el primer diseño, en baja frecuencia los datos medidos y simulados coinciden, pero a medida que la frecuencia aumenta la diferencia también se hace mayor.

### 4.2.3.- Comparación entre los 2 diseños

Aunque a partir de las simulaciones realizadas con Microwave Office habíamos elegido el primer diseño como red de polarización para nuestra placa, vamos a comparar las medidas reales de los 2 diseños para decidir cual de los dos utilizaremos finalmente en nuestra placa.

En primer lugar el parámetro  $S_{11}$ :

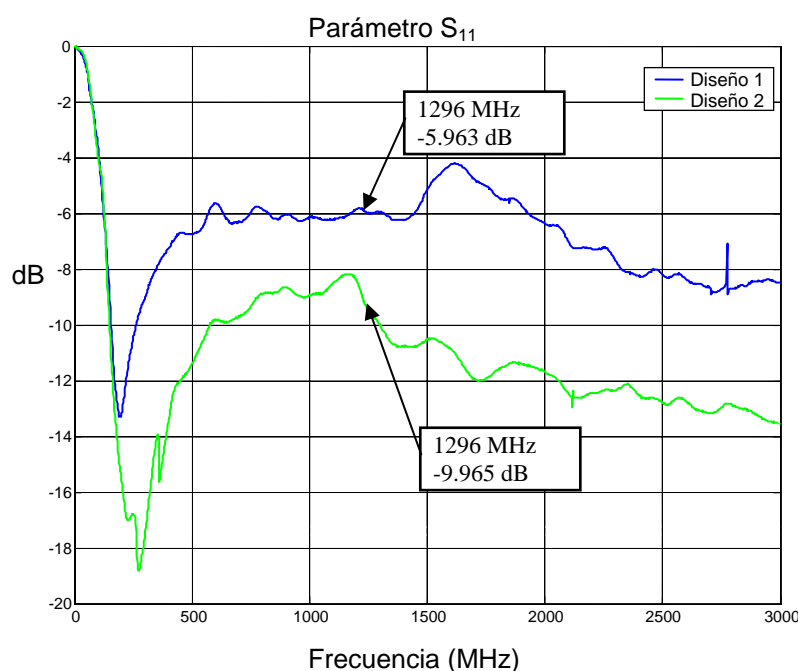


Figura 4.8. Comparación del parámetro  $S_{11}$  entre los 2 diseños fabricados

El parámetro  $S_{11}$  mejora al introducir la línea de alta impedancia, obteniendo para el **diseño 1**  $S_{11} = -5.963$  dB a 1296MHz y para el **diseño 2**  $S_{11} = -9.965$  dB a 1296MHz, con lo que estamos logrando mejor adaptación.

Y el  $S_{21}$ :



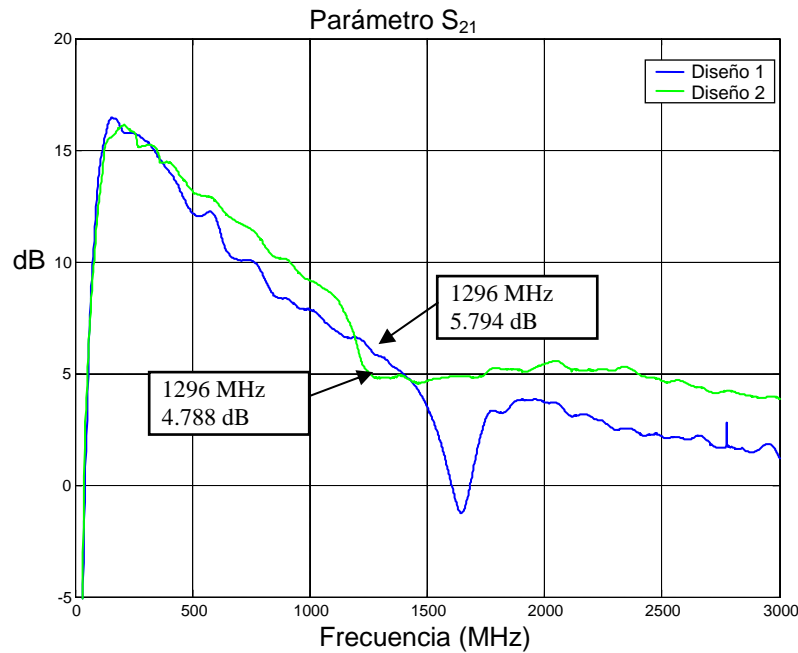


Figura 4.9. Comparación del parámetro  $S_{21}$  entre los 2 diseños fabricados

Para el parámetro  $S_{21}$  las diferencias entre los 2 diseños a la frecuencia de oscilación no son muy grandes, pero a partir de 1500 MHz la ganancia en el diseño 1 se mantiene por debajo de los valores obtenidos en el diseño 2.

Finalmente, teniendo en cuenta las 2 comparaciones elegimos el 2º diseño para nuestro circuito, ya que es el que tiene una mejor adaptación proporcionando aproximadamente la misma ganancia.

#### 4.2.4.- Diseño 2 utilizando MAR-6

En el caso de que necesitemos más ganancia, utilizaremos el amplificador MAR 6. En el apartado anterior hemos llegado a la conclusión de que el diseño 2, utilizando una línea de alta impedancia en la red de polarización, proporcionaba mejores resultados en cuanto a adaptación, por lo que sólo vamos a realizar este diseño con el amplificador MAR 6.

A continuación tenemos la comparación del parámetro  $S_{11}$  de los datos simulados (en verde) y los medidos (en azul).

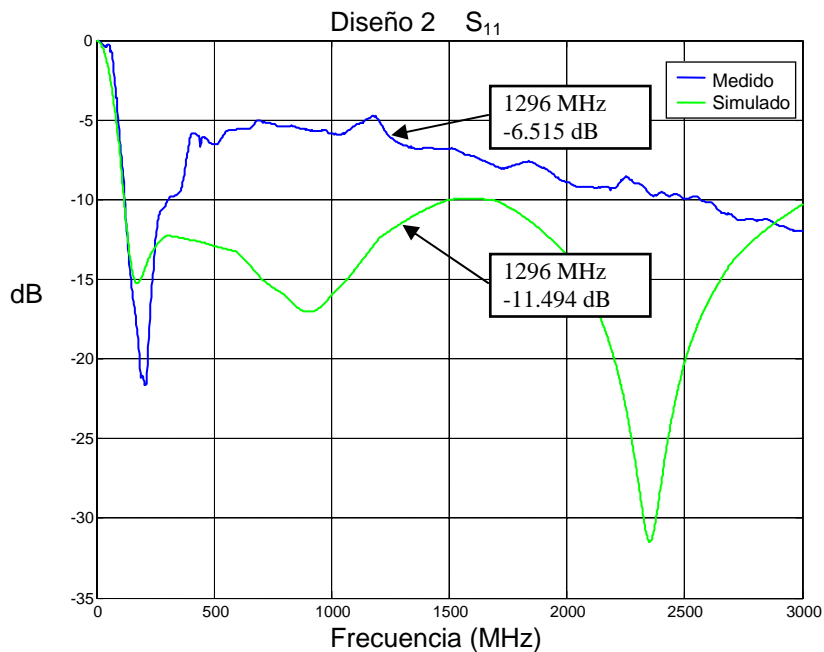


Figura 4.10. Comparación del parámetro  $S_{11}$  medido y simulado, Diseño 2

Para el parámetro  $S_{11}$  a la frecuencia de resonancia obtenemos un valor de **-11.494 dB** en las simulaciones, y **-6.515 dB** en las medidas reales.

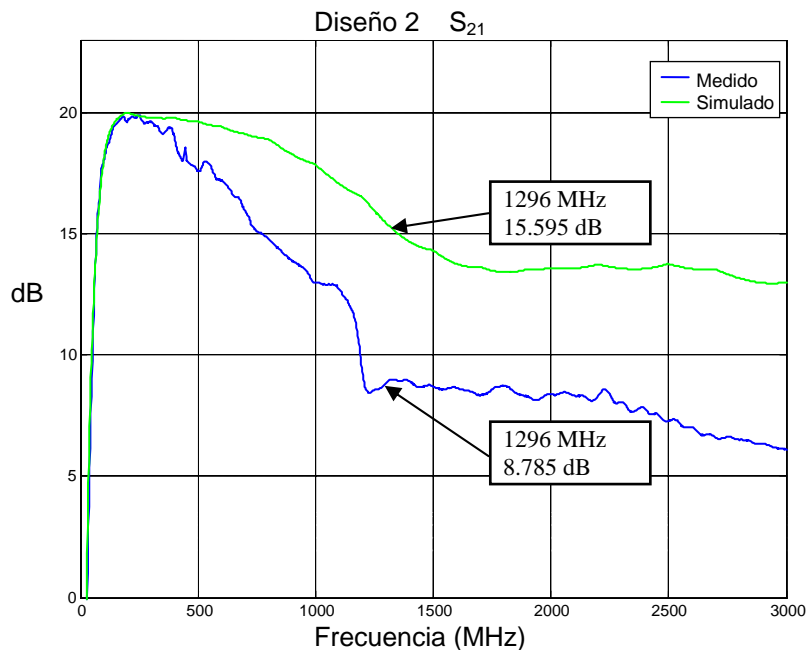


Figura 4.11. Comparación del parámetro  $S_{21}$  medido y simulado, Diseño 2

La ganancia en las simulaciones era de **15.595 dB** a la frecuencia de resonancia, pero en las medidas este valor es de **8.795 dB**.

### 4.3.- Filtros

En este apartado vamos a comparar las medidas del filtro **Butterworth** centrado a **1275 MHz** fabricado utilizando sustrato **Duroid 6006T** y los datos obtenidos de la simulación con Momentum de ADS.

En primer lugar compararemos las medidas en banda ancha, hasta 3 GHz, para poder observar completamente la respuesta en frecuencia del filtro fabricado.

El parámetro  $S_{11}$ :

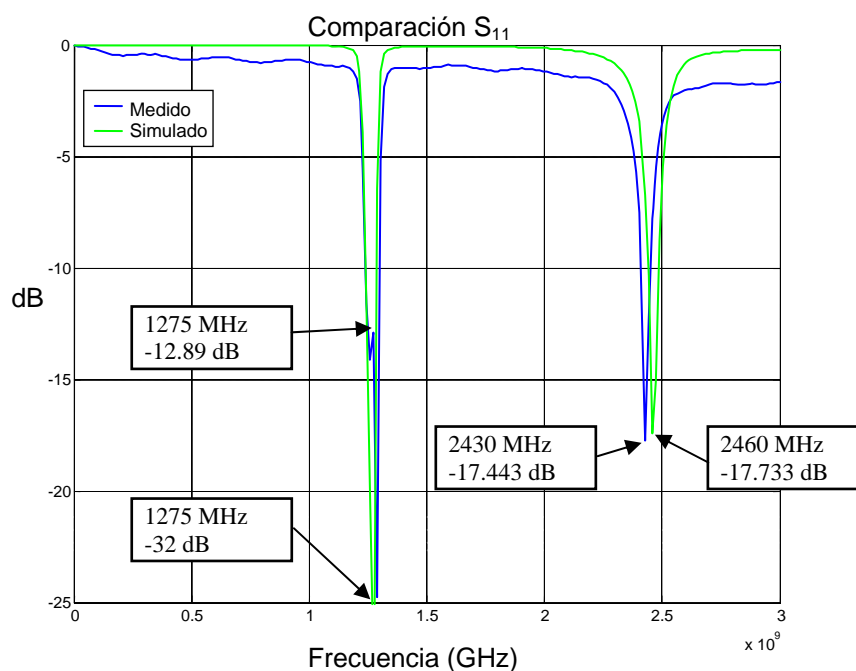


Figura 4.12. Comparación del parámetro  $S_{11}$  medido y simulado en banda ancha

La adaptación a la frecuencia de **1275 MHz** del filtro fabricado es de aproximadamente **-12,89 dB** (señal azul) mientras que para la simulación con ADS (señal verde) teníamos un valor de **-32 dB**.

Alrededor de **2400 MHz** aparece una respuesta espuria del filtro tanto en el filtro diseñado como en el simulado.

El parámetro  $S_{21}$ :

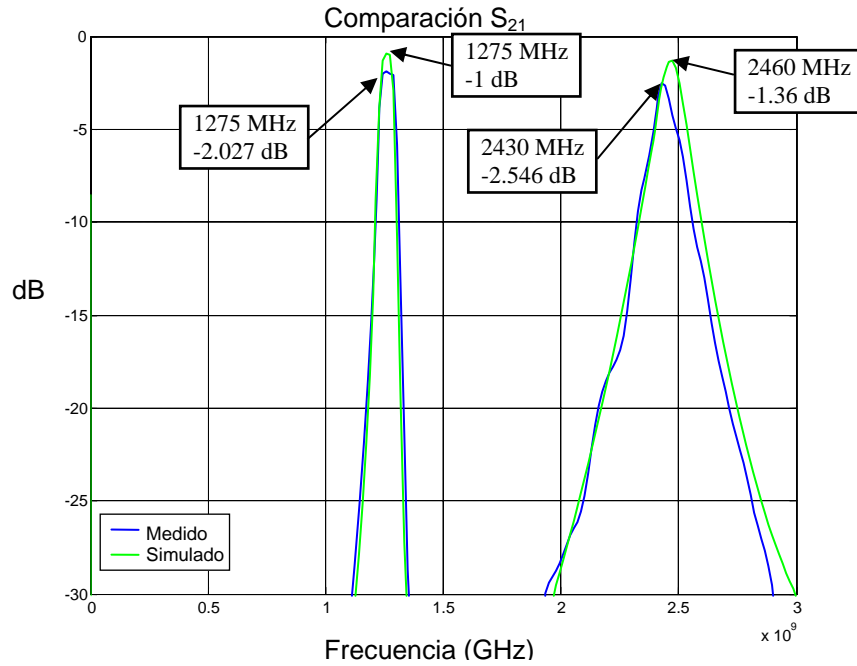


Figura 4.13. Comparación del parámetro  $S_{21}$  medido y simulado en banda ancha

En las simulaciones (señal verde) obtenemos a la frecuencia de 1275 MHz **-1 dB**, y para los datos reales medidos (señal azul) **-2.027 dB**.

Alrededor de 2400 MHz podemos ver la respuesta espuria del filtro.

Una vez medidos los resultados en banda ancha, ampliamos la zona de interés, es decir alrededor de la frecuencia central del filtro 1275 MHz.

El parámetro  $S_{11}$ :

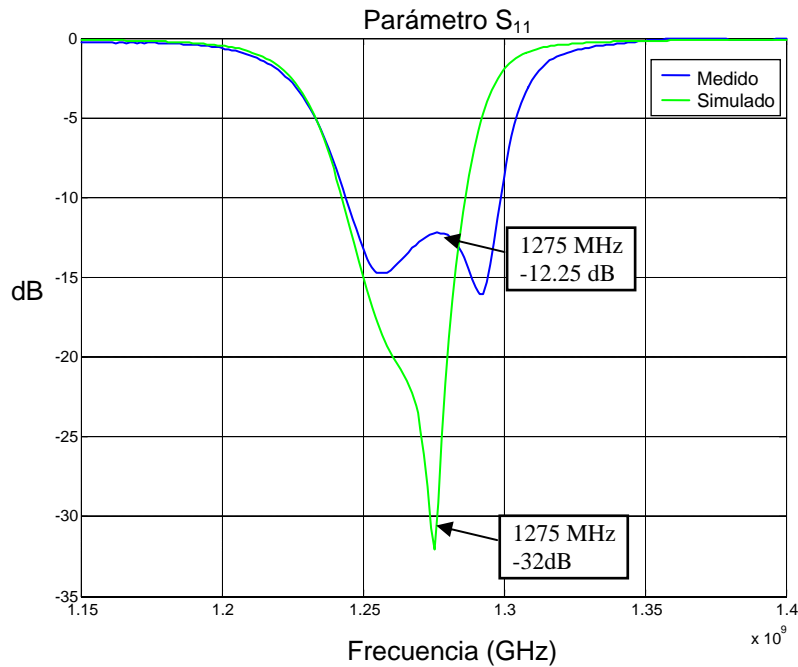


Figura 4.14. Comparación del parámetro  $S_{11}$  medido y simulado en banda estrecha

El parámetro  $S_{21}$ :

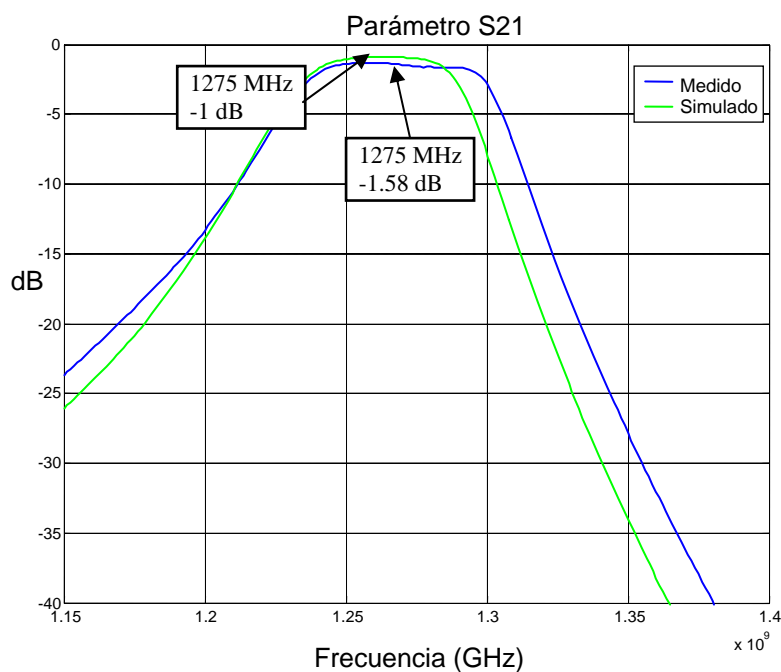


Figura 4.15. Comparación del parámetro  $S_{21}$  medido y simulado en banda estrecha

Los resultados obtenidos en la simulación con ADS se aproximan bastante a los resultados obtenidos al fabricar.

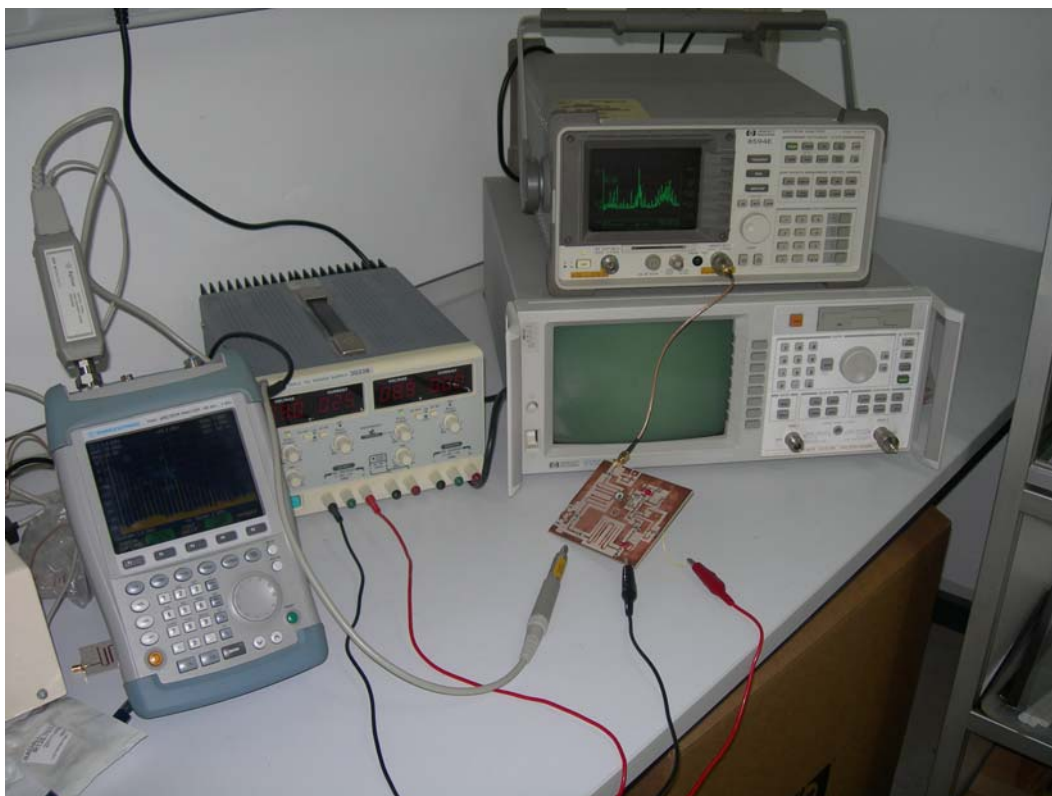
#### 4.4.- Oscilador completo

En primer lugar mostraremos las medidas obtenidas de la placa completa en distintos puntos de forma que se pueda ver el funcionamiento de cada una de las partes de forma real.

A continuación se compararán estas medidas con las obtenidas al simular el funcionamiento de la placa. Por último se compararán los resultados de la placa fabricada con los obtenidos con un oscilador comercial similar.

##### 4.4.1.- Medidas

Para realizar las medidas de la placa completa utilizamos la sonda de alta impedancia para poder medir en los distintos puntos de la placa. El montaje realizado para la medida fue:



**Figura 4.16. Montaje para la medida del oscilador**

Primero tomaremos datos en distintos puntos de la placa donde podremos ver el efecto que van a tener los diferentes componentes que hemos ido diseñando: el oscilador de cristal, el generador de armónicos, los filtros y los amplificadores.

Para realizar las medidas se utilizará el analizador de espectros FSH-3 junto con la sonda de alta impedancia para poder tomar datos en los distintos puntos de la placa. Una vez que hemos tomado los datos, hay que descargarlos del analizador al ordenador.

Primero conectamos el analizador FSH-3 al ordenador y abrimos el programa FSH View.



Figura 4.17. Conexión del FSH-3 con el ordenador para la extracción de medidas

En el menú “Instrument” elegimos la opción “Data set control”, y se abrirá una ventana desde la que podremos seleccionar las medidas que vamos a importar del aparato y las añadimos para grabarlas en el directorio que especifiquemos:



Figura 4.18. Ventana de selección de las medidas para importar

Una vez importadas las medidas tenemos que convertirlas al formato que necesitemos. Dentro del menú “File” seleccionamos “Convert files” y se abrirá una ventana donde seleccionamos los ficheros que queremos convertir:

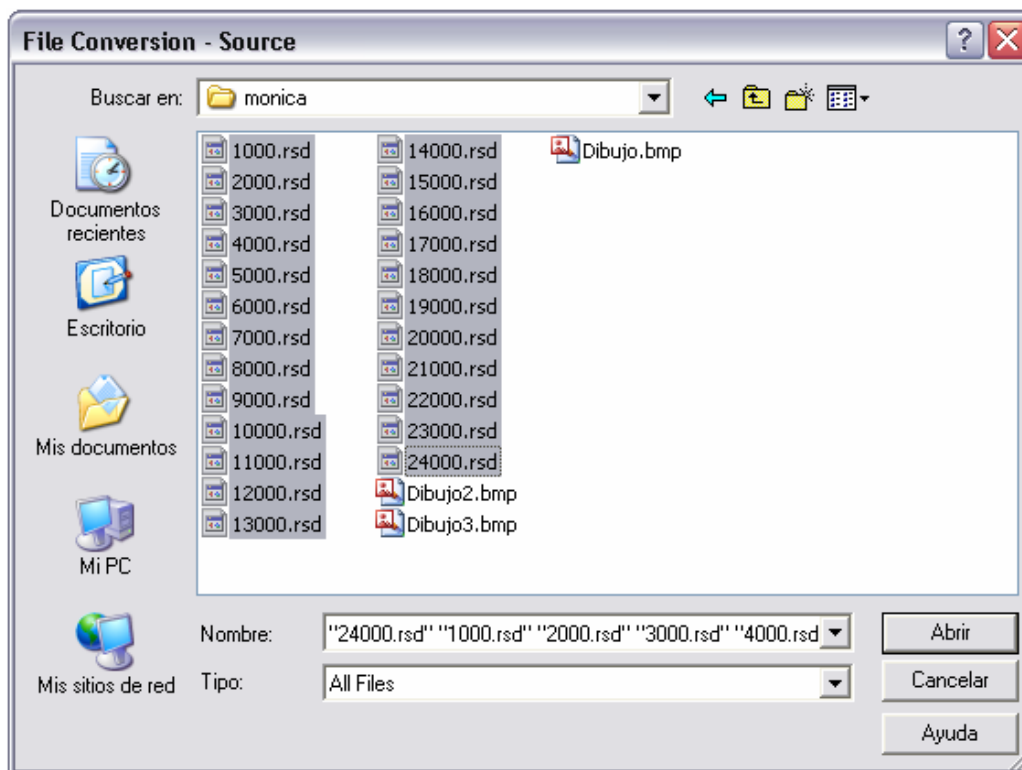


Figura 4.19. Selección de las medidas a convertir

Una vez seleccionados elegimos la ubicación y el tipo de archivo en que lo queremos convertir: archivo de texto, imagen... y salvamos.

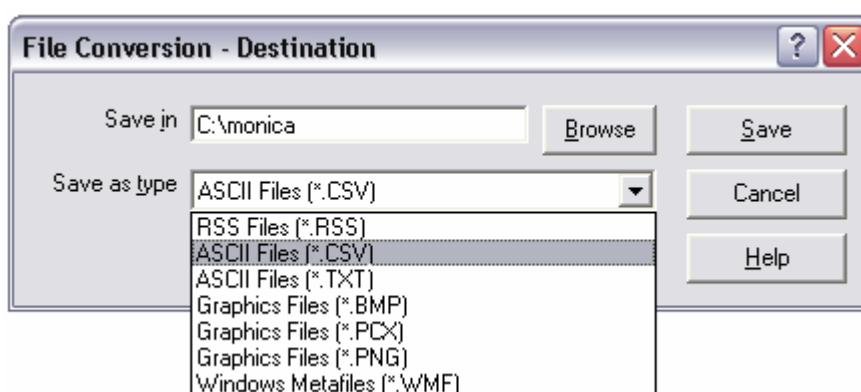


Figura 4.20. Selección del tipo de archivo



Los puntos en los que vamos a tomar datos son:

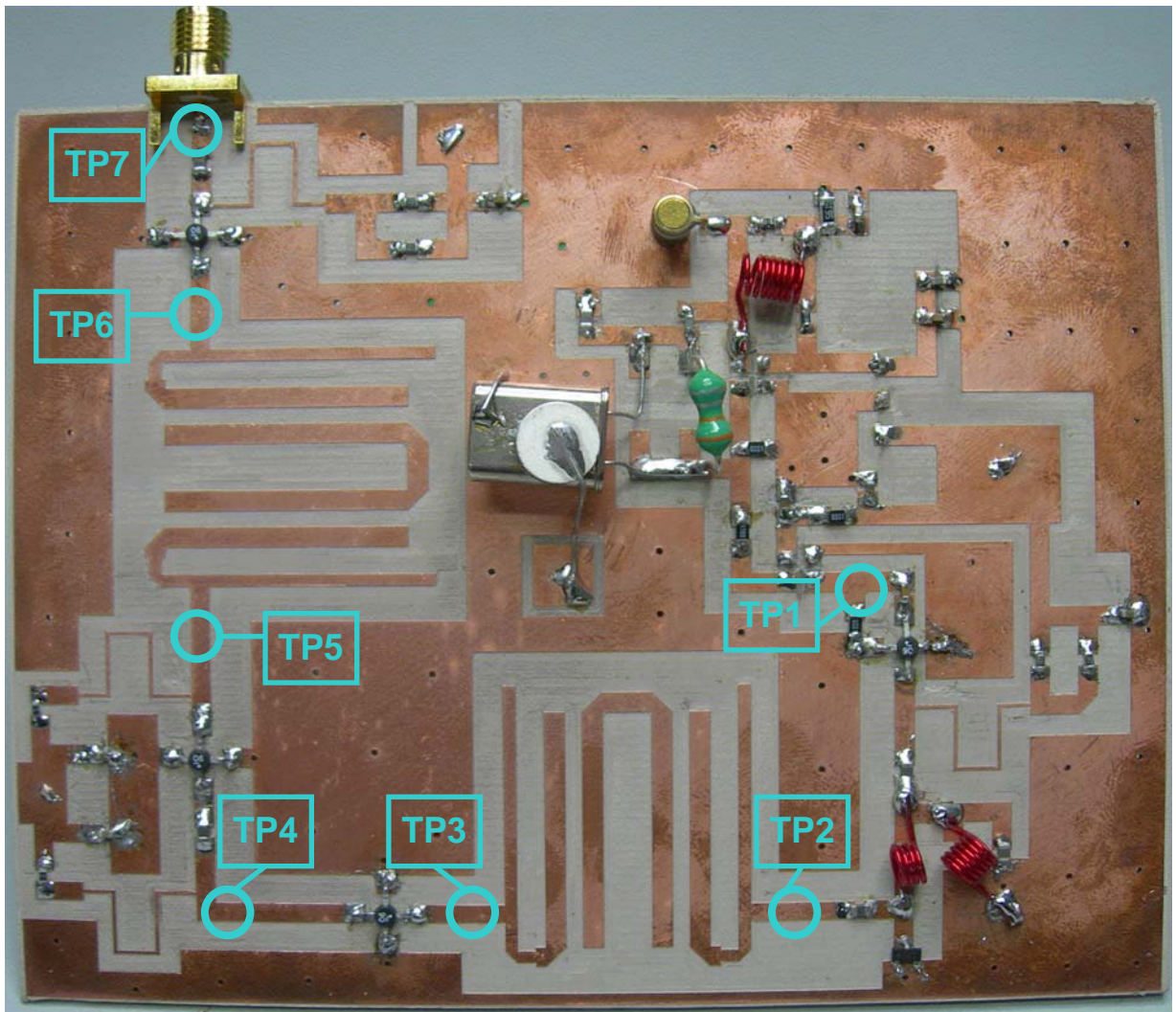
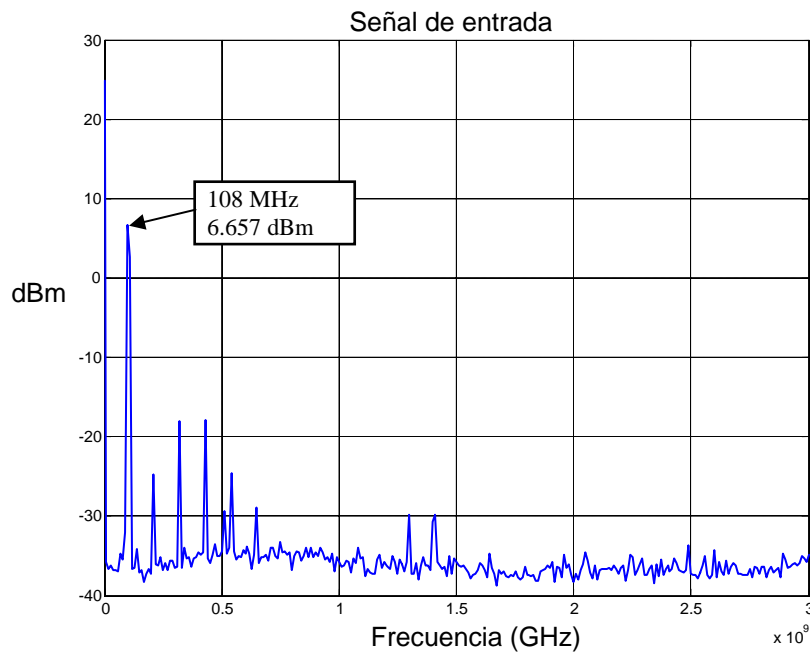


Figura 4.21. Puntos de test del oscilador

El primer punto que vamos a tomar es la salida del oscilador de cristal (**TP1**):



**Figura 4.22. Espectro medido en el punto TP1**

A la salida tenemos el armónico sintonizado a la frecuencia del cristal de cuarzo con una potencia de **6.657 dBm**.

La señal después de esto se amplifica y pasa al generador de armónicos. En el espectro de esta señal podemos ver claramente la necesidad de introducir un filtro pasa banda para eliminar todas las frecuencias que no sean las del cristal de cuarzo que utilizamos para evitar la aparición de armónicos a frecuencias no deseadas que pueden interferir con nuestra señal final y que supone un gasto de potencia innecesario.

El siguiente punto medido es a la salida del generador de armónicos (**TP2**)::

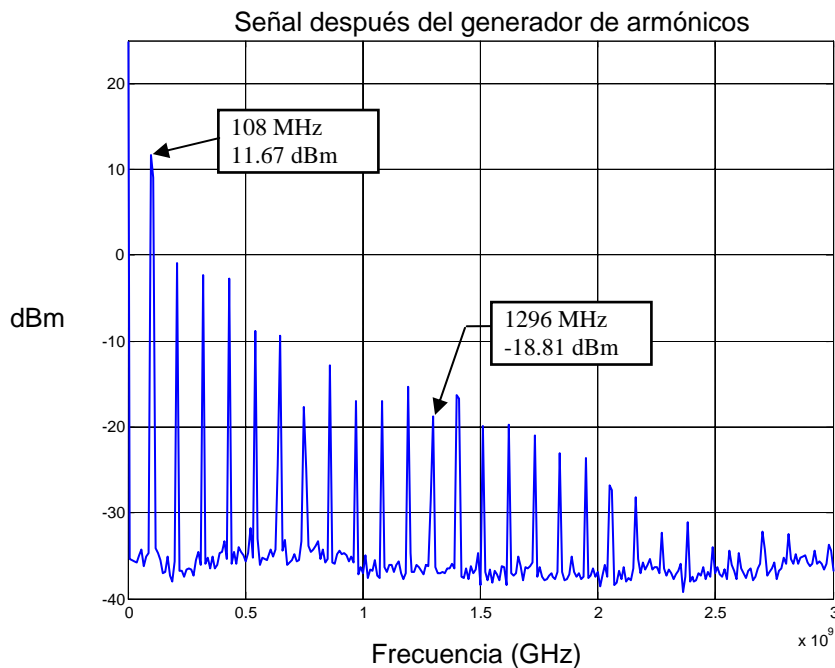


Figura 4.23. Espectro medido en el punto TP2

En este punto vemos como a partir del armónico procedente del oscilador de cristal han aparecido gran cantidad de armónicos a frecuencias superiores. Para el armónico deseado tenemos un nivel de potencia de **-18.81 dBm**.

El siguiente paso es filtrar entre todas las componentes el armónico a 1296 MHz. En la siguiente gráfica podemos ver la salida del generador de armónicos en color azul con la respuesta en frecuencia del filtro Chebyshev superpuesta en verde:

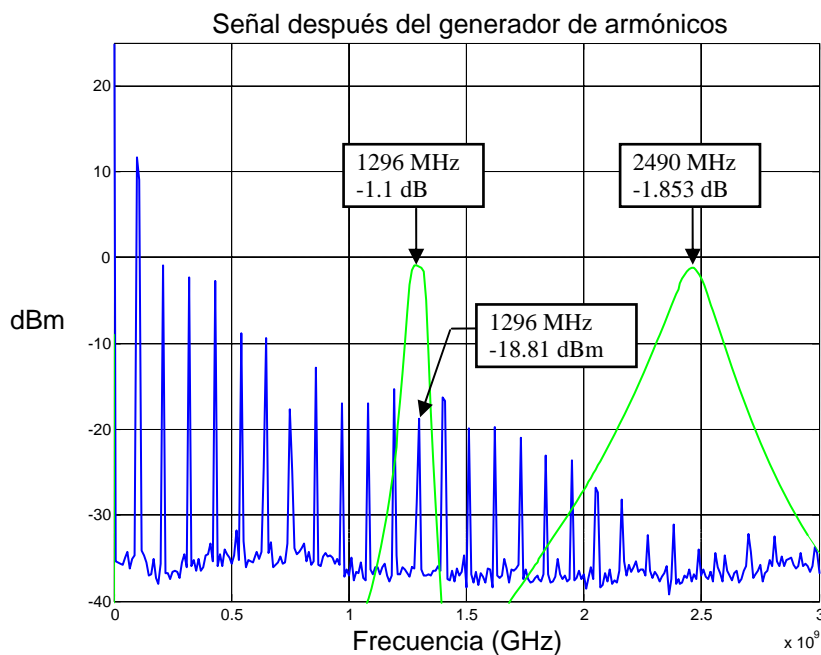


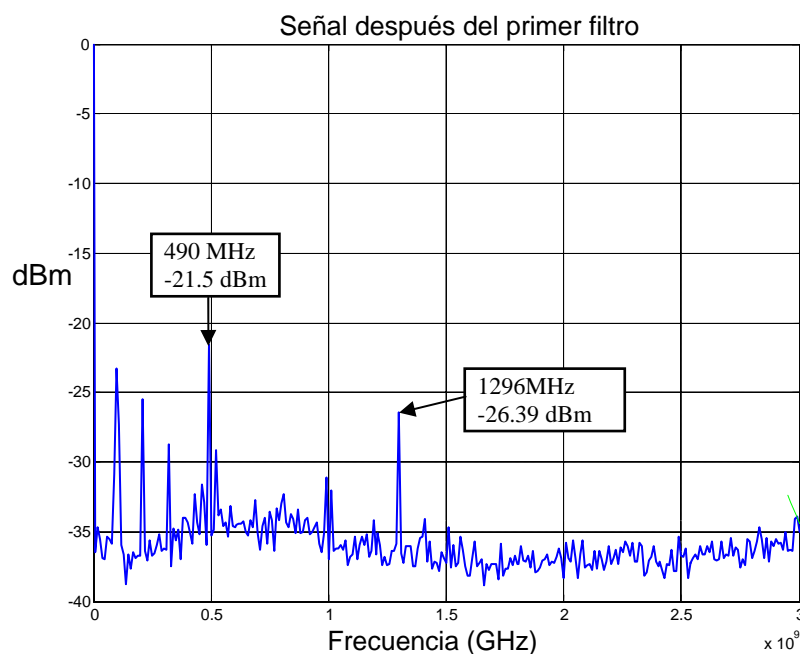
Figura 4.24. Espectro medido en el punto TP2

En la gráfica anterior se puede comprobar como el filtro deja pasar el armónico deseado a 1296 MHz atenuándolo aproximadamente 1dB pero atenúa en gran medida los armónicos cercanos, para el **armónico a 1188 MHz** el valor del parámetro  $S_{21}$  es de **-25 dB** y para el armónico a **1404 MHz** es de **-60 dB**.

A la frecuencia 2490 MHz aparece la respuesta espuria del filtro, pero a esta frecuencia el nivel de armónicos es bastante bajo comparado con el armónico de oscilación.

En cambio a baja frecuencia los armónicos influyen más ya que tienen un nivel elevado con respecto al armónico deseado, pero el filtro eliminará estos armónicos casi totalmente.

Para ver el efecto del filtro en la señal de salida del generador de armónico, obtenemos a la salida del filtro (**TP3**):



**Figura 4.25. Espectro medido en el punto TP3**

Después del primer filtrado hemos eliminado gran cantidad de armónicos, aunque también hemos atenuado el armónico deseado. En baja frecuencia aparecen algunos armónicos con un nivel alto debidos al acoplo de los armónicos de baja frecuencia ya que eran las que tienen mayor nivel de potencia.

A continuación serán necesarias 2 etapas de amplificación para aumentar el nivel de la señal (TP4):

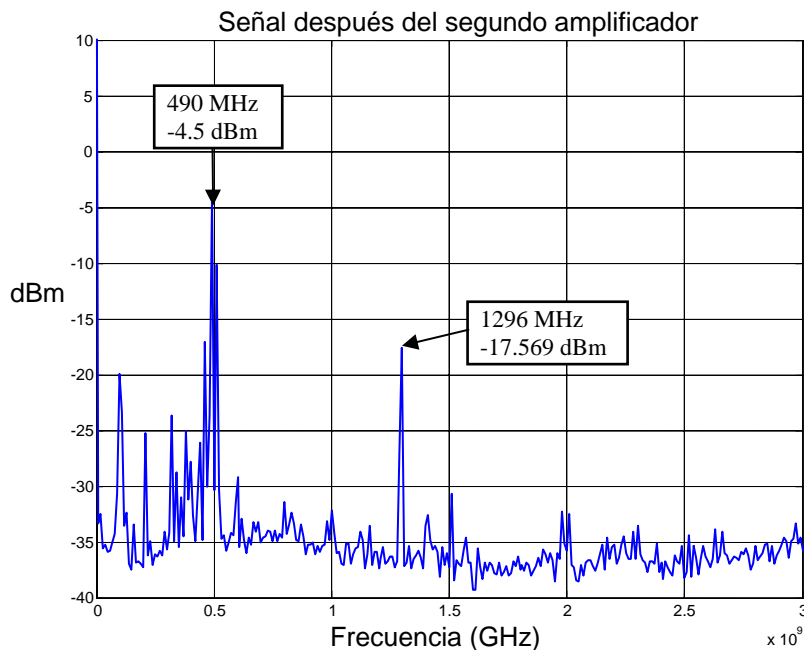


Figura 4.26. Espectro medido en el punto TP4

El armónico a **1296 MHz** ha pasado de tener una potencia de -26.39 dBm a **-17.569 dBm**. Los armónicos no deseados de baja frecuencia también se han amplificado y el de mayor potencia se encuentra a la frecuencia de **490 MHz** con una potencia de **-4.5 dBm**.

Después de la siguiente amplificación (TP5):

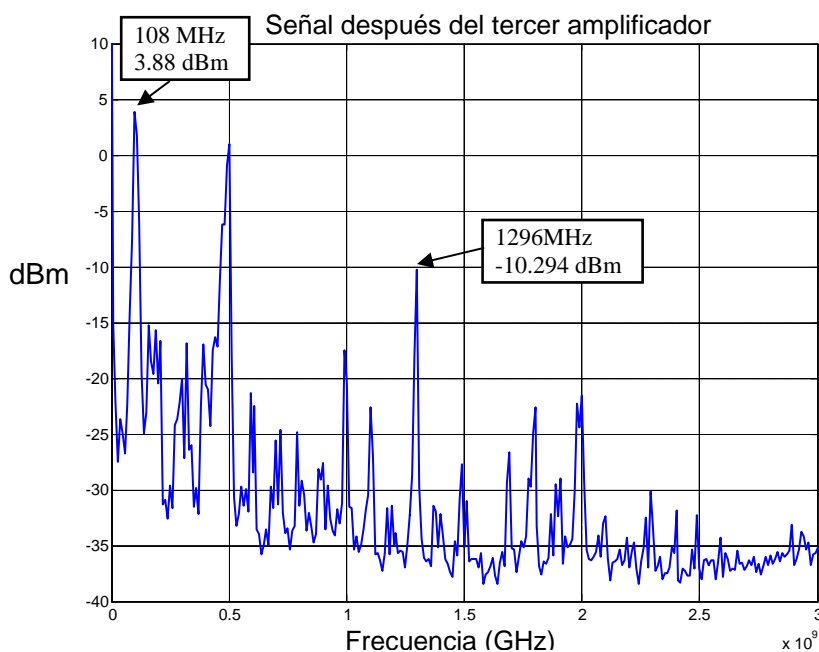
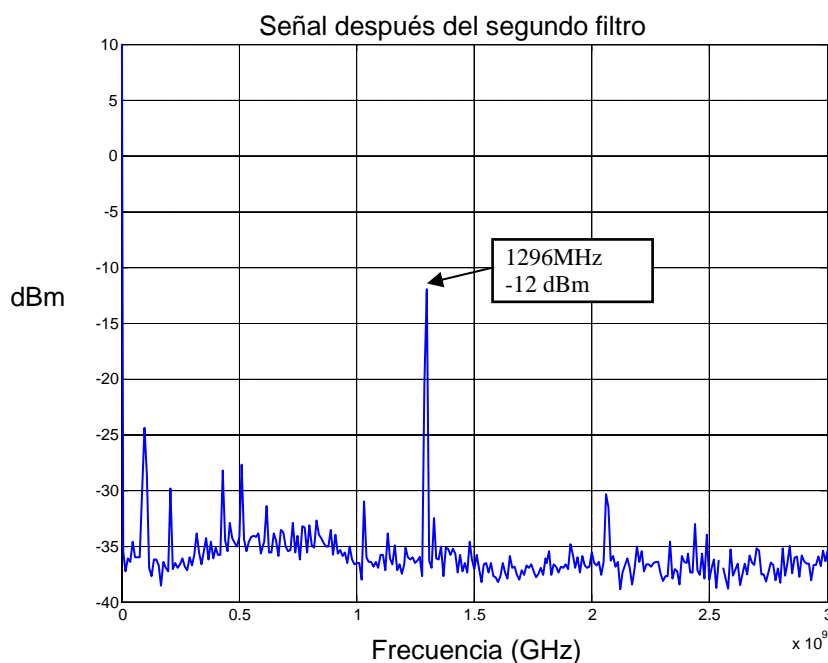


Figura 4.27. Espectro medido en el punto TP5

En este punto la potencia del armónico pasa de  $-17.569$  a  $-10.294$  dBm. Los armónicos de baja frecuencia también son amplificados, siendo el de mayor potencia el armónico a **108 MHz** con **3.88 dBm**. Estos armónicos aparecen debido a los acoplos que se producen en la placa, y como comprobamos el más alto se corresponde con el armónico obtenido a la salida del oscilador de cristal que es el que tiene mayor potencia, como vemos en la Figura 4.22 y 4.23.

A continuación utilizamos otro filtro pasa-banda para eliminar todos los armónicos no deseados que se han ido acoplando y amplificando (**TP6**):



**Figura 4.28. Espectro medido en el punto TP6**

Después de este segundo filtro el armónico principal tiene una potencia de **-12 dBm**, y se observa como los armónicos a baja frecuencia se han atenuado en gran medida, quedando por debajo de los **-25 dBm**.

Por último amplificamos la señal para obtener lo que será la salida (**TP7**):

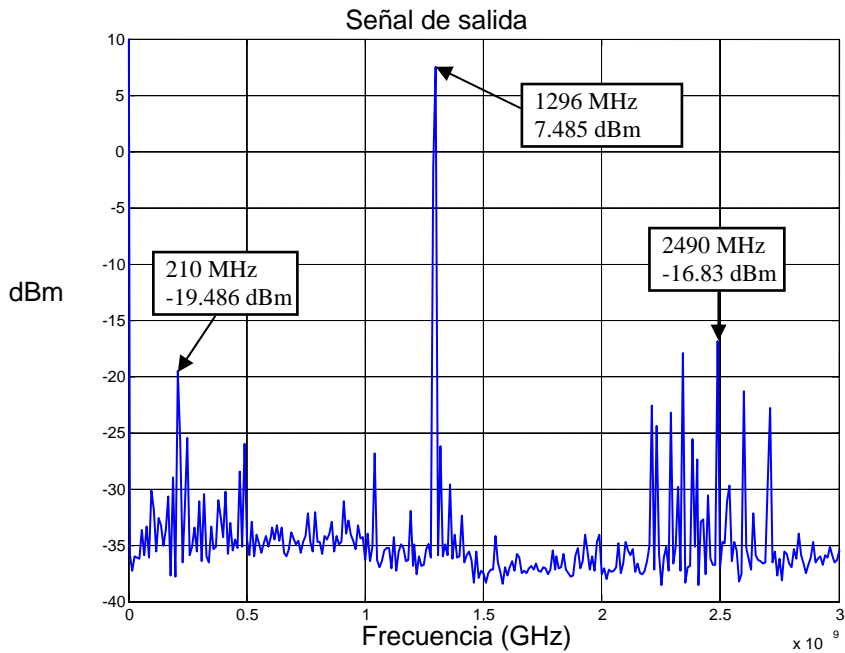


Figura 4.29. Espectro medido en el punto TP7

A la salida tenemos el armónico a **1296 MHz** con una potencia de **7.485 dBm**. También tenemos dos grupos de armónicos no deseados: por un lado tenemos armónicos en baja frecuencia, debido a no linealidades de los componentes y a los acoplos, y por otro armónicos a alta frecuencia debido a la respuesta espuria de los filtros pasa-banda.

Ampliando el armónico de salida (**TP7**):

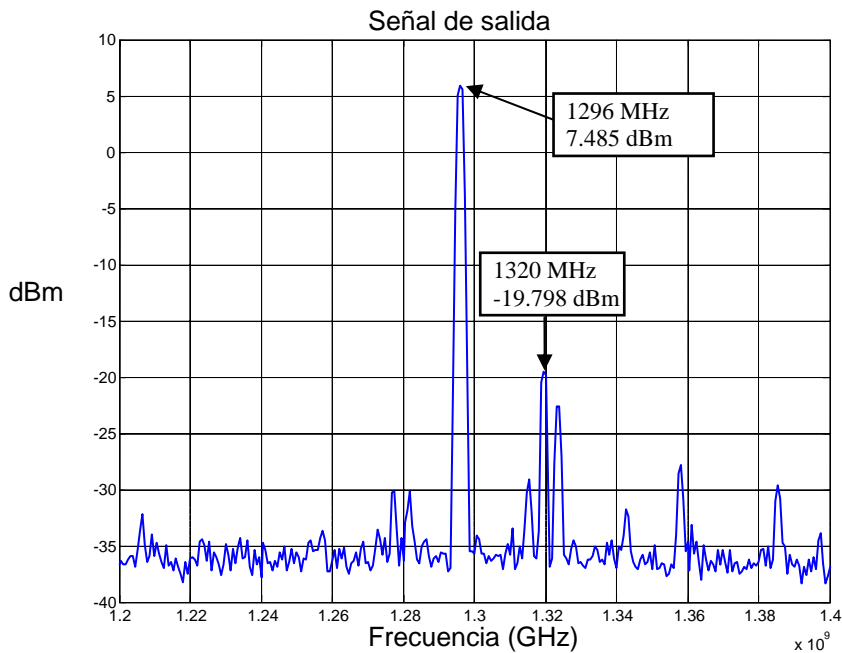


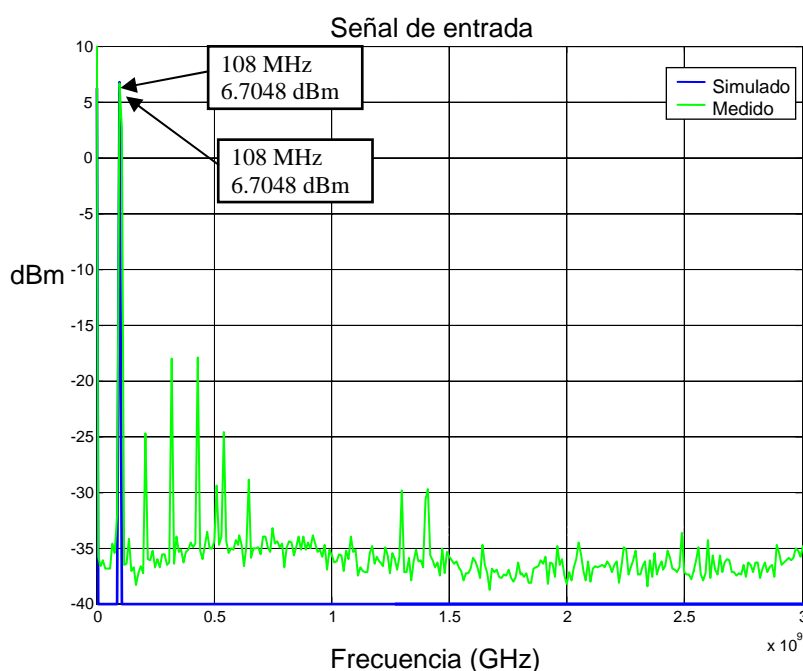
Figura 4.30. Espectro medido en el punto TP7

Ampliando la zona del armónico de salida vemos que aparece un armónico a **1320 MHz** con una potencia de **-19.798 dBm**.

### 4.4.2.- Comparación entre las medidas reales y las simulaciones

A continuación vamos a comparar las medidas reales, y las simulaciones, de manera que comprobemos la exactitud de los diseños realizados en los apartados anteriores. Además, esta comparación detallada nos ayudará a entender mejor el funcionamiento de este circuito oscilador. Para comparar las medidas de los puntos de test TP1 y TP2 utilizamos las simulaciones procedentes de MWO.

En el punto **TP1**:



**Figura 4.31. Comparación entre la señal medida y simulada en el punto TP1**

Este tipo de simulación es limitada en el sentido de que no tiene en cuenta las no linealidades de los transistores, por lo que en la simulación no aparecen los armónicos que se crean en el oscilador fabricado

A la salida del generador de armónicos (**TP2**):



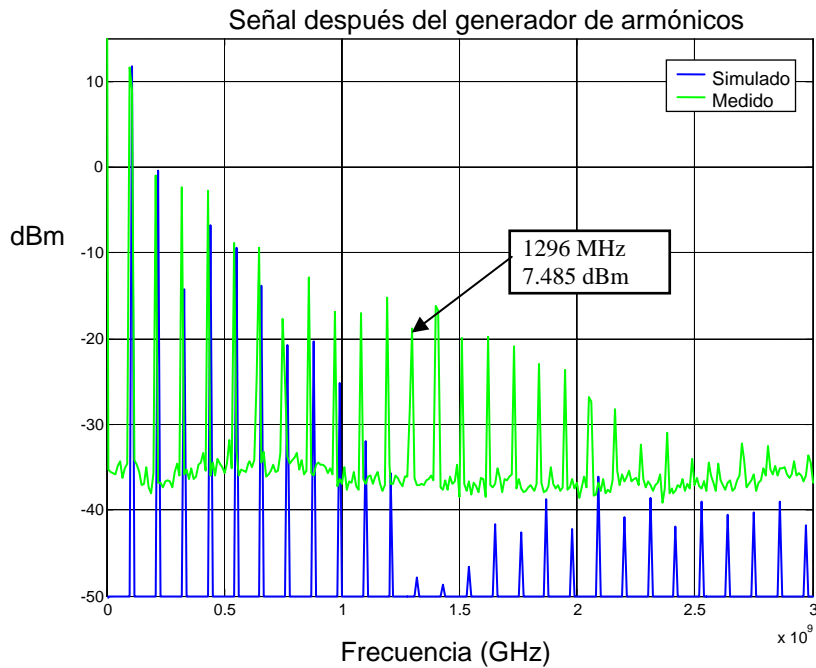


Figura 4.32. Comparación entre la señal medida y simulada en el punto TP2

En los siguientes apartados, usaremos la señal medida a la salida del generador de armónicos, y sobre ella aplicaremos la respuesta en frecuencia de los filtros y los amplificadores, para poder comprobar el correcto funcionamiento y comparar simulaciones y medidas.

Cada uno de los bloques principales que forman el oscilador completo (figura 2.1) tiene una función de transferencia definida mediante simulaciones y medidas en apartados anteriores:

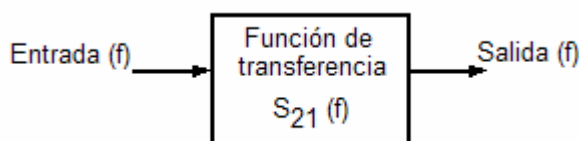


Figura 4.33. Función de transferencia

Se cumple la siguiente relación:

$$Salida(f) = Entrada(f) + S_{21}(f)$$

Podemos utilizar la función de transferencia de cada uno de los bloques simulados y fabricados para ir calculando el espectro aproximado de la señal en cada uno de los puntos de test para luego compararlo con las medidas reales.

En la siguiente figura tenemos los distintos bloques por los que va pasando la señal y el punto de test con el que se corresponde cada una:

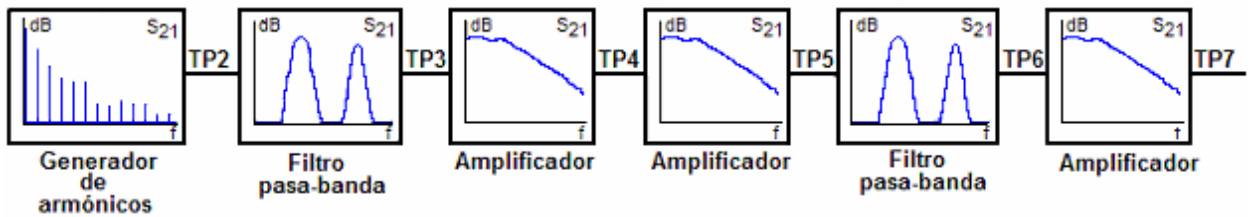


Figura 4.34. Bloques del oscilador con la función de transferencia

Partimos de la señal de medida en el circuito fabricado a la salida del generador de armónicos. Para calcular la señal en el punto TP3 sumamos a medida del generador de armónicos, la respuesta en frecuencia del filtro pasa-banda obtenida de las medidas realizadas:

$$TP3(f) = TP2(f) + S21_{FILTRO}(f)$$

Para el siguiente punto de test, repetimos la operación pero tomando ahora como entrada la señal TP3 y aplicando la función de transferencia del amplificador.

Utilizando este método podemos obtener de una forma fácil y rápida las medidas en distintos puntos del circuito, pero hay que tener en cuenta las limitaciones que tiene:

- En este tipo de análisis no tenemos en cuenta las no linealidades del circuito
- Tampoco tenemos en cuenta las desadaptaciones que se producen en el circuito y que hacen que la función de transferencia no sea sólo el parámetro  $S_{21}$ .

Después de la primera etapa de filtrado para seleccionar la componente en frecuencia entre los armónicos generados (**TP3**):

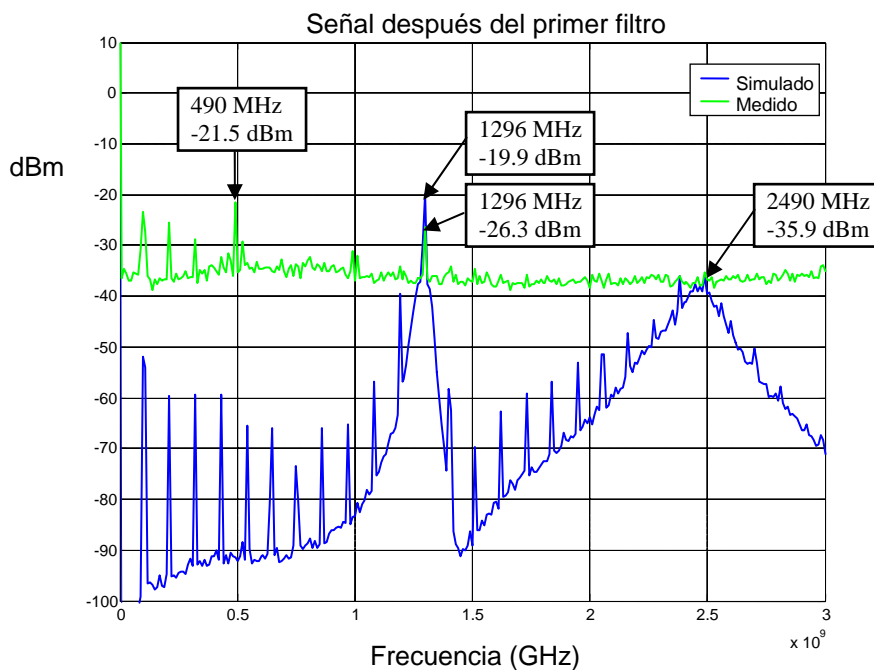


Figura 4.35. Comparación entre la señal medida y simulada en el punto TP3

Después del primer filtrado de la señal, los armónicos se atenúan en gran medida tanto en la señal simulada como en la medida. En la **simulación** se observa como el **armónico inferior** se atenúa hasta **-40 dB**, mientras que el **armónico superior** lo hace hasta **-60 dB**.

También hay que observar como el espurio del filtro hace que el armónico a la frecuencia de 2490 MHz no se atenúe tanto.

A baja frecuencia, en la señal medida aparecen unos armónicos que no están en la señal simulada. Esto ocurre porque en la simulación realizada no se tienen en cuenta los efectos de las desadaptaciones del filtro a baja frecuencia y los acoplos que se puedan producir.

A continuación amplificamos la señal (**TP4**):

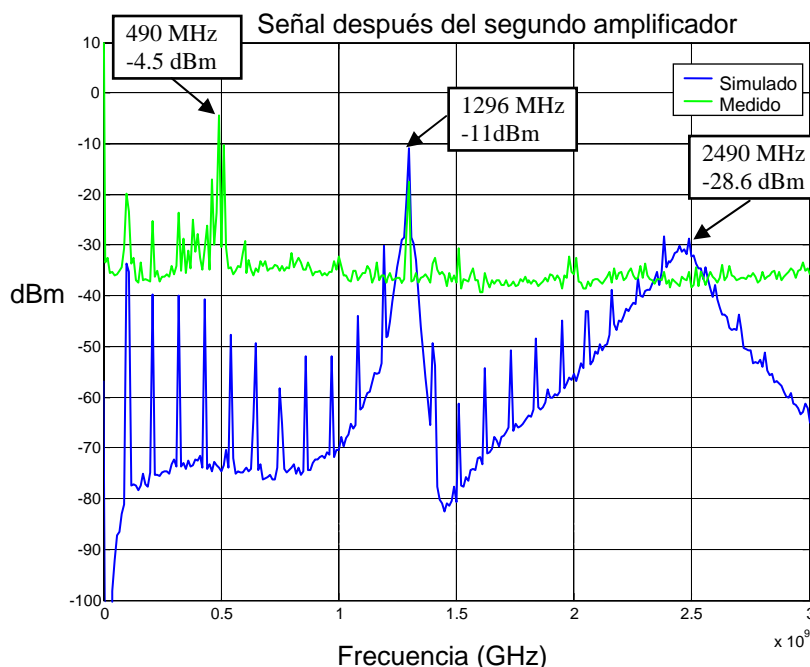


Figura 4.36. Comparación entre la señal medida y simulada en el punto TP4

Después de realizar la primera amplificación, en las simulaciones aparece el armónico a la frecuencia de oscilación con una potencia de **-11 dBm**, algo mayor que la obtenida en las medidas.

En la simulación el armónico más próximo corresponde al procedente de la respuesta espuria del filtro, situado a la frecuencia de 2490 MHz, mientras que para los datos medidos el armónico más próximo se encuentra en la zona de baja frecuencia, a 490 MHz. Estos armónicos aparecen en las simulaciones mucho más atenuados debido a las limitaciones de la simulación ya explicada.

Volvemos a amplificar la señal (TP5):

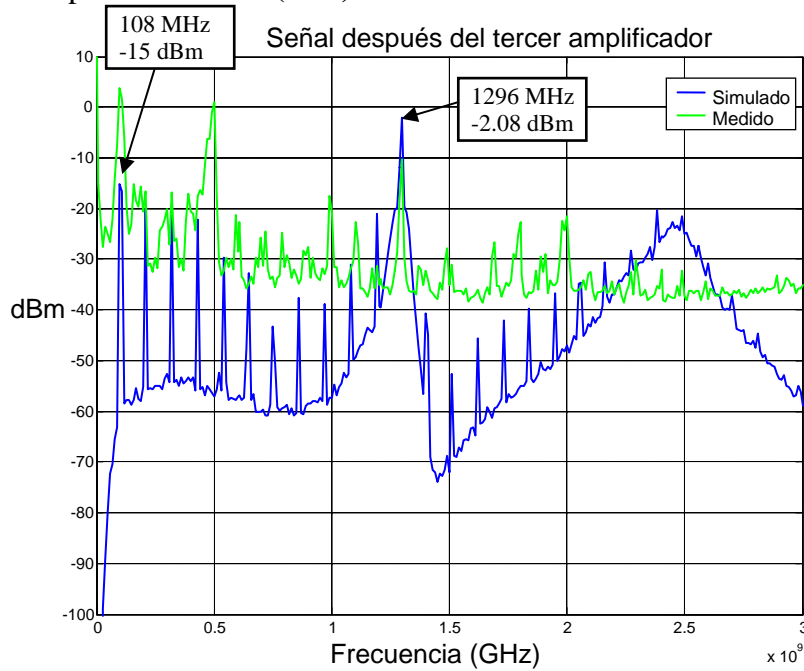


Figura 4.37. Comparación entre la señal medida y simulada en el punto TP5

Después de realizar la tercera amplificación, en la simulación vemos como todos los armónicos que antes estaban por debajo del armónico principal se han amplificado hasta alcanzar valores comparables con el del armónico. En la simulación, a baja frecuencia el armónico con más potencia está situado a **108 MHz** con un valor de **-15 dBm**.

Después de las 2 amplificaciones aplicamos el segundo filtro para eliminar todos los armónicos indeseados que se han ido generando (TP6):

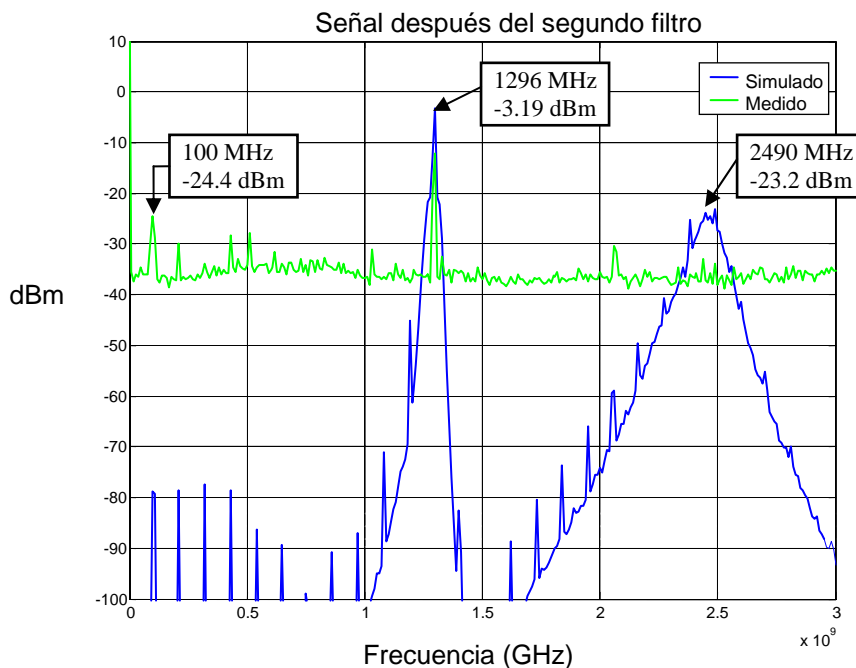
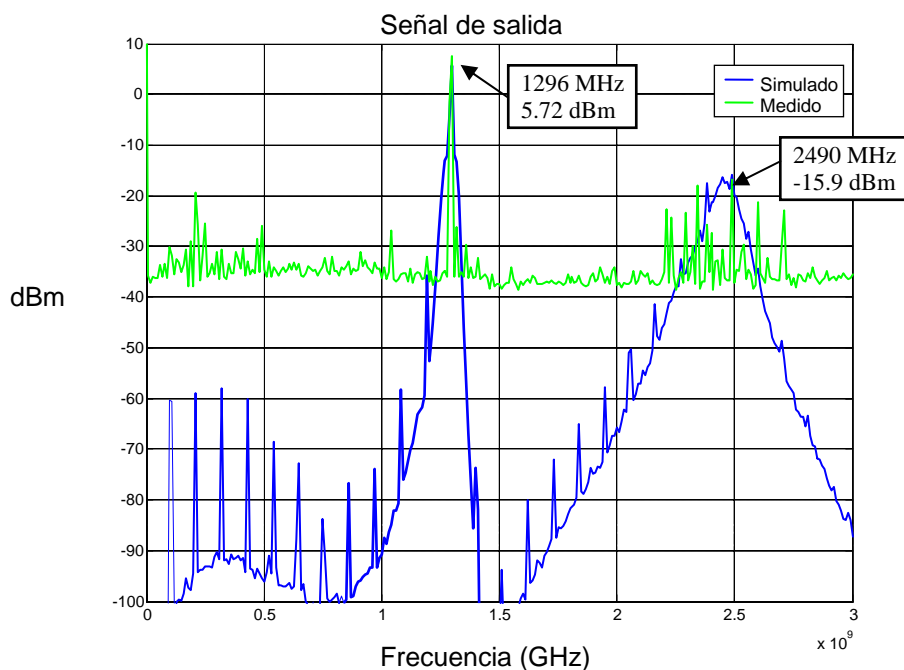


Figura 4.38. Comparación entre la señal medida y simulada en el punto TP6

Después de pasar la señal por el segundo filtro, en la simulación todos los armónicos que se habían ido amplificando se han atenuado. El **armónico inferior** al armónico principal se encuentra a **-45 dBm** aproximadamente y el **armónico superior** a **-80 dBm**.

A la **frecuencia espuria** del filtro continuamos teniendo un armónico con una potencia de **-23 dBm**.

Y salida (TP7):



**Figura 4.39. Comparación entre la señal medida y simulada en el punto TP7**

Después de realizar una última amplificación obtenemos la **señal de salida** del oscilador, donde el armónico principal tiene una potencia de **5.72 dBm**. Los armónicos más cercanos corresponden al espurio del filtro y tienen un valor de **-15.9 dBm**.

La placa fabricada ha realizado el proceso de filtrado y amplificación esperado visto en las simulaciones, que a pesar de las limitaciones se han ajustado a los datos obtenidos en las medidas.

### 4.4.3.- Comparación con placa DEMI

Por último vamos a comparar las medidas obtenidas de nuestra placa con las medidas tomadas de la placa comprada a **Down East Microwave (DEMI)**.

La señal de entrada (**TP1**):

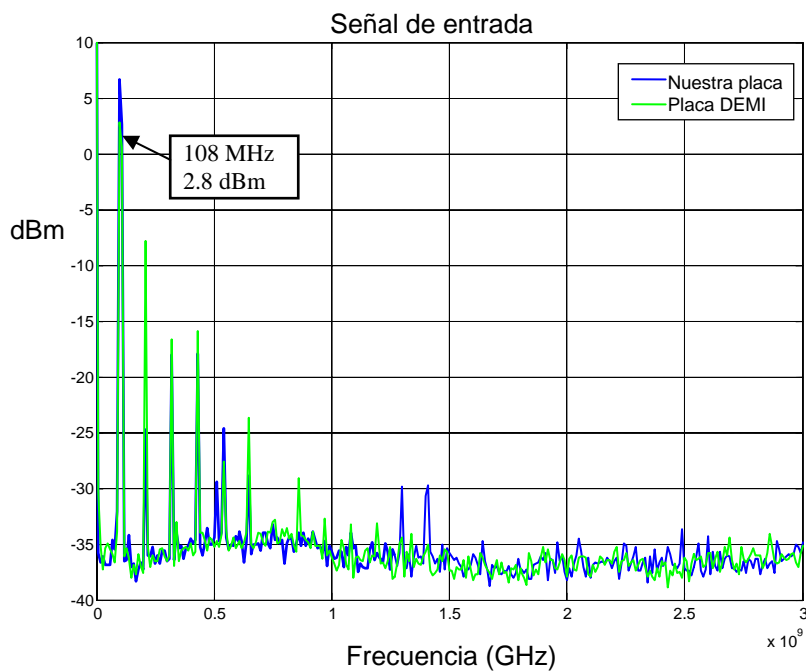


Figura 4.40. Comparación entre medidas en el punto TP1

En la señal de entrada, podemos ver como en los 2 casos tenemos la oscilación del cristal de FM a 108 MHz pero con diferente potencia, en nuestra placa tenemos **6.5 dBm**, mientras que en la placa de DEMI tenemos **2.8 dBm**.

El siguiente punto a medir es a la salida del generador de armónicos (**TP2**):

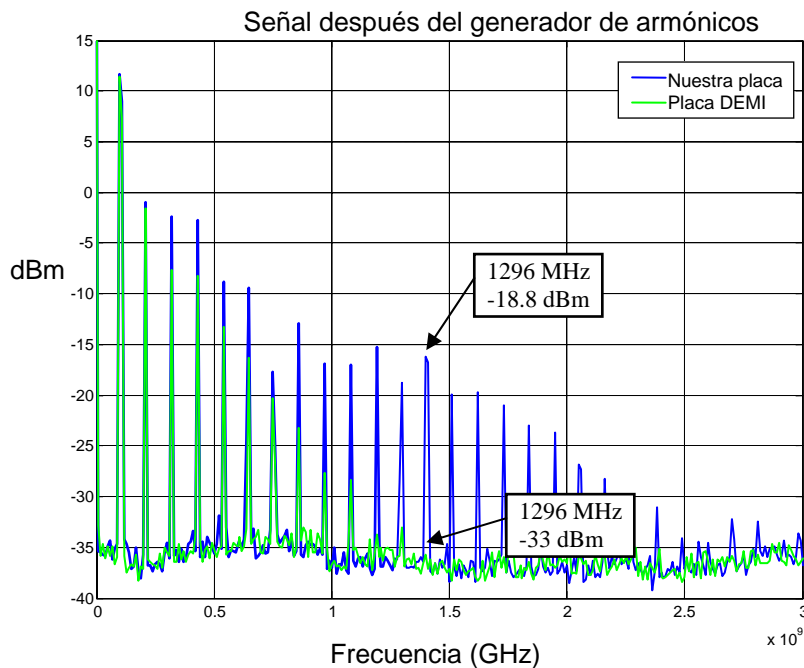


Figura 4.41. Comparación entre medidas en el punto TP2

A la salida del generador de armónicos, nuestra placa ha generado un mayor número de armónicos. En concreto el **armónico a 1296 MHz** tiene una potencia de **-33 dBm** en la placa de DEMI y **-18.8 dBm** en nuestra placa.

A continuación, después de realizar el primer filtrado (**TP3**):

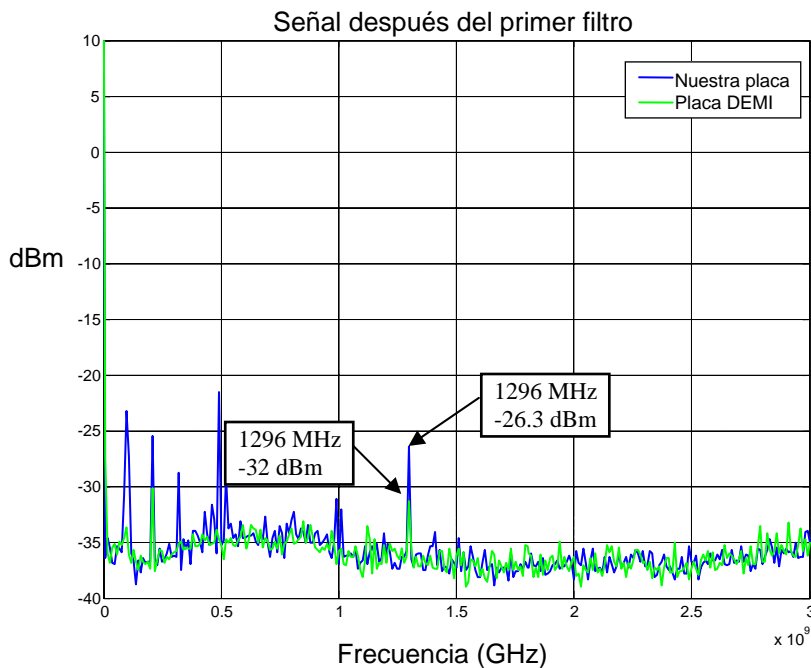


Figura 4.42. Comparación entre medidas en el punto TP3

Después del primer filtro en los 2 casos se han eliminado gran parte de los armónicos que se habían generado, y limpiando la señal alrededor del armónico a 1296 Mhz.

Pasamos la señal por el segundo amplificador (TP4):

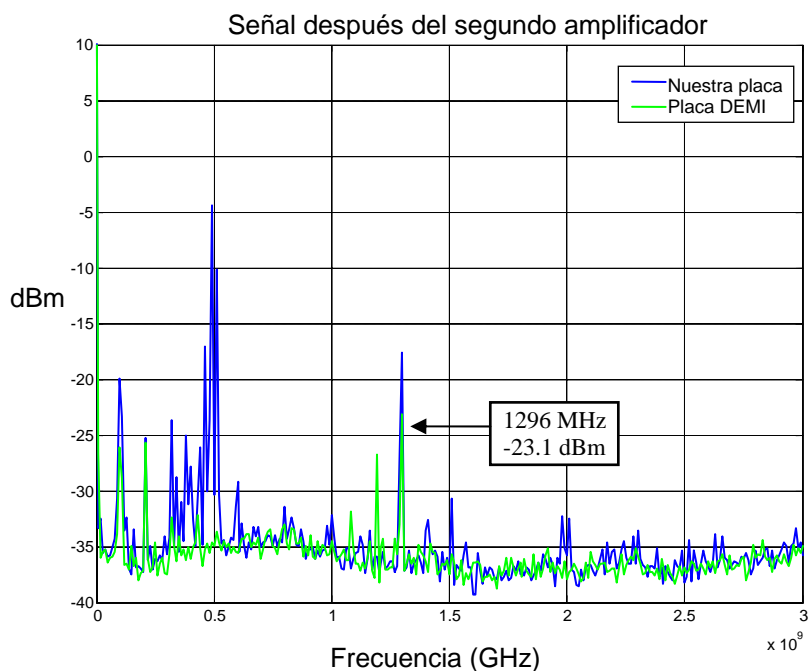


Figura 4.43. Comparación entre medidas en el punto TP4

Amplificamos el armónico que en nuestra placa pasa a tener **-17.5 dBm** y en el caso de la placa de DEMI **-23.15 dBm**.

Después del tercer amplificador (TP5)

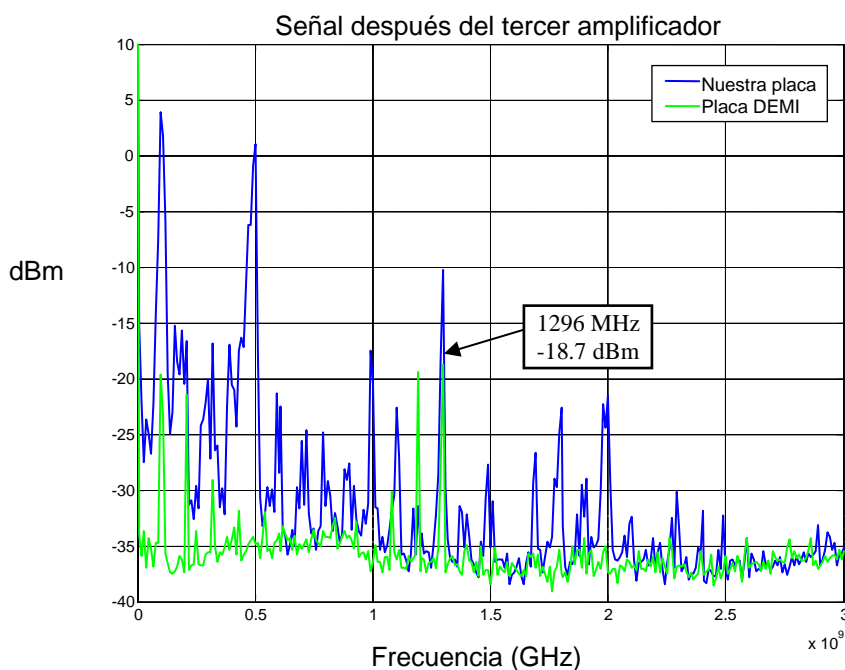


Figura 4.44. Comparación entre medidas en el punto TP5



Tras la tercera amplificación la potencia del armónico es nuestra placa es de **-10.3 dBm** y en la placa de DEMI de **-18.7 dBm**.

Después del segundo filtrado (**TP6**):

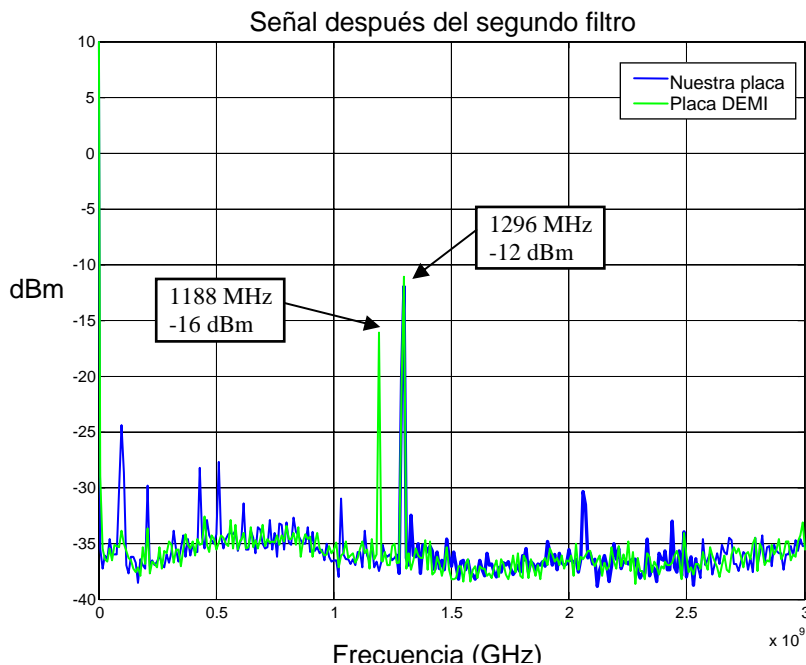


Figura 4.45. Comparación entre medidas en el punto TP6

Los armónicos a diferentes frecuencias han sido filtrados, aunque en el caso de la placa de DEMI los filtros no han sido capaces de atenuarlos lo suficiente, dejando un armónico cercano con bastante potencia como para interferir en la salida.

Por último, después de amplificar por cuarta vez tenemos la señal de salida (**TP7**):

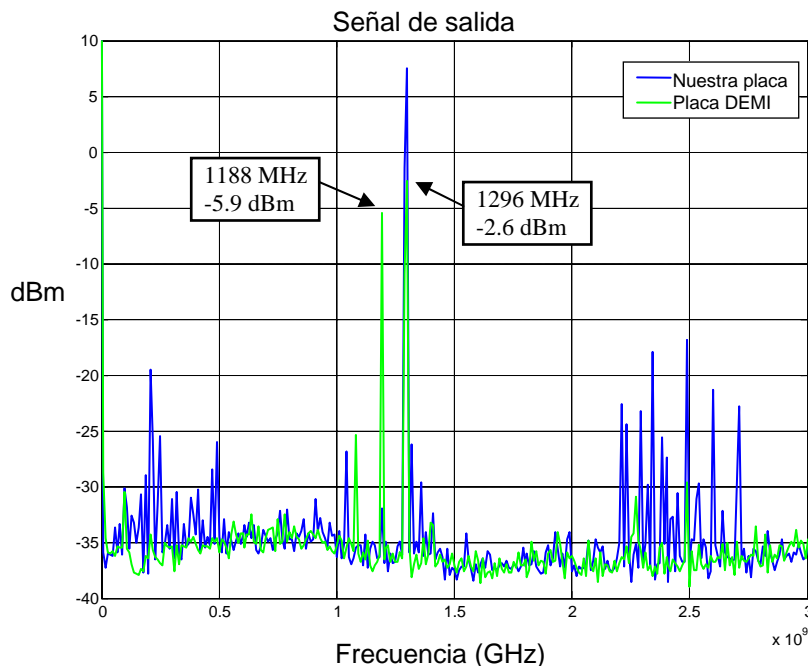


Figura 4.46. Comparación entre medidas en el punto TP7

En la salida del **oscilador de DEMI** aparecen armónicos próximos al armónico principal. La potencia del armónico principal es de **-2.63 dBm** y la del **armónico más próximo** de **-5.9 dBm**.

En cambio para nuestro **oscilador**, el armónico a 1296 MHz tiene una potencia de **7.48 dBm**, y el armónico más próximo está centrado a la frecuencia **2484 MHz** y tiene una potencia de **-16.8 dBm**, más de 20 dB por debajo del armónico principal.

Después de comparar las medidas para los dos osciladores llegamos a las siguientes **conclusiones**:

- Por una parte el oscilador de DEMI tiene mejores prestaciones con respecto a los armónicos de baja y alta frecuencia, como podemos ver en la figura 4.45, ya que tiene menor cantidad y con menor nivel. Esto ocurre porque nuestra placa tiene más acoplos por la falta de carcasa.
- Con respecto al armónico principal nuestro oscilador funciona mejor que el de DEMI ya que aparte de proporcionar mayor potencia de salida, no tiene armónicos cercanos en frecuencia debido al mejor diseño de los filtros, que filtran los armónicos con mayor selectividad.

## **Capítulo 5 : Conclusiones y líneas futuras**

### **5.1. Conclusiones**

El objetivo principal de este proyecto era la simulación, diseño, fabricación, medidas y ajuste de un oscilador sintonizado a 1296 MHz, para ser usado como oscilador local de un receptor de microondas para un Radiotelescopio. Este objetivo se ha alcanzado satisfactoriamente, consiguiendo las siguientes prestaciones eléctricas del circuito:

- Circuito en tecnología impresa (Duroid 6006-RT), con un tamaño total de 92cm x 114cm.
- Consumo:  $V_{DC}=9V$ ,  $I_{DC}=0.27A$  (2.43W ó 33.85dBm)
- Frecuencia de salida (armónico fundamental) 1296.00 MHz
- Potencia de salida de microondas 7.485dBm (5.6mW)
- Eficiencia 0.2%
- Nivel máximo de armónicos a 2490MHz con un nivel de -16.83dBm (24dB por debajo del armónico fundamental)
- Armónico más cercano 1320MHz con un nivel de -19.78dBm (27dB por debajo del armónico fundamental)

Se consigue explicar claramente el diseño y funcionamiento de cada uno de los subsistemas que forman el oscilador completo y adaptar su diseño para las especificaciones de nuestro oscilador. De esta forma, también podemos decir que se ha alcanzado el objetivo de proponer un diseño flexible y versátil de oscilador de microondas basado en un cristal de cuarzo y generación, filtrado y amplificación de armónicos.

Dicho de otra manera, somos capaces de diseñar, usando esta topología, una señal de microondas a la frecuencia que deseemos (marcada por el cristal de cuarzo y la generación de armónicos), controlando el nivel de potencia deseada (según las etapas de amplificación), y controlando el nivel de armónicos (que se controla con los filtros paso banda de microondas).

También se resume aquí como un importante objetivo que se ha conseguido en este PFC, el valor didáctico del sistema de microondas estudiado y diseñado. Como ya se comentó en los objetivos y en la introducción, el funcionamiento de este oscilador es conceptualmente sencillo. Este funcionamiento se basa en el procesado hardware en cascada de la señal de microondas. Los diferentes subcircuitos que forman esta cascada, son a su vez circuitos con mucho interés por sí mismos. De esta forma, el análisis y diseño del oscilador total conlleva el estudio y el aprendizaje de muchos subcircuitos de microondas muy interesantes y didácticos: oscilador de cristal de cuarzo de FM, generador de armónicos, filtros de microondas y amplificadores de microondas.

Para el diseño de cada subcircuito, es necesario asimilar y desarrollar una serie de habilidades y conocimientos muy básicos, y a la vez muy variados e importantes. Así, resaltamos como otro objetivo conseguido en este PFC, el hecho de que se han tenido

que manejar una gran variedad de conceptos sobre circuitos de microondas, que son aplicables a muchos sistemas de Telecomunicación por microondas.

Así, recordamos que para el diseño del **oscilador de cristal de cuarzo de FM** nos tuvimos que adentrar en el mundo de los osciladores en configuración por transmisión. El diseñador debe controlar conceptos tales como ganancia de bucle, el criterio de Barkausen, el arranque y la saturación de la oscilación, las no linealidades de la saturación, la generación de armónicos, el efecto de la red de polarización en la ganancia de arranque, el efecto de tanque de realimentación en la respuesta en frecuencia, la condición de coherencia de fase para que se dé la condición de oscilación....

Para estudiar y analizar el funcionamiento del oscilador de FM hay que combinar simulación en el dominio de la frecuencia en régimen lineal (ganancia de bucle en pequeña señal), simulación en el dominio del tiempo no lineal (arranque y saturación de la oscilación), simulación de balance de armónicos no lineal (para obtener el nivel de armónicos al saturarse la oscilación)...

Por su parte, el **generador de armónicos** es un circuito basado en el funcionamiento no lineal. Para entender su funcionamiento es necesario analizar el circuito en régimen no lineal, tanto en el tiempo (rectificación de media onda) como en la frecuencia (para ver cómo se genera una señal con un alto nivel de armónicos).

Los circuitos **amplificadores de microondas** son otro ejemplo básico de subsistema de microondas, que pueden ser encontrados en casi todas los circuitos prácticos y aplicaciones. El análisis se puede realizar en el dominio de la frecuencia y en régimen lineal, repasando importantes conceptos como son la polarización de un amplificador, las redes de bloqueo de "RF" y de bloqueo de "DC" (también conocidas como "*Bias Tee*"), las redes de adaptación... Además, hay que realizar un estudio no lineal para conocer el punto de compresión a partir del cual el amplificador comienza a presentar saturación en su ganancia, generando armónicos no deseados.

Por último, los **filtros de microondas** se analizan y diseñan en el dominio de la frecuencia y en régimen lineal. El lector podrá encontrar la teoría sobre síntesis de filtros de microondas, que permite obtener las dimensiones de las líneas de transmisión necesarias para sintetizar una respuesta eléctrica dada (en nuestro caso, filtros paso banda de orden  $N=3$ , centrados en la frecuencia de 1296MHz). Además, se explicará como se puede pasar de una configuración basada en líneas acopladas lateralmente, a una configuración de tipo "hairpin", mucho más compacta al usar resonadores en forma de "U" y acoplos perpendiculares (además de acoplos laterales). También es interesante resaltar el valor didáctico que tienen estos circuitos de microondas, ya que hay que pasar de un modelo circuital con líneas ideales, a un modelo circuital con líneas reales (teniendo en cuenta el substrato usado, las pérdidas y las discontinuidades), para que por último se realice un diseño basado en análisis electromagnético (que a diferencia del análisis circuital, permite tener en cuenta muchos fenómenos electromagnéticos, de manera que el análisis y el diseño es mucho más fiable)

Por lo tanto, el valor didáctico de circuito estudiado en este PFC es enorme, y de hecho se pretende utilizar como ejemplo práctico que facilite el proceso de enseñanza y aprendizaje en asignaturas de circuitos de alta frecuencia. En este sentido, cabe destacar

que el trabajo realizado en este PFC ha sido enviado a una conferencia nacional de Telecomunicaciones (URSI 2007), en el apartado de Docencia, estando dicho trabajo en proceso de revisión [8].

Como último objetivo conseguido, hay que destacar que también se ha conseguido fabricar y la medir, tanto de cada subsistema por separado, como del oscilador total. Para ello se ha utilizado instrumentación convencional (analizador de espectros, analizador de redes) que permite caracterizar cada subsistema por separado. Además, con una sonda de alta impedancia se obtuvieron muestra de la señal en cada punto del circuito oscilador total, ilustrando y comprobando de manera práctica toda la teoría desarrollada con anterioridad.

De esta forma, no sólo se han desarrollado conocimientos y habilidades teóricas, sino también prácticas, completando la formación de un Ingeniero de Circuitos de Microondas.

Dentro de esta última conclusión, cabe destacar que los resultados de los experimentos han sido muy satisfactorios, comprobando con mucho agrado que los resultados experimentales coincidían con las simulaciones y la teoría. Más aún, se comparó la respuesta del oscilador fabricado con un oscilador similar diseñado por la empresa americana DEMI para aplicaciones de Radioastronomía [7], comprobando que nuestro diseño es sensiblemente mejor que el oscilador comercial de DEMI. En concreto, nuestro oscilador proporciona una señal de mayor potencia (9dBm más) y menor nivel de armónicos (17dB menos), estando además los armónicos mucho más alejados (nuestro armónico más alto está a 2.49GHz, mientras que el de DEMI está a 1.18GHz).

Todos estos resultados nos hacen augurar un buen futuro para este oscilador, como parte del receptor de microondas del Radiotelescopio que está diseñando el grupo GEAT de la UPCT. Queremos destacar que el proyecto de este Radiotelescopio está siendo financiado por la fundación Séneca [9]. Sin embargo, quedan aún algunas líneas futuras que merecen ser estudiadas, y que se resumen en el siguiente apartado.

### **5.2. Líneas futuras**

Como líneas futuras se propone:

1. Mejorar la respuesta de los filtros Hairpin reduciendo o eliminado la respuesta espuria de los mismos, utilizando, por ejemplo, las técnicas descritas en [10]. Particularmente, el lector debe recordar que si se mejora el rechazo del filtro fuera de la banda de paso, se pueden reducir aún más los armónicos indeseados. En [10], se propuso una técnica para filtros hairpin, que permite mejorar el rechazo las señales fuera de la frecuencia deseada. También se pueden usar otras topologías de filtros, compactas y novedosas, basadas en técnicas de introducción de cerros de transmisión en las frecuencias que se deseen rechazar, como las descritas en [11] y [12].
2. Añadir un encapsulado al oscilador para evitar que se produzca acoplos en las medidas. Como se mostró y se describió en los resultados experimentales, aparecen unos armónicos a baja frecuencia (alrededor de 108MHz) y a alta

frecuencia (alrededor de 2.4GHz) que no se corresponden con la simulación circuital (se supone que los filtros deberían haber atenuado estos armónicos). La conclusión a la que se llegó es que estos armónicos se están “colando” en la salida, mediante acoplos electromagnéticos. La manera de disminuir estos acoplos es mediante la inserción de agujeros de masa que prohíban el acoplo de estas frecuencias (también denominados Electromagnetic BandGaps Structures), o añadiendo un buen encapsulado al circuito impreso que evite acoplos indeseados. Es por tanto esta otra línea de investigación futura, que pueden mejorar aún más la respuesta del oscilador diseñado.

3. Diseñar y fabricar un oscilador directamente a frecuencias de microondas, basado en configuración de realimentación de reflexión. Al funcionar directamente a 1296 MHz es más eficiente que la generación de armónicos. Para ello se podría usar una topología basada en un resonador coaxial unido a un amplificador con resistencia negativa, como se describe en [13].

## BIBLIOGRAFÍA

- [1] Ricardo Alarcón Llamas, “*Diseño y fabricación de amplificadores de microondas de bajo ruido para su aplicación en radioastronomía*”, UPCT Enero 2006
- [2] Richard L. Campbell, “*A clean low-cost microwave local oscillator*”, QST Julio 1989
- [3] Aaron Koslowski, “*EE406 – MTU Radio telescope Project, Design and fabrication of the radio receiver*” Enero 1999
- [4] Adam Chen, “*Kick start a crystal oscillator in Spice*”, EDN Mayo 1999
- [5] David M. Pozar, “*Microwave Engineering*”, 3rd Ed., John Wiley and Sons, 1998.
- [6] Nikholas G. Toledo, “*Practical techniques for designing microstrip tapped hairpin resonator filters on FR-4 laminates*”
- [7] “*DEMI part number WSS, Microwave Weak Signal Source*”, Down East Microwave, Septiembre 2004
- [8] José Luis Gómez Tornero, Mónica Moragón Serrano, David Cañete Rebenaque, Fernando Quesada Pereira, Alejandro Álvarez Melcón, “*Oscilador de Microondas por Generación de Armónicos para Facilitar el Aprendizaje de Circuitos de Alta Frecuencia*”, URSI 2007, La Laguna, Tenerife, Septiembre 2007, en proceso de revision.
- [9] Proyecto financiado por la Fundación Séneca 02972/PI/05, “*Desarrollo de un radiotelescopio para divulgación de Radioastronomía y exploración de nuestra Galaxia*”, Coordinador: José Luis Gómez Tornero, Universidad Politécnica de Cartagena (2006-2008).
- [10] Seungpyo Hong, “*A 10-35 GHz six-channel microstrip multiplexer for Wide-Band communication system*” IEEE transactions on microwave theory and techniques, Vol. 54, no. 4, Abril 2006
- [11] D. Cañete-Rebenaque, A. Álvarez-Melcón, F. D. Quesada Pereira, J. L. Gómez Tornero y F. Losilla López, “*Nueva familia de filtros microstrip para aplicaciones de alta selectividad.*”, Actas URSI 2002, Septiembre 2002.
- [12] David Cañete Rebenaque, F. Quesada Pereira, J. Pascual García, A. Álvarez Melcón and Marco Guglielmi, “*Two Compact Configurations for Implementing Transmission Zeros in Microstrip Filters*”, IEEE Microwave and Wireless Components Letters, Vol.15, No.5, pp.475-477, October 2004.
- [13] Práctica 2 de Transmisión por Soporte Físico, “*Análisis y Diseño de Oscilador por Reflexión con Resonador Coaxial*”, ETSIT UPCT, Autores: José Luis Gómez Tornero y David Cañete Rebenaque.

## **ANEXO 1: Hojas de especificaciones**



Surface Mount

# Monolithic Amplifier

DC-2 GHz

## Product Features

- Wideband, DC to 2 GHz
- Exact footprint substitute for Avago's MSA-0786
- Unconditionally stable
- Protected by US Patent, 6,943,629



## MAR-7SM+

CASE STYLE: WW107  
PRICE: \$1.36 ea. QTY. (30)

*+ RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)*

*The +Suffix has been added in order to identify RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.*

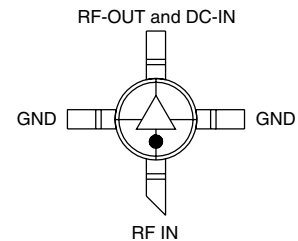
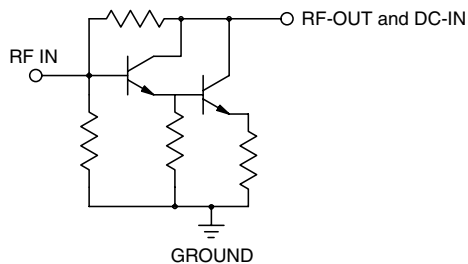
## Typical Applications

- Cellular
- PCN instrumentation
- VHF/UHF receivers/transmitters

## General Description

MAR-7SM+ (RoHS compliant) is a wideband amplifier offering high dynamic range. It has repeatable performance from lot to lot. It is enclosed in a Micro-X package. MAR-7SM+ uses Darlington configuration and is fabricated using InGaP HBT technology. Expected MTBF is 20,000 years at 85°C case temperature.

## simplified schematic and pin description



Function	Pin Number	Description
RF IN	1	RF input pin. This pin requires the use of an external DC blocking capacitor chosen for the frequency of operation.
RF-OUT and DC-IN	3	RF output and bias pin. DC voltage is present on this pin; therefore a DC blocking capacitor is necessary for proper operation. An RF choke is needed to feed DC bias without loss of RF signal due to the bias connection, as shown in "Recommended Application Circuit".
GND	2,4	Connections to ground. Use via holes as shown in "Suggested Layout for PCB Design" to reduce ground path inductance for best performance.

**Mini-Circuits®**  
ISO 9001 ISO 14001 CERTIFIED

ALL NEW  
minicircuits.com

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 For detailed performance specs & shopping online see Mini-Circuits web site



The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly From MINI-CIRCUITS At: [www.minicircuits.com](http://www.minicircuits.com)

RF/IF MICROWAVE COMPONENTS

REV. B  
M108520  
MAR-7SM+  
061205  
Page 1 of 4

Electrical Specifications at 25°C and 22mA, unless noted

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
Frequency Range*	DC		2	GHz
Gain				
	f=0.1 GHz	13.5		dB
	f=1 GHz	12.5		
	f=2 GHz	8.5 <sup>2</sup>		
Input Return Loss	f=DC to 2 GHz		17.5	dB
Output Return Loss	f=DC to 2 GHz		17.5	dB
Output Power @ 1 dB compression	f=1 GHz	+5.5		dBm
Output IP3	f=1 GHz	+19		dBm
Noise Figure	f=1 GHz	3.5		dB
Recommended Device Operating Current		22		mA
Device Operating Voltage		4.0		V
Thermal Resistance, junction-to-case <sup>1</sup>		171		°C/W

\*Guaranteed specification DC-2 GHz. Low frequency cut off determined by external coupling capacitors.

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Ratings
Operating Temperature	-40°C to 85°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
Operating Current	60mA
Power Dissipation	275mW
Input Power	13dBm

Note: Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

These ratings are not intended for continuous normal operation.

<sup>1</sup>Case is defined as ground leads.

<sup>2</sup>Full temperature range.



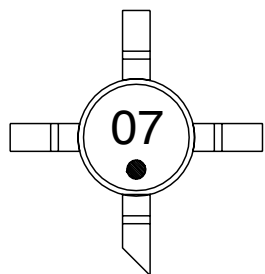
P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 For detailed performance specs & shopping online see Mini-Circuits web site



The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly From MINI-CIRCUITS At: [www.minicircuits.com](http://www.minicircuits.com)

RF/IF MICROWAVE COMPONENTS

Product Marking



Additional Detailed Technical Information

Additional information is available on our web site. To access this information enter the model number on our web site home page.

Performance data, graphs, s-parameter data set (.zip file)

Case Style: WW107

Plastic micro-x, .085 body diameter, lead finish: tin/silver/nickel

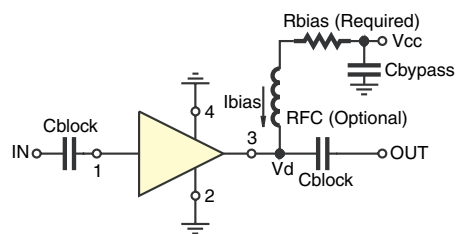
Tape & Reel: F4

Suggested Layout for PCB Design: PL-253

Evaluation Board: TB-411-7+

Environmental Ratings: ENV08T3

Recommended Application Circuit



Test Board includes case, connectors, and components (in bold) soldered to PCB

R BIAS	
Vcc	"1%" Res. Values (ohms) for Optimum Biasing
7	137
8	182
9	226
10	274
11	316
12	365
13	412
14	453
15	499

**ESD Rating**

Human Body Model (HBM): Class 1B (500 v to < 1000 v) in accordance with ANSI/ESD STM 5.1 - 2001

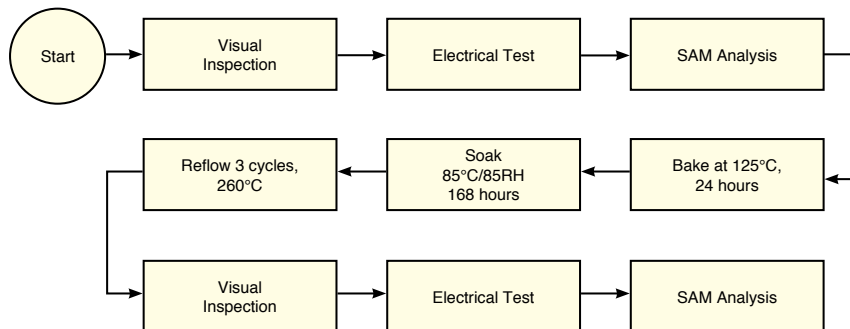
Machine Model (MM): Class M1 (<100 v) in accordance with ANSI/ESD STM 5.2 - 1999

**MSL Rating**

Moisture Sensitivity: MSL1 in accordance with IPC/JEDECJ-STD-020C

No.	Test Required	Condition	Standard	Quantity
1	Visual Inspection	Low Power Microscope Magnification 40x	MIP-IN-0003 (MCT spec)	45 units
2	Electrical Test	Room Temperature	SCD (MCL spec)	45 units
3	SAM Analysis	Less than 10% growth in term of delamination	J-Std-020C (Jedec Standard)	45 units
4	Moisture Sensitivity Level 1	Bake at 125°C for 24 hours Soak at 85°C/85%RH for 168 hours Reflow 3 cycles at 260°C peak	J-Std-020C (Jedec Standard)	45 units

**MSL Test Flow Chart**



# Surface Mount Monolithic Amplifiers

# MAR+ SERIES MAR SERIES

50Ω

DC to 2000 MHz



CASE STYLE: WW107

## Features

- wideband, DC to 2000 MHz
- high gain, up to 32.5 dB @ 100 MHz
- low noise
- cascadable
- protected by US Patent, 6,943,629 (except MAR-6SM and MAR-8SM)

## Applications

- cellular
- PCN instrumentation

+ RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)

See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.

## Electrical Specifications

MODEL NO.	FREQ. <sup>2</sup> (MHz)		GAIN (dB) Typical at MHz				MAXIMUM POWER (dBm)		DYNAMIC RANGE		VSWR (:1) Typ.		ABSOLUTE MAXIMUM RATING <sup>5</sup> (25°)		DC OPERATING POWER <sup>7</sup> at Pin 3		THERMAL RESISTANCE <sup>5</sup>	PRICE \$
	f <sub>L</sub>	f <sub>H</sub>	100	1000	2000	Note 1 Min.	Output (1 dB Compr.) Typ.	Input (no damage)	NF (dB) Typ.	IP3 (dBm) Typ.	In	Out	I (mA)	P (mW)	Current (mA)	Device Volt Typ.	°C/W	Qty. (30)
MAR-1SM(+)	DC	1000	18.5	15.5	—	13.0	+1.5	+13	5.5	+14.0	1.3	1.2	40	200	17	5.0	115	1.04
MAR-2SM(+)	DC	2000	12.5	12.0	11.0	8.5	+4.5	+13	6.5	+17.0	1.5	1.4	60	325	25	5.0	105	1.17
MAR-3SM(+)	DC	2000	12.5	12.0	10.5	8.0	+10.0	+13	6.0	+23.0	1.5	1.7	70	400	35	5.0	115	1.24
MAR-4SM(+)	DC	1000	8.3	8.0	—	7.0	+12.5	+13	7.0	+25.5	1.5	1.9	85	500	50	5.25	100	1.34
MAR-6SM(+)	DC	2000	20.0	16.0	11.0	9.0	+2.0	+13	3.0	+14.5	1.7	1.7	50	200	16	3.50	120	1.21
MAR-7SM(+)	DC	2000	13.5	12.5	11.0	8.5	+5.5	+13	5.0	+19.0	1.7	1.7	60	275	22	4.0	120	1.36
MAR-8SM(+)	DC	1000	32.5	22.5	—	19.0	+12.5	+13	3.3	+27.0	#	#	65	500	36	7.8	140	1.32

### NOTES:

# MAR-8SM(+) model input and output impedances are not 50 ohms, see S-parameter data. Conditionally stable, source and load VSWR<3:1 required. MAR-6SM(+) conditionally stable, source and load VSWR<5:1 required.

1. Minimum gain at highest frequency. Full temperature range, except room temperature for models.

2. Low frequency cutoff determined by external coupling capacitors.

3. Frequency at which output power, NF and IP3 are specified: 500 MHz for MAR-1SM(+) and MAR-6SM(+), 1000 MHz for all other models.

4. MAR-6SM(+) models potentially unstable with very high VSWR terminations.

5. Thermal resistance t<sub>jc</sub> is from hottest junction in device to mounting surface of leads.

6. Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded. These ratings are not intended for continuous normal operation.

7. Supply voltage must be connected to pin 3 through a bias resistor in order to prevent damage. See "Biasing MMIC Amplifiers" in minicircuits.com/application.html. Reliability predictions are applicable at specified current & normal operating conditions.

## Maximum Ratings

Operating Temperature -20°C to 85°C

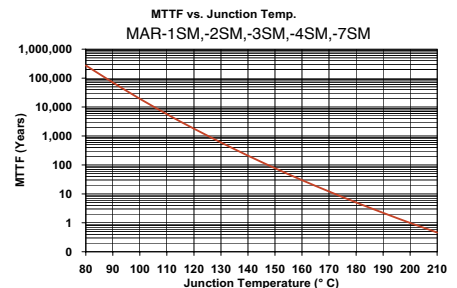
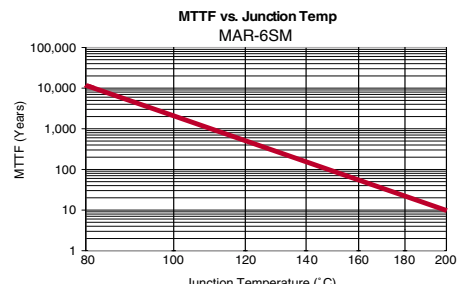
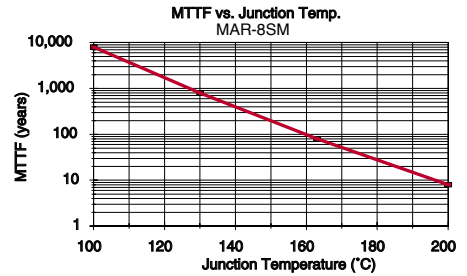
Storage Temperature -55°C to 100°C

## Pin Connections

RF IN	1
RF OUT	3
DC	3
GROUND	2,4

## Model Identification

MAR-1SM(+)	01
MAR-2SM(+)	02
MAR-3SM(+)	03
MAR-4SM(+)	04
MAR-6SM(+)	06
MAR-7SM(+)	07
MAR-8SM(+)	08



INTERNET <http://www.minicircuits.com>

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661

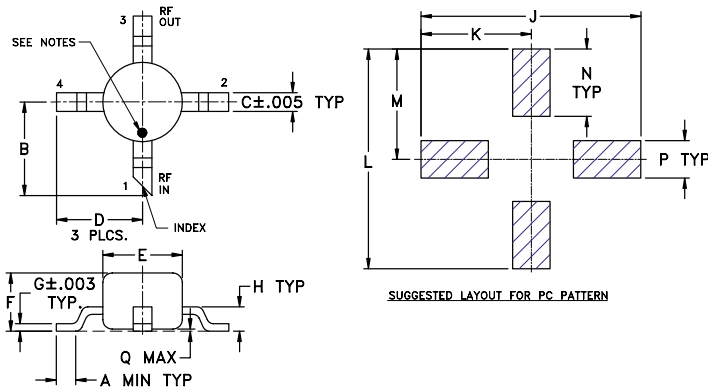
Distribution Centers NORTH AMERICA 800-654-7949 • 417-335-5935 • Fax 417-335-5945 • EUROPE 44-1252-832600 • Fax 44-1252-837010

Mini-Circuits ISO 9001 & ISO 14001 Certified

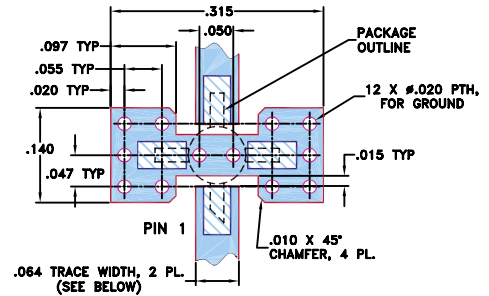


# MAR+ SERIES MAR SERIES

## Outline Drawing



Demo Board MCL PIN: MAR-TB  
Suggested PCB Layout (PL-075)



### NOTES:

1. TRACE WIDTH IS SHOWN FOR ROGERS R04350 WITH DIELECTRIC THICKNESS  $.030 \pm .002$ , COPPER: 1/2 OZ. EACH SIDE. FOR OTHER MATERIALS TRACE WIDTH MAY NEED TO BE MODIFIED.
2. BOTTOM SIDE OF THE PCB IS CONTINUOUS GROUND PLANE.
3. IF PCB DESIGN RULES ALLOW, PLACE GROUND VIAS UNDER THE LAND PATTERN FOR BETTER RF PERFORMANCE. OTHERWISE PLACE GROUND VIAS AS CLOSE TO LAND PATTERN AS POSSIBLE.

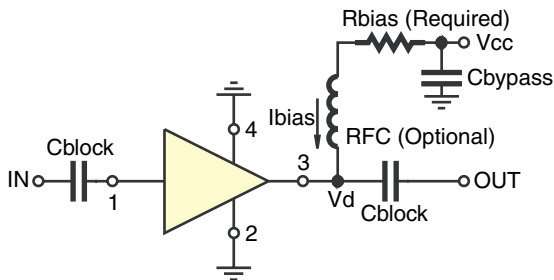
DENOTES PCB COPPER LAYOUT

DENOTES COPPER LAND PATTERN FREE OF SOLDER MASK

## Outline Dimensions (inch/mm)

A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	Q	wt.
0.01	0.1	0.02	0.09	0.08	0.06	0.00	0.02	0.23	0.11	0.23	0.11	0.07	0.04	0.02	grams
0.30	2.54	0.51	2.34	2.16	1.52	0.18	0.66	5.97	3.00	5.97	3.00	1.83	1.02	0.51	0.15

## Typical Biasing Configuration



Drop-In

# Monolithic Amplifier

DC-1 GHz

## Product Features

- Wideband, DC to 1 GHz
- High IP3, 25.5 dBm typ.
- Low noise figure, 7.0 dB typ.
- Exact foot print substitute for MSA-0485
- Cascadable, unconditionally stable
- Aqueous washable
- Protected by US Patent 6,943,629

## Typical Applications

- Cellular
- PCN instrumentation



## MAR-4+

CASE STYLE: VV105  
PRICE: \$1.29 ea. QTY. (30)

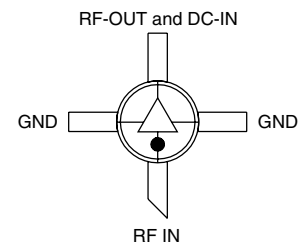
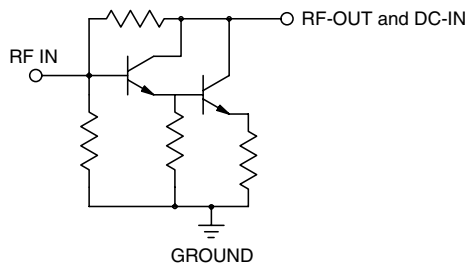
*+ RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)*

*The +Suffix has been added in order to identify RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.*

## General Description

MAR-4+ (RoHS compliant) is a wideband amplifier offering high dynamic range. It has repeatable performance from lot to lot. It is enclosed in a Micro-X package. MAR-4+ uses Darlington configuration and is fabricated using InGaP HBT technology. Expected MTBF is 1,000 years at 85°C case temperature.

## simplified schematic and pin description



Function	Pin Number	Description
RF IN	1	RF input pin. This pin requires the use of an external DC blocking capacitor chosen for the frequency of operation.
RF-OUT and DC-IN	3	RF output and bias pin. DC voltage is present on this pin; therefore a DC blocking capacitor is necessary for proper operation. An RF choke is needed to feed DC bias without loss of RF signal due to the bias connection, as shown in "Recommended Application Circuit".
GND	2,4	Connections to ground. Use via holes as shown in "Suggested Layout for PCB Design" to reduce ground path inductance for best performance.

**Mini-Circuits®**  
ISO 9001 ISO 14001 CERTIFIED

ALL-NEW  
minicircuits.com

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 For detailed performance specs & shopping online see Mini-Circuits web site



The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly From MINI-CIRCUITS At: [www.minicircuits.com](http://www.minicircuits.com)

RF/IF MICROWAVE COMPONENTS

REV. A  
M108520  
MAR-4+  
070116  
Page 1 of 4

Electrical Specifications at 25°C and 50mA, unless noted

Parameter	Min.	Typ. <sup>3</sup>	Max.	Units
Frequency Range*	DC		1	GHz
Gain	f=0.1 GHz f=1 GHz	8.3 7.0 <sup>2</sup>	8.0	dB
Input Return Loss	f=DC to 1 GHz		14	dB
Output Return Loss	f=DC to 1 GHz		10	dB
Output Power @ 1 dB compression	f= 1 GHz		+12.5	dBm
Output IP3	f=1 GHz		+25.5	dBm
Noise Figure	f=1 GHz		6.0	dB
Recommended Device Operating Current			50	mA
Device Operating Voltage			5.25	V
Thermal Resistance, junction-to-case <sup>1</sup>			152	°C/W

\*Guaranteed specification DC-1 GHz. Low frequency cut off determined by external coupling capacitors.

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Ratings
Operating Temperature	-40°C to 85°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
Operating Current	85mA
Power Dissipation	500mW
Input Power	13dBm

Note: Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

These ratings are not intended for continuous normal operation.

<sup>1</sup>Case is defined as ground leads.

<sup>2</sup>Full temperature range.

<sup>3</sup>Based on test data of Model MAR-4SM+ (Case Style WW107).



P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 For detailed performance specs & shopping online see Mini-Circuits web site

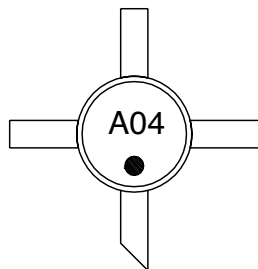


The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly From MINI-CIRCUITS At: [www.minicircuits.com](http://www.minicircuits.com)

RF/IF MICROWAVE COMPONENTS



Product Marking



Additional Detailed Technical Information

Additional information is available on our web site. To access this information enter the model number on our web site home page.

Performance data, graphs, s-parameter data set (.zip file)

Case Style: VV105

Plastic micro-x, .085 body diameter, lead finish: tin/silver/nickel

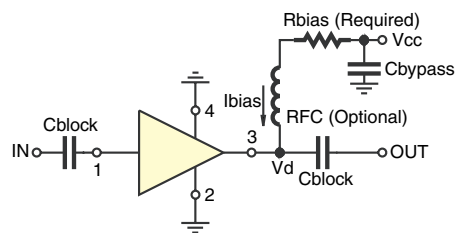
Tape & Reel: F20

Suggested Layout for PCB Design: PL-262

Evaluation Board: TB-432-4+

Environmental Ratings: ENV08T3

Recommended Application Circuit



Test Board includes case, connectors, and components (in bold) soldered to PCB

R BIAS	
Vcc	"1%" Res. Values (ohms) for Optimum Biasing
7	34.8
8	54.9
9	75
10	95.3
11	115
12	133
13	154
14	174
15	196

**ESD Rating**

Human Body Model (HBM): Class 1B (500v to < 1000v) in accordance with ANSI/ESD STM 5.1 - 2001

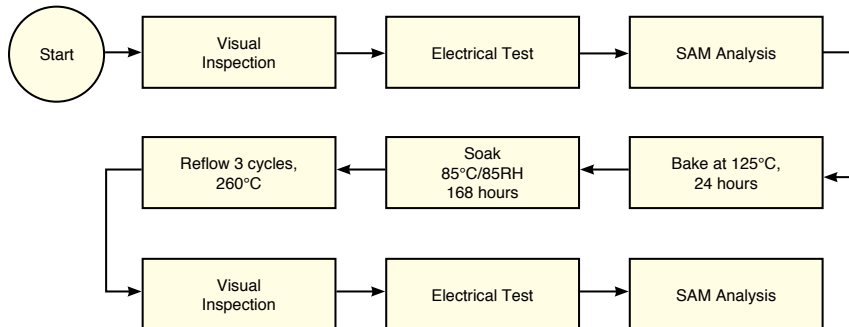
Machine Model (MM): Class M1 (< 100v) in accordance with ANSI/ESD STM 5.2 - 1999

**MSL Rating**

Moisture Sensitivity: MSL1 in accordance with IPC/JEDEC J-STD-020C

No.	Test Required	Condition	Standard	Quantity
1	Visual Inspection	Low Power Microscope Magnification 40x	MIP-IN-0003 (MCT spec)	45 units
2	Electrical Test	Room Temperature	SCD (MCL spec)	45 units
3	SAM Analysis	Less than 10% growth in term of delamination	J-Std-020C (Jedec Standard)	45 units
4	Moisture Sensitivity Level 1	Bake at 125°C for 24 hours Soak at 85°C/85%RH for 168 hours Reflow 3 cycles at 260°C peak	J-Std-020C (Jedec Standard)	45 units

**MSL Test Flow Chart**



Drop-In

# Monolithic Amplifier

DC-2 GHz

## Product Features

- Wideband, DC to 2 GHz
- High gain, 12.5 dB typ. at 0.1 GHz
- Low noise figure, 3.7 dB typ.
- Exact foot print substitute for MSA-0385
- Cascadable, unconditionally stable
- Aqueous washable
- Protected by US Patent 6,943,629

## Typical Applications

- Cellular
- PCN instrumentation



### MAR-3+

CASE STYLE: VV105  
PRICE: \$1.19 ea. QTY. (30)

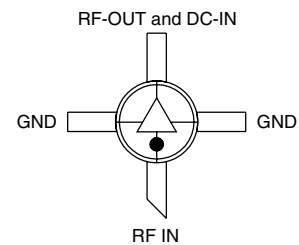
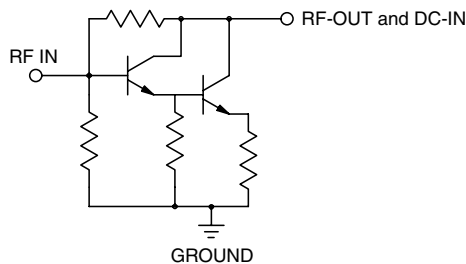
+ RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)

*The +Suffix has been added in order to identify RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.*

## General Description

MAR-3+ (RoHS compliant) is a wideband amplifier offering high dynamic range. It has repeatable performance from lot to lot. It is enclosed in a Micro-X package. MAR-3+ uses Darlington configuration and is fabricated using InGaP HBT technology. Expected MTBF is 3,000 years at 85°C case temperature.

## simplified schematic and pin description



Function	Pin Number	Description
RF IN	1	RF input pin. This pin requires the use of an external DC blocking capacitor chosen for the frequency of operation.
RF-OUT and DC-IN	3	RF output and bias pin. DC voltage is present on this pin; therefore a DC blocking capacitor is necessary for proper operation. An RF choke is needed to feed DC bias without loss of RF signal due to the bias connection, as shown in "Recommended Application Circuit".
GND	2,4	Connections to ground. Use via holes as shown in "Suggested Layout for PCB Design" to reduce ground path inductance for best performance.

**Mini-Circuits®**  
ISO 9001 ISO 14001 CERTIFIED

ALL NEW  
minicircuits.com

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 For detailed performance specs & shopping online see Mini-Circuits web site



The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly From MINI-CIRCUITS At: [www.minicircuits.com](http://www.minicircuits.com)

RF/IF MICROWAVE COMPONENTS

REV. A  
M108520  
MAR-3+  
070205  
Page 1 of 4

Electrical Specifications at 25°C and 35mA, unless noted

Parameter	Min.	Typ. <sup>3</sup>	Max.	Units
Frequency Range*	DC		2	GHz
Gain				dB
	f=0.1 GHz	12.5		
	f=1 GHz	12.0		
	f=2 GHz	8.0 <sup>2</sup>		
Input Return Loss	f=DC to 2 GHz	17.5		dB
Output Return Loss	f=DC to 2 GHz	17.5		dB
Output Power @ 1 dB compression	f=1 GHz	+10.0		dBm
Output IP3	f=1 GHz	+23		dBm
Noise Figure	f=1 GHz	3.7		dB
Recommended Device Operating Current		35		mA
Device Operating Voltage		5.0		V
Thermal Resistance, junction-to-case <sup>1</sup>		174		°C/W

\*Guaranteed specification DC-2 GHz. Low frequency cut off determined by external coupling capacitors.

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Ratings
Operating Temperature	-40°C to 85°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
Operating Current	70mA
Power Dissipation	400mW
Input Power	13dBm

Note: Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded. These ratings are not intended for continuous normal operation.

<sup>1</sup>Case is defined as ground leads.

<sup>2</sup>Full temperature range.

<sup>3</sup>Based on test data of Model MAR-3SM+ (Case Style WW107).



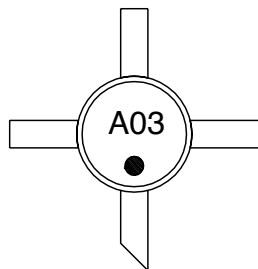
P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 For detailed performance specs & shopping online see Mini-Circuits web site



The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly From MINI-CIRCUITS At: [www.minicircuits.com](http://www.minicircuits.com)

RF/IF MICROWAVE COMPONENTS

Product Marking



Additional Detailed Technical Information

Additional information is available on our web site. To access this information enter the model number on our web site home page.

Performance data, graphs, s-parameter data set (.zip file)

Case Style: VV105

Plastic micro-x, .085 body diameter, lead finish: tin/silver/nickel

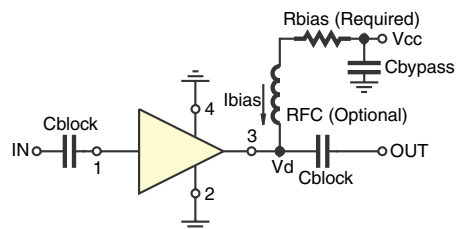
Tape & Reel: F20

Suggested Layout for PCB Design: PL-262

Evaluation Board: TB-432-3+

Environmental Ratings: ENV08T3

Recommended Application Circuit



Test Board includes case, connectors, and components (in bold) soldered to PCB

R BIAS	
Vcc	"1%" Res. Values (ohms) for Optimum Biasing
7	57.6
8	86.6
9	115
10	143
11	169
12	200
13	226
14	255
15	287

**ESD Rating**

Human Body Model (HBM): Class 1B (500v to < 1000v) in accordance with ANSI/ESD STM 5.1 - 2001

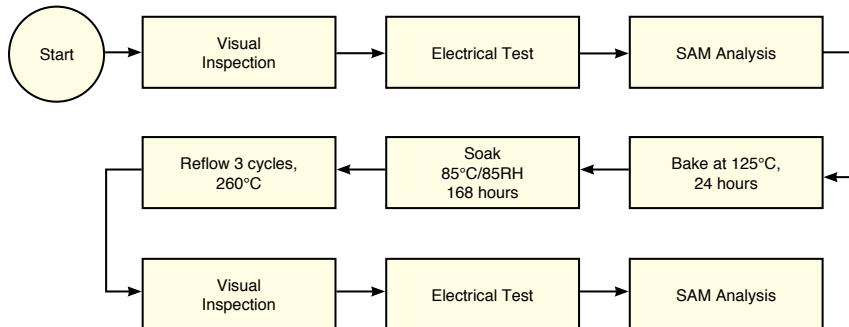
Machine Model (MM): Class M1 (<100v) in accordance with ANSI/ESD STM 5.2 - 1999

**MSL Rating**

Moisture Sensitivity: MSL1 in accordance with IPC/JEDEC J-STD-020C

No.	Test Required	Condition	Standard	Quantity
1	Visual Inspection	Low Power Microscope Magnification 40x	MIP-IN-0003 (MCT spec)	45 units
2	Electrical Test	Room Temperature	SCD (MCL spec)	45 units
3	SAM Analysis	Less than 10% growth in term of delamination	J-Std-020C (Jedec Standard)	45 units
4	Moisture Sensitivity Level 1	Bake at 125°C for 24 hours Soak at 85°C/85%RH for 168 hours Reflow 3 cycles at 260°C peak	J-Std-020C (Jedec Standard)	45 units

**MSL Test Flow Chart**



Surface Mount

# Monolithic Amplifier

DC-2 GHz

## Product Features

- Wideband, DC to 2 GHz
- Exact footprint substitute for Avago's MSA-0286
- Unconditionally stable
- Protected by US Patent, 6,943,629



## MAR-2SM+

CASE STYLE: WW107  
PRICE: \$1.17 ea. QTY. (30)

## Typical Applications

- Cellular
- PCN instrumentation
- VHF/UHF receivers/transmitters

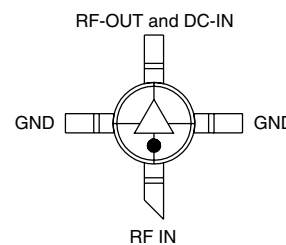
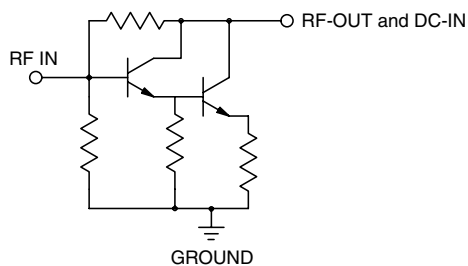
*+ RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)*

*The +Suffix has been added in order to identify RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.*

## General Description

MAR-2SM+ (RoHS compliant) is a wideband amplifier offering high dynamic range. It has repeatable performance from lot to lot. It is enclosed in a Micro-X package. MAR-2SM+ uses Darlington configuration and is fabricated using InGaP HBT technology. Expected MTBF is 10,000 years at 85°C case temperature.

## simplified schematic and pin description



Function	Pin Number	Description
RF IN	1	RF input pin. This pin requires the use of an external DC blocking capacitor chosen for the frequency of operation.
RF-OUT and DC-IN	3	RF output and bias pin. DC voltage is present on this pin; therefore a DC blocking capacitor is necessary for proper operation. An RF choke is needed to feed DC bias without loss of RF signal due to the bias connection, as shown in "Recommended Application Circuit".
GND	2,4	Connections to ground. Use via holes as shown in "Suggested Layout for PCB Design" to reduce ground path inductance for best performance.

**Mini-Circuits®**  
ISO 9001 ISO 14001 CERTIFIED

ALL-NEW  
minicircuits.com

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 For detailed performance specs & shopping online see Mini-Circuits web site



The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly From MINI-CIRCUITS At: [www.minicircuits.com](http://www.minicircuits.com)

RF/IF MICROWAVE COMPONENTS

REV. B  
M108520  
MAR-2SM+  
061205  
Page 1 of 4

Electrical Specifications at 25°C and 25mA, unless noted

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
Frequency Range*	DC		2	GHz
Gain				dB
	f=0.1 GHz	12.5		
	f=1 GHz	12.0		
	f=2 GHz	8.5 <sup>2</sup>		
Input Return Loss	f=DC to 2 GHz	17.5		dB
Output Return Loss	f=DC to 2 GHz	17.5		dB
Output Power @ 1 dB compression	f=1 GHz	+7		dBm
Output IP3	f=1 GHz	+22		dBm
Noise Figure	f=1 GHz	3.7		dB
Recommended Device Operating Current		25		mA
Device Operating Voltage		5.0		V
Thermal Resistance, junction-to-case <sup>1</sup>		164		°C/W

\*Guaranteed specification DC-2 GHz. Low frequency cut off determined by external coupling capacitors.

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Ratings
Operating Temperature	-40°C to 85°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
Operating Current	60mA
Power Dissipation	325mW
Input Power	13dBm

Note: Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

These ratings are not intended for continuous normal operation.

<sup>1</sup>Case is defined as ground leads.

<sup>2</sup>Full temperature range.



P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 For detailed performance specs & shopping online see Mini-Circuits web site

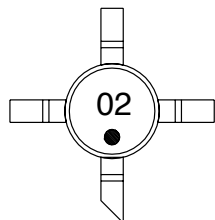


The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly From MINI-CIRCUITS At: [www.minicircuits.com](http://www.minicircuits.com)

RF/IF MICROWAVE COMPONENTS



Product Marking



Additional Detailed Technical Information

Additional information is available on our web site. To access this information enter the model number on our web site home page.

Performance data, graphs, s-parameter data set (.zip file)

Case Style: WW107

Plastic micro-x, .085 body diameter, lead finish: tin/silver/nickel

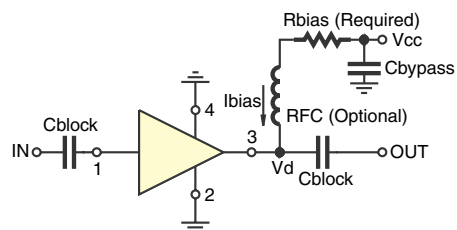
Tape & Reel: F4

Suggested Layout for PCB Design: PL-253

Evaluation Board: TB-411-2+

Environmental Ratings: ENV08T3

Recommended Application Circuit



Test Board includes case, connectors, and components (in bold) soldered to PCB

R BIAS	
Vcc	"1%" Res. Values (ohms) for Optimum Biasing
7	80.6
8	121
9	162
10	200
11	243
12	280
13	324
14	357
15	402

**ESD Rating**

Human Body Model (HBM): Class 1B (500 v to < 1000 v) in accordance with ANSI/ESD STM 5.1 - 2001

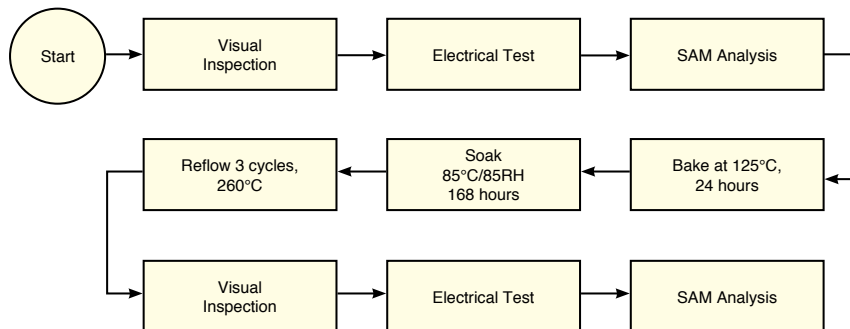
Machine Model (MM): Class M1 (<100 v) in accordance with ANSI/ESD STM 5.2 - 1999

**MSL Rating**

Moisture Sensitivity: MSL1 in accordance with IPC/JEDECJ-STD-020C

No.	Test Required	Condition	Standard	Quantity
1	Visual Inspection	Low Power Microscope Magnification 40x	MIP-IN-0003 (MCT spec)	45 units
2	Electrical Test	Room Temperature	SCD (MCL spec)	45 units
3	SAM Analysis	Less than 10% growth in term of delamination	J-Std-020C (Jedec Standard)	45 units
4	Moisture Sensitivity Level 1	Bake at 125°C for 24 hours Soak at 85°C/85%RH for 168 hours Reflow 3 cycles at 260°C peak	J-Std-020C (Jedec Standard)	45 units

**MSL Test Flow Chart**



Drop-In

# Monolithic Amplifier

DC-1 GHz

## Product Features

- Wideband, DC to 1 GHz
- High gain, 17.8 dB typ. at 0.1 GHz
- Low noise figure, 3.5 dB typ.
- Exact foot print substitute for MSA-0185
- Low current, 17mA
- Cascadable, unconditionally stable
- Aqueous washable
- Protected by US Patent 6,943,629

## Typical Applications

- Cellular
- PCN instrumentation



**MAR-1+**

CASE STYLE: VV105  
PRICE: \$0.99 ea. QTY. (30)

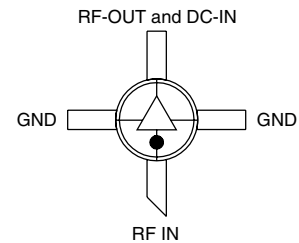
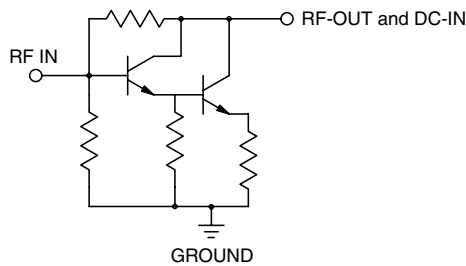
*+ RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)*

*The +Suffix has been added in order to identify RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.*

## General Description

MAR-1+ (RoHS compliant) is a wideband amplifier offering high dynamic range. It has repeatable performance from lot to lot. It is enclosed in a Micro-X package. MAR-1+ uses Darlington configuration and is fabricated using InGaP HBT technology. Expected MTBF is 15,000 years at 85°C case temperature.

## simplified brooklyn schematic and pin description



Function	Pin Number	Description
RF IN	1	RF input pin. This pin requires the use of an external DC blocking capacitor chosen for the frequency of operation.
RF-OUT and DC-IN	3	RF output and bias pin. DC voltage is present on this pin; therefore a DC blocking capacitor is necessary for proper operation. An RF choke is needed to feed DC bias without loss of RF signal due to the bias connection, as shown in "Recommended Application Circuit".
GND	2,4	Connections to ground. Use via holes as shown in "Suggested Layout for PCB Design" to reduce ground path inductance for best performance.

**Mini-Circuits®**  
ISO 9001 ISO 14001 CERTIFIED

ALL NEW  
minicircuits.com

P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 For detailed performance specs & shopping online see Mini-Circuits web site



The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly From MINI-CIRCUITS At: [www.minicircuits.com](http://www.minicircuits.com)

RF/IF MICROWAVE COMPONENTS

REV. A  
M108520  
MAR-1+  
070116  
Page 1 of 4

Electrical Specifications at 25°C and 17mA, unless noted

Parameter	Min.	Typ. <sup>3</sup>	Max.	Units
Frequency Range*	DC		1	GHz
Gain	f=0.1 GHz f=1 GHz	17.8 16.5		dB
Input Return Loss	f=DC to 1 GHz	17.5		dB
Output Return Loss	f=DC to 1 GHz	21		dB
Output Power @ 1 dB compression	f=0.5 GHz	+2.5		dBm
Output IP3	f=0.5 GHz	+14		dBm
Noise Figure	f=0.5 GHz	3.3		dB
Recommended Device Operating Current		17		mA
Device Operating Voltage		5.0		V
Thermal Resistance, junction-to-case <sup>1</sup>		203		°C/W

\*Guaranteed specification DC-1 GHz. Low frequency cut off determined by external coupling capacitors.

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Ratings
Operating Temperature	-40°C to 85°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
Operating Current	40mA
Power Dissipation	200mW
Input Power	13dBm

Note: Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded.

These ratings are not intended for continuous normal operation.

<sup>1</sup>Case is defined as ground leads.

<sup>2</sup>Full temperature range.

<sup>3</sup>Based on test data of Model MAR-1SM+ (Case Style WW107).



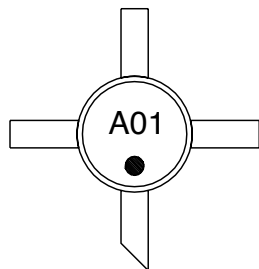
P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 For detailed performance specs & shopping online see Mini-Circuits web site



The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly From MINI-CIRCUITS At: [www.minicircuits.com](http://www.minicircuits.com)

RF/IF MICROWAVE COMPONENTS

Product Marking



Additional Detailed Technical Information

Additional information is available on our web site. To access this information enter the model number on our web site home page.

Performance data, graphs, s-parameter data set (.zip file)

Case Style: VV105

Plastic micro-x, .085 body diameter, lead finish: tin/silver/nickel

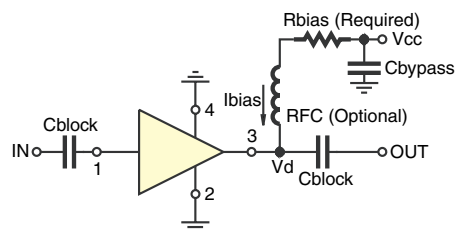
Tape & Reel: F20

Suggested Layout for PCB Design: PL-262

Evaluation Board: TB-432-1+

Environmental Ratings: ENV08T3

Recommended Application Circuit



Test Board includes case, connectors, and components (in bold) soldered to PCB

R BIAS	
Vcc	"1%" Res. Values (ohms) for Optimum Biasing
7	118
8	178
9	237
10	294
11	357
12	412
13	464
14	536
15	590

**ESD Rating**

Human Body Model (HBM): Class 1B (500v to < 1000v) in accordance with ANSI/ESD STM 5.1 - 2001

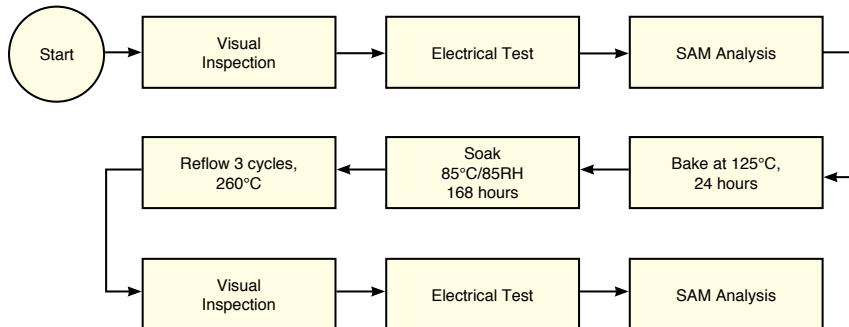
Machine Model (MM): Class M1 (< 100v) in accordance with ANSI/ESD STM 5.2 - 1999

**MSL Rating**

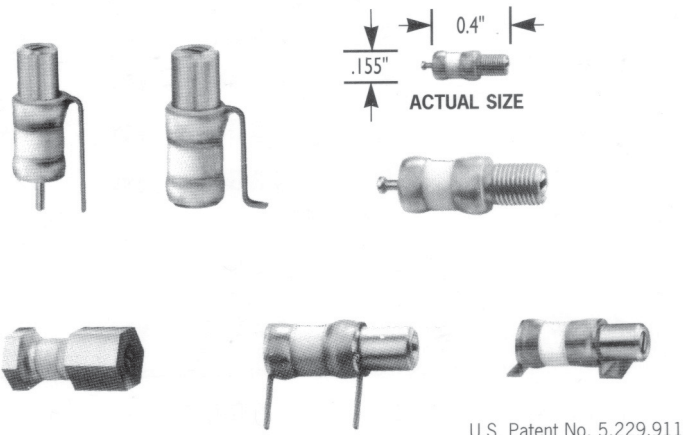
Moisture Sensitivity: MSL1 in accordance with IPC/JEDEC J-STD-020C

No.	Test Required	Condition	Standard	Quantity
1	Visual Inspection	Low Power Microscope Magnification 40x	MIP-IN-0003 (MCT spec)	45 units
2	Electrical Test	Room Temperature	SCD (MCL spec)	45 units
3	SAM Analysis	Less than 10% growth in term of delamination	J-Std-020C (Jedec Standard)	45 units
4	Moisture Sensitivity Level 1	Bake at 125°C for 24 hours Soak at 85°C/85%RH for 168 hours Reflow 3 cycles at 260°C peak	J-Std-020C (Jedec Standard)	45 units

**MSL Test Flow Chart**



# "A1" SERIES - Low Cost Trimmer Capacitors



The Voltronics A1 Series high reliability solid dielectric trimmer capacitor is an ideal, economical replacement for conventional miniature air and sapphire dielectric trimmers.

High reliability solid dielectric, positive tuning stops and up to 13 full turns of linear turning make the A1 Series an outstanding performer. 40 psi sealed, high voltage and non-magnetic versions are readily available.

## GENERAL SPECIFICATIONS

	A1_4	A1_8	A1_12
Capacitance	0.45-4pF	0.5-8pF	1.6-12pF
DC Working Voltage	250	125	125
DC Withstanding Voltage	500	250	250
Self-Resonant Frequency *	2.3 GHz at 4pF	1.7 GHz at 8pF	1.2 GHz at 12pF
Number of Turns	7	7	13
Q (min) at 100 MHz @ Max. C *	4000	3000	2000
Temperature Coefficient	0±50 ppm/°C	0±100 ppm/°C	0±150 ppm/°C
Insulation Resistance @ 25°C	10 <sup>6</sup> megohms		
Operating Temperature	-65°C to +125°C		
Tuning Torque	0.3 to 1.0 in-oz		
Shock	1,500g, 0.5 milliseconds.		
Vibration	50g at 10-2000 Hz		

\* Self-resonant frequency and Q are measured with no terminals on parts

## OPTIONS

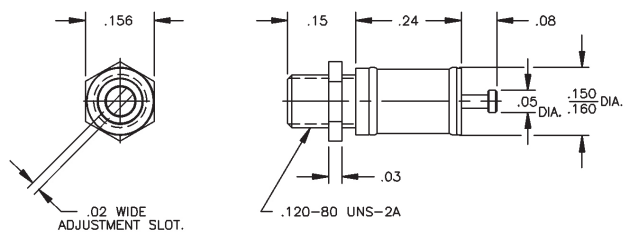
<b>High Voltage Option:</b>	Add "HV" to the part number, i.e., A1T4HV.		
	Specifications are as follows:	DC Volts Working	DC Volts Withstanding
	4pF	1,000	2,000
	8pF	500	1,000
	12pF	500	1,000

**Non-Magnetic Option:** Most parts shown can be ordered as non-magnetic. Add "NM" to the part number, i.e., NMA1J8.

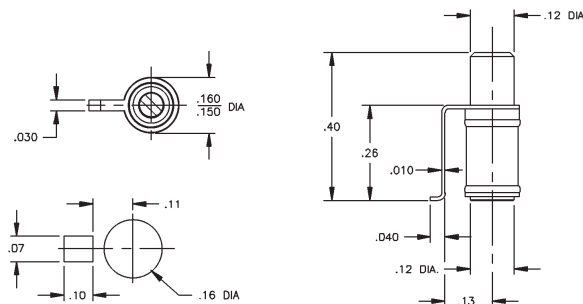
**40 PSI Sealed Option:** All parts shown can be ordered as 40 psi sealed. Add "S" to the part number, i.e., A1M4S.

**Tape & Reel Option:** Consult factory for details.

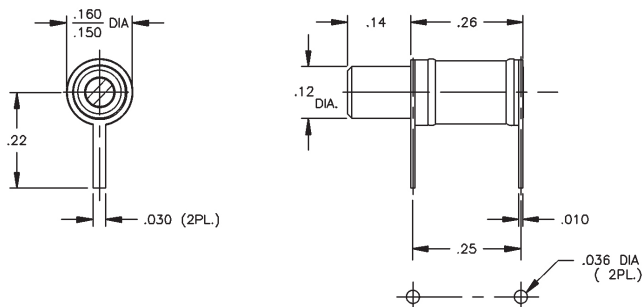
**A1T4** 0.45 to 4.0pF  
**A1T8** 0.5 to 8.0pF



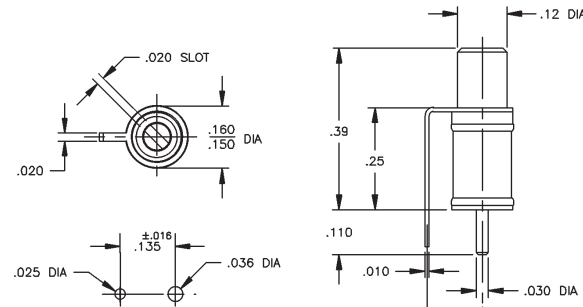
**A1M4** 0.45 to 4.0pF  
**A1M8** 0.5 to 8.0pF



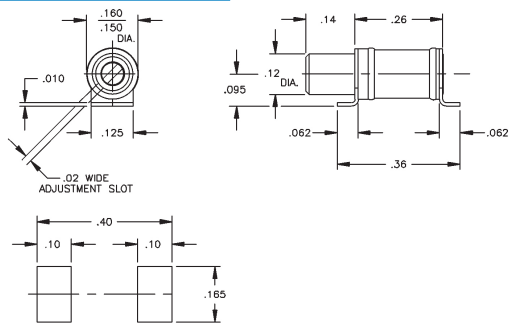
**A1P4** 0.45 to 4.0pF  
**A1P8** 0.5 to 8.0pF



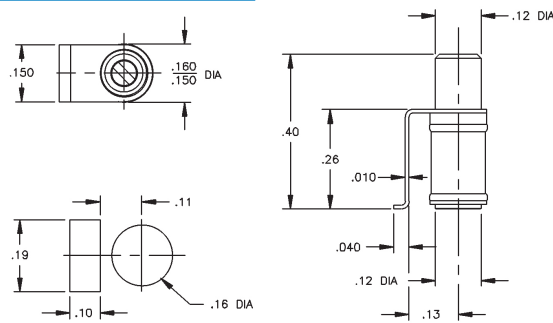
**A1F4** 0.45 to 4.0pF  
**A1F8** 0.5 to 8.0pF



**A1J4** 0.45 to 4.0pF  
**A1J8** 0.5 to 8.0pF

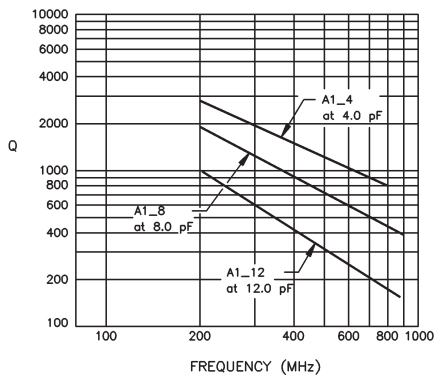


**A1W4** 0.45 to 4.0pF  
**A1W8** 0.5 to 8.0pF



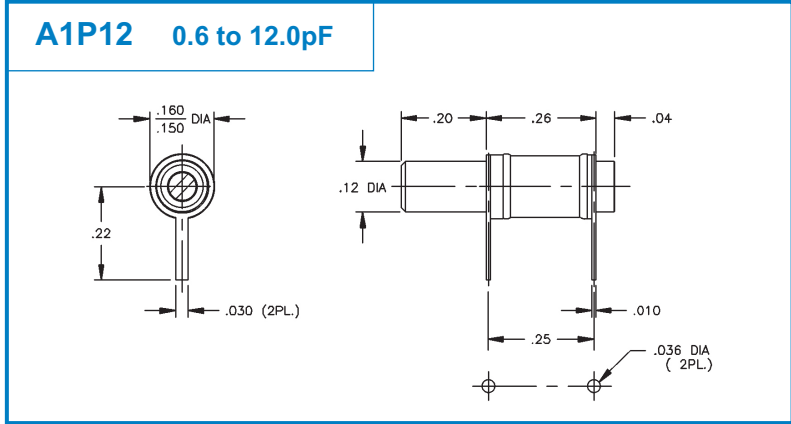
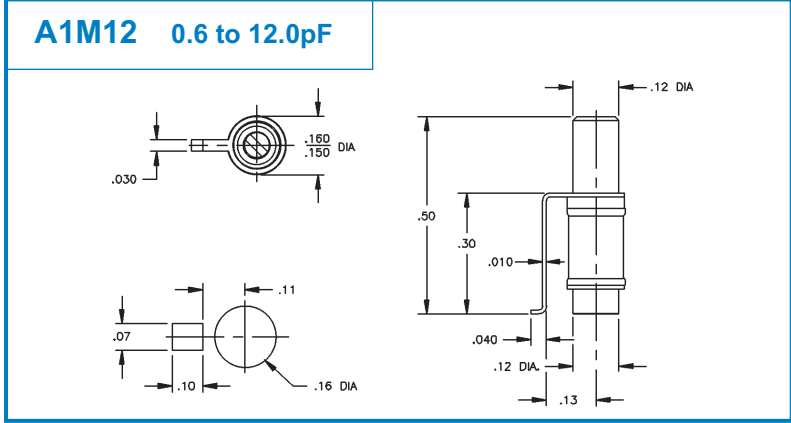
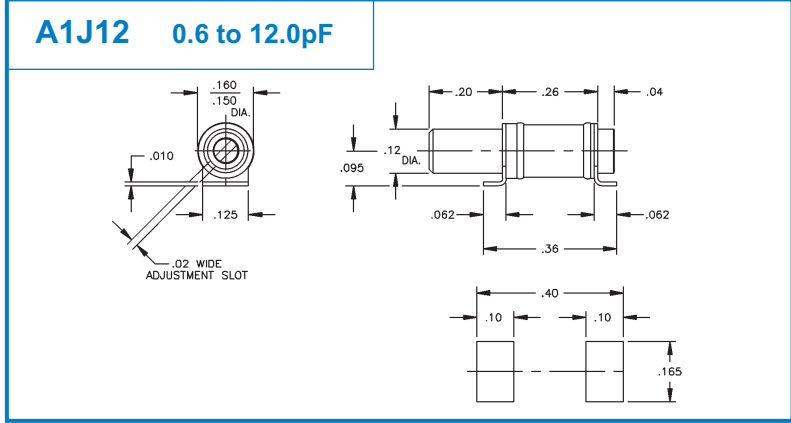
Drawing tolerances where not specified xxx±.005 xx±.016

QUALITY FACTOR (Q)





# "A1" SERIES - Low Cost Miniature Trimmer Capacitors

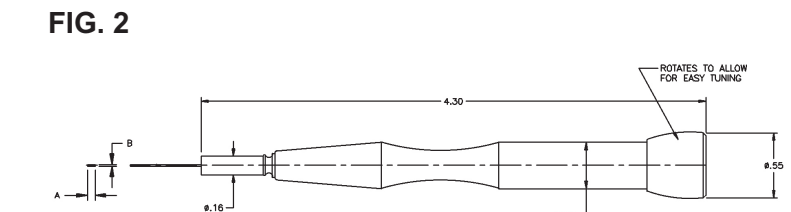
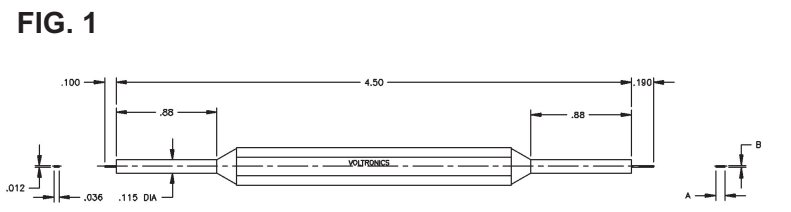


IN	MM	IN	MM	IN	MM
0.010	0.254	0.100	2.540	0.200	5.080
0.016	0.406	0.110	2.794	0.216	5.486
0.020	0.508	0.120	3.048	0.219	5.563
0.025	0.635	0.125	3.175	0.220	5.588
0.030	0.762	0.130	3.302	0.240	6.096
0.036	0.914	0.135	3.429	0.250	6.350
0.040	1.016	0.140	3.556	0.260	6.604
0.050	1.270	0.148	3.759	0.300	7.620
0.062	1.575	0.150	3.810	0.360	9.144
0.070	1.778	0.156	3.962	0.390	9.906
0.080	2.032	0.160	4.064	0.400	10.16
0.094	2.388	0.165	4.191	0.440	11.18
0.095	2.416	0.197	5.004	0.500	12.70

## TUNING TOOLS

Metal Tipped					Ceramic Tipped Non-Magnetic				
Part #	Fig.	A	B	Recommended For:	Part #	Fig.	A	B	Recommended For:
TT-400	1	.060	.018	All A1 Series	TT-500	2	.038	.016	All A1 Series

The TT-500 tuning tool is ideal for continual use. It fits into the hand with the rotatable top fixed in the palm. The tip is made of high strength ceramic. Use this tool where metal tip affects tuning.

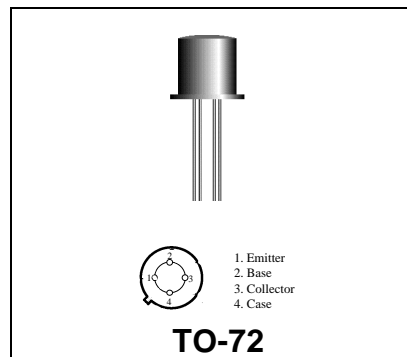


**2N5179**

**RF & MICROWAVE DISCRETE  
 LOW POWER TRANSISTORS**

Features

- Silicon NPN, TO-72 packaged VHF/UHF Transistor
- Low Noise, NF = 4.5 dB (max) @ 200 MHz
- High Current-Gain-Bandwidth Product 1.4 Ghz (typ) @ 10 mAdc
- Characterized with S-Parameters



DESCRIPTION:

Silicon NPN transistor, designed for VHF and UHF equipment. Ideal for pre-driver, low noise amplifier, and oscillator applications.

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Tcase = 25°C)

Symbol	Parameter	Value	Unit
V <sub>CEO</sub>	Collector-Emitter Voltage	12	Vdc
V <sub>CBO</sub>	Collector-Base Voltage	20	Vdc
V <sub>EBO</sub>	Emitter-Base Voltage	2.5	Vdc
I <sub>C</sub>	Collector Current	50	mA

Thermal Data

<b>P<sub>D</sub></b>	Total Device Dissipation @ T <sub>A</sub> = 25°C	300	mWatts
	Derate above 25°C	1.71	mW/ °C

ELECTRICAL SPECIFICATIONS (Tcase = 25°C)

STATIC  
 (off)

Symbol	Test Conditions	Value			Unit
		Min.	Typ.	Max.	
VCEO(sus)	Collector-Emitter Sustaining Voltage (IC = 3.0 mAdc, IB = 0)	12	-	-	Vdc
BVCBO	Collector-Base Breakdown Voltage (IC=1.0 µAdc, IE=0)	20	-	-	Vdc
BVEBO	Emitter Base Breakdown Voltage (IE = 0.01 mAdc, IC = 0)	2.5	-	-	Vdc
ICBO	Collector Cutoff Current (VCB = 15 Vdc, IE = 0)	-	-	.02	µA

(on)

HFE	DC Current Gain (IC = 3.0 mAdc, VCE = 1.0 Vdc)	25	-	250	-
VBE(sat)	Base-Emitter Saturation Voltage (IC = 10 mAdc, IB = 1.0 mAdc)	-	-	1.0	Vdc
VCE(sat)	Collector-Emitter Saturation Voltage (IC = 10 mAdc, IB = 1.0 mAdc)	-	-	0.4	Vdc

DYNAMIC

Symbol	Test Conditions	Value			Unit
		Min.	Typ.	Max.	
f <sub>T</sub>	Current-Gain - Bandwidth Product (IC = 5.0 mAdc, VCE = 6 Vdc, f = 100 MHz)	900	1500	-	MHz
CCB	Collector-base Capacitance (VCB = 10 Vdc, IE = 0, f = 1.0 MHz)	-	-	1.0	pF

FUNCTIONAL

Symbol	Test Conditions		Value			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
NF	Noise Figure (figure 1)	IC = 1.5 mAdc, VCE = 6.0 Vdc, f = 200 MHz	-	-	4.5	dB
GPE	Common-Emitter Amplifier Power Gain (figure 1)	IC = 1.5 mAdc, VCE = 6.0 Vdc, f = 200 MHz	20	-	-	dB

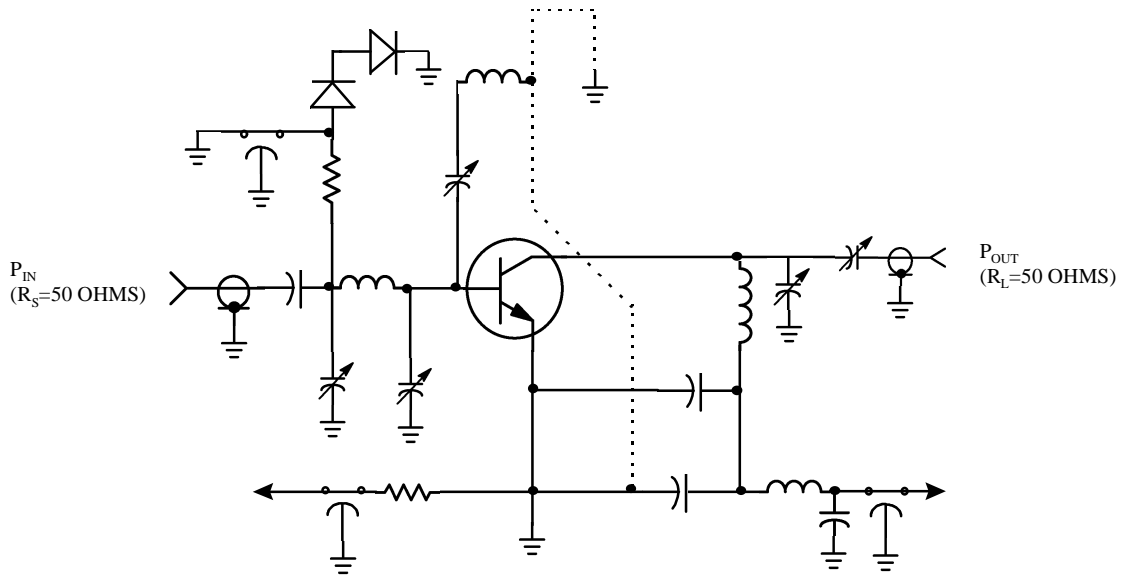


Figure 1. 200 MHz Amplifier for Power Gain and Noise Figure specifications.

FUNCTIONAL (CONT)

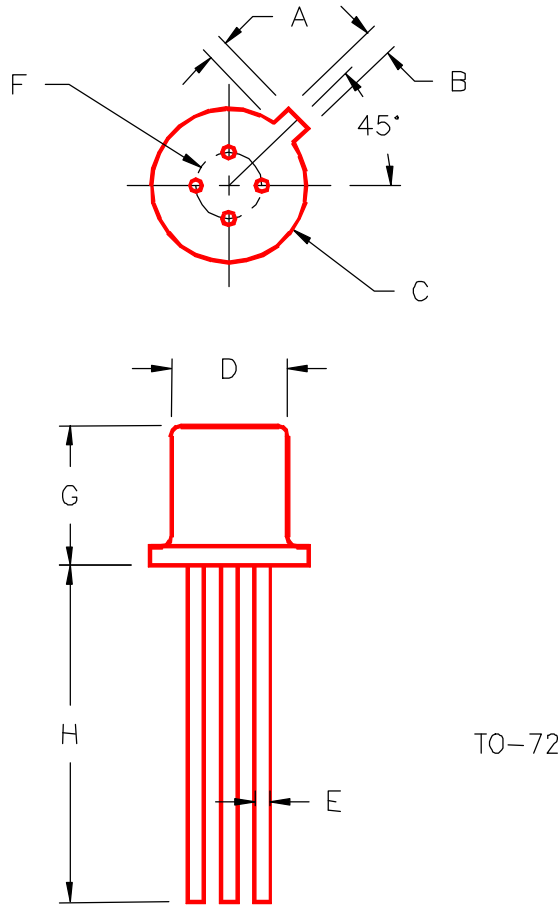
Symbol	Test Conditions		Value			Unit
			Min.	Typ.	Max.	
$G_{U \max}$	Maximum Unilateral Gain (1)	IC = 5 mAdc, VCE = 6.0 Vdc, f = 200 MHz	-	17	-	dB
MAG	Maximum Available Gain	IC = 5 mAdc, VCE = 6.0 Vdc, f = 200 MHz	-	18	-	dB
$ S_{21} ^2$	Insertion Gain	IC = 5 mAdc, VCE = 6.0 Vdc, f = 200 MHz	-	12	-	dB

Note: 1. Maximum Unilateral Gain =  $|S_{21}|^2 / (1 - |S_{11}|^2) (1 - |S_{22}|^2)$

Table 1. Common Emitter S-Parameters, @ VCE = 6 V, IC = 5 mA

f (MHz)	S11		S21		S12		S22	
	S11	$\angle \phi$	S21	$\angle \phi$	S12	$\angle \phi$	S22	$\angle \phi$
100	.471	-90	6.78	122	.023	64	.844	-51
200	.314	-145	4.20	100	.034	58	.780	-93
300	.230	156	2.76	91	.043	65	.768	-134
400	.171	108	2.17	86	.056	63	.756	-177
500	.168	54	1.86	79	.062	62	.741	140
600	.149	-9	1.53	71	.069	66	.740	98
700	.137	-72	1.31	67	.073	71	.739	54
800	.119	-129	1.18	64	.092	74	.744	8
900	.153	-174	1.13	58	.101	68	.742	-38
1000	.171	122	.979	49	.106	71	.749	-82

PACKAGE STYLE M244



TO-72

	MINIMUM INCHES/MM	MAXIMUM INCHES/MM		MINIMUM INCHES/MM	MAXIMUM INCHES/MM
A	.020/0,51	.048/1,22			
B	.036/0,91	.046/1,17			
C	.209/5,31	.230/5,84			
D	.178/4,52	.195/4,95			
E	.016/0,41	.020/0,51			
F	.100/2,54				
G	.170/4,32	.210/5,33			
H	.500/12,70				

Drop-In

# Monolithic Amplifier

## DC-1 GHz

### Features

- Exact foot print substitute\*\* MAR-8 and MSA-0885
- High gain, 31.5 dB at 0.1 GHz, reduces component count
- High power output, +12.5 dBm typ.
- Low noise
- Improved stability
- Protection against power supply transients
- Patent pending
- Aqueous washable

### Applications

- Cellular
- PCN & instrumentation

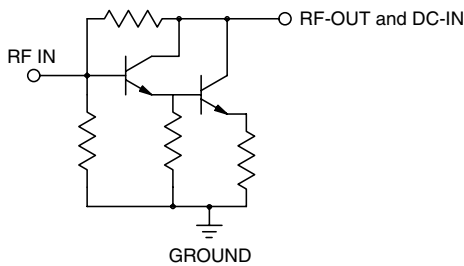
\*\* See resistor table; resistor values are higher than MAR-8/MSA-0885  
 how to replace: increase bias resistor (Rbias) by 110 ohms.

- Benefits:
- lower device voltage, 3.7 typ.
  - lower power dissipation in the MMIC
  - may eliminate need for choke (RFC)

### General Description

MAR-8A+ (RoHS compliant) is a wideband amplifier offering high dynamic range. It has repeatable performance from lot to lot. It is enclosed in a Micro-X package. MAR-8A+ uses Darlington configuration and is fabricated using InGaP HBT technology. Expected MTBF is 18,000 years at 85°C case temperature.

### simplified schematic and pin description

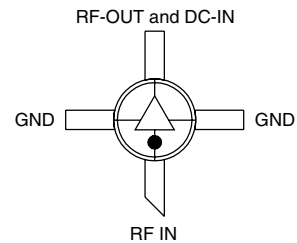


## MAR-8A+

CASE STYLE: VV105  
 PRICE: \$1.32 ea. QTY. (30)

*+ RoHS compliant in accordance with EU Directive (2002/95/EC)*

*The +Suffix has been added in order to identify RoHS Compliance. See our web site for RoHS Compliance methodologies and qualifications.*



Function	Pin Number	Description
RF IN	1	RF input pin. This pin requires the use of an external DC blocking capacitor chosen for the frequency of operation.
RF-OUT and DC-IN	3	RF output and bias pin. DC voltage is present on this pin; therefore a DC blocking capacitor is necessary for proper operation. An RF choke is needed to feed DC bias without loss of RF signal due to the bias connection, as shown in "Recommended Application Circuit".
GND	2,4	Connections to ground. Use via holes as shown in "Suggested Layout for PCB Design" to reduce ground path inductance for best performance.



P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 For detailed performance specs & shopping online see Mini-Circuits web site



The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly From MINI-CIRCUITS At: [www.minicircuits.com](http://www.minicircuits.com)

RF/IF MICROWAVE COMPONENTS

REV. A  
 M108520  
 MAR-8A+  
 070122  
 Page 1 of 4

Electrical Specifications at 25°C and 36mA, unless noted

Parameter	Min.	Typ. <sup>3</sup>	Max.	Units
Frequency Range*	DC		1	GHz
Gain	f=0.1 GHz f=1 GHz	31.5 25		dB
Input Return Loss	f=DC to 1 GHz		15.5	dB
Output Return Loss	f=DC to 1 GHz		11	dB
Output Power @ 1 dB compression	f=1 GHz		+12.5	dBm
Output IP3	f=1 GHz		+25	dBm
Noise Figure	f=1 GHz		3.1	dB
Recommended Device Operating Current		36		mA
Device Operating Voltage	3.2	3.7	4.2	V
Thermal Resistance, junction-to-case <sup>1</sup>		119		°C/W

\*Guaranteed specification DC-1 GHz. Low frequency cut off determined by external coupling capacitors.

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Ratings
Operating Temperature	-40°C to 85°C
Storage Temperature	-55°C to 100°C
Operating Current	65mA
Power Dissipation	250mW
Input Power	13dBm

Note: Permanent damage may occur if any of these limits are exceeded. These ratings are not intended for continuous normal operation.

<sup>1</sup>Case is defined as ground leads.

<sup>2</sup>Full temperature range.

<sup>3</sup>Based on test data of Model MAR-8ASM+ (Case Style WW107).



P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 For detailed performance specs & shopping online see Mini-Circuits web site

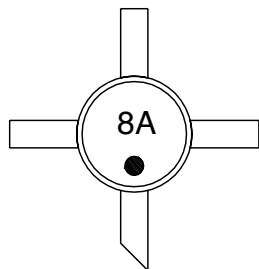


The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly From MINI-CIRCUITS At: [www.minicircuits.com](http://www.minicircuits.com)

RF/IF MICROWAVE COMPONENTS



Product Marking



Additional Detailed Technical Information

Additional information is available on our web site. To access this information enter the model number on our web site home page.

Performance data, graphs, s-parameter data set (.zip file)

Case Style: VV105

Plastic micro-x, .085 body diameter, lead finish: tin/silver/nickel

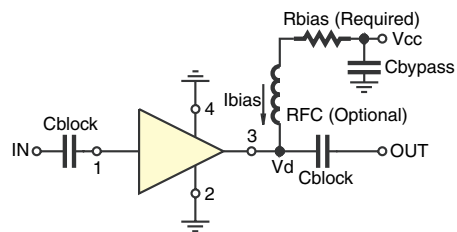
Tape & Reel: F20

Suggested Layout for PCB Design: PL-262

Evaluation Board: TB-432-8A+

Environmental Ratings: ENV08T3

Recommended Application Circuit



Test Board includes case, connectors, and components (in bold) soldered to PCB

R BIAS	
Vcc	"1%" Res. Values (ohms) for Optimum Biasing
7	88.7
8	118
9	143
10	174
11	200
12	226
13	255
14	280
15	309

**ESD Rating**

Human Body Model (HBM): Class 2 (2000v to < 4000v) in accordance with ANSI/ESD STM 5.1 - 2001

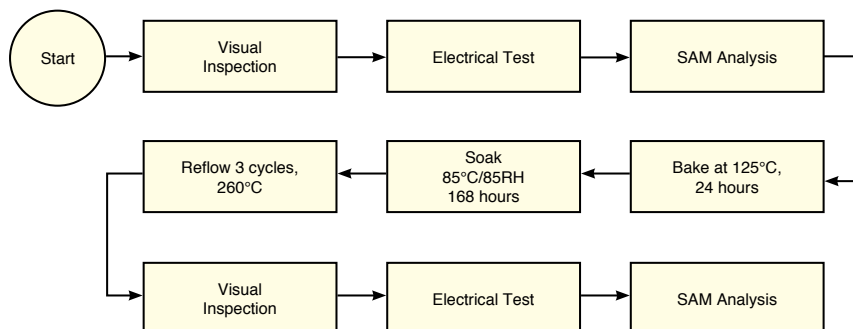
Charged Device Model (CDM): Class C4 ( 500v to 1000v) in accordance with ESD STM 5.3.1 - 1999

**MSL Rating**

Moisture Sensitivity: MSL1 in accordance with IPC/JEDEC J-STD-020C

No.	Test Required	Condition	Standard	Quantity
1	Visual Inspection	Low Power Microscope Magnification 40x	MIP-IN-0003 (MCT spec)	45 units
2	Electrical Test	Room Temperature	SCD (MCL spec)	45 units
3	SAM Analysis	Less than 10% growth in term of delamination	J-Std-020C (Jedec Standard)	45 units
4	Moisture Sensitivity Level 1	Bake at 125°C for 24 hours Soak at 85°C/85%RH for 168 hours Reflow 3 cycles at 260°C peak	J-Std-020C (Jedec Standard)	45 units

**MSL Test Flow Chart**



P.O. Box 350166, Brooklyn, New York 11235-0003 (718) 934-4500 Fax (718) 332-4661 For detailed performance specs & shopping online see Mini-Circuits web site



The Design Engineers Search Engine Provides ACTUAL Data Instantly From MINI-CIRCUITS At: [www.minicircuits.com](http://www.minicircuits.com)

RF/IF MICROWAVE COMPONENTS