

ESCUELA TÉCNICA SUPERIOR DE INGENIERÍA DE TELECOMUNICACIÓN  
UNIVERSIDAD POLITÉCNICA DE CARTAGENA



Trabajo Fin de Carrera

**Diseño De Un Amplificador De Microondas En Tecnología Microstrip Para  
Aplicaciones Radar Docentes**



AUTOR: Raquel Palazon Pay

DIRECTOR: David Cañete Rebenaque

Septiembre / 2016

## Índice

Capítulo 1. Introducción.....	10
1.1. Ondas electromagnéticas. Microondas.....	10
1.1.1.- Descubrimientos y aplicaciones.....	10
1.1.2.- El radar .....	13
1.1.2.1.- Historia del radar .....	13
1.1.2.2.- Características de la señal del radar .....	14
1.1.2.3.- Tipos de radar .....	14
1.1.2.4.- Descripción del radar a fabricar .....	19
1.2.- Objetivos .....	21
Capítulo 2. Proceso de diseño .....	22
2.1.- Introducción al diseño del amplificador .....	22
2.1.1.- Especificaciones de diseño.....	22
2.1.2.- Características del amplificador.....	22
2.1.3.- Pasos del proceso de diseño .....	24
2.2.- Amplificador de Mínimo ruido a 1.5GHz .....	26
2.2.1.- El transistor y su red de polarización .....	26
2.2.1.1.- Transistor ATF-35143, características .....	26
2.2.1.2.- Red de polarización.....	31
2.2.2.- Criterio de mínimo ruido.....	45
2.2.2.1.- Redes de adaptación, Coeficientes de reflexión y Estabilidad del circuito.....	46
2.2.2.2.- Redes del transistor .....	52
2.2.3.- Diseño del amplificador. ....	94
2.2.3.1.- Cambios a realizar sobre los circuitos.....	94
2.2.3.2.- Posibilidades de diseño del amplificador de mínimo ruido.....	97
2.2.3.3.- Análisis de los resultados. ....	118
2.2.3.4.- Proceso de optimización. ....	119
2.2.3.5.- Análisis de los resultados según los valores de los componentes. ....	123
2.3.- Amplificador de Máxima ganancia a 1.5GHz .....	127
2.3.1.- El transistor y su red de polarización .....	127
2.3.2.- Criterio de máxima ganancia o máxima transferencia de potencia .....	129
2.3.2.1.- Redes de adaptación, Coeficientes de reflexión y Estabilidad del circuito.....	130
2.3.2.2.- Redes del transistor .....	133

2.3.3.- Diseño del amplificador. ....	162
2.3.3.1.- Cambios a realizar sobre los circuitos.....	162
2.3.3.2.- Posibilidades de diseño del amplificador de máxima ganancia.....	162
2.3.3.3.- Análisis de los resultados.....	168
2.3.3.4.- Proceso de optimización.....	169
2.3.3.5.- Análisis de los resultados según los valores de los componentes.....	172
2.4.- Amplificador de Máxima ganancia a 2.8GHz .....	176
2.4.1.- El transistor y su red de polarización .....	176
2.4.2.- Criterio de máxima ganancia o máxima transferencia de potencia .....	179
2.4.2.1.- Redes de adaptación, Coeficientes de reflexión y Estabilidad del circuito.....	181
2.4.2.2.- Redes del transistor .....	185
2.4.3.- Diseño del amplificador. ....	213
2.4.3.1.- Cambios a realizar sobre los circuitos.....	213
2.4.3.2.- Posibilidades de diseño del amplificador de máxima ganancia.....	213
2.4.3.3.- Análisis de los resultados.....	214
2.4.3.4.- Proceso de optimización.....	216
2.4.3.5.- Análisis de los resultados según los valores de los componentes.....	219
3. Fabricación y medidas.....	222
3.1.- Generación del layout.....	222
3.2.- Fabricación del circuito Impreso.....	227
3.3.- Toma de medidas.....	229
3.3.1.- Medidas a 2.8GHz .....	229
3.3.2.- Medidas en valores picos de los parámetros.....	230
3.3.3.- Ganancia Medida a 1.5GHz.....	231
Capítulo 4. Conclusiones .....	233
4.1.- Conclusiones .....	233
4.2.- Líneas Futuras .....	234
Anexos.....	235
Anexo 1. Especificaciones del Transistor ATF-35143 .....	235
Referencias.....	236
Agradecimientos .....	237

## Índice de imágenes

Imagen 1. 1. Forma de Onda en Radar Doppler.....	16
Imagen 1. 2. Diagrama de bloques de un radar de pulsos.....	17
Imagen 1. 3. Forma de onda en un Radar de Onda Continua.....	18
Imagen 1. 4. Forma de Onda en un Radar de Onda Modulada .....	18
Imagen 1. 5. Diagrama de bloques de un Radar de Onda Continua .....	19
Imagen 1. 6. Diagrama de Bloques del Radar a fabricar .....	20
Imagen 2. 1. Esquema del amplificador de microondas. ....	22
Imagen 2. 2. MR 1.5GHZ. Transistor caracterizado por sus Parámetros S y Factor de Ruido para el punto de polarización.....	28
Imagen 2. 3. MR 1.5GHZ. Círculos de estabilidad de fuente y de carga para el transistor solo. ....	30
Imagen 2. 4. MR 1.5GHZ.Círculos de ruido para el transistor solo. ....	30
Imagen 2. 5. MR 1.5GHZ.Esquema de la Red de Polarización del transistor. ....	31
Imagen 2. 6. MR 1.5GHZ.Esquema de la Red de Polarización de Surtidor. ....	33
Imagen 2. 7. MR 1.5GHZ.Equivalente en continua de la Red de Polarización de Surtidor. ....	34
Imagen 2. 8. MR 1.5GHZ.Equivalente en alterna de la Red de Polarización de Surtidor.....	34
Imagen 2. 9. MR 1.5GHZ.Esquema del circuito sin líneas de polarización.....	35
Imagen 2. 10. MR 1.5GHZ.Círculos de Estabilidad de Fuente y Carga para circuito sin líneas de transmisión.....	36
Imagen 2. 11. MR 1.5GHZ.Círculos de Ruido de fuente y carga para circuito sin líneas de transmisión.....	36
Imagen 2. 12. MR 1.5GHZ.Circuito con líneas de transmisión con dimensiones $W = 0.2 \text{ mm}$ y $L = 6 \text{ mm}$ .....	38
Imagen 2. 13. MR 1.5GHZ.Círculos de Estabilidad de Fuente y Carga para el circuito con líneas de transmisión con dimensiones $W = 0.2 \text{ mm}$ y $L = 6 \text{ mm}$ .....	38
Imagen 2. 14. MR 1.5GHZ.Círculos de Ruido de para el circuito con líneas de transmisión con dimensiones .....	39
Imagen 2. 15. MR 1.5GHZ.Detalle del círculo de estabilidad de fuente .....	39
Imagen 2. 16. MR 1.5GHZ.Circuito con líneas de transmisión con dimensiones $W = 0.3 \text{ mm}$ y $L = 5 \text{ mm}$ .....	41
Imagen 2. 17. MR 1.5GHZ.Círculos de Estabilidad de Fuente y Carga para el circuito con líneas de transmisión con dimensiones $W = 0.3 \text{ mm}$ y $L = 5 \text{ mm}$ .....	41
Imagen 2. 18. MR 1.5GHZ.Círculos de Ruido de para el circuito con líneas de transmisión con dimensiones .....	41
Imagen 2. 19. MR 1.5GHZ.Detalle del círculo de estabilidad de fuente .....	42
Imagen 2. 20. MR 1.5GHZ.Circuito con líneas de transmisión con dimensiones $W = 0.3 \text{ mm}$ y $L = 5.9 \text{ mm}$ .....	43
Imagen 2. 21. MR 1.5GHZ. Círculos de Estabilidad de Fuente y Carga para el circuito con líneas de transmisión con dimensiones $W = 0.3 \text{ mm}$ y $L = 5.9 \text{ mm}$ .....	43
Imagen 2. 22. MR 1.5GHZ. Círculo de ruido de fuente y Carga para el circuito con líneas de transmisión con dimensiones $W = 0.3 \text{ mm}$ y $L = 5.9 \text{ mm}$ .....	44
Imagen 2. 23. MR 1.5GHZ. Detalle del círculo de estabilidad de fuente .....	44

Imagen 2. 24. MR 1.5GHZ. Punto de medida de los coeficientes de reflexión en el diagrama del circuito.....	46
Imagen 2. 25. MR 1.5GHZ. Carga del puerto de entrada .....	47
Imagen 2. 26. MR 1.5GHZ. Carga del puerto de salida .....	47
Imagen 2. 27. MR 1.5GHZ. Circuito con condiciones para obtener MTP.....	48
Imagen 2. 28. MR 1.5GHZ. Comprobación de la estabilidad del circuito cargando el puerto de entrada .....	49
Imagen 2. 29. MR 1.5GHZ. Comprobación de la estabilidad del circuito cargando el puerto de salida .....	50
Imagen 2. 30. MR 1.5GHZ. Círculos de Estabilidad de Fuente y Carga para el Circuito con los puertos de entrada y salida cargados .....	51
Imagen 2. 31. MR 1.5GHZ. Círculos de Ruido para el Circuito con los puertos de entrada y salida cargados .....	51
Imagen 2. 32. MR 1.5GHZ. Esquema de bloques de la Red de Entrada.....	53
Imagen 2. 33. MR 1.5GHZ. Esquema de bloques de la Red de Salida.....	54
Imagen 2. 34. MR 1.5GHZ. Red de Desacoplo Tipo D1 .....	55
Imagen 2. 35. MR 1.5GHZ. Red de Desacoplo Tipo D2 .....	55
Imagen 2. 36. MR 1.5GHZ. Red de Entrada con sus coeficientes de reflexión característicos ...	56
Imagen 2. 37. MR 1.5GHZ. Representación de la Impedancia de Entrada en la Carta de Smith	57
Imagen 2. 38. MR 1.5GHZ. Posibles Redes de entrada en función de la impedancia.....	58
Imagen 2. 39. MR 1.5GHZ. Red de Adaptación de Entrada Tipo E1.....	59
Imagen 2. 40. MR 1.5GHZ. Circuito Equivalente de la Red de Adaptación de Entrada Tipo E1 .	60
Imagen 2. 41. MR 1.5GHZ. Red de Entrada Tipo E1 con los componentes calculados.....	62
Imagen 2. 42. MR 1.5GHZ. Opción "Modify Optimization Goal" .....	63
Imagen 2. 43. MR 1.5GHZ. Selección de los componentes a optimizar.....	63
Imagen 2. 44. MR 1.5GHZ. Simulación para la Optimización.....	63
Imagen 2. 45. MR 1.5GHZ. Circuito de Entrada Tipo E1 con los valores de los componentes tras la optimización .....	64
Imagen 2. 46. MR 1.5GHZ. Red de Entrada completa tipo E1.D1 .....	65
Imagen 2. 47. MR 1.5GHZ. Transistor con red de polarización más red de entrada Tipo E1.D1	67
Imagen 2. 48. MR 1.5GHZ. Red de Entrada con sus Coeficientes de reflexión .....	67
Imagen 2. 49. MR 1.5GHZ. Red de Entrada completa Tipo E1.D2 .....	68
Imagen 2. 50. MR 1.5GHZ. Transistor con red de polarización más red de entrada Tipo E1.D2	69
Imagen 2. 51. MR 1.5GHZ. Red de adaptación de entrada Tipo E2 .....	70
Imagen 2. 52. MR 1.5GHZ. Circuito Equivalente de la Red de Adaptación de Entrada Tipo E2 .	70
Imagen 2. 53. MR 1.5GHZ. Red de Entrada Tipo E2 con los componentes calculados.....	72
Imagen 2. 54. MR 1.5GHZ. Circuito de Entrada Tipo E2 con los valores de los componentes tras la optimización .....	73
Imagen 2. 55. MR 1.5GHZ. Red de entrada completa Tipo E2.D1 .....	74
Imagen 2. 56. MR 1.5GHZ. Transistor con red de polarización más red de entrada Tipo E2.D1	75
Imagen 2. 57. MR 1.5GHZ. Red de entrada completa Tipo E2.D2 .....	76
Imagen 2. 58. MR 1.5GHZ. Transistor con red de polarización más red de entrada Tipo E2.D2	77
Imagen 2. 59. MR 1.5GHZ. Red de Salida con sus coeficientes de reflexión característicos .....	78
Imagen 2. 60. MR 1.5GHZ. Representación de la Impedancia de Salida en la Carta de Smith...	79

Imagen 2. 61. MR 1.5GHZ. Posibles Redes de salida en función de la impedancia .....	80
Imagen 2. 62. MR 1.5GHZ. Red de adaptación de salida Tipo S1.....	82
Imagen 2. 63. MR 1.5GHZ. Circuito equivalente de la Red de adaptación de salida Tipo S1 .....	82
Imagen 2. 64. MR 1.5GHZ. Red de Salida Tipo S1 con los componentes calculados.....	84
Imagen 2. 65. MR 1.5GHZ. Circuito de Salida TipoS1 con los valores de los componentes tras la optimización.....	85
Imagen 2. 66. MR 1.5GHZ. Red de salida completa Tipo S1.D1.....	86
Imagen 2. 67. MR 1.5GHZ. Red de salida completa Tipo S1.D2.....	87
Imagen 2. 68. MR 1.5GHZ. Red de adaptación de salida Tipo S2.....	88
Imagen 2. 69. MR 1.5GHZ. Circuito equivalente de la Red de adaptación de salida Tipo S2 .....	89
Imagen 2. 70. MR 1.5GHZ. Red de Salida Tipo S2 con los componentes calculados.....	90
Imagen 2. 71. MR 1.5GHZ. Circuito de Salida TipoS2 con los valores de los componentes tras la optimización.....	91
Imagen 2. 72. MR 1.5GHZ. Red de salida completa Tipo S2.D1.....	92
Imagen 2. 73. MR 1.5GHZ. Red de salida completa Tipo S2.D2.....	93
Imagen 2. 74. MR 1.5GHZ. TxLine .....	94
Imagen 2. 75. MR 1.5GHZ. Conectores para soldadura .....	95
Imagen 2. 76. MR 1.5GHZ. Conectores para tomas de masa.....	95
Imagen 2. 77. MR 1.5GHZ. Líneas de conexión en red de polarización .....	96
Imagen 2. 78. MR 1.5GHZ. Conector MTEE\$.....	96
Imagen 2. 79. MR 1.5GHZ. Conector MCROSS\$.....	97
Imagen 2. 80. MR 1.5GHZ. Circuito 1_a .....	99
Imagen 2. 81. MR 1.5GHZ. Circuito 1_b.....	100
Imagen 2. 82. MR 1.5GHZ. Circuito 1_c .....	101
Imagen 2. 83. MR 1.5GHZ. Circuito 1_d.....	102
Imagen 2. 84. MR 1.5GHZ. Circuito 2_a .....	104
Imagen 2. 85. MR 1.5GHZ. Circuito 2_b.....	105
Imagen 2. 86. MR 1.5GHZ. Circuito 2_c .....	106
Imagen 2. 87. MR 1.5GHZ. Circuito 2_d.....	107
Imagen 2. 88. MR 1.5GHZ. Circuito 3_a .....	109
Imagen 2. 89. MR 1.5GHZ. Circuito 3_b.....	110
Imagen 2. 90. MR 1.5GHZ. Circuito 3_c .....	111
Imagen 2. 91. MR 1.5GHZ. Circuito 3_d.....	112
Imagen 2. 92. MR 1.5GHZ. Circuito 4_a .....	114
Imagen 2. 93. MR 1.5GHZ. Circuito 4_b.....	115
Imagen 2. 94. MR 1.5GHZ. Circuito 4_c .....	116
Imagen 2. 95. MR 1.5GHZ. Circuito 4_d.....	117
Imagen 2. 96. MTP 1.5GHZ. Red de polarización .....	128
Imagen 2. 97. MTP 1.5GHZ. Diagrama de bloques .....	129
Imagen 2. 98. MTP 1.5GHZ. Comprobación de la estabilidad.....	131
Imagen 2. 99. MTP 1.5GHZ. Puertos cargados para cálculo de los parámetros S .....	132
Imagen 2. 100. MTP 1.5GHZ. Circulo de estabilidad de fuente y carga .....	133
Imagen 2. 101. MTP 1.5GHZ. Valor de la impedancia sobre la Carta de Smith .....	134

Imagen 2. 102. MTP 1.5GHZ. Tipos de circuitos posibles en función del valor de la impedancia	135
Imagen 2. 103. MTP 1.5GHZ. Red de adaptación de entrada tipo E1	136
Imagen 2. 104. MTP 1.5GHZ. Red de adaptación de entrada tipo E1 Simplificada	137
Imagen 2. 105. MTP 1.5GHZ. Red de adaptación de entrada E1.D1	139
Imagen 2. 106. MTP 1.5GHZ. Red de adaptación de entrada tipo E1.D1, más transistor	140
Imagen 2. 107. MTP 1.5GHZ. Red de adaptación de entrada E1.D2	141
Imagen 2. 108. MTP 1.5GHZ. Red de adaptación de entrada E1.D2, más transistor	142
Imagen 2. 109. MTP 1.5GHZ. Red de adaptación de entrada tipo E2	143
Imagen 2. 110. MTP 1.5GHZ. Red de adaptación de entrada tipo E2 simplificada	143
Imagen 2. 111. MTP 1.5GHZ. Red de adaptación de entrada tipo E2 cargada para optimización	145
Imagen 2. 112. MTP 1.5GHZ. Red de entrada tipo E2.D1	146
Imagen 2. 113. MTP 1.5GHZ. Red de entrada tipo E2.D1 más transistor	147
Imagen 2. 114. MTP 1.5GHZ. Red de entrada tipo E2.D2	148
Imagen 2. 115. MTP 1.5GHZ. Red de entrada tipo E2.D2 más transistor	149
Imagen 2. 116. MTP 1.5GHZ. Valor de la impedancia en la Carta de Smith	150
Imagen 2. 117. MTP 1.5GHZ. Tipos de circuitos posibles en función del valor de la impedancia	151
Imagen 2. 118. MTP 1.5GHZ. Red de adaptación de salida tipo S1	152
Imagen 2. 119. MTP 1.5GHZ. Red de adaptación de salida tipo S1 simplificada	153
Imagen 2. 120. MTP 1.5GHZ. Red de salida tipo S1.D1	155
Imagen 2. 121. MTP 1.5GHZ. Red de salida tipo S1.D2	156
Imagen 2. 122. MTP 1.5GHZ. Red de adaptación de salida Tipo S2	157
Imagen 2. 123. MTP 1.5GHZ. Red de adaptación de salida Tipo S2 simplificada	157
Imagen 2. 124. MTP 1.5GHZ. Optimización de la Red de adaptación de salida	159
Imagen 2. 125. MTP 1.5GHZ. Red de salida tipo S2.D1	160
Imagen 2. 126. MTP 1.5GHZ. Red de salida tipo S2.D2	161
Imagen 2. 127. MTP 1.5GHZ. Circuito del tipo X <sub>a</sub>	164
Imagen 2. 128. MTP 1.5GHZ. Circuito del tipo X <sub>b</sub>	165
Imagen 2. 129. MTP 1.5GHZ. Circuito del tipo X <sub>c</sub>	166
Imagen 2. 130. MTP 1.5GHZ. Circuito del tipo X <sub>d</sub>	167
Imagen 2. 131. MTP 2.8GHZ. Red de Polarización del transistor	178
Imagen 2. 132. MTP 2.8GHZ. Círculos de estabilidad de fuente y carga	179
Imagen 2. 133. MTP 2.8GHZ. Cálculo de la estabilidad del circuito	183
Imagen 2. 134. MTP 2.8GHZ. Círculos de estabilidad de fuente y carga	184
Imagen 2. 135. MTP 2.8GHZ. Valor de la impedancia en la Carta de Smith	186
Imagen 2. 136. MTP 2.8GHZ. Tipos de circuitos posibles en función del valor de la impedancia	187
Imagen 2. 137. MTP 2.8GHZ. Red de adaptación de entrada tipo E1	188
Imagen 2. 138. MTP 2.8GHZ. Carga de la red de adaptación de entrada E1	189
Imagen 2. 139. MTP 2.8GHZ. Red de entrada tipo E1.D1	190
Imagen 2. 140. MTP 2.8GHZ. Red de entrada tipo E1.D1 más transistor	191
Imagen 2. 141. MTP 2.8GHZ. Red de entrada tipo E1.D2	192

Imagen 2. 142. MTP 2.8GHZ. Red de entrada tipo E1.D2 más transistor .....	193
Imagen 2. 143. MTP 2.8GHZ. Red de Adaptación de entrada Tipo E2.....	194
Imagen 2. 144. MTP 2.8GHZ. Carga de la red de adaptación de entrada E2 .....	195
Imagen 2. 145. MTP 2.8GHZ. Carga de la red de adaptación de entrada E2 para su optimización .....	196
Imagen 2. 146. MTP 2.8GHZ. Red de entrada tipo E2.D1 .....	197
Imagen 2. 147. MTP 2.8GHZ. Red de entrada tipo E2.D1 más transistor .....	198
Imagen 2. 148. MTP 2.8GHZ. Red de entrada tipo E2.D2 .....	199
Imagen 2. 149. MTP 2.8GHZ. Red de entrada tipo E2.D2 más transistor .....	200
Imagen 2. 150. MTP 2.8GHZ. Valor de la impedancia en la Carta de Smith .....	201
Imagen 2. 151. MTP 2.8GHZ. Tipos de circuitos posibles en función del valor de la impedancia .....	202
Imagen 2. 152. MTP 2.8GHZ. Red de Adaptación de salida Tipo S1 .....	203
Imagen 2. 153. MTP 2.8GHZ. Componentes calculados de la Red de Adaptación de salida S1204	
Imagen 2. 154. MTP 2.8GHZ. Carga de la red de adaptación de salida S1.....	205
Imagen 2. 155. MTP 2.8GHZ. Red de Salida tipo S1.D1 .....	206
Imagen 2. 156. MTP 2.8GHZ. Red de Salida tipo S1.D2 .....	207
Imagen 2. 157. MTP 2.8GHZ. Red de Adaptación de salida Tipo S2 .....	208
Imagen 2. 158. MTP 2.8GHZ. Componentes calculados de la Red de Adaptación de salida S2209	
Imagen 2. 159. MTP 2.8GHZ. Carga de la red de adaptación de salida S2.....	210
Imagen 2. 160. MTP 2.8GHZ. Red de Salida tipo S1.D1 .....	211
Imagen 2. 161. MTP 2.8GHZ. Red de Salida tipo S2.D2 .....	212
Imagen 3. 1. Diseño del Amplificador Final.....	222
Imagen 3. 2. Layout del amplificador.....	223
Imagen 3. 3. Opción de exportación del Layout .....	224
Imagen 3. 4. Importación en CircuitCAM4.0.....	224
Imagen 3. 5. Layout con CircuitCAM4.0.....	225
Imagen 3. 6. Importación del Layout para BoardMaster4.0.....	226
Imagen 3. 7. Fabricación del circuito impreso con la fresadora .....	227
Imagen 3. 8. Referencia de tamaño del circuito final .....	227
Imagen 3. 9. Circuito, una vez soldados los componentes .....	228
Imagen 3. 10. Toma de medidas a 2.8GHz.....	229
Imagen 3. 11. Medidas en valores Pico.....	230
Imagen 3. 12. Medida de la ganancia en 1.5GHz.....	231

## Índice de tablas

Tabla 2. 1. Ganancia y factor de ruido para distintos puntos de polarización.....	27
Tabla 2. 2. Valores de los Parámetros S para el punto de polarización escogido.....	27
Tabla 2. 3. Valores del Factor de Ruido para el punto de polarización escogido. ....	28
Tabla 2. 4. Estabilidad del transistor en función del Parámetro K.....	29
Tabla 2. 5. Valores de la Corriente de Saturación y la Tensión de Pinchoff para el punto de polarización escogido.....	32
Tabla 2. 6. MR 1.5GHz. Análisis de los resultados de los parámetros obtenidos para los distintos Amplificadores diseñados .....	118
Tabla 2. 7. MR 1.5GHz. Circuitos con mejores resultados globales .....	118
Tabla 2. 8. MR 1.5GHz. Valores de los componentes del Circuito 1_c para la optimización....	119
Tabla 2. 9. MR 1.5GHz. Valores de los parámetros según los distintos valores de los componentes del circuito 1_c.....	119
Tabla 2. 10. MR 1.5GHz. Valores de los componentes del Circuito 3_c para la optimización..	121
Tabla 2. 11. MR 1.5GHz. Valores de los parámetros según los distintos valores de los componentes del circuito 3_c.....	121
Tabla 2. 12. MR 1.5GHz. Distintas opciones para los valores de los componentes del Circuito 1_c.....	123
Tabla 2. 13. MR 1.5GHz. Valores de los parámetros según los distintos valores de los componentes del circuito 1_c anteriores .....	123
Tabla 2. 14. MR 1.5GHz. Distintas opciones para los valores de los componentes del Circuito 3_c.....	124
Tabla 2. 15. MR 1.5GHz. Valores de los parámetros según los distintos valores de los componentes del circuito 3_c anteriores .....	124
Tabla 2. 16. MR 1.5GHz. Parámetros S y factor de ruido para el Circuito 1_c.....	125
Tabla 2. 17. MR 1.5GHz. Parámetros S y factor de ruido para el Circuito 3_c.....	125
Tabla 2. 18. MTP 1.5GHZ. Tipos de circuitos a crear.....	163
Tabla 2. 19. MTP 1.5GHZ. Valores Reales y Estándar de los distintos componentes .....	163
Tabla 2. 20. MTP 1.5GHZ. Parámetros S para los distintos Circuitos diseñados.....	169
Tabla 2. 21. MTP 1.5GHZ. Valores de los componentes del Circuito 1_d para la optimización	170
Tabla 2. 22. MTP 1.5GHZ. Valores de los parámetros según los distintos valores de los componentes del circuito 1_d.....	170
Tabla 2. 23. MTP 1.5GHZ. Valores de los componentes del Circuito 11_d para la optimización .....	171
Tabla 2. 24. MTP 1.5GHZ. Valores de los parámetros según los distintos valores de los componentes del circuito 11_d.....	172
Tabla 2. 25. MTP 1.5GHZ. Distintas opciones para los valores de los componentes del Circuito 1_d.....	173
Tabla 2. 26. MTP 1.5GHZ. Valores de los parámetros según los distintos valores de los componentes del circuito 1_d anteriores .....	173
Tabla 2. 27. MTP 1.5GHZ. Distintas opciones para los valores de los componentes del Circuito 11_d.....	174

Tabla 2. 28. MTP 1.5GHz. Valores de los parámetros según los distintos valores de los componentes del circuito 11_d anteriores .....	174
Tabla 2. 29. MTP 1.5GHz. Parámetros S finales para el circuito 1_d .....	175
Tabla 2. 30. MTP 1.5GHz. Parámetros S finales para el circuito 11_d .....	175
Tabla 2. 31. MTP 2.8GHz. Tipos de circuitos a crear .....	214
Tabla 2. 32. MTP 2.8GHz. Valores Reales y Estándar de los distintos componentes.....	214
Tabla 2. 33. MTP 2.8GHz. Parámetros S para los distintos Circuitos diseñados.....	216
Tabla 2. 34. MTP 2.8GHz. Valores de los componentes del Circuito 1_d para la optimización	216
Tabla 2. 35. MTP 2.8GHz. Valores de los parámetros según los distintos valores de los componentes del circuito 1_d.....	216
Tabla 2. 36. MTP 2.8GHz. Valores de los componentes del Circuito 4_d para la optimización	218
Tabla 2. 37. MTP 2.8GHz. Valores de los parámetros según los distintos valores de los componentes del circuito 4_d.....	218
Tabla 2. 38. MTP 2.8GHz. Distintas opciones para los valores de los componentes del Circuito 1_d.....	219
Tabla 2. 39. MTP 2.8GHz. Valores de los parámetros según los distintos valores de los componentes del circuito 1_d anterior.....	219
Tabla 2. 40. MTP 2.8GHz. Distintas opciones para los valores de los componentes del Circuito 4_d.....	220
Tabla 2. 41. MTP 2.8GHz. Valores de los parámetros según los distintos valores de los componentes del circuito 4_d anteriores .....	220
Tabla 2. 42. MTP 2.8GHz. Parámetros S finales para el circuito 1_d .....	221
Tabla 2. 43. MTP 2.8GHz. Parámetros S finales para el circuito 4_d .....	221
Tabla 3. 1. Valor final de los componentes .....	227
Tabla 3. 2. Diferencia entre valor teórico y medido en el circuito a 2.8GHz .....	229
Tabla 3. 3. Diferencia entre valor teórico y medido en el circuito en valores pico .....	231
Tabla 3. 4. Diferencia entre valor teórico y medido en el circuito a 1.5GHz .....	232
Tabla 4. 1. Diferencia entre los valores teóricos obtenidos en este proyecto y el de referencia. ....	233

# Capítulo 1. Introducción

---

## 1.1. Ondas electromagnéticas. Microondas

Las señales electromagnéticas de alta frecuencia son conocidas por el hombre desde hace más de un siglo, pero desde hace unos 60 años su empleo ha aumentado de forma importante y con él su desarrollo tanto en el ámbito industrial como en el científico.

Durante este tiempo son innumerables las aplicaciones en las que se han utilizado y se extienden a campos muy diversos, pero en general se podrían clasificar en dos grandes grupos: las aplicaciones que utilizan la señal electromagnética como soporte para transmitir información y las que la utilizan como una forma de suministrar energía.

Dentro de las ondas electromagnéticas se encuentra la banda de las microondas que abarca las frecuencias de 300MHz a 300GHz y que se definirá con más detalle en los siguientes apartados.

### 1.1.1.-Descubrimientos y aplicaciones

Como ya se ha comentado son muchas las aplicaciones de las ondas electromagnéticas desde su descubrimiento hasta la actualidad por lo que a continuación se presenta un breve resumen histórico de los hallazgos más importantes en este campo.

1864: James Clerk Maxwell predice la existencia de las ondas electromagnéticas y establece la teoría de que éstas están formadas por un campo eléctrico y otro magnético que se inducen mutuamente y se propagan sin necesidad de un medio físico. Además, resume las leyes experimentales de la electricidad y el magnetismo (leyes de Coulomb, Gauss, Biot-Savart, Ampere y Faraday) en las que a día de hoy son conocidas como las ecuaciones de Maxwell, con las que se describen los fenómenos electromagnéticos.

- Ley de Gauss campo magnético:  $\vec{\nabla} \cdot \vec{B} = 0$
- Ley de Gauss campo eléctrico:  $\vec{\nabla} \cdot \vec{D} = \rho_{libre}$
- Ley de Faraday:  $\vec{\nabla} \times \vec{E} = -\frac{\partial \vec{B}}{\partial t}$
- Ley de Ampère-Maxwell:  $\vec{\nabla} \times \vec{H} = \vec{J} + \frac{\partial \vec{D}}{\partial t}$

1885: Heinrich Hertz reformula las ecuaciones de Maxwell ya que consigue crear ondas por medios exclusivamente eléctricos y demuestra que estas ondas tienen todas las características de la luz visible como ya había sido predicho por James Clerk Maxwell y Michael Faraday.

1896: Guglielmo Marconi obtiene la primera patente de comunicaciones inalámbricas en el Reino Unido por la invención del telégrafo inalámbrico.

1935: Robert Watson-Watt, observa que se da un hecho que puede ser útil para detectar aviones enemigos, y es que los ingenieros de la central de correos observan que cuando un avión vuela cerca de sus receptores se producen unas perturbaciones en la recepción de muy altas frecuencias. Esta observación da lugar a una serie de hechos que culminaron con la invención del radar.

1939: Gran Bretaña cuenta, 3 semanas antes del inicio de la 2ª Guerra Mundial, con un sistema de detección de aviones. Con ayuda del radar, los ingleses pueden detectar la salida de los aviones alemanes desde sus bases situadas en países conquistados, como Francia y Bélgica.

1939: El físico Henry Boot y el biofísico John T. Randall, científicos británicos, logran el avance más importante para la tecnología del radar durante la II Guerra Mundial. Inventan un tubo de electrones denominado magnetrón de cavidad resonante. Este tipo de tubo es capaz de generar impulsos de radio de alta frecuencia con mucha energía, lo que permite el desarrollo del radar de microondas, que trabaja en la banda de longitudes de onda muy pequeñas, inferiores a 1cm, usando el láser. El radar de microondas, conocido también como LIDAR (*light detection and ranging*), se utiliza hoy en el sector de las comunicaciones y para medir la contaminación atmosférica.

1942: Primer equipo de microondas para enlaces telefónicos múltiples, construido en serie por la industria, fue sin duda el equipo "Nº 1" del ejército inglés; se trataba de un sistema de 8 canales telefónicos, con modulación por duración de impulsos, que utilizaba un magnetrón en una longitud de onda de 6 cm.

1943: Aprovechando la experiencia inglesa, aparecen equipos americanos similares, con 8 canales telefónicos, y modulación por impulsos; uno usa un magnetrón, funciona entre 20 y 25cm de longitud de onda, el otro con un Klystron lo hace en el rango de 6 a 7cm. Este último se introduce en Europa en diciembre de 1944 y, en abril de 1945 ya hay varios enlaces en servicio.

1946: Percy Spencer, ingeniero de la Raytheon Corporation, se da cuenta de algo muy peculiar: está probando un nuevo tubo al vacío llamado magnetrón cuando se da cuenta de que un dulce que tiene en su bolsa se ha derretido, intrigado y pensando que quizá la barra de chocolate había sido afectada casualmente por esas ondas, el doctor Spencer hace un nuevo experimento. Esta vez coloca algunas semillas de maíz para hacer palomitas, cerca del tubo y, permaneciendo algo alejado, ve con una chispa de inventiva en sus ojos cómo el maíz se mueve, se cuece, se hincha y salta esparciéndose por todo el laboratorio. De esta forma comienza la experimentación sobre el futuro horno microondas.

1947: Sale al mercado el primer horno comercial de microondas. Estas primeras unidades son grandes y estorbosas, de 1.60m de altura y 8kg de peso, además, el magnetrón se enfría con agua, de modo que es necesario instalar tubería especial.

1949: Aparece un enlace hertziano de televisión, que funciona en una longitud de onda de 5cm entre Nueva York y Filadelfia.

1949: En diciembre de este año se pone en marcha el primer radioenlace de banda ancha, entre Londres y Birmigham, destinado a una cadena de televisión y éste funciona en una longitud de onda del orden de 30cm.

1951-1953: Charles Townes, del Laboratorio de Radiación de la Universidad de Columbia, descubre cómo aprovechar la emisión estimulada para generar un rayo de microondas concentrado. Townes denomina a su invención "máser", siglas en inglés de la amplificación de microondas mediante la emisión estimulada de radiación. Townes comparte el premio Nobel de 1964 por su trabajo con dos físicos soviéticos, N.G. Basov y A.M. Prokhorov, quienes habían ideado un concepto similar.

1956: En España se inicia la instalación de radioenlaces de microondas por la compañía Telefónica. El primero es el radioenlace Madrid-Sevilla y a éste le sigue una amplia red.

1957: El 4 de octubre de este año la Unión Soviética lanza el primer satélite artificial, el Sputnik 1. A partir de este momento la tecnología de los satélites ha ido evolucionando y en la actualidad hay satélites de comunicaciones, navegación, militares, meteorológicos, de estudio de recursos terrestres y científicos que utilizan las microondas para su comunicación.

1958: Townes y Arthur Schawlow, de los Laboratorios Bell, publican su teoría sobre el comportamiento de la emisión estimulada con longitudes de onda más cortas, incluyendo las de la luz visible, dando origen al término "láser", siglas en inglés de la amplificación de luz mediante emisión estimulada de radiación.

1967: Se empiezan a fabricar y a comercializar los primeros hornos microondas para uso doméstico.

1994: La compañía de telecomunicaciones Ericsson, empieza un estudio para investigar la viabilidad de una interfaz de radio de baja potencia y bajo costo entre teléfonos móviles y sus accesorios. El objetivo es eliminar los cables entre los teléfonos móviles y tarjetas de ordenadores, headsets, dispositivos desktop, etc. Posteriormente, Ericsson se une con Nokia, IBM, Toshiba e Intel, para llevar a cabo el proyecto juntos formando un Grupo de Interés Especial (SIG).

2000: A finales de este año empiezan a salir al mercado los dispositivos con tecnología Bluetooth. Dispositivos que transmiten y reciben en la frecuencia de 2.4GHz, por lo tanto utilizan las microondas para su funcionamiento.

2003: Se predijo que este año sería el del desarrollo y la implantación de la tecnología WIFI (abreviatura de *Wireless Fidelity*) que utiliza las microondas para llevar a cabo la comunicación. La expresión Wi-Fi (abreviatura de *Wireless Fidelity*) se utiliza como denominación genérica para los productos que incorporan cualquier variante de la tecnología inalámbrica 802.11, que permite la creación de redes de trabajo sin cables (conocidas como WLAN, Wireless Local Area Networks).

2005: Investigadores del Grupo de Ingeniería Molecular (GEM) del Instituto Químico de Sarriá (IQS) de Barcelona, usan el microondas como técnica de calefacción eficaz para desarrollar fármacos inhibidores de tiroxina kinasas, una proteína implicada en el crecimiento de algunos tumores cancerígenos. El microondas supone un método de calefacción más rápido que ayuda a mejorar los procesos de síntesis de moléculas biológicamente activas contra ciertos tumores.

Actualidad: Quizá el progreso futuro de las microondas. Está en el desarrollo, cada día mayor, de los dispositivos de estado sólido, en los cuáles se consigue una disminución de precio y tamaño que puede llegar a niveles insospechados; estos sistemas son la combinación de los generadores a semiconductores con las técnicas de circuitería integrada, fácilmente adaptables a la producción en masa.

## 1.1.2.- El radar

### 1.1.2.1.- Historia del radar

Como ya se ha comentado anteriormente, en 1935 Sir Robert Alexander Watson-Watt inventó el RADAR (Radar Detection And Ranging), con éste era capaz de detectar la presencia de barcos y aviones a grandes distancias.

El funcionamiento del radar es simple: irradia ondas electromagnéticas las cuales rebotan en un blanco y de las que se recibe su eco.

Los primeros radares usaban grandes antenas fijas formadas por enormes armazones de acero. Pero estos primeros radares fijos ya fueron muy útiles durante la II Guerra Mundial, e incluso durante ésta siguió investigándose y haciendo avances sobre el tema y se inventó el radar de microondas, conocido también como LIDAR (*light detection and ranging*) como ya se ha comentado anteriormente.

Como es lógico pasó mucho tiempo antes de que poder instalar un radar en un barco, o hasta que su tamaño fue reducido para poder ser utilizado en un avión.

A día de hoy los sistemas de radar han evolucionado mucho y son un gran aporte sobre todo a la seguridad en el transporte por mar y aire. Por otro lado, también es muy utilizado en el campo militar para detectar amenazas. Además se pueden encontrar en nuestro día a día en las carreteras controlando la velocidad de los vehículos.

### 1.1.2.2.- Características de la señal del radar

Los blancos en movimiento reflejan la señal que les llega y la devuelven al radar con una frecuencia distinta debido al efecto Doppler, por esto será posible calcular distintas características del blanco.

La diferencia de frecuencias entre la señal transmitida y la recibida guarda la misma relación que la velocidad del blanco y la velocidad de la luz.

En caso de que el receptor del radar rechace los ecos que tienen la misma frecuencia que él está transmitiendo y sólo amplifica los de frecuencia distinta, el radar sólo podrá visualizar los blancos móviles.

Los receptores radar pueden seleccionar blancos en movimiento en total oscuridad de la misma forma que hacen los radares de tráfico con los vehículos.

### 1.1.2.3.- Tipos de radar

Los radares se pueden clasificar de distintas formas atendiendo a los diferentes aspectos de éstos, a continuación se presentan algunas de ellas:

- Según el número de antenas el radar puede ser:
  - Monoestático: tiene una sola antena que transmite y recibe la señal.
  - Biestático: tiene una antena para la transmisión y otra para la recepción y ambas pueden estar en el mismo lugar o no.
  - Multiestático: tiene varias antenas por las que recibe la información.
- Según el blanco el radar puede ser:
  - Primario: funciona independientemente del blanco.
  - Secundario: pregunta al blanco, el cual le da información sobre su posición, altura...
- Según el propósito de éste puede ser:
  - De seguimiento: puede seguir la ruta o movimiento del objetivo. Los radares de este tipo pueden ser de seguimiento continuo o discontinuo.
  - De búsqueda: rastrea una zona y muestra todos los objetivos que encuentra en ella. Hay radares que pueden ser de seguimiento y de búsqueda.
- Según la forma de onda el radar puede ser:

- De onda continua: se transmite una señal continua normalmente sinusoidal. La onda transmitida puede ser también modulada en fase o en frecuencia entonces se llama radar de onda continua modulada.
- De pulsos: se transmiten periódicamente pulsos de alta potencia.
- Según la frecuencia a la que trabajen pueden ser:

Banda	Rango de frecuencias	Longitudes de onda	Características
HF	3 – 30 MHz	10 – 100 m	Vigilancia costera, vigilancia OTH (over-the-horizon)
P	< 300 MHz	> 1 m	Aplicado a los primeros radares
VHF	50 – 330 MHz	0.9 – 6 m	Vigilancia a grandes distancias, penetración en el terreno
UHF	300 – 1000 MHz	0.3 – 1 m	Vigilancia a distancias muy elevadas (como detección de misiles), penetración en el terreno y a través de la vegetación
L	1 – 2 GHz	15 – 30 cm	Vigilancia a distancias elevadas y control del tráfico
S	2 – 4 GHz	7.5 – 15 cm	Vigilancia a distancias intermedias y localización de las condiciones meteorológicas a grandes distancias.
C	4 – 8 GHz	3.75 – 7.5 cm	Seguimiento a grandes distancias y también para meteorología.
X	8 – 12 GHz	2.5 – 3.75 cm	Seguimiento a distancias cortas, guiar misiles y meteorología.
K <sub>u</sub>	12 – 18 GHz	1.67 – 2.5 cm	Cartografía de alta resolución y altímetros para satélites.
K	18 – 27 GHz	1.11 – 1.67 cm	Detectar nubes en meteorología y para controlar la velocidad de los motoristas.
K <sub>a</sub>	27 – 40 GHz	0.75 – 1.11 cm	Vigilancia en aeropuertos y en tráfico para fotografiar a los coches que superen la velocidad de la vía.
mm	40 – 300 GHz	7.5 – 1 mm	Banda milimétrica

<b>Q</b>	40 – 60 GHz	7.5 – 5 mm	Comunicaciones militares
<b>V</b>	50 – 75 GHz	6 – 4 mm	Absorbido por la atmósfera
<b>E</b>	60 – 90 GHz	6 – 3.3 mm	
<b>W</b>	75 – 110 GHz	2.7 – 4 mm	Sensor para vehículos autónomos, meteorología de alta resolución y tratamiento de imágenes.

Para el radar que se trata en este proyecto es interesante conocer en detalle cómo funcionan los radares que en la clasificación anterior se han definido según su forma de onda, de esta forma, se sabe que, dependiendo de la señal que transmitan los radares se pueden dividir en dos tipos, los de pulsos (o radar Doppler) y los de onda continua. Ambos tipos se explican más detalladamente a continuación.

### *a) Radar Doppler o Radar de pulsos*

#### a.1) Funcionamiento

El radar de pulsos o radar Doppler envía las señales en ráfagas muy cortas (trenes de pulsos) y de muy alta potencia. Este radar calcula la distancia a la que se encuentra el blanco según el tiempo que tarda un determinado pulso en llegar al objetivo y volver al receptor. Este tipo de radar es capaz de medir el rumbo, la distancia, la altitud e incluso la velocidad del objeto, además, usa el efecto Doppler para determinar la velocidad transversal relativa de los objetos. El problema de los radares Doppler es que presentan ambigüedad cuando hay que medir distancias lo que hace que sean poco útiles para la localización de objetos.



Imagen 1. 1. Forma de Onda en Radar Doppler

#### a.2) Uso

Este radar se suele usar para medir velocidades, como pueden ser los utilizados por la policía para el tráfico o los que se usan en algunas competiciones deportivas, aunque también suelen usarse en meteorología para medir a la distancia a la que se encuentra una tormenta, por ejemplo.

### a.3) Diagrama de bloques

Un radar de pulsos sencillo estaría compuesto por los siguientes bloques:

- **Sincronizador.** Genera la señal que marca la transmisión del pulso. Además esta señal también se usa para medir el tiempo que tarda en “volver” la señal.
- **Oscilador.** Produce la señal RF que se enviará a través de la antena, además éste debe incluir un amplificador para que la señal llegue con la potencia necesaria.
- **Receptor.** Amplifica los ecos que devuelve el blanco y los transmite a la pantalla de forma que ésta pueda representarlos.
- **Interruptor TX-RX.** Necesario si se usa una sola antena para transmitir y recibir la señal, entonces este bloque se encargaría de conectarla con el transmisor o el receptor dependiendo de lo que indique la señal de sincronización.
- **Fuente de alimentación.** Se encarga de alimentar a los distintos bloques del radar.
- **Pantalla.** Su función es representar los resultados obtenidos.

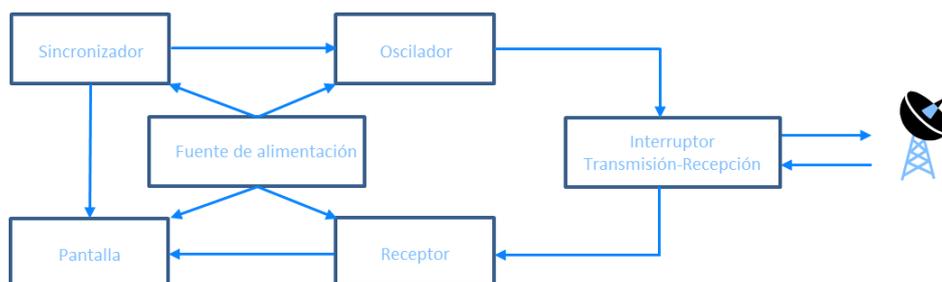


Imagen 1. 2. Diagrama de bloques de un radar de pulsos.

## b) Radar de onda continua

### b.1) Funcionamiento

El radar de onda continua transmite una señal de forma continua y a una frecuencia determinada (normalmente una onda sinusoidal), al dar en el blanco la onda vuelve al transmisor con una frecuencia distinta con lo cual puede calcular la velocidad del blanco.

Este radar tiene una ventaja fundamental sobre el anterior y es que informa “instantáneamente” de los cambios de velocidad del blanco, aunque también tiene un inconveniente y es que no determina la distancia a la que se encuentra éste.

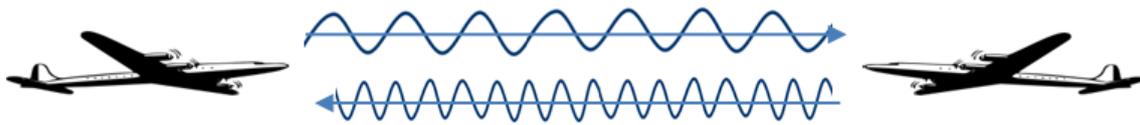


Imagen 1. 3. Forma de onda en un Radar de Onda Continua

#### b.2) Onda modulada

Dentro de los radares de onda continua se encuentran los de onda continua modulada en frecuencia. El fundamento de estos consiste en transmitir una onda continua pero con una frecuencia no constante (modulada), con esto se generan pulsos en frecuencia que hacen que se pueda medir la distancia del blanco, lo que elimina el problema comentado anteriormente.

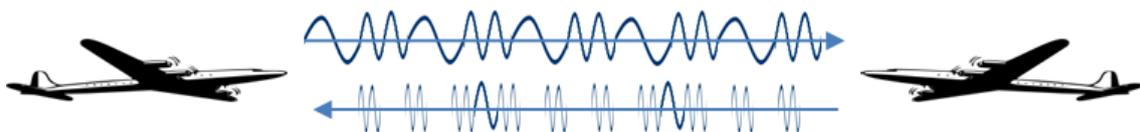


Imagen 1. 4. Forma de Onda en un Radar de Onda Modulada

#### b.3) Diagrama de bloques

Como se ha comentado anteriormente este tipo de radar está transmitiendo y por lo tanto recibiendo continuamente, por lo tanto necesita de dos antenas.

Los principales bloques de los que está compuesto son:

- **Transmisor de onda continua.** genera una señal continua y de frecuencia y amplitud constantes y la envía a la antena transmisora. La potencia que utiliza es mucho menor que la utilizada en el radar de pulsos.
- **Antenas.** Como ya se ha comentado tiene dos, una para transmisión y otra para recepción.
- **Mezclador.** Se encuentra en la etapa de recepción y se encarga de determinar las variaciones de amplitud y frecuencia de la onda recibida respecto a la enviada.
- **Amplificación y procesamiento de señal.** Se amplifica y analiza la señal para su uso.
- **Pantalla.** Muestra la información recibida.

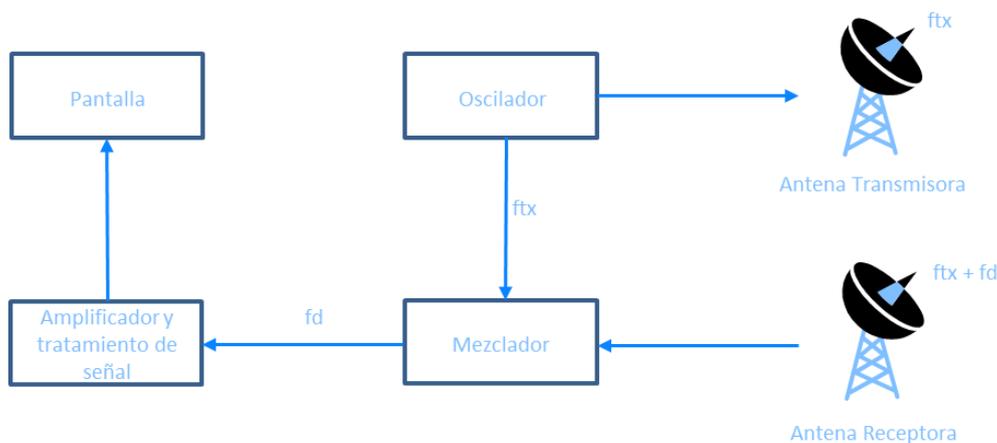


Imagen 1. 5. Diagrama de bloques de un Radar de Onda Continua

### C) Diferencias fundamentales entre ambos

A continuación se presentan algunas diferencias entre los radares de onda continua y los de pulsos:

- Mientras que la señal que transmite el radar de pulsos consiste en impulsos o trenes de pulsos, el radar de onda continua transmite una señal continuada.
- Los sistemas de onda continua son más precisos que los de pulsos ya que, por ejemplo, permiten captar el cambio de velocidad de un objetivo de forma casi instantánea lo que también permite calcular cuál será la trayectoria que seguirá el blanco.
- Con la misma potencia en los dos tipos de radar, el de onda continua transmite con más energía y por tanto su alcance es mayor y también su capacidad de detección.

#### 1.1.2.4.- Descripción del radar a fabricar

El sistema que se pretende fabricar es un radar en banda S para prácticas docentes que pueda ser empleado como radar Doppler (de pulsos), de onda continua o de onda modulada.

La característica más especial de este radar es que será fabricado con elementos y técnicas de fabricación de bajo coste, lo que lo hará especialmente atractivo para ser usado en prácticas docentes de asignaturas relacionadas con el radar, las microondas, etc.

Por el uso que se le va a dar, el radar a fabricar es sencillo y se puede esquematizar con el siguiente diagrama de bloques:

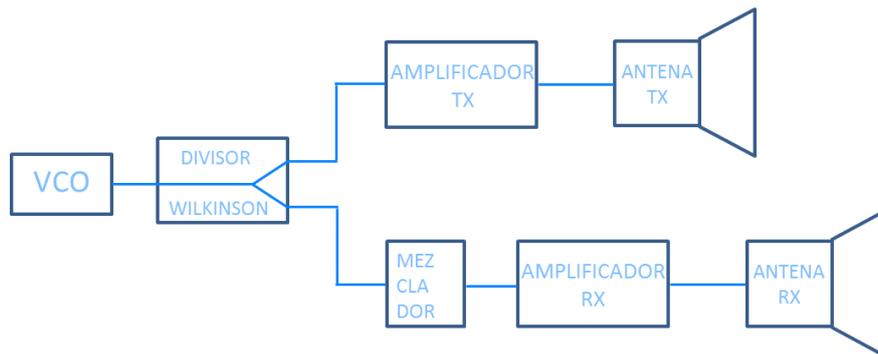


Imagen 1. 6. Diagrama de Bloques del Radar a fabricar

Como se puede observar tiene los mismos bloques básicos que los radares explicados anteriormente y además utiliza dos antenas, una para transmisión y otra para recepción, lo que hace que pueda ser utilizado como radar de onda continua (como se explicó en puntos anteriores). Puede observarse como se utilizan dos amplificadores, uno para transmisión que amplificará la señal, que le haya pasado el oscilador, a la frecuencia de trabajo antes de transmitirla y otro para recepción que amplifica la señal una vez recibida, esta señal estará un poco desviada en frecuencia respecto a la enviada a causa del efecto Doppler. Una vez recibida y amplificada la señal, esta pasa por el mezclador y a la salida de éste se encuentra una señal cuya frecuencia es directamente proporcional a la velocidad del blanco detectado.

## 1.2.- Objetivos

Dentro del radar descrito en el punto anterior, este proyecto se basa en fabricar el amplificador. Como ya se ha comentado el radar dispone de dos amplificadores pero en este proyecto sólo se diseñara uno ya que, como se ha visto anteriormente, la diferencia de frecuencia entre la señal transmitida y la recibida va a ser pequeña.

Por lo tanto, se diseñará un amplificador que amplifique a la frecuencia fijada como frecuencia de trabajo y de este modelo se harán dos, uno será situado en la etapa de transmisión y el otro en la de recepción.

En cuanto a los amplificadores, estos pueden ser de mínimo ruido o de máxima ganancia, en este proyecto lo que interesa es que la señal llegue al blanco y vuelva hasta el radar con suficiente potencia como para poder ser detectada cuál ha sido la desviación en frecuencia y así poder calcular la velocidad del blanco, por lo tanto interesa diseñar un amplificador de MTP (Máxima Transferencia de Potencia).

Con todos los parámetros definidos hasta ahora, se pueden definir los objetivos fundamentales de este proyecto como:

- Estudiar el diseño de un amplificador, basándonos en [1] donde se diseña un amplificador de mínimo ruido.
- Establecer las características de diseño para un amplificador de máxima transferencia de potencia a partir del amplificador anterior.
- Diseñar un amplificador de máxima transferencia de potencia a la frecuencia de trabajo fijada en este proyecto (2.8GHz).
- Usar software de análisis circuital, *Microwave Office*, para confirmar el diseño y poder simularlo para tener una idea de los resultados que se van a obtener.
- Fabricar el amplificador de MTP en un circuito impreso.
- Medir sobre el circuito creado para saber cuáles son las características de amplificación que realmente se obtienen.

# Capítulo 2. Proceso de diseño

## 2.1.- Introducción al diseño del amplificador

### 2.1.1.- Especificaciones de diseño

En este proyecto se diseña un amplificador para ser utilizado en el radar en banda S para prácticas docentes que se ha explicado en la introducción.

La banda S, en la que trabajará el radar, cubre las frecuencias de 2 a 4 GHz, dentro de esta banda se ha decidido trabajar a la frecuencia de 2.8GHz, por lo tanto esta será la frecuencia a la que se diseñará el amplificador.

Además, como ya se ha comentado, es necesario que la señal que transmite el radar llegue hasta el blanco y regrese hasta el radar, el cuál debe obtener de ella la desviación en frecuencia que dará a conocer la velocidad a la que se mueve este blanco. Debido a esto se necesita que la señal tenga la potencia suficiente para hacer este recorrido, por lo que el amplificador a diseñar deberá ser de máxima transferencia de potencia (MTP) y se intentará que la ganancia de la señal transmitida sea lo más alta posible.

### 2.1.2.- Características del amplificador

Un amplificador es un dispositivo activo, por lo tanto, su funcionamiento depende de la polarización que se le aplique (diodos, transistores...).

Un amplificador es un sistema formado por el conjunto del transistor con su red de polarización de surtidor más las redes de entrada y salida. A estas redes de entrada y de salida habrá que añadirles las redes de polarización de puerta y surtidor respectivamente.

Se puede ver el esquema de un amplificador de microondas con los parámetros que lo caracterizan en la siguiente figura:

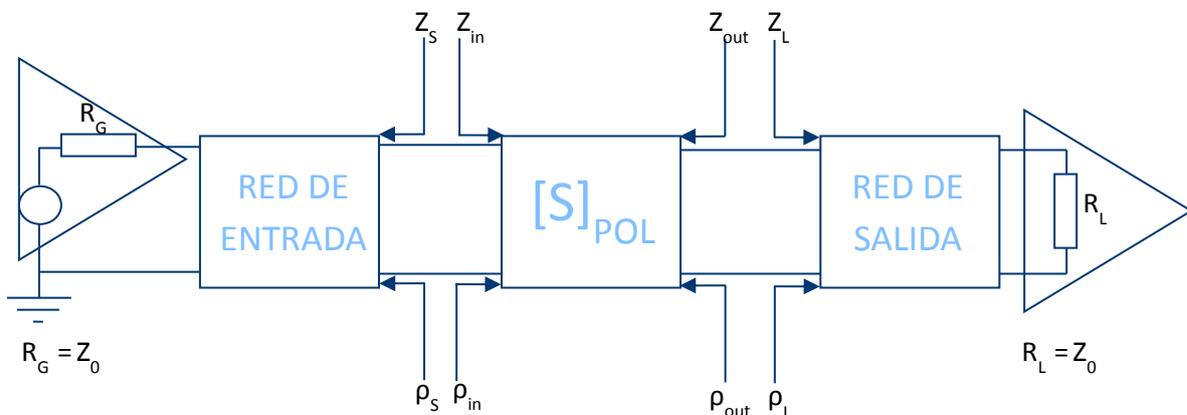


Imagen 2. 1. Esquema del amplificador de microondas.

El objetivo es crear un amplificador de máxima transferencia de potencia, por lo tanto, este debe cumplir las siguientes condiciones:

- $\rho_s = S_{11}^*$
- $\rho_L = S_{22}^*$
- Ganancia de transferencia unilateral:

$$G_{TU} = G_1 \cdot G_0 \cdot G_2$$

Donde:

$G_1$  depende de la entrada y de  $S_{11}$ :

$$G_1 = \frac{1 - |\rho_s|^2}{|1 - S_{11} \cdot \rho_s|^2}$$

$G_0$  depende del transistor y de  $S_{21}$ :

$$G_0 = |S_{21}|^2$$

$G_2$  depende de la salida:

$$G_2 = \frac{1 - |\rho_L|^2}{|1 - S_{22} \cdot \rho_L|^2}$$

Quedando finalmente el valor de la ganancia como:

$$G_{TU} = \frac{1 - |\rho_s|^2}{|1 - S_{11} \cdot \rho_s|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1 - |\rho_L|^2}{|1 - S_{22} \cdot \rho_L|^2}$$

- El transistor estará adaptado cuando:

$$S_{11} = 0 \rightarrow G_1 = 1$$

$$S_{22} = 0 \rightarrow G_2 = 1$$

por lo tanto:

$$G_{TU \text{ MAX}} = |S_{21}|^2$$

- Habrá máxima ganancia unilateral si se cumple que:

$$\rho_s = S_{11}^* = \rho_{in}^*$$

$$\rho_L = S_{22}^* = \rho_{out}^*$$

por lo tanto:

$$G_{TU \text{ MAX}} = \frac{1}{1 - |S_{11}|^2} \cdot |S_{21}|^2 \cdot \frac{1}{1 - |S_{22}|^2}$$

- Factor de mérito unilateral:

$$u = \frac{|S_{11} \cdot S_{12} \cdot S_{21} \cdot S_{22}|}{|(1 - |S_{11}|^2) \cdot (1 - |S_{22}|^2)|}$$

- Se cumple que:

$$\frac{1}{(1 + u)^2} < \frac{G_T}{G_{TU}} < \frac{1}{(1 - u)^2}$$

### 2.1.3.-Pasos del proceso de diseño

Para crear el amplificador que mejor se adapte a las condiciones requeridas en este proyecto se realizarán varios diseños de las redes de adaptación de entrada y de salida, se harán las simulaciones para medir los parámetros S con las distintas alternativas de diseño y se creará el layout, todo ello en el programa de diseño *Microwave Office*. El proceso de diseño tiene unos pasos de diseño iniciales que son comunes.

El primer paso consiste en realizar el *diseño ideal del amplificador*, utilizando únicamente líneas de transmisión sin pérdidas con lo que se obtendrán los parámetros eléctricos.

Para llevar a cabo este primer diseño del amplificador, hay que tener en cuenta varios parámetros a la hora de escoger los distintos valores de los componentes que formarán parte del circuito. Estos son:

- 1) Elección del punto de polarización y obtención de los parámetros S.
- 2) Comprobar si es incondicionalmente estable:  $|K| > 1$  y  $|\Delta| < 1$ .
- 3) Si no es incondicionalmente estable hay que modificar el diseño o tener en cuenta los círculos de estabilidad de fuente y carga que no hay que sobrepasar para evitar oscilaciones.
- 4) Diseño de las redes de adaptación por aproximación unilateral (comprobar que  $u$  no es mayor de unos pocos dB)
  - a. Amplificador de máxima ganancia:  $\rho_s = S_{11}^*$  y  $\rho_L = S_{22}^*$
  - b. Amplificador de mínimo ruido:  $\rho_s = \rho_{s\text{OPT}}$  y  $\rho_L = S_{22}^*$
- 5) Si  $\rho_s$  o  $\rho_L$  están dentro de la zona inestable se usan las curvas de ganancia unilateral constante y/o las de factor de ruido constante.
- 6) Diseñar físicamente las redes de adaptación de entrada y salida que garanticen los valores  $\rho_s$  y  $\rho_L$  de calculados.
- 7) Simulación y optimización por software.
- 8) Circuito final con las redes de polarización, donde se deben incluir condensadores y bobinas de desacoplo.

Una vez que se tienen los parámetros eléctricos, podrán ser convertidos a físicos con una herramienta propia de *Microwave Office* llamada *TxLine*. Con los parámetros físicos ya se puede realizar el diseño real del amplificador.

En el proceso de diseño hay que tener en cuenta las propiedades del sustrato que se utilizaría en la implementación, ya que estas influyen en las propiedades de las líneas que conforman el circuito.

En este proyecto se escoge el sustrato Duroid RT6006, cuyas características físicas son las siguientes:

- Constante dieléctrica relativa:  $\epsilon_r = 6.15 \pm 0.15$
- Altura del sustrato:  $H = 1.27 \text{ mm}$
- Espesor del material conductor:  $T = 0.035 \text{ mm}$
- Tangente de pérdidas:  $Tand = 0.0027$
- Resistividad normalizada respecto al oro:  $Rho = 1$

Con el fin de aprender el funcionamiento de los distintos programas a utilizar y de familiarizarse con el diseño de amplificadores se decide realizar este mismo diseño para tres amplificadores diferentes que serán diseñados en el siguiente orden:

1. Amplificador de Mínimo ruido a 1.5GHz: con lo que partiendo de [1] se puede aprender el diseño de un amplificador de mínimo ruido y sus distintas alternativas.
2. Amplificador de Máxima ganancia a 1.5GHz: tomando como base la idea del diseño anterior se modifican las condiciones iniciales para hacer el diseño de máxima ganancia, por lo que los parámetros y características del amplificador serán distintos.
3. Amplificador de Máxima ganancia a 2.8GHz: por último, de la misma forma que se hace con el amplificador anterior, se modifica la frecuencia en el proceso de diseño teórico para diseñar el amplificador final.

El punto de polarización se escogerá, desde un principio, para la frecuencia a la que va a trabajar el amplificador final, es decir, 2.8GHz y con el fin para el que se diseña, es decir, máxima ganancia. Por lo que los dos primeros amplificadores, a pesar de diseñarse para una frecuencia de 1.5GHz, tendrán el punto de polarización para obtener máxima ganancia a 2.8GHz.

## 2.2.- Amplificador de Mínimo ruido a 1.5GHz

Se comienza con el diseño del amplificador de mínimo ruido a 1.5GHz, puesto que se dispone de una referencia fiable sobre el diseño de este tipo de amplificadores, lo cual permitirá la familiarización tanto con el software como con el proceso de diseño para, posteriormente, poder modificar los criterios de diseño y pasar a diseñar el amplificador objeto de este proyecto.

### 2.2.1.- El transistor y su red de polarización

El primer paso en el proceso de diseño será caracterizar el transistor con su correspondiente red de polarización de surtidor.

Para implementar el transistor polarizado se va a usar un transistor con tecnología MESFET (Metal-Semiconductor-Field-Effect-Transistor o transistor de efecto de campo metal – semiconductor) de Arseniuro de Galio (GaAs). El modelo utilizado es el ATF – 35143, escogido por la compatibilidad de sus características con los requerimientos de diseño del amplificador (la hoja de características del transistor ATF-35143 se pueden ver en el anexo A).

#### 2.2.1.1.- Transistor ATF-35143, características

Una vez que se ha escogido el modelo del transistor, se escogerá el punto de polarización para que éste ofrezca máxima transferencia de potencia y a continuación se diseñarán sus redes de polarización.

Los pasos para diseñar el transistor son los siguientes:

##### *a) Elección del punto de polarización del transistor y obtención de los parámetros S para la frecuencia de trabajo (2.8GHz).*

Para escoger el punto de polarización habrá que consultar las hojas de características del transistor y buscar el que ofrezca los mejores valores para la característica y frecuencia deseada, es decir, mayor ganancia a 2.8GHz.

En la siguiente tabla se resumen y marcan los que mejores resultados ofrecen:

Punto de polarización		Ganancia (dB)		Factor de Ruido (dB)	
$V_{DS}$ (V)	$I_{DS}$ (mA)	f = 2.5 GHz	f = 3 GHz	f = 2.5 GHz	f = 3 GHz
2	5	14.7	14	0.33	0.39
2	10	15.7	15	0.29	0.34
2	15	16.2	15.4	0.29	0.34
<b>2</b>	<b>30</b>	<b>17</b>	<b>16.2</b>	0.33	0.39
3	10	15.9	15.1	0.33	0.39
3	15	16.3	15.6	0.31	0.37
<b>3</b>	<b>30</b>	<b>17</b>	<b>16.3</b>	0.35	0.41
4	30	16.7	16	0.33	0.38
<b>4</b>	<b>60</b>	<b>17.8</b>	<b>17</b>	0.63	0.73

Tabla 2. 1. Ganancia y factor de ruido para distintos puntos de polarización.

Como la frecuencia de trabajo de 2.8GHz no aparece exactamente en las hojas de características, se han tomado los valores de ganancia y factor de ruido alrededor de esta frecuencia (a 2.5 y 3GHz).

El amplificador a diseñar debe tener máxima ganancia, pero hay que tener en cuenta las características de la fuente generadora y que el factor de ruido no sea excesivamente alto, por lo tanto se escoge el punto de polarización con:  $V_{DS} = 3 \text{ V}$  e  $I_{DS} = 30 \text{ mA}$ .

Una vez que se ha escogido el punto de polarización para la frecuencia de trabajo se extraen los parámetros S del transistor para dichas características. Estos parámetros se pueden ver en la siguiente tabla:

Frecuencia GHz	Parámetros S							
	$S_{11}$		$S_{21}$		$S_{12}$		$S_{22}$	
	Mag	Ang	Mag	Ang	Mag	Ang	Mag	Ang
0.50	0.99	-21.01	8.36	163.08	0.020	76.89	0.53	-15.23
0.75	0.96	-32.39	8.21	153.62	0.030	69.64	0.51	-21.01
1.00	0.93	-42.42	7.97	145.49	0.038	64.80	0.50	-27.72
1.50	0.88	-61.18	7.43	130.11	0.054	54.32	0.47	-40.61
1.75	0.85	-70.01	7.15	122.91	0.060	49.77	0.45	-49.56
2.00	0.82	-78.57	6.87	116.00	0.066	45.15	0.43	-52.43
2.50	0.76	-95.09	6.33	102.87	0.076	36.87	0.40	-63.37
3.00	0.70	-111.30	5.83	90.60	0.085	29.08	0.37	-73.44
4.00	0.61	-143.48	4.97	68.04	0.097	14.96	0.31	-91.21
5.00	0.56	-174.00	4.29	47.37	0.105	2.38	0.25	-108.94
6.00	0.54	157.98	3.76	28.09	0.112	-10.00	0.19	-128.04
7.00	0.54	130.06	3.32	9.32	0.117	-22.21	0.14	-151.53
8.00	0.55	105.20	2.96	-8.66	0.121	-32.79	0.11	179.40

Tabla 2. 2. Valores de los Parámetros S para el punto de polarización escogido.

De la misma forma, los parámetros de ruido que caracterizan al amplificador para esta frecuencia son:

Frecuencia GHz	$F_{min}$ dB	$\Gamma_{opt}$		$R_{n/50}$	$G_a$ dB
		Mag	Ang		
0.50	0.11	0.87	3.5	0.18	21.6
0.90	0.16	0.81	12.5	0.17	20.5
1.00	0.17	0.79	14.7	0.17	20.2
1.50	0.23	0.72	25.9	0.16	18.9
1.80	0.27	0.68	32.6	0.15	18.3
2.00	0.28	0.65	37.1	0.15	17.9
2.50	0.35	0.59	49.3	0.14	17.0
3.00	0.41	0.53	62.5	0.12	16.3
4.00	0.53	0.43	91.6	0.09	14.9
5.00	0.66	0.37	123.4	0.07	13.6
6.00	0.79	0.33	157.1	0.05	12.4
7.00	0.91	0.31	-168.3	0.06	11.4
8.00	1.04	0.31	-133.7	0.10	10.6

Tabla 2. 3. Valores del Factor de Ruido para el punto de polarización escogido.

### b) Caracterización del transistor con los parámetros S obtenidos.

Una vez escogido el punto de polarización y obtenidos los valores de los parámetros S y los parámetros de ruido para las frecuencias entre 0.5 y 8GHz, el siguiente paso es escribir estos datos en un archivo de texto, guardarlos con extensión “.s2p” y asignar dicho archivo al transistor (para ello, en el programa *Microwave office*, se pincha con el botón derecho en “Data files” y se escoge la opción “Import Data File”, se escoge el fichero que se acaba de crear y se añade al proyecto).

De esta forma el transistor queda totalmente caracterizado por los parámetros dados por el fabricante.

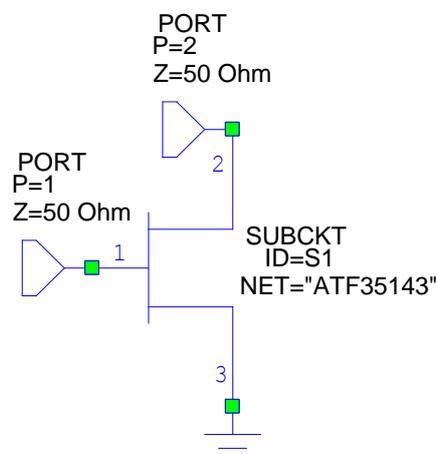


Imagen 2. 2. MR 1.5GHZ. Transistor caracterizado por sus Parámetros S y Factor de Ruido para el punto de polarización.

### c) Obtención de los parámetros S a la frecuencia de trabajo (1.5GHz)

Para llevar a cabo este paso se realiza una interpolación en *Microwave Office* (para ello se pincha en "Project options", se escoge "Single point" y la frecuencia a la que se desea que se trabaje en el proyecto, en este caso 1.5GHz).

Una vez hecho esto se obtiene, como resultado, los siguientes parámetros:

$S_{1.5\text{ GHz}} = \begin{pmatrix} 0.88\angle -61.18^\circ & 0.054\angle 54.32^\circ \\ 7.43\angle 130.11^\circ & 0.47\angle -40.61^\circ \end{pmatrix}$
$GMN = \rho_{\text{opt}} = 0.64768 + 0.3145j = 0.72\angle 25.9^\circ$
$NF_{\text{min}} = 1.0544 = 0.23\text{dB}$

### d) Comprobación de la estabilidad del transistor mediante el factor de estabilidad K

A continuación se calcula el parámetro de estabilidad K para comprobar si es incondicionalmente estable. El parámetro K se calcula a partir de los parámetros S mediante la siguiente fórmula:

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \cdot |S_{12} \cdot S_{21}|}$$

Donde:

$$\Delta = \det(S) = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}$$

Dependiendo del valor que se obtenga de K, el dispositivo puede ser:

$K = \infty$	Unilaterales ( $S_{12} = 0$ ), Incondicionalmente estables y Adaptables.	
$K > 1$	$ \Delta  \leq 1$	Incondicionalmente Estables y Adaptables.
	$ \Delta  > 1$	Condicionamente Estables y Adaptables.
$-1 < K < 1$	Condicionamente Estables y No Adaptables.	
$K < -1$	Inestables con posibilidad de estabilización resistiva (padding)	

Tabla 2. 4. Estabilidad del transistor en función del Parámetro K.

Se obtiene un valor de:

$$K = 0.3012$$

Por lo que, al ser  $K < 1$ , el dispositivo es "Condionalmente estable y no adaptable".

### e) Estudio de la estabilidad a la entrada y la salida

Como el dispositivo no es incondicionalmente estable, se ha de realizar un estudio de estabilidad a la entrada y a la salida de éste, teniendo en cuenta los círculos de estabilidad de fuente y de carga, respectivamente, y se escogerán las redes de adaptación adecuadas para evitar que se produzca esta inestabilidad.

En la siguiente imagen se pueden ver representados, en la Carta de Smith, los círculos de estabilidad de fuente y carga del transistor para la frecuencia de 1.5 GHz.

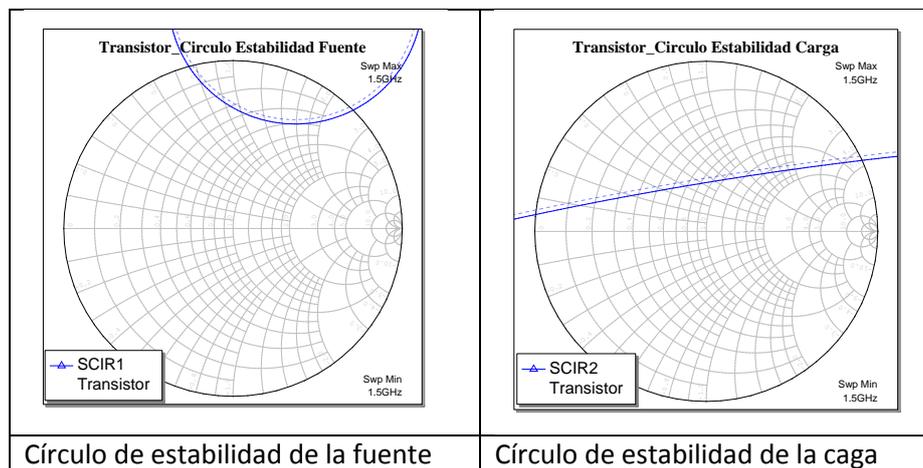


Imagen 2. 3. MR 1.5GHZ. Círculos de estabilidad de fuente y de carga para el transistor solo.

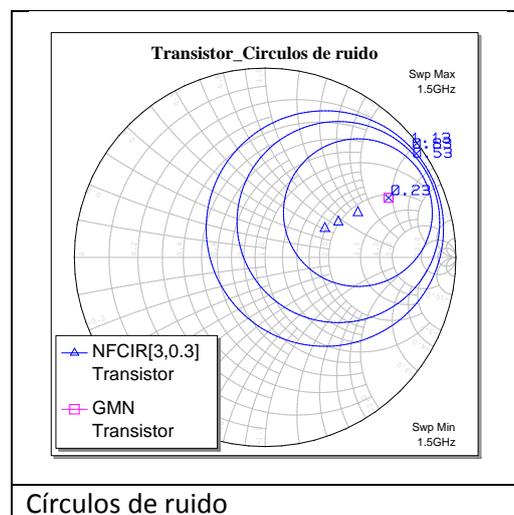


Imagen 2. 4. MR 1.5GHZ. Círculos de ruido para el transistor solo.

Analizando las imágenes anteriores, se puede confirmar que el transistor no es incondicionalmente estable, ya que los círculos definen zonas inestables en la carta de Smith.

Como se puede observar, los círculos de estabilidad tienen dos líneas distintas, la zona delimitada por la línea discontinua se considera inestable.

Además esto se puede comprobar observando el valor de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$ . Como se ha visto anteriormente,  $|S_{22}| = 0.47 < 1$ , por lo tanto, el centro de la carta de Smith de fuente ( $\rho_s$ ) es estable. De la misma forma,  $|S_{11}| = 0.88 < 1$ , por lo que, el centro de la carta de Smith de carga ( $\rho_L$ ) también es estable.

### 2.2.1.2.- Red de polarización.

Se escoge una red autopolarizada ya que usa una sola tensión de alimentación (en lugar de una tensión continua para la puerta y otra para el drenador), además, su diseño es sencillo.

La red a diseñar tendrá la siguiente forma:

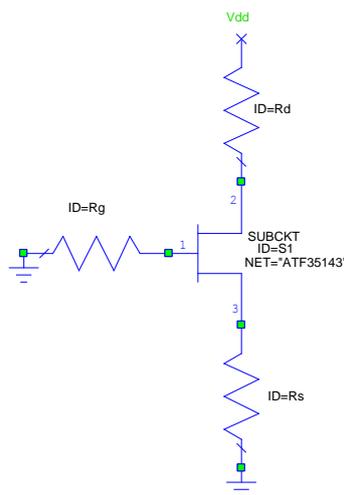


Imagen 2. 5. MR 1.5GHZ.Esquema de la Red de Polarización del transistor.

#### a) Cálculo de las resistencias y condensadores.

La tensión que habrá que aplicar a la puerta, para proporcionar la corriente de 30mA al drenador ( $I_{ds} = 30 \text{ mA}$ ), depende de la tensión de pinchoff del dispositivo ( $V_p$ ), y de la corriente de saturación  $I_{dss}$ .

Esta tensión se puede calcular mediante la siguiente fórmula:

$$V_{gs} = V_p \cdot \left( 1 - \sqrt{\frac{I_d}{I_{dss}}} \right)$$

Para el transistor ATF-35143, con el punto de polarización escogido ( $I_d = 30 \text{ mA}$  y  $V_{ds} = 3 \text{ V}$ ) el fabricante da los siguientes valores para la corriente de saturación y la tensión de pinchoff:

	Valores		
	Mínimo	Típico	Máximo
$I_{dss} \text{ (mA)}$	40	65	80
$V_p \text{ (V)}$	-0.65	-0.5	-0.35

Tabla 2. 5. Valores de la Corriente de Saturación y la Tensión de Pinchoff para el punto de polarización escogido.

Escogiendo los valores típicos se calcula la tensión de puerta, mediante la fórmula anterior, obteniéndose el siguiente resultado:

$$V_{gs} = -0.1603V$$

A partir del valor de tensión obtenido se puede calcular la resistencia de surtidor mediante la siguiente fórmula:

$$R_s = \frac{-V_{gs}}{I_d}$$

Cuyo valor se puede hallar a partir de los valores calculados, sustituyendo en la ecuación anterior se obtiene:  $R_s = 5.34389 \Omega$

La fuente de este modelo de transistor tiene dos patas, por lo tanto, para obtener una resistencia lo más cercana posible a la calculada teóricamente, se escogen dos resistencias de  $10 \Omega$  que se pondrán en paralelo, de lo que resulta una resistencia equivalente de  $5 \Omega$ :

$$R_{s(eq)} = 5 \Omega$$

Para la resistencia de puerta se escoge un valor alto de resistencia normalizada:

$$R_g = 47 \Omega$$

A continuación se ha de calcular el valor de la tensión de alimentación del circuito para lo cual se usa la siguiente fórmula:

$$V_{dd} = V_{ds} + I_d \cdot (R_d + R_s)$$

Escogiendo:

$$R_d = 33 \Omega$$

Con valores mencionados anteriormente para el resto de parámetros se obtiene la siguiente tensión:

$$V_{dd} = 4.14 V$$

Además de las resistencias, se conectará a cada una de las patas una línea de transmisión y un condensador de 33pF de la siguiente forma:

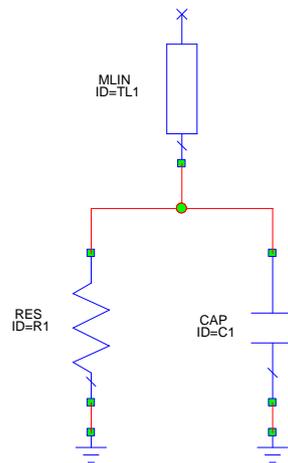


Imagen 2. 6. MR 1.5GHZ.Esquema de la Red de Polarización de Surtidor.

El funcionamiento de cada una de estas patas es el siguiente. Teniendo en cuenta que la admitancia del condensador es:

$$Y_c = j\omega C$$

Por lo tanto:

- En continua, como  $\omega$  vale 0, la admitancia será 0 ( $Y_c = 0$ ), por lo tanto, el condensador se comportará como un circuito abierto y las patas del transistor quedarán sólo con la resistencia y la línea de transmisión, como se puede observar en la siguiente imagen:

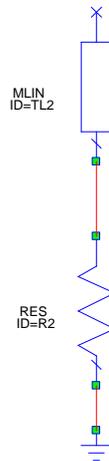


Imagen 2. 7. MR 1.5GHZ.Equivalente en continua de la Red de Polarización de Surtidor.

- Sin embargo, en alterna el valor de  $\omega$  es  $\omega = 2\pi f$ , depende de la frecuencia (1.5GHz) y por lo tanto, la admitancia del condensador será muy alta y éste se comportará como un cortocircuito y, al estar en paralelo con la resistencia, se anulará el efecto de esta, quedando también cortocircuitada y el circuito sería el equivalente a estar únicamente la línea de transmisión en la red de polarización del transistor, como puede verse en la siguiente imagen:

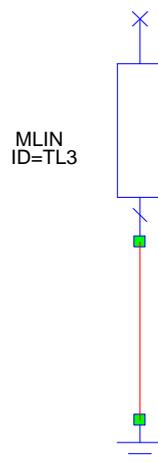


Imagen 2. 8. MR 1.5GHZ.Equivalente en alterna de la Red de Polarización de Surtidor.

## b) Cálculo de las dimensiones de las líneas de transmisión y comprobación de la estabilidad del circuito

En el apartado anterior se ha explicado que se va a usar una línea de transmisión en cada una de las patas de surtidor del amplificador, pues las dimensiones de estas líneas, tanto anchura (W) como longitud (L), van a ser significativas en el diseño del amplificador, ya que de éstas depende la estabilidad del transistor polarizado.

A continuación se van a estudiar distintos casos de polarización del transistor según las dimensiones de estas líneas (aclarar que, las dos líneas tendrán las mismas dimensiones) y se buscarán las dimensiones óptimas para que el transistor sea estable.

### b.1) Estudio de la estabilidad del circuito sin líneas de transmisión.

En primer lugar se lleva a cabo el análisis de la estabilidad del circuito solamente con las resistencias y los condensadores que se han calculado anteriormente.

El circuito queda de la siguiente forma:

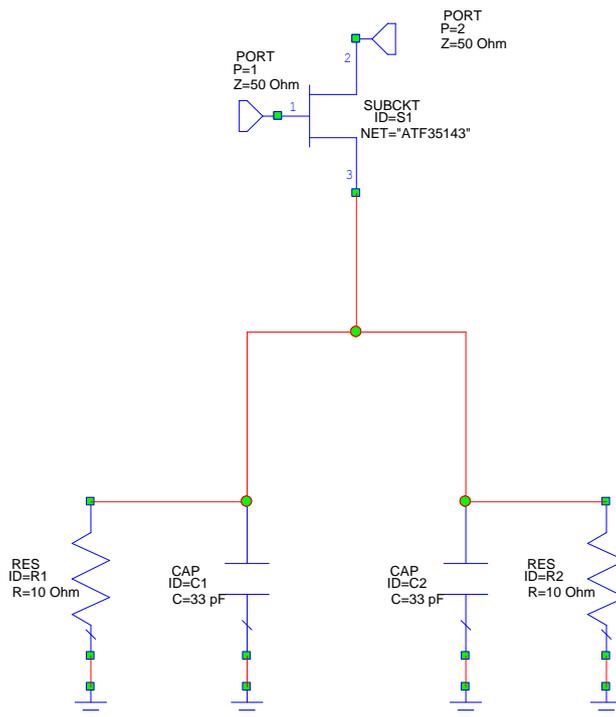


Imagen 2. 9. MR 1.5GHZ.Esquema del circuito sin líneas de polarización.

Con este circuito se consiguen los círculos de estabilidad de carga y fuente y los círculos de ruido que se muestran en las siguientes imágenes:

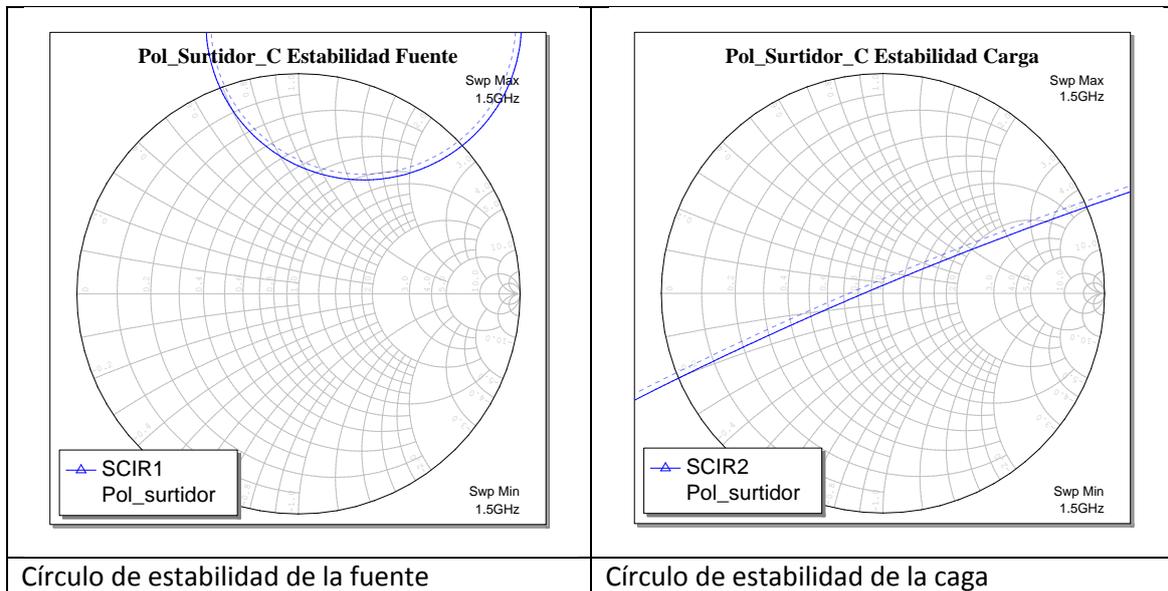


Imagen 2. 10. MR 1.5GHZ.Círculos de Estabilidad de Fuente y Carga para circuito sin líneas de transmisión

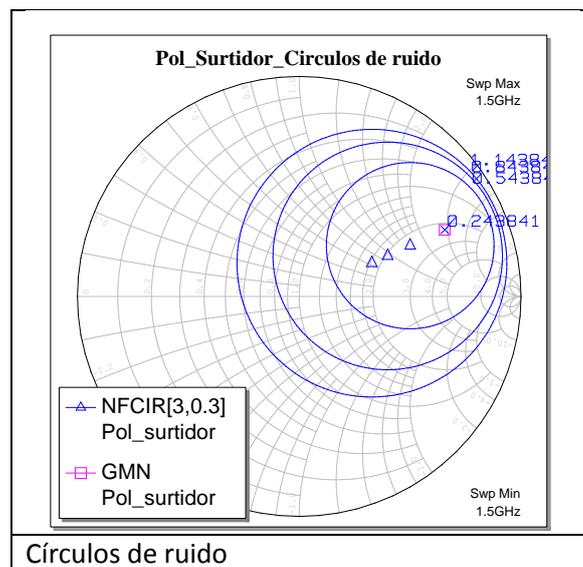


Imagen 2. 11. MR 1.5GHZ.Círculos de Ruido de fuente y carga para circuito sin líneas de transmisión

Como se puede observar en estas gráficas hay una zona bastante grande de la carta de Smith que es inestable, por lo tanto es necesario añadir las líneas para dar estabilidad al circuito.

Los parámetros S obtenidos para este circuito sin líneas de transmisión son:

$$S_{1.5\text{ GHz}} = \begin{pmatrix} 0.98406 \angle -60.526^\circ & 0.061283 \angle 48.13^\circ \\ 7.6763 \angle 136.52^\circ & 0.52856 \angle -46.969^\circ \end{pmatrix}$$

Analizando los valores obtenidos para los parámetros S se puede deducir que:

- $|S_{11}| = 0.98406 < 1$ , por lo tanto el centro de la Carta de Smith de Carga es estable ( $\rho_L$ ).
- $|S_{22}| = 0.52856 < 1$ , por lo tanto el centro de la Carta de Smith de Fuente también es estable ( $\rho_S$ ).

Además, se puede estudiar el valor del parámetro K, sabiendo que lo que se necesita es que éste sea mayor o igual a 1 para que el circuito sea “condicionalmente estable y adaptable”, que es lo que se está buscando.

En este caso se obtiene un valor de:

$$K = 0.063352$$

Por lo que, al ser  $K < 1$ , el dispositivo es “*Condionalmente estable y no adaptable*”.

A pesar de esto, como se puede observar en las representaciones de los círculos, existen zonas de la carta que son inestables (delimitadas por las líneas discontinuas) y además esto lo ha confirmado el factor de estabilidad K, por lo que se hace necesario añadir las líneas de transmisión como ya se había comentado.

## **b.2) Estudio de la estabilidad del circuito con líneas de transmisión**

Se ha deducido que es necesario añadir las líneas de transmisión a la red de polarización del surtidor, para que el circuito sea estable.

A la hora de poner las líneas de transmisión en un circuito hay que tener en cuenta algunos factores como que se cumpla la siguiente relación:

$$\frac{W}{L} \geq 0.05$$

Teniendo esto en cuenta se pasa a realizar el estudio de la estabilidad del circuito con distintas dimensiones (W y L) de las líneas de transmisión.

### **b.2.1) Dimensiones iniciales: $W = 0.2 \text{ mm}$ y $L = 6 \text{ mm}$**

Se escogen estas dimensiones para el primer diseño porque son en las que se basa [1].

Añadiendo las líneas de transmisión de estas dimensiones (elemento MLIN) el circuito queda de la siguiente forma:

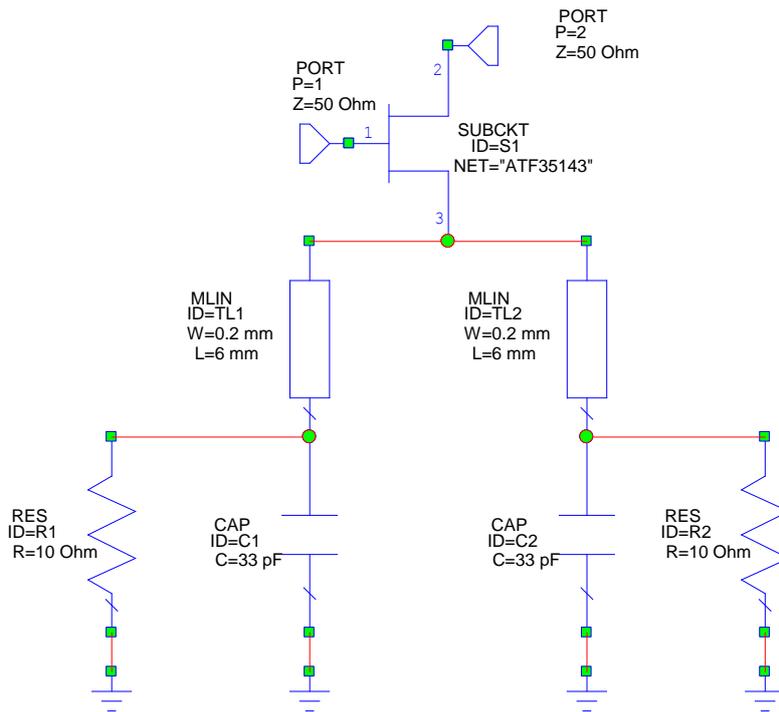
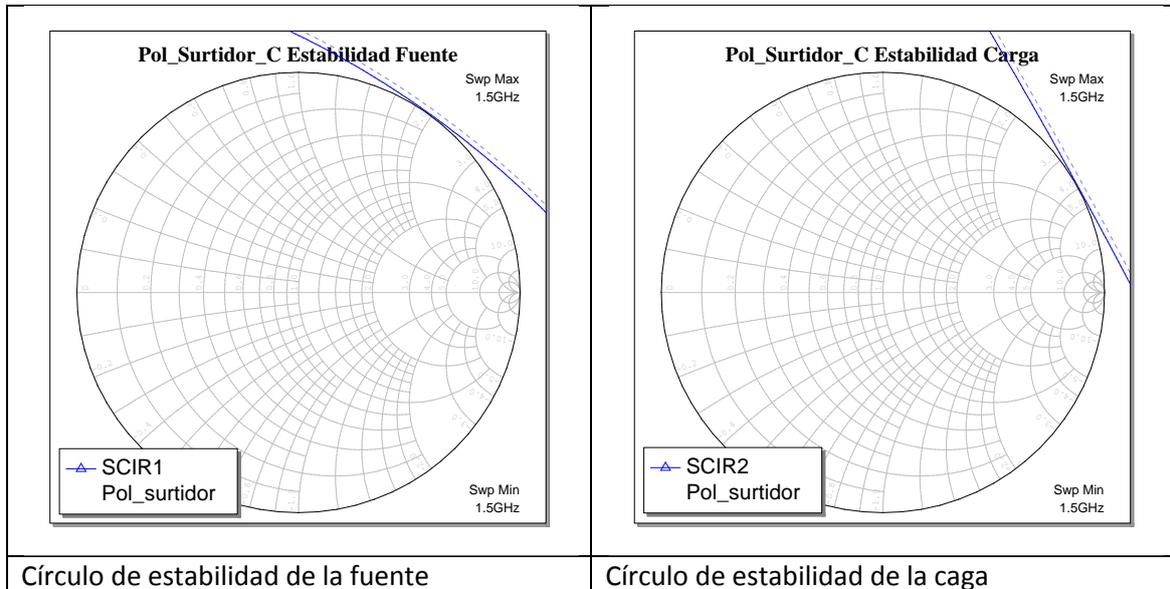


Imagen 2. 12. MR 1.5GHZ.Circuito con líneas de transmisión con dimensiones  $W = 0.2$  mm y  $L = 6$  mm

A continuación se representan los círculos de estabilidad tanto de carga como de fuente, sobre la Carta de Smith, así como los círculos de ruido, para poder comprobar la estabilidad que tiene el circuito al añadir las líneas de transmisión:



Círculo de estabilidad de la fuente

Círculo de estabilidad de la carga

Imagen 2. 13. MR 1.5GHZ.Círculos de Estabilidad de Fuente y Carga para el circuito con líneas de transmisión con dimensiones  $W = 0.2$  mm y  $L = 6$  mm

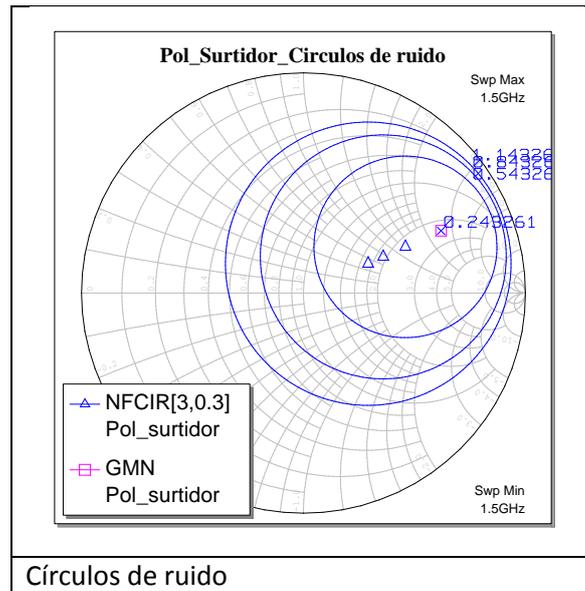


Imagen 2. 14. MR 1.5GHZ.Círculos de Ruido de para el circuito con líneas de transmisión con dimensiones  $W = 0.2 \text{ mm}$  y  $L = 6 \text{ mm}$

En las gráficas se puede ver como ahora toda la Carta es inestable, porque los círculos salen fuera de ésta, pero observando de cerca la primera gráfica (Círculo de estabilidad de fuente) se puede ver como el círculo queda separado de la carta, por lo que se intentará disminuir el tamaño de la línea para que esta se ajuste al máximo al borde de la Carta.

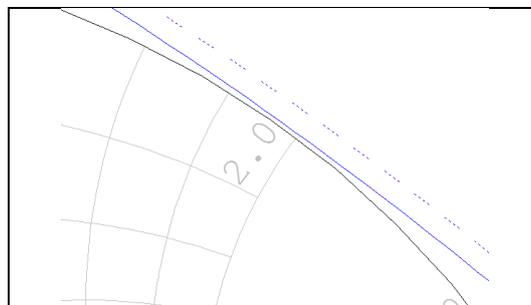


Imagen 2. 15. MR 1.5GHZ.Detalle del círculo de estabilidad de fuente

Los parámetros S obtenidos para este circuito son:

$$S_{1.5 \text{ GHz}} = \begin{pmatrix} 0.68204 \angle -19.918^\circ & 0.082431 \angle 93.646^\circ \\ 3.2971 \angle 99.587^\circ & 0.72065 \angle -3.5154^\circ \end{pmatrix}$$

De la misma forma que se hizo en el caso anterior, se puede analizar el valor de los parámetros para comprobar la estabilidad de los circuitos:

- $|S_{11}| = 0.68204 < 1$ , por lo tanto el centro de la Carta de Smith de Carga es estable ( $\rho_L$ ).
- $|S_{22}| = 0.72065 < 1$ , por lo tanto el centro de la Carta de Smith de Fuente también es estable ( $\rho_S$ ).

Además, se puede estudiar el valor del parámetro K, sabiendo que lo que se necesita es que éste sea mayor o igual a 1 para que el circuito sea “condicionalmente estable y adaptable”, que es lo que se está buscando.

En este caso se obtiene un valor de:

$$K = 1.031$$

Por lo que, al ser  $K > 1$ , el dispositivo es “Condicionalmente estable y adaptable”, aunque esta condición es la ideal, interesará, como ya se ha comentado, reducir el tamaño de las líneas.

### b.2.2) Se disminuye la longitud de las líneas: $W = 0.3 \text{ mm}$ y $L = 5 \text{ mm}$

En el caso anterior el círculo de estabilidad de fuente queda separado del borde de la Carta, por lo que se decide disminuir las dimensiones de la línea para intentar solucionarlo.

Debido al material del que se dispone en el laboratorio para fabricar los circuitos, no se puede hacer una línea más estrecha de 0.2mm (sería físicamente imposible, además sería muy fácil que se rompiera durante el proceso de fabricación), esto limita la reducción del tamaño de la línea al largo. Se decide disminuir esta dimensión a 5 mm y al mismo tiempo se aumenta un poco la anchura de la línea para evitar posibles roturas a la hora de implementar el circuito en el sustrato. Con estos cambios queda el circuito de la siguiente forma:

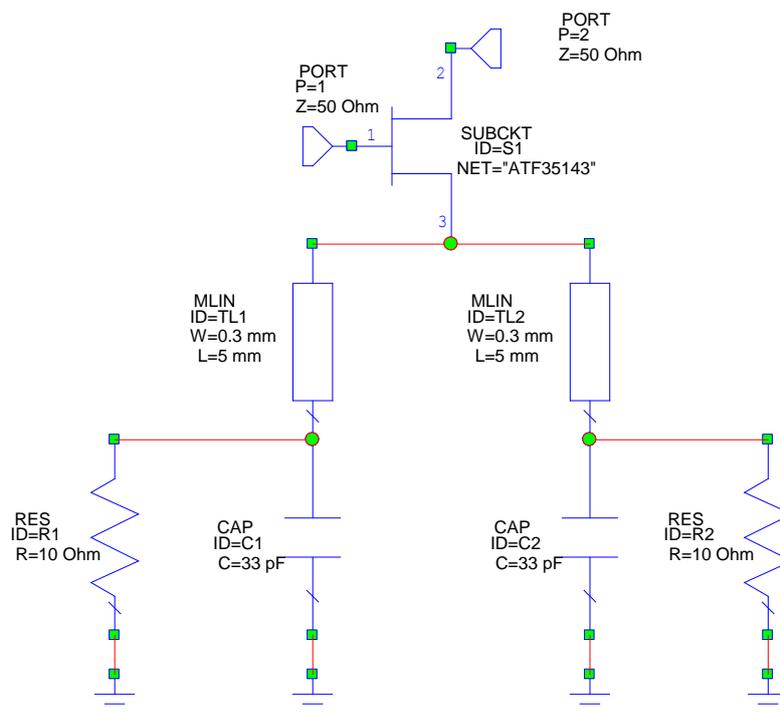


Imagen 2. 16. MR 1.5GHZ.Circuito con líneas de transmisión con dimensiones  $W = 0.3 \text{ mm}$  y  $L = 5 \text{ mm}$

Como se hizo en los casos anteriores, se analizarán los círculos de estabilidad para el circuito.

Los círculos son los siguientes:

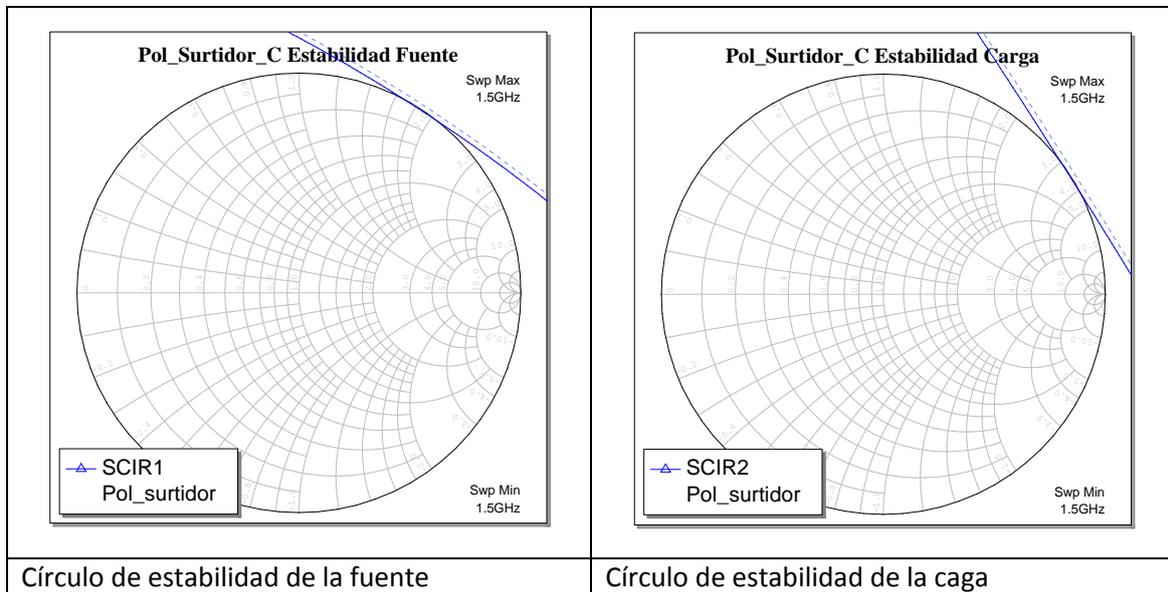


Imagen 2. 17. MR 1.5GHZ.Círculos de Estabilidad de Fuente y Carga para el circuito con líneas de transmisión con dimensiones  $W = 0.3 \text{ mm}$  y  $L = 5 \text{ mm}$

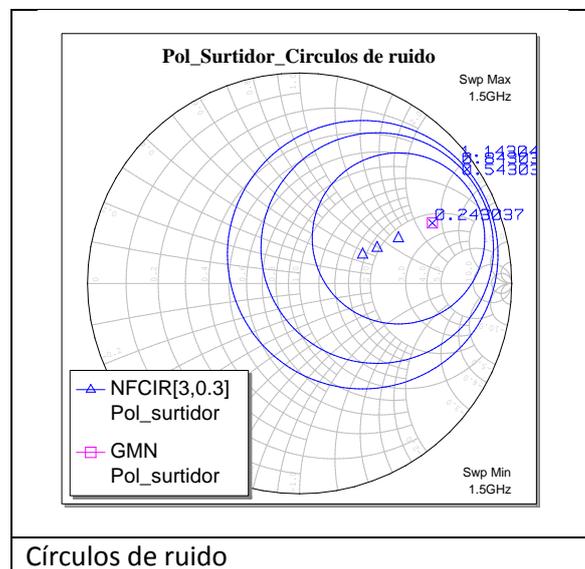


Imagen 2. 18. MR 1.5GHZ.Círculos de Ruido de para el circuito con líneas de transmisión con dimensiones  $W = 0.3 \text{ mm}$  y  $L = 5 \text{ mm}$

Aparentemente, si se observa la gráfica, toda la Carta es estable, pero si se hace zoom sobre la zona donde la Carta y el círculo de estabilidad deben ser tangentes, se observa lo siguiente:

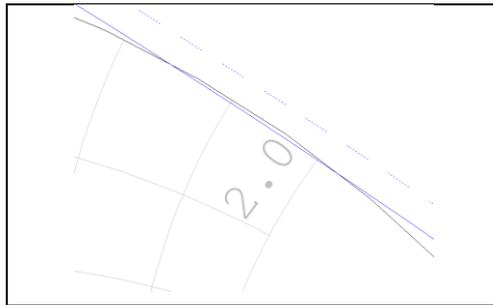


Imagen 2. 19. MR 1.5GHZ.Detalle del círculo de estabilidad de fuente

Como se puede observar el Círculo de estabilidad se mete dentro de la Carta, por lo que habría una pequeña zona de la Carta que sería inestable, cosa que sucede con los dos Círculos (carga y Fuente). Por lo tanto, estas dimensiones tampoco serían buenas para el diseño.

Además podemos hacer la comprobación mirando el parámetro de estabilidad, que para estas dimensiones de las líneas tiene un valor de:

$$K = 0.063352$$

El siguiente paso que se va a realizares ir aumentando la longitud de ambas líneas de transmisión (L) hasta llegar a obtener la que se ajuste, es decir, la que haga que los círculos y la carta sean tangentes. Para ello, se irá aumentando la longitud en pasos de 0.1 mm. Se va a omitir describir todos los pasos de este proceso que son iguales a los anteriores y se pasará a mencionar el que finalmente ha producido los resultados óptimos.

### ***b.2.3) Resultado final: $W = 0.3 \text{ mm}$ y $L = 5.9 \text{ mm}$***

Se decide ir variando la longitud de la línea de transmisión (L) entre 5 y 6 mm, ya que entre estas dimensiones es donde debe encontrarse la longitud óptima. La dimensión óptima es  $W = 0.3\text{mm}$  y  $L = 5.9\text{mm}$ . El circuito es el siguiente:

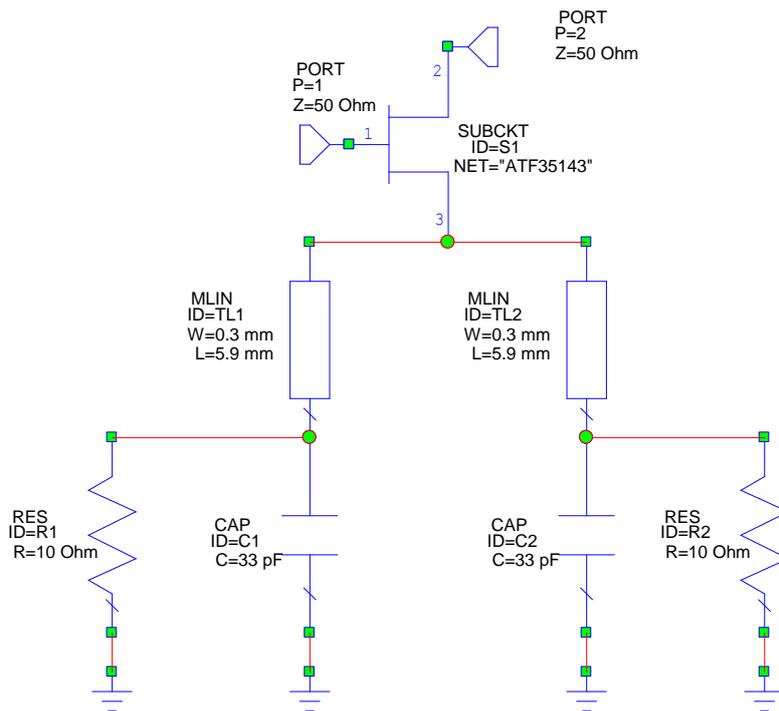
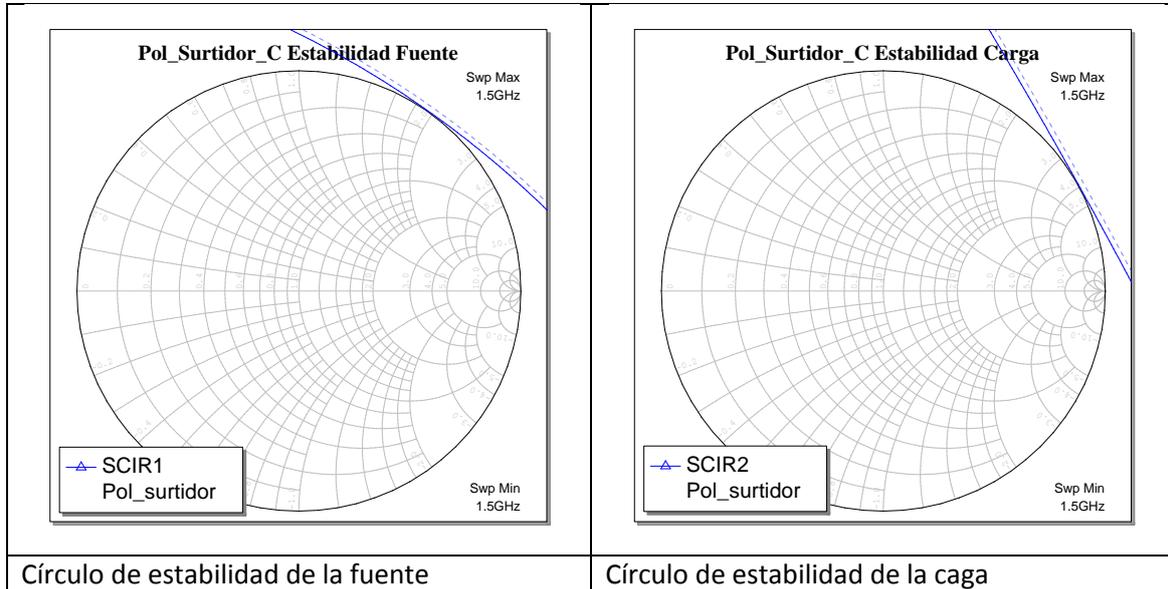


Imagen 2. 20. MR 1.5GHZ.Circuito con líneas de transmisión con dimensiones  $W = 0.3 \text{ mm}$  y  $L = 5.9 \text{ mm}$

Los círculos de estabilidad obtenidos se muestran en la siguiente imagen:



Círculo de estabilidad de la fuente

Círculo de estabilidad de la carga

Imagen 2. 21. MR 1.5GHZ. Círculos de Estabilidad de Fuente y Carga para el circuito con líneas de transmisión con dimensiones  $W = 0.3 \text{ mm}$  y  $L = 5.9 \text{ mm}$

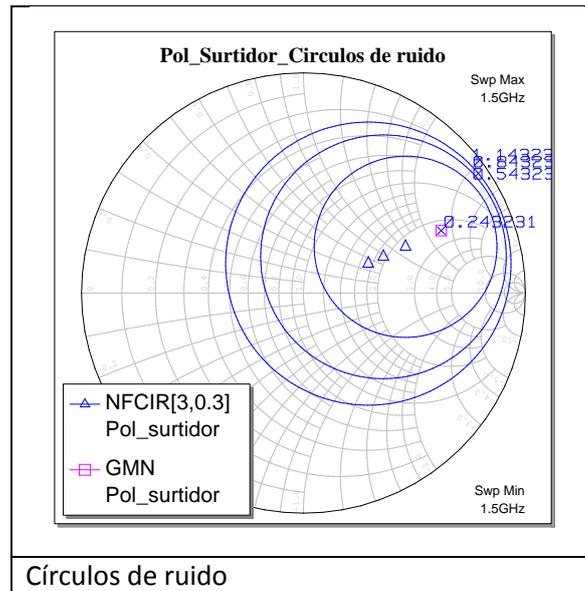


Imagen 2. 22. MR 1.5GHZ. Círculo de ruido de fuente y Carga para el circuito con líneas de transmisión con dimensiones  $W = 0.3 \text{ mm}$  y  $L = 5.9 \text{ mm}$

Como se puede observar, se obtienen los círculos de estabilidad prácticamente tangentes a la Carta, como se pretendía. Además se ha comprobado, como con  $0.1 \text{ mm}$  menos en la longitud de la línea (es decir, líneas de dimensiones,  $W = 0.3 \text{ mm}$  y  $L = 5.8 \text{ mm}$ , se obtiene un valor de  $K = 0.9988$ , por lo tanto al ser menor que 1 habría una pequeña zona en la carta que sería inestable, cosa que se pretende evitar).

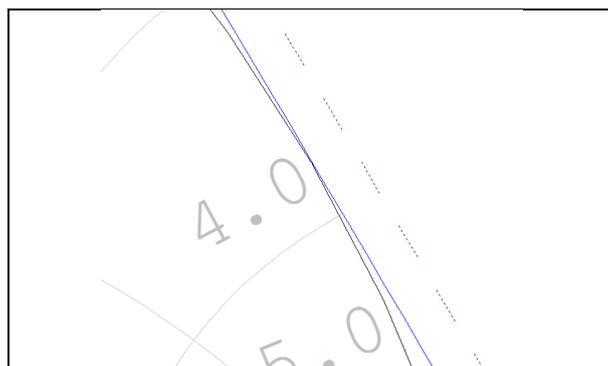


Imagen 2. 23. MR 1.5GHZ. Detalle del círculo de estabilidad de fuente

En la imagen anterior se puede observar la mencionada tangencia entre la carta y el círculo de estabilidad, lo que garantiza que se está utilizando la dimensión mínima que produce estabilidad en el circuito.

Los parámetros obtenidos, utilizando las mencionadas dimensiones para las líneas de transmisión, son:

$S_{1.5\text{ GHz}} = \begin{pmatrix} 0.6674\angle -22.143^\circ & 0.079745\angle 93.242^\circ \\ 3.5321\angle 101.14^\circ & 0.69798\angle -3.8796^\circ \end{pmatrix}$
$GMN = \rho_{sopt} = 0.62328 + 0.28565j \\ = 0.68562\angle 24.622^\circ$
$NFmin = 1.0575 = 0.24286dB$

A partir de los parámetros S mostrados anteriormente se puede deducir que:

- $|S_{11}| = 0.6674 < 1$ , por lo tanto el centro de la Carta de Smith de Carga es estable ( $\rho_L$ ).
- $|S_{22}| = 0.69798 < 1$ , por lo tanto el centro de la Carta de Smith de Fuente también es estable ( $\rho_S$ ).

Y, de la misma forma que se hizo en apartados anteriores, el último paso para comprobar la estabilidad del circuito, será calcular el parámetro de estabilidad K, cuyo valor en este caso es de:

$K = 1.0001$
--------------

Como se obtiene  $K > 1$ , se puede decir, que el circuito es “*Condicionamente estable y adaptable*” que era lo que se buscaba. Además se ha conseguido obtener las dimensiones mínimas para las líneas con las que se tiene esta estabilidad.

Por lo tanto, de aquí en adelante, estas serán las dimensiones de las líneas y los valores de resistencias y condensadores que se van a utilizar, como red de polarización de surtidor, en el proyecto.

### 2.2.2.- Criterio de mínimo ruido

Como ya se ha comentado, el primer amplificador a diseñar es bajo el criterio de mínimo ruido, para diseñar un amplificador de este tipo se deben cumplir dos condiciones sobre los coeficientes de reflexión:

1. Coeficiente de reflexión de fuente ( $\rho_S$ ):

$$\rho_S = \rho_{S\text{ opt}} = 0.62328 + 0.28565j = 0.68562\angle 24.622^\circ$$

2. Coeficiente de reflexión de carga ( $\rho_L$ ):

$$\rho_L = \rho_{out}^* = \left( S_{22} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \rho_S}{1 - S_{11} \cdot \rho_S} \right)^*$$

Para comenzar con el diseño, lo primero que habrá que hacer será obtener los coeficientes de reflexión  $\rho_{S\ opt}$  y  $\rho_{out}^*$  ya que son necesarios para poder calcular el resto de parámetros del circuito.

### 2.2.2.1.- Redes de adaptación, Coeficientes de reflexión y Estabilidad del circuito.

#### a) Redes de adaptación necesarias y coeficientes de reflexión en el circuito

Para explicar en qué sitio de la red (circuito) se mide cada coeficiente de reflexión y las equivalencias entre ellos se usaran unos esquemas del circuito.

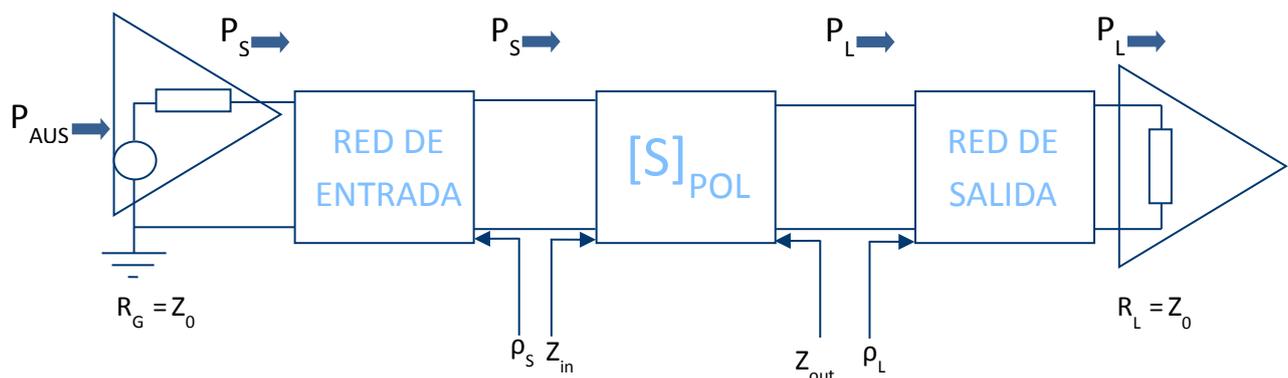


Imagen 2. 24. MR 1.5GHZ. Punto de medida de los coeficientes de reflexión en el diagrama del circuito

Los circuitos excitadores y de carga estarán adaptados a  $Z_0$  del sistema:  $R_G = Z_0$ ,  $R_L = Z_0$ .

Pero como  $S_{11}$ ,  $S_{22} \neq 0$ , no se podrá conectar directamente el transistor a ellos, por lo que se deberá usar redes de adaptación, con unos  $\rho_S$  y  $\rho_L$  determinados.

Las redes de entrada y salida serán pasivas y sin pérdidas, por lo que se mantienen las potencias  $P_S$  y  $P_L$ .

Teniendo esto en cuenta habrá que diseñar el amplificador calculando las redes de entrada y salida ( $\rho_S$  y  $\rho_L$ ) para cumplir unos determinados requisitos en la respuesta, que en este caso es el mínimo ruido, cuyas condiciones ya se han explicado en el apartado anterior.

En el circuito habrá que tener en cuenta la carga en los dos puertos para poder calcular los parámetros necesarios en éste:

1. El puerto de entrada hay que cargarlo con lo que éste ve hacia su izquierda. En la imagen anterior, se puede comprobar como el transistor vería a su izquierda el

coeficiente de reflexión  $\rho_s$ , por lo que habría que cargar el puerto de entrada del circuito (transistor y red de polarización del surtidor) con  $\rho_s$ .

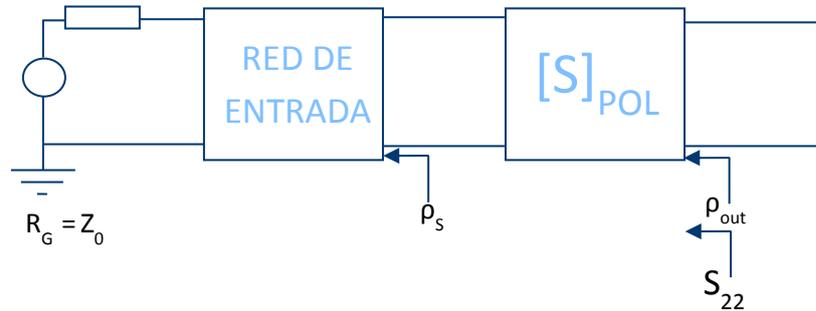


Imagen 2. 25. MR 1.5GHZ. Carga del puerto de entrada

Además, cargando el puerto de entrada con  $\rho_s$  se puede comprobar como, a la salida del circuito, se obtiene el coeficiente de reflexión de salida  $\rho_{out}$  que a la vez coincide con el parámetro  $S_{22}$ , es decir,  $S_{22}$  representaría el coeficiente de reflexión visto por el circuito hacia la izquierda (que es  $\rho_{out}$ ).

2. En el caso del puerto de salida habrá que cargarlo con lo que el transistor vería hacia su derecha, por lo que habría que cargar dicho puerto con  $\rho_L$ , como puede verse en el siguiente esquema:

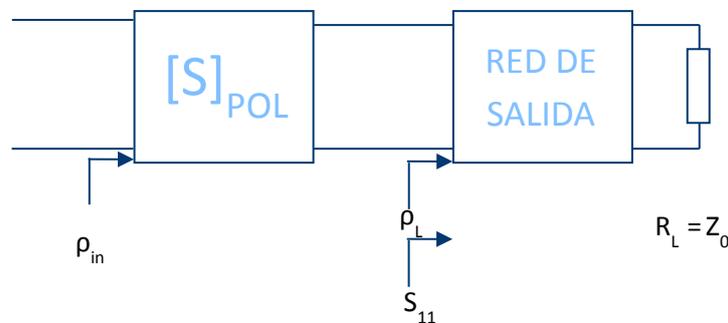


Imagen 2. 26. MR 1.5GHZ. Carga del puerto de salida

En este caso, sucede lo mismo que se ha explicado en el punto anterior pero aplicado a la entrada del circuito, es decir, si se carga el puerto de salida con  $\rho_L$ , a la entrada del circuito, se obtiene el coeficiente de reflexión de entrada  $\rho_{in}$ , que es lo que ve el circuito hacia su derecha, y que a la vez coincide con el parámetro  $S_{11}$ .

Si además se quiere obtener máxima transferencia de potencia (MTP) en el circuito diseñado, deberá de cumplirse que haya impedancias conjugadas como puede observarse en el siguiente esquema:

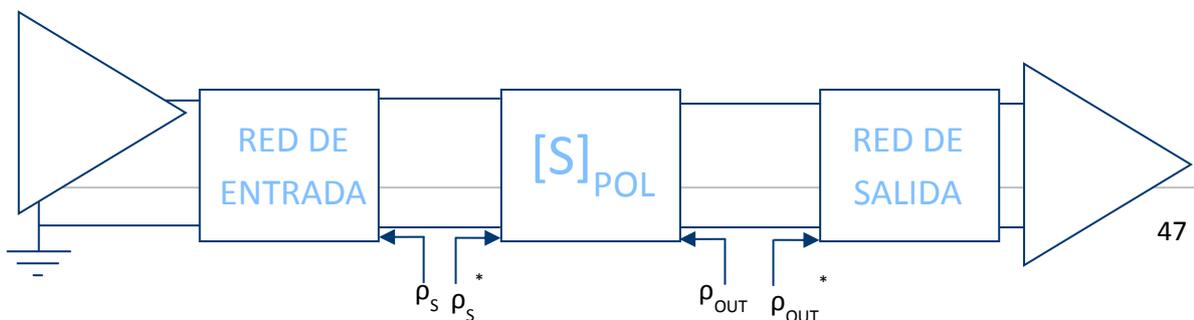


Imagen 2. 27. MR 1.5GHZ. Circuito con condiciones para obtener MTP

### b) Cálculo de los coeficientes de reflexión

Como se explicó en el apartado anterior, hay que calcular los dos coeficientes de reflexión necesarios.

El primero de ellos será  $\rho_{S\ opt}$  y puesto que se cumple que  $\rho_S = \rho_{S\ opt}$ , entonces se sabe que:

$$\rho_{S\ opt} = 0.68562 \angle 24.622^\circ$$

Luego hay que calcular el valor de  $\rho_{out}^*$ , lo cual se puede hacer a partir de la fórmula que se ha puesto antes:

$$\rho_L = \rho_{out}^* = \left( S_{22} + \frac{S_{12} \cdot S_{21} \cdot \rho_S}{1 - S_{11} \cdot \rho_S} \right)^*$$

Teniendo en cuenta el valor de los parámetros S que se obtuvo para el transistor con la red de polarización de surtidor, que son:

$$S_{1.5\ GHz} = \begin{pmatrix} 0.6674 \angle -22.143^\circ & 0.079745 \angle 93.242^\circ \\ 3.5321 \angle 101.14^\circ & 0.69798 \angle -3.8796^\circ \end{pmatrix}$$

Y sustituyendo se obtiene que:

$$\rho_{out}^* = 0.512318 \angle 33.24813^\circ$$

$$\rho_{out} = 0.512318 \angle -33.24813^\circ$$

### c) Comprobación de la estabilidad del circuito

A continuación se comprobará la estabilidad del circuito teniendo en cuenta los datos que se explicaron en el apartado a) de este mismo punto.

Partiendo de lo explicado en el punto 1 del apartado a) se podrá comprobar el resultado obtenido teóricamente para el coeficiente de reflexión  $\rho_{out}$ .

Se puede comprobar el resultado si, en el circuito del apartado anterior (transistor con red de polarización de surtidor), se carga el puerto de entrada con  $\rho_{S\ opt} = 0.68562 \angle 24.622^\circ$  y se calcula el parámetro  $S_{22}$ , que equivaldría a calcular  $\rho_{out}$ , y se debería obtener el mismo resultado que se acaba de calcular de forma teórica.

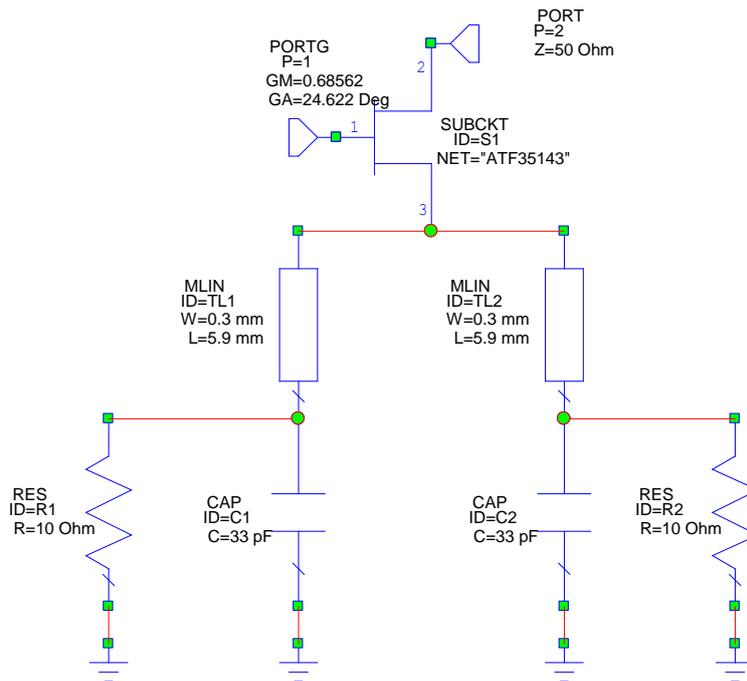


Imagen 2. 28. MR 1.5GHZ. Comprobación de la estabilidad del circuito cargando el puerto de entrada

Al simular, midiendo  $S_{22}$ , se obtiene:

$$S_{22} = \rho_{out} = 0.51241 \angle -33.24813^\circ$$

Por lo tanto, como se quería comprobar, los cálculos hechos son correctos. Y, a partir de ahora, se usará este valor de  $\rho_{out}$  para futuros cálculos a lo largo del diseño.

$$\rho_{out} = 0.51241 \angle -33.211^\circ$$

Como se puede observar, el resultado obtenido de forma teórica a partir de la fórmula para la condición de mínimo ruido, ( $\rho_{out} = 0.512318 \angle -33.24813^\circ$ ) y el obtenido a partir de la comprobación ( $\rho_{out} = 0.51241 \angle -33.211^\circ$ ) son muy similares.

Si ahora se carga el puerto de salida del circuito con  $\rho_{out}^* = 0.51241 \angle 33.211^\circ$ , se podrán calcular los parámetros S que definen el circuito que se puede considerar un amplificador ideal.

El circuito quedará de la siguiente forma:

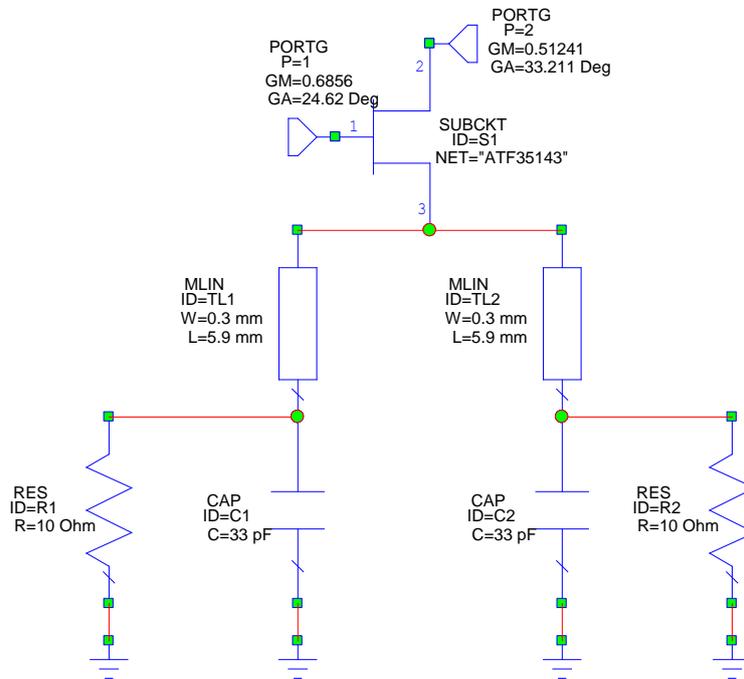


Imagen 2. 29. MR 1.5GHZ. Comprobación de la estabilidad del circuito cargando el puerto de salida

Tras simular este circuito, se obtienen los siguientes resultados:

$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -10.089 & -18.10 \\ 14.826 & -66.622 \end{pmatrix}$
$NF = 0.24286\text{ dB}$
$NF_{min} = 0.24286\text{ dB}$

Analizando los resultados obtenidos, se puede ver como el parámetro  $S_{11}$  es alto (-10.089dB) mientras que es interesante que este parámetro sea mucho más bajo como ocurre con el parámetro  $S_{22}$ , por lo tanto habrá que intentar disminuir su valor con el uso de las redes de adaptación de entrada y salida. Del mismo modo se intentará mejorar la ganancia del circuito que viene dada por el parámetro  $S_{21}$ .

Además, se puede comprobar como el diseño es de mínimo ruido, ya que se ha obtenido que el valor del factor de ruido (NF) coincide exactamente con el valor del factor de ruido mínimo ( $NF_{min}$ ).

Se puede comprobar la estabilidad del circuito representando los círculos de estabilidad de fuente y carga y los círculos de ruido:

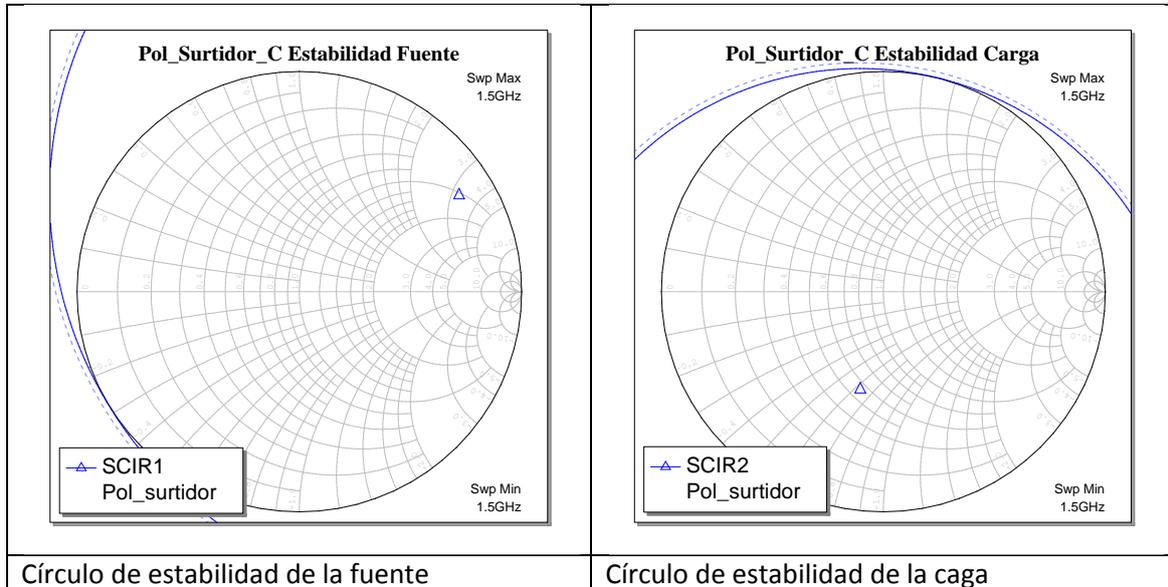


Imagen 2. 30. MR 1.5GHZ. Círculos de Estabilidad de Fuente y Carga para el Circuito con los puertos de entrada y salida cargados

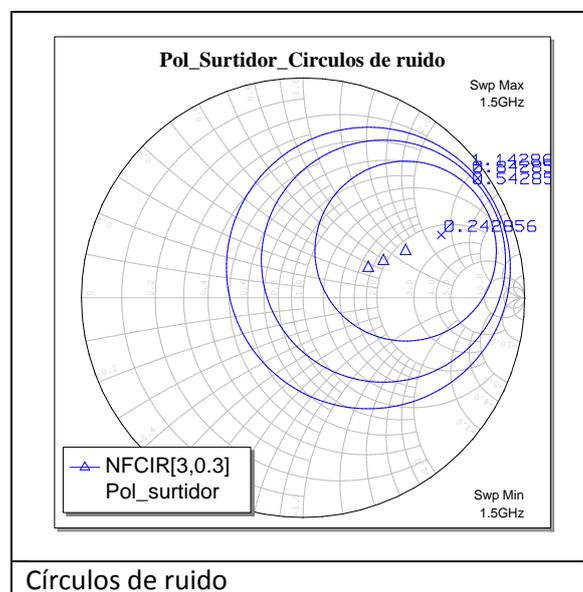


Imagen 2. 31. MR 1.5GHZ. Círculos de Ruido para el Circuito con los puertos de entrada y salida cargados

Como se puede observar, los círculos de estabilidad son tangentes a la carta y no hay ninguna parte de estos dentro de la carga que pueda hacer que haya zonas inestables, por lo tanto, queda comprobada la estabilidad del circuito diseñado.

Por último se puede comprobar nuevamente la estabilidad del circuito calculando el factor de estabilidad K mediante los parámetros S obtenidos y las siguientes fórmulas:

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \cdot |S_{12} \cdot S_{21}|}$$

$$\Delta = \det(S) = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}$$

Donde se obtiene:

$$K = 1.0004$$

Valor que coincide con el obtenido de la simulación del circuito.

Por lo tanto, mediante todas las comprobaciones descritas, queda comprobado que el diseño del amplificador, llevado a cabo hasta el momento, es correcto y que el circuito es estable, por lo que se puede continuar con el diseño.

### 2.2.2.2.- Redes del transistor

Como ya se ha comentado, para que los parámetros que caracterizan al amplificador tengan los valores deseados, es necesario que se añadan al circuito las redes de entrada y salida que además ayudarán a mantener la estabilidad de éste.

Además habrá que añadir las redes de polarización tanto de puerta como de drenador y las correspondientes redes de desacoplo a las redes de entrada y salida del circuito.

A continuación se explican las distintas redes que se van a utilizar en el diseño.

#### a) Redes de polarización

Las redes de polarización es necesario añadirlas en las dos redes de adaptación, la de entrada y la de salida, aunque en los dos casos serán distintas.

### a.1) Red de polarización de puerta

Esta red está formada por una resistencia únicamente, el valor de ésta ya fue calculado anteriormente y es de:

$$R_g = 47 \Omega$$

La red de polarización de puerta se conecta a la pata de puerta (gate) del transistor, por lo tanto, irá conectada a la red de desacoplo en la red de entrada. Es decir, esta red irá desde masa a la red de adaptación y después, esta red de adaptación, irá conectada a la red de polarización de entrada.

El esquema de la situación sería el siguiente:

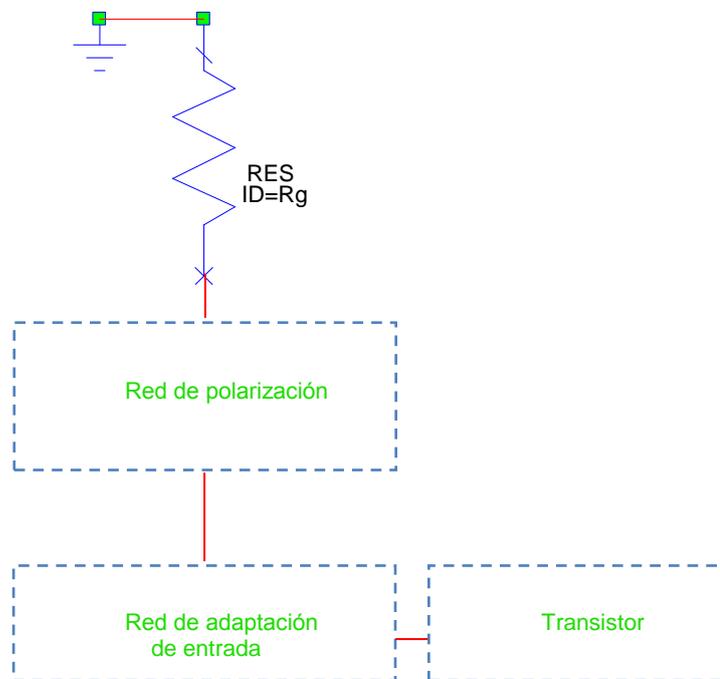


Imagen 2. 32. MR 1.5GHZ. Esquema de bloques de la Red de Entrada

### a.2) Red de polarización de drenador

Igual que sucede en el caso de la red de polarización de puerta, la de drenador está formada únicamente por una resistencia cuyo valor también fue calculado en apartados anteriores:

$$R_d = 33 \Omega$$

La red de polarización de drenador irá conectada a la pata del drenador del transistor, es decir, se situará a la salida después de la red de adaptación de salida y de su correspondiente red de desacoplo.

El esquema de la situación sería el siguiente:

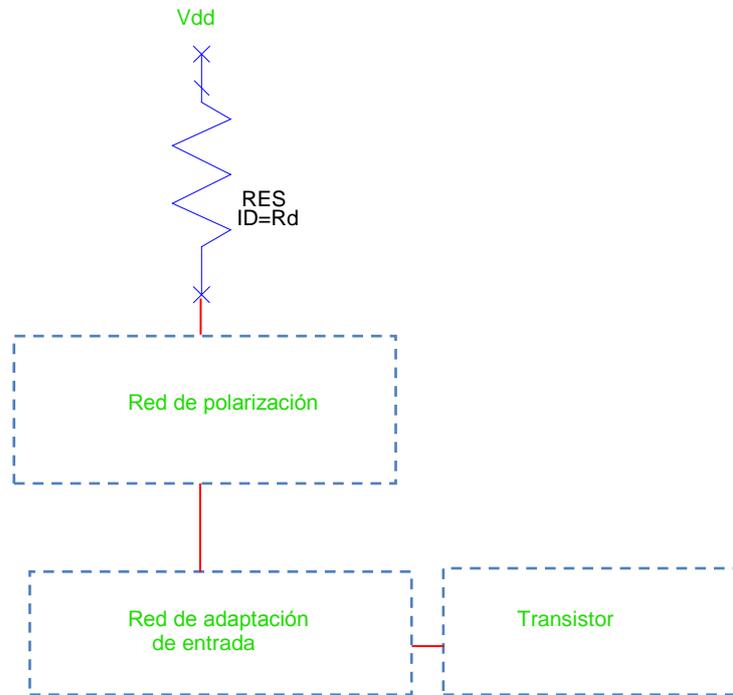


Imagen 2. 33. MR 1.5GHZ. Esquema de bloques de la Red de Salida

### *b) Redes de desacoplo*

De esta clase de redes hay dos tipos, una formada por componentes concentrados (condensadores y bobinas) y otra formada por líneas de transmisión de distintas longitudes.

Ambos tipos se explican a continuación:

#### **b.1) Red de desacoplo Tipo D1**

Formada por una bobina de choque ( $L_{\text{choke}}$ ) y un condensador de pico ( $C_{\text{pico}}$ ) conectados de la forma que se ve en la siguiente imagen:

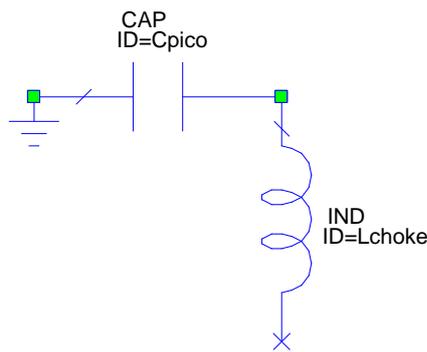


Imagen 2. 34. MR 1.5GHZ. Red de Desacoplo Tipo D1

Los valores de los componentes de esta red de desacoplo son los siguientes:

$L_{choke} = 390 \text{ nH}$
$C_{pico} = 33 \text{ nF}$

### b.2) Red de desacoplo Tipo D2

Formada por dos líneas de transmisión la primera de ellas de longitud  $\lambda/4$  (longitud eléctrica  $90^\circ$ ), impedancia  $50 \Omega$  y terminada en circuito abierto, y la segunda también de longitud  $\lambda/4$ , de alta impedancia ( $125 \Omega$ ) y conectada a la red de adaptación de entrada.

El circuito es el siguiente:

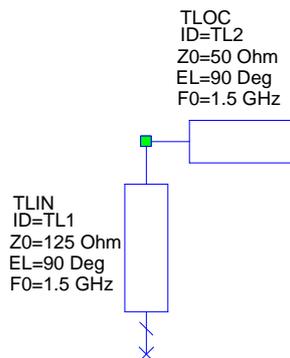


Imagen 2. 35. MR 1.5GHZ. Red de Desacoplo Tipo D2

Las dimensiones reales de estas líneas se calcularán posteriormente con *MicrowaveOffice*.

### c) Redes de adaptación

Este tipo de redes se conectan a la entrada y a la salida del circuito y pueden ser de dos tipos cada una de ellas.

#### c.1) Red de adaptación de entrada

Se pretende diseñar una red de adaptación de entrada que ofrezca los mejores resultados en cuanto a adaptación a la entrada y a la salida (es decir, parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  lo más bajos posible) y a factor de ruido, además de que permita obtener el coeficiente de reflexión de entrada óptimo calculado anteriormente ( $\rho_{s\ opt}$ ) y cuyo valor es:

$$\rho_{s\ opt} = 0.68562 \angle 24.622^\circ = 0.62328 + 0.28565j$$

Recuperando el esquema anterior de la red de entrada se puede ver la correspondencia de la impedancia con el coeficiente para poder estimar qué redes se van a poder diseñar. Esquemáticamente, la red de entrada con sus coeficientes respectivos es la siguiente:

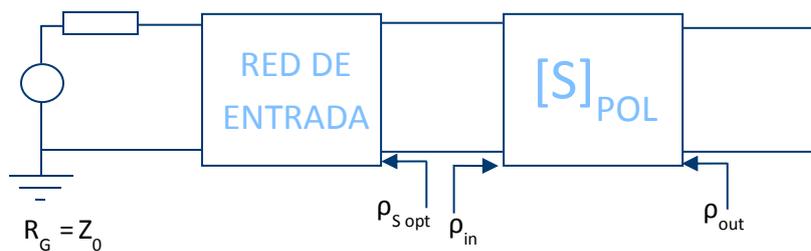


Imagen 2. 36. MR 1.5GHZ. Red de Entrada con sus coeficientes de reflexión característicos

Como se puede observar en la imagen la impedancia que vería el transistor hacia la izquierda es equivalente a  $\rho_{s\ opt}$ , por lo tanto la impedancia equivalente de la red de entrada será:

$$\overline{Z_{s\ opt}} = \frac{1 + \rho_{s\ opt}}{1 - \rho_{s\ opt}}$$

Donde, sustituyendo el valor de  $\rho_{s\ opt}$  que se acaba de comentar se obtiene:

$$\overline{Z_{s\ opt}} = 2.37089 + 2.555999j$$

Una vez obtenido este valor se sitúa en la Carta de Smith, teniendo en cuenta que su representación será el punto de unión del círculo de parte real 2.37089 y el círculo de parte imaginaria 2.555999.

Su representación aproximada en la Carta será:

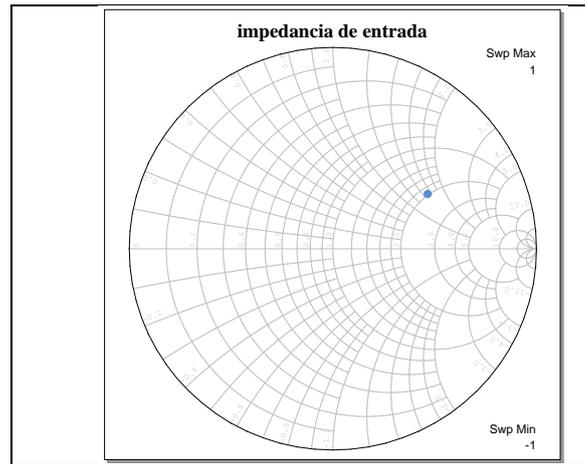


Imagen 2. 37. MR 1.5GHZ. Representación de la Impedancia de Entrada en la Carta de Smith

A continuación se pueden apreciar diferentes posibles diseños de redes de adaptación de entrada, con el esquemático de la red y su representación en la carta de Smith. En esta representación la zona interesante es la que queda comprendida dentro de la región delimitada por la línea verde y debe cumplirse que el punto que representa la impedancia normalizada quede dentro de ésta:

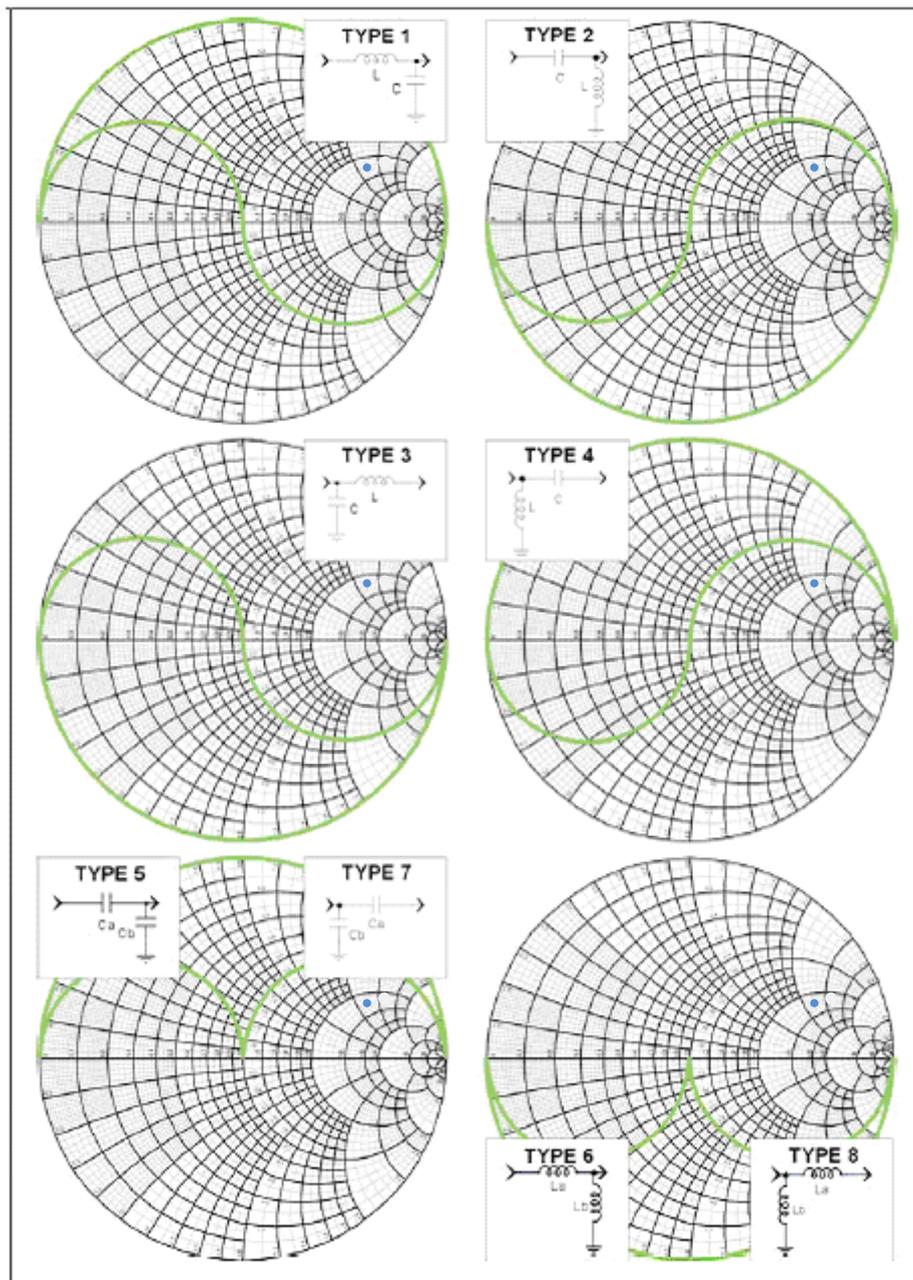


Imagen 2. 38. MR 1.5GHZ. Posibles Redes de entrada en función de la impedancia

Observando la posición del punto se ve como solo son viables los diseños de los tipos 1 y 2, por lo tanto se procederá a diseñar estos dos tipos de redes.

El valor que se tiene de la impedancia es el valor normalizado ( $\overline{Z_{s\ opt}}$ ) respecto a  $Z_0$ , pero este valor se puede desnormalizar multiplicando el valor de la impedancia normalizada por  $Z_0$ .

$$Z_{s\ opt} = Z_0 \cdot \overline{Z_{s\ opt}} = 50 \cdot (2.37089 + 2.555999j)$$

Con lo que se obtiene:

$$Z_{s \text{ opt}} = 118.54453 + 123.7999j$$

Además, por la disposición de los componentes en la red se trabajará con admitancias, ya que resultará más cómodo.

Se puede calcular la admitancia equivalente a partir de la impedancia aplicando la siguiente relación:

$$Y_{s \text{ opt}} = \frac{1}{Z_{s \text{ opt}}}$$

Y se obtiene:

$$Y_{s \text{ opt}} = 3.90133 \cdot 10^{-3} - 4.205933 \cdot 10^{-3}j$$

Con estos valores de admitancia e impedancia se puede pasar al diseño de los dos tipos de redes de entrada con los cálculos correspondientes de los componentes que los forman, esto se verá en los siguientes apartados.

### c.1.1) Red de adaptación de entrada Tipo E1

Según la imagen anterior, esta red de adaptación tendrá la siguiente forma:

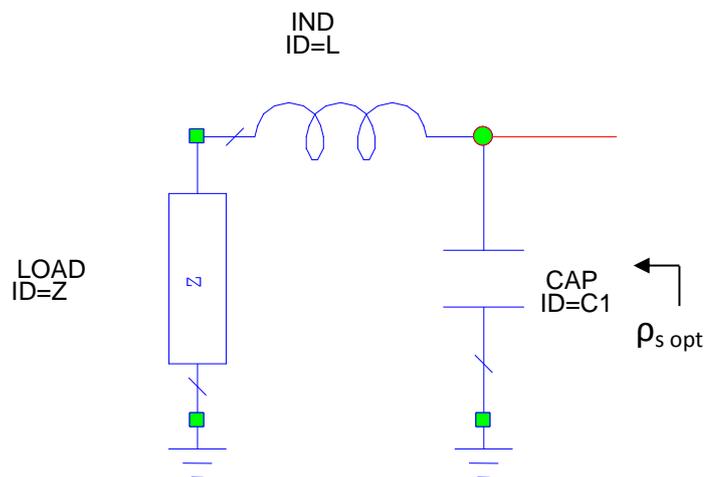


Imagen 2. 39. MR 1.5GHZ. Red de Adaptación de Entrada Tipo E1

Como ya se comentó, la impedancia que ve  $\rho_{s \text{ opt}}$  hacia la izquierda es  $Z_{s \text{ opt}}$ , que será la impedancia equivalente de asociar la inductancia (L) y los  $50\Omega$  del puerto de entrada en serie, por lo que el circuito equivalente es el siguiente:

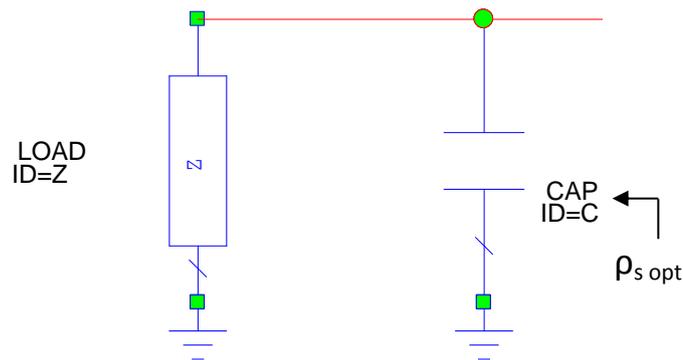


Imagen 2. 40. MR 1.5GHZ. Circuito Equivalente de la Red de Adaptación de Entrada Tipo E1

La impedancia  $Z_{s\ opt}$  equivalente del circuito resultante será el paralelo de la impedancia  $Z_x$  (serie de la inductancia y la resistencia) y la admitancia.

Esto se puede resolver numéricamente de la siguiente forma:

$$Z_{s\ opt} = Z_x // \frac{1}{j\omega C} = (50 + j\omega L) // \frac{1}{j\omega C}$$

El valor de  $Z_{s\ opt}$  ya se calculó en el apartado anterior ( $Z_{s\ opt} = 118.54453 + 123.7999j$ ).

Además se sabe que:

$$Y_{s\ opt} = Y_x + j\omega C = \frac{1}{Z_{s\ opt}}$$

Donde:

$$Y_x = \frac{1}{50 + j\omega L}$$

El valor de  $Y_{s\ opt}$  también había sido calculado:  $Y_{s\ opt} = 3.90133 \cdot 10^{-3} - 4.205933 \cdot 10^{-3}j$

Para calcular los valores de la inductancia y la admitancia ( $L$  y  $C$ ) que es lo que interesa, se partirá de las expresiones anteriores, operando de la siguiente forma:

En primer lugar, a partir de la expresión de  $Y_x$ , se multiplica por el conjugado para quitar la  $j$  del denominador y poder operar con esta variable:

$$Y_x = \frac{1}{50 + j\omega L} = \frac{50 - j\omega L}{(50 + j\omega L) \cdot (50 - j\omega L)} = \frac{50 - j\omega L}{50^2 + (\omega L)^2} =$$

$$= \frac{50}{50^2 + (\omega L)^2} - \frac{j\omega L}{50^2 + (\omega L)^2}$$

De esta forma se ve como  $Y_x$  queda definida por una parte real y otra imaginaria.

Además, como ya se había calculado,  $Y_{S_{opt}}$  también tiene parte real y parte imaginaria.

Prestando atención a la ecuación de  $Y_{S_{opt}}$  se puede deducir que su parte real sólo puede provenir de la parte real de  $Y_x$ , por lo tanto, se puede escribir que:

$$\Re(Y_{S_{opt}}) = \Re(Y_x)$$

Lo que lleva a la siguiente igualdad:

$$3.90133 \cdot 10^{-3} = \frac{50}{50^2 + (\omega L)^2}$$

A partir de esta igualdad y sustituyendo en  $\omega$  la frecuencia de trabajo, que para este amplificador es de 1.5GHz, se obtiene el valor de la inductancia:

$$L = 10.776743 \text{ nH}$$

Ahora se vuelve a la expresión de  $Y_{S_{opt}}$  de la que se partió y se puede deducir, análogamente a como se hizo en el caso de la parte real, que la parte imaginaria de  $Y_{S_{opt}}$  vendrá de la parte imaginaria de  $Y_x$  más la inductancia, es decir:

$$\Im(Y_{S_{opt}}) = \Im(Y_x) + j\omega C$$

Esto lleva a la siguiente ecuación:

$$-4.205933 \cdot 10^{-3} = -\frac{\omega L}{50^2 + (\omega L)^2} + \omega C$$

Como el valor de la inductancia ya se ha calculado anteriormente, queda una ecuación con una incógnita y se puede obtener el valor de la admitancia:

$$C = 0.394609 \text{ pF}$$

Si se ponen estos valores en los componentes del circuito que forman la red de entrada tipo 1, se puede medir el coeficiente  $\rho_{s\ opt}$  y comprobar si se corresponde con el obtenido teóricamente:

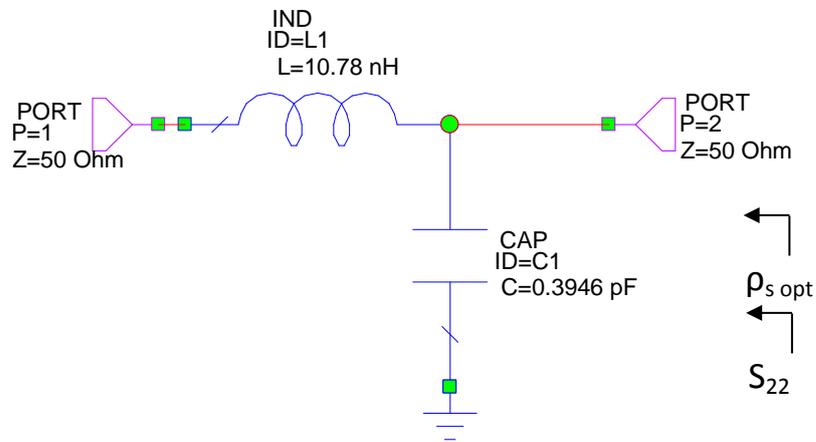


Imagen 2. 41. MR 1.5GHZ. Red de Entrada Tipo E1 con los componentes calculados

Como se puede observar  $\rho_{s\ opt}$  coincide con  $S_{22}$ , por lo que se puede medir en el circuito obteniéndose que:

$$S_{22} = \rho_{s\ opt} = 0.68562 \angle 24.622^\circ$$

Que comparado con el obtenido teóricamente ( $\rho_{s\ opt} = 0.68562 \angle 24.622^\circ$ ) se comprueba que son iguales, por lo que se deduce que el cálculo de los valores de los componentes del circuito es correcto.

También se puede saber el valor de los parámetros S:

$$S_{1.5\ GHz}(dB) = \begin{pmatrix} -3.2783 & -2.7579 \\ -2.7579 & -3.2783 \end{pmatrix}$$

Como se puede observar la matriz de parámetros S es simétrica, esto se debe a que los puertos no están cargados con lo que realmente “verían”. En concreto, el puerto de salida vería hacia su derecha  $\rho_{s\ opt}^* = 0.68562 \angle -24.622^\circ$ , por lo que si se carga dicho puerto con este coeficiente de reflexión se pueden volver a calcular los parámetros S y al mismo tiempo se puede aprovechar para optimizar la adaptación a la entrada y la salida de la red, es decir, los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  que deben ser tan bajos como sea posible.

El proceso de optimización es el siguiente:

1. Para poder optimizar estos parámetros hay que definirlos como parámetros a optimizar mediante la opción "Optimizer Goals" y a continuación "Add Opt Goal", entonces habrá que definir,  $|S_{11}|$  y  $|S_{22}| = -100$  dB, para que la adaptación sea máxima tanto a la entrada como a la salida. La ventana que hay que configurar es la siguiente:

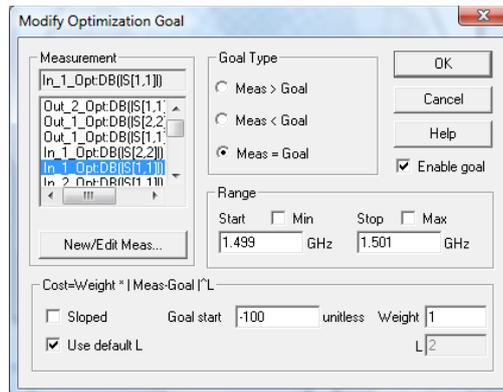


Imagen 2. 42. MR 1.5GHZ. Opción "Modify Optimization Goal"

Como se puede observar, se selecciona en el circuito el parámetro a optimizar, se escoge un pequeño rango de frecuencias alrededor de la frecuencia de trabajo (de 1.499 a 1.501GHz) y el valor al que se desea que se aproxime el valor del parámetro.

2. A continuación, se seleccionan los componentes del circuito cuyo valor se quiere que varíe para obtener el valor deseado en los parámetros que se están optimizando. Para ello, se va hasta la pestaña "Var" donde hay que seleccionar el esquemático sobre el que se está trabajando y dentro de él dichos parámetros, como se puede observar en la siguiente imagen:

T O C Ele...	Name	Value	Lower	Upper
	C1	C	0.2523	0.01 1000
	L1	L	4.365	0.1 1000

Imagen 2. 43. MR 1.5GHZ. Selección de los componentes a optimizar

3. Como paso final llega la simulación, para ello, en el menú "Simulate" hay que darle a la opción "Optimize" y aparece una ventana como la siguiente:

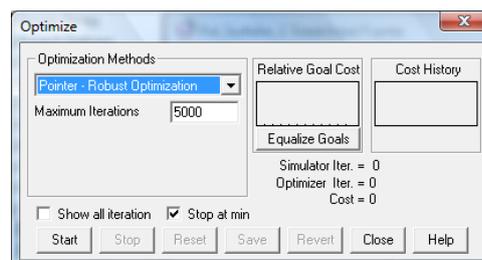


Imagen 2. 44. MR 1.5GHZ. Simulación para la Optimización

En esta ventana hay que pulsar el botón “Start” y comenzará la optimización.

Cuando el programa termine de optimizar en el esquemático sobre el que se trabaja aparecerán los componentes con los nuevos valores y se obtendrán las medidas de los parámetros.

Después de realizar la optimización para los dos parámetros, el circuito queda de la siguiente forma:

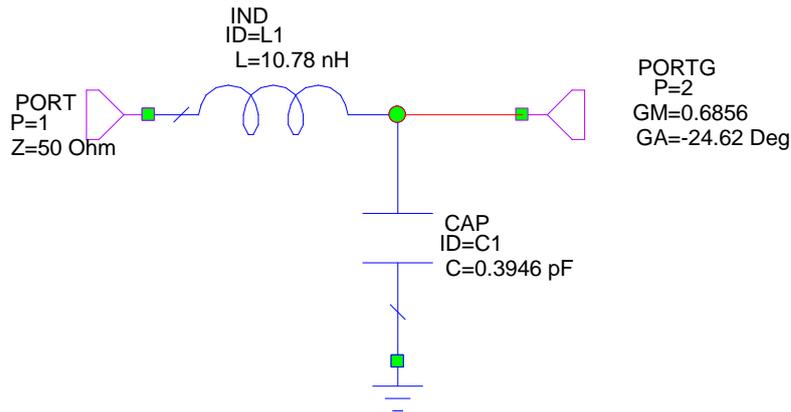


Imagen 2. 45. MR 1.5GHZ. Circuito de Entrada Tipo E1 con los valores de los componentes tras la optimización

Y los valores de los parámetros S tras la optimización son:

$$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -98.209 & -6.5595 \cdot 10^{-10} \\ -6.5595 \cdot 10^{-10} & -98.209 \end{pmatrix}$$

Ahora el valor de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  es más similar al ideal que era lo que se esperaba. La adaptación a la entrada y a la salida de la red ha mejorado notablemente y los valores de L y C apenas han variado de los originales.

## Red de entrada completa

En este punto del proyecto, se añadirá al transistor, que estaba únicamente con la red de polarización de surtidor, la red de adaptación de entrada, la red de desacoplo y la red de polarización de puerta descritas anteriormente.

Como hay dos posibilidades de diseño para la red de desacoplo, como ya se comentó, se podrán crear dos redes de entrada completas que se diferenciaran en la red de desacoplo usada.

### c.1.1.1.) Red de entrada completa Tipo E1.D1

En este caso la red completa para la entrada llevará la red de desacoplo tipo 1 (formada por la resistencia y el condensador) que se conectará con el resto de redes de adaptación y polarización, además de un condensador de bloqueo de continua al lado del puerto de entrada. Con todo esto, queda de la siguiente forma el esquema, donde se pueden observar las corrientes que circulan por el circuito.

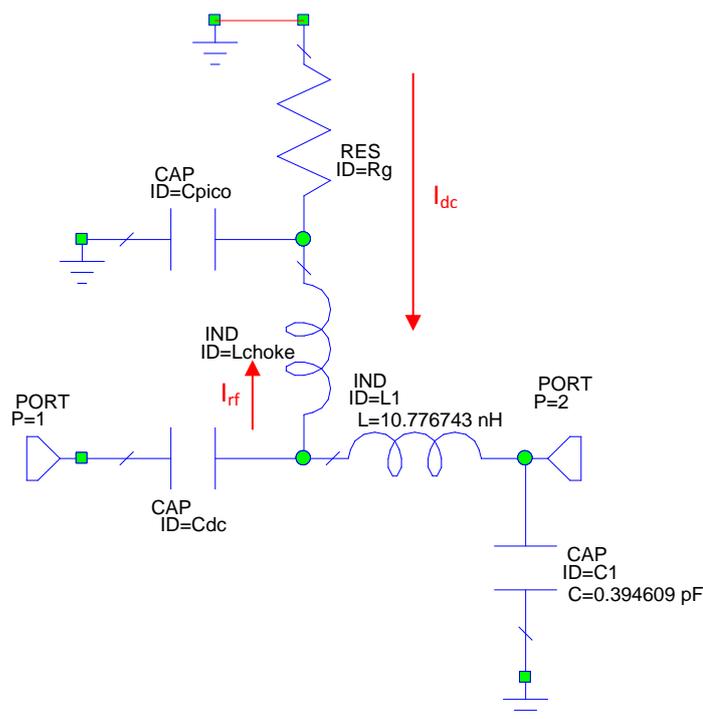


Imagen 2. 46. MR 1.5GHZ. Red de Entrada completa tipo E1.D1

La admitancia del condensador de continua ( $C_{dc}$ ) es:  $Y_{C_{dc}} = j \cdot \omega \cdot C_{cd}$  y cuando se trabaja en continua se sabe que  $\omega = 0$ , por lo tanto,  $Y_{C_{dc}} = 0$  y actúa como un circuito abierto y no deja que la corriente salga. Mientras que en RF  $Y_{C_{dc}}$  debe tender a  $\infty$ , es decir, debe actuar como un corto circuito, ya que no debe actuar como un componente de la red de entrada que ha sido diseñada para dos componentes (la bobina y el condensador que se calcularon en el apartado anterior).

Los valores de los elementos serán:

- Red de polarización de puerta:
  - $R_g = 47 \Omega$
- Red de desacoplo:
  - $L_{choke} = 390 nH$
  - $C_{pico} = 33nF$
- Bloqueo de continua:
  - $C_{dc} = 33nF$

Poniendo los valores correspondientes a cada componente y simulando, se obtienen los siguientes resultados:

$S_{1.5 GHz}(dB) = \begin{pmatrix} -3.2445 & -2.7881 \\ -2.7881 & -3.2445 \end{pmatrix}$
$S_{22} = \rho_{s opt} = 0.68829 \angle 24.424^\circ$
$NF = 2.1715 \cdot 10^{-7} dB$
$NFmin = 0 dB$

El parámetro  $S_{22}$  equivale a  $\rho_{s opt}$  y si se compara con el obtenido teóricamente ( $\rho_{s opt} = 0.68562 \angle 24.622^\circ$ ) se puede observar que son muy similares. Por lo tanto, se puede decir que el diseño hecho es correcto.

El siguiente paso sería conectar esta red de entrada más la red de desacoplo y la red de polarización de puerta al transistor junto con su red de polarización para volver a medir los parámetros.

El circuito sería el siguiente:

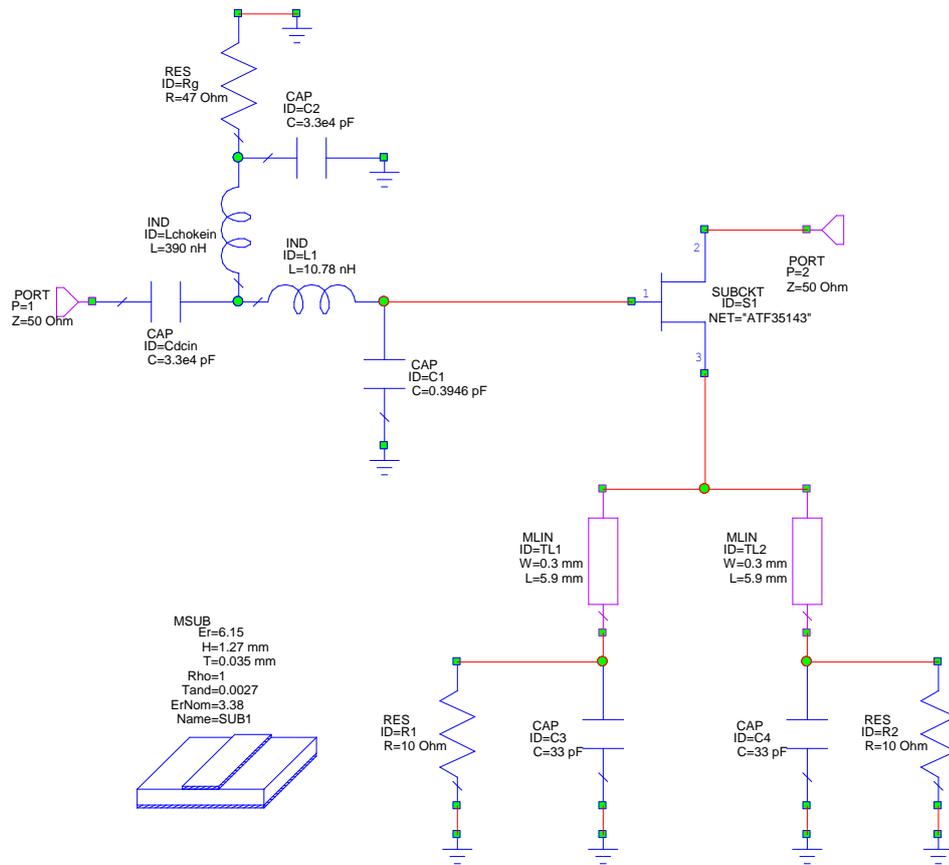


Imagen 2. 47. MR 1.5GHZ. Transistor con red de polarización más red de entrada Tipo E1.D1

Midiendo  $S_{22}$  se obtiene el valor del coeficiente de reflexión de salida ( $\rho_{out}$ ). Como puede verse en la siguiente imagen:

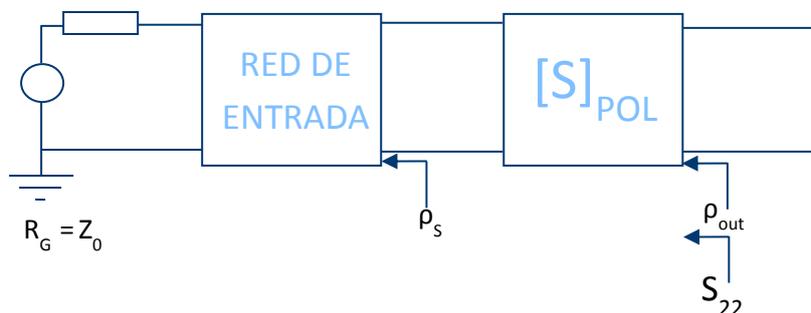


Imagen 2. 48. MR 1.5GHZ. Red de Entrada con sus Coeficientes de reflexión

Teóricamente se obtuvo:  $\rho_{out} = 0.51241\angle - 33.211^\circ$  y de forma práctica, simulando el circuito anterior, se obtiene:  $\rho_{out} = 0.50951\angle - 33.467^\circ$ . Como se puede observar, ambos resultados son muy similares, por lo que finalmente se puede concluir que el diseño es correcto.

### c.1.1.2.) Red de entrada completa Tipo E1.D2

Como ya se estudió, esta red está formada por dos líneas de transmisión, y conectada al resto de redes queda de la siguiente forma:

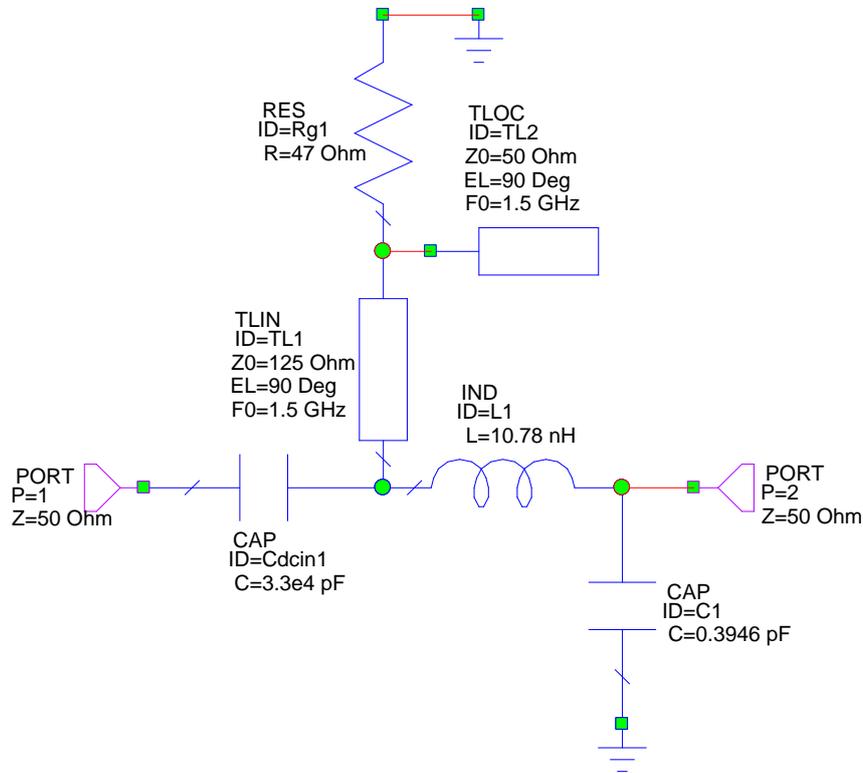


Imagen 2. 49. MR 1.5GHZ. Red de Entrada completa Tipo E1.D2

Con el circuito así, se pueden medir los parámetros de éste obteniendo los siguientes resultados:

$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -3.2785 & -2.7577 \\ -2.7577 & -3.2785 \end{pmatrix}$
$S_{22} = \rho_{s\text{ opt}} = 0.685612 \angle 24.623^\circ$
$NF = 2.1715 \cdot 10^{-7} dB$
$NF_{min} = 0 dB$

Se mide el parámetro  $S_{22}$  que equivale al coeficiente de reflexión  $\rho_{S\ opt}$  y comparándolo con el obtenido teóricamente ( $\rho_{S\ opt} = 0.68562 \angle 24.622^\circ$ ) se puede observar que son muy similares (incluso más que en el caso anterior). Por lo tanto, se concluye que el diseño del circuito está bien hecho.

El último paso sería conectar esta red de entrada más la red de desacoplo y la red de polarización de puerta al transistor junto con su red de polarización para volver a medir los parámetros. El circuito completo es el que se puede ver en la siguiente figura:

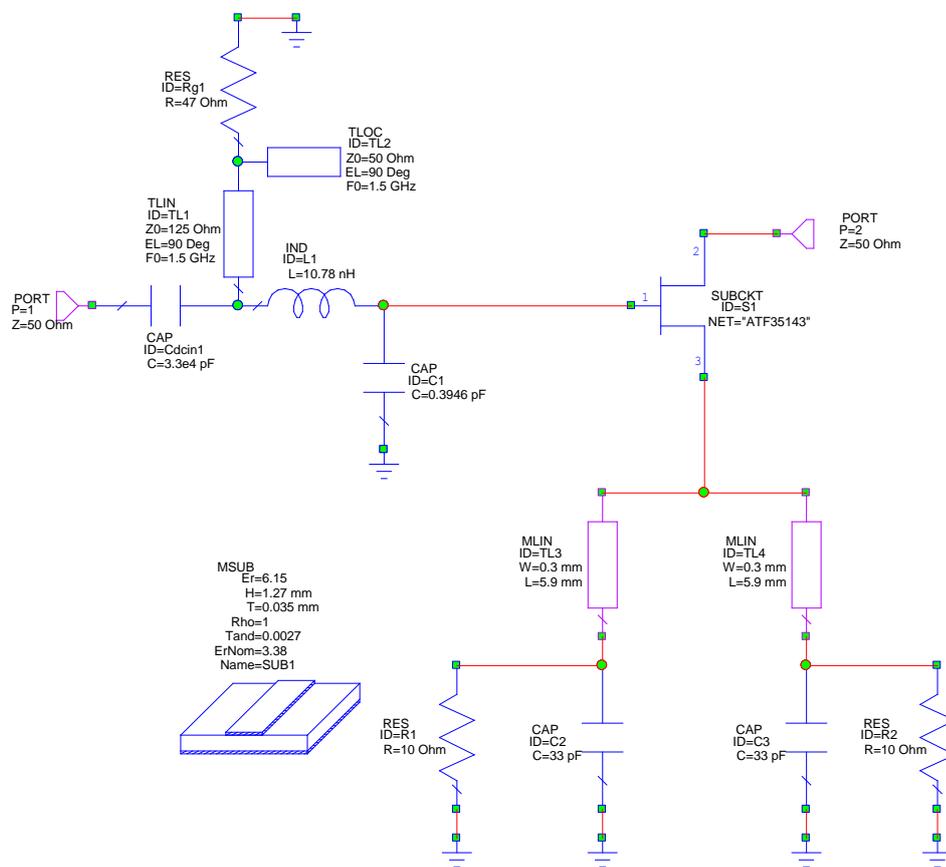


Imagen 2. 50. MR 1.5GHZ. Transistor con red de polarización más red de entrada Tipo E1.D2

Como ya se explicó, midiendo  $S_{22}$  se obtiene el valor del coeficiente de reflexión de salida ( $\rho_{out}$ ). Y el valor obtenido es:  $\rho_{out} = 0.51234 \angle -33.247^\circ$ . Teóricamente se obtuvo:  $\rho_{out} = 0.51241 \angle -33.211^\circ$ . Como se puede observar, ambos resultados son muy similares, por lo que se puede decir que el diseño es correcto.

### c.1.2) Red de adaptación de entrada Tipo E2

Según se obtuvo al principio de este punto, la red de tipo 2 está formada por una bobina y un condensador, junto con la impedancia, dispuestos de la siguiente forma:

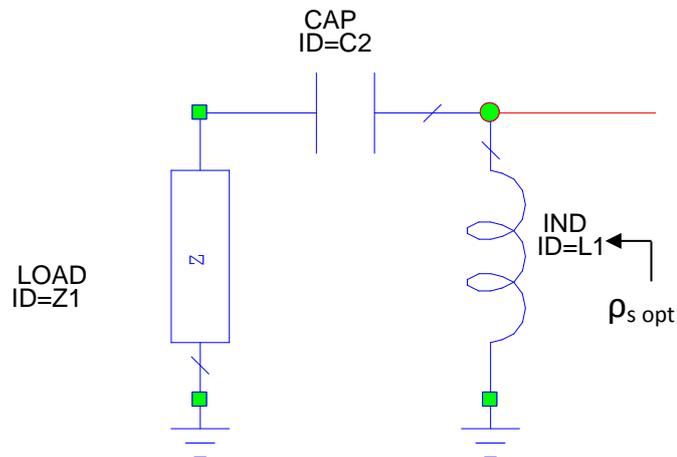


Imagen 2. 51. MR 1.5GHZ. Red de adaptación de entrada Tipo E2

La impedancia que ve  $\rho_{s\ opt}$  hacia la izquierda es  $Z_{s\ opt}$ , que será la impedancia equivalente de asociar la admitancia (C) y los 50Ω del puerto de entrada en serie, por lo que el circuito equivalente es el siguiente:

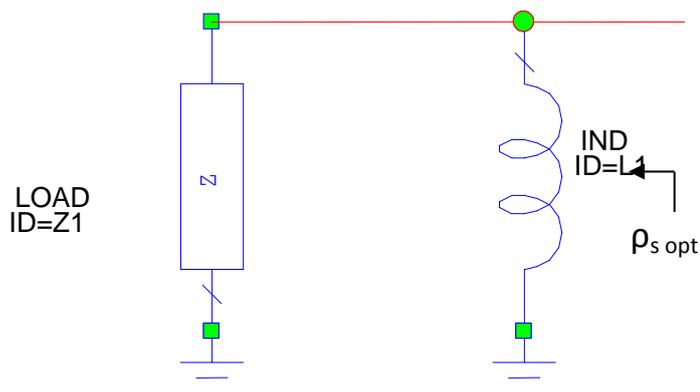


Imagen 2. 52. MR 1.5GHZ. Circuito Equivalente de la Red de Adaptación de Entrada Tipo E2

La impedancia  $Z_{s\ opt}$  equivalente del circuito resultante será el paralelo de la impedancia  $Z_x$  (serie de la admitancia y la resistencia) y la inductancia.

Lo que se podría resolver como:

$$Z_{S\ opt} = Z_x // j\omega L = (50 + \frac{1}{j\omega C}) // j\omega L$$

El valor de  $Z_{S\ opt}$  ya se calculó en el apartado anterior ( $Z_{S\ opt} = 118.54453 + 123.7999j$ ).

Además se sabe que:

$$Y_{S\ opt} = Y_x + \frac{1}{j\omega L} = \frac{1}{Z_{S\ opt}}$$

Donde:

$$Y_x = \frac{1}{50 + \frac{1}{j\omega L}}$$

El valor de  $Y_{S\ opt}$  también había sido calculado:  $Y_{S\ opt} = 3.90133 \cdot 10^{-3} - 4.205933 \cdot 10^{-3}j$

Para calcular los valores de la inductancia y la admitancia ( $L$  y  $C$ ) que es lo que interesa, se partirá de las expresiones anteriores, operando de la siguiente forma:

En primer lugar, a partir de la expresión de  $Y_x$ , se opera para quitar la  $j$  del denominador y poder operar con esta variable, finalmente  $Y_x$  quedará en función de dos términos, uno con  $j$  y otro sin ella que se corresponderán con la parte imaginaria y la real de la variable:

$$Y_x = \frac{50(\omega C)^2}{1 + (50\omega C)^2} + \frac{j\omega C}{1 + (50\omega C)^2}$$

De esta forma se ve como  $Y_x$  queda definida por una parte real y otra imaginaria.

Además, como ya se había calculado,  $Y_{S\ opt}$  también tiene parte real y parte imaginaria.

Teniendo esto en cuenta se puede deducir que:

$$\Re(Y_{S\ opt}) = \Re(Y_x)$$

Lo que lleva a la siguiente igualdad:

$$3.90133 \cdot 10^{-3} = \frac{50(\omega C)^2}{1 + (50\omega C)^2}$$

Sustituyendo los valores correspondientes se puede calcular el valor de la admitancia, que será:

$$C = 1.0446\ pF$$

Ahora se vuelve a la expresión de  $Y_{S\ opt}$  de la que se partió y se puede deducir, que la parte imaginaria de  $Y_{S\ opt}$  vendrá de la parte imaginaria de  $Y_x$  más la admitancia, es decir:

$$\Im(Y_{S\ opt}) = \Im(Y_x) + \frac{1}{j\omega L}$$

Esto lleva a la siguiente ecuación:

$$-4.205933 \cdot 10^{-3} = \frac{j\omega C}{1 + (50\omega C)^2} + \frac{1}{j\omega L}$$

Con esta fórmula, sustituyendo los valores de las incógnitas, se llega a que el valor de la inductancia es:

$$L = 8.746644\ nH$$

Ahora se ponen los valores calculados a los componentes y se simula el circuito midiendo  $S_{22}$  que equivale a  $\rho_{S\ opt}$ :

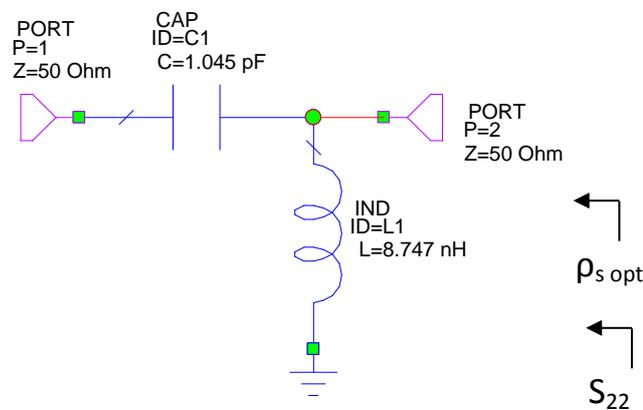


Imagen 2. 53. MR 1.5GHZ. Red de Entrada Tipo E2 con los componentes calculados

Se obtiene que:

$$S_{22} = \rho_{S\ opt} = 0.68564 \angle 24.622^\circ$$

Que comparado con el obtenido teóricamente ( $\rho_{S\ opt} = 0.68562 \angle 24.622^\circ$ ) se comprueba que son prácticamente iguales, por lo que se puede decir que el cálculo de los valores de los componentes del circuito es correcto.

También se puede saber el valor de los parámetros S:

$$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -3.2781 & -2.7581 \\ -2.7581 & -3.2781 \end{pmatrix}$$

Como se puede observar, igual que sucedía en la red de entrada Tipo 1, la matriz de parámetros S es simétrica, debido a que los puertos no están cargados con lo que realmente “verían”.

Tras esto se realiza el proceso de optimización de la misma forma y siguiendo los mismos pasos que se hizo en la otra red de entrada.

Después de realizar la optimización para los dos parámetros ( $S_{11}$  y  $S_{22}$ ), el circuito queda de la siguiente forma:

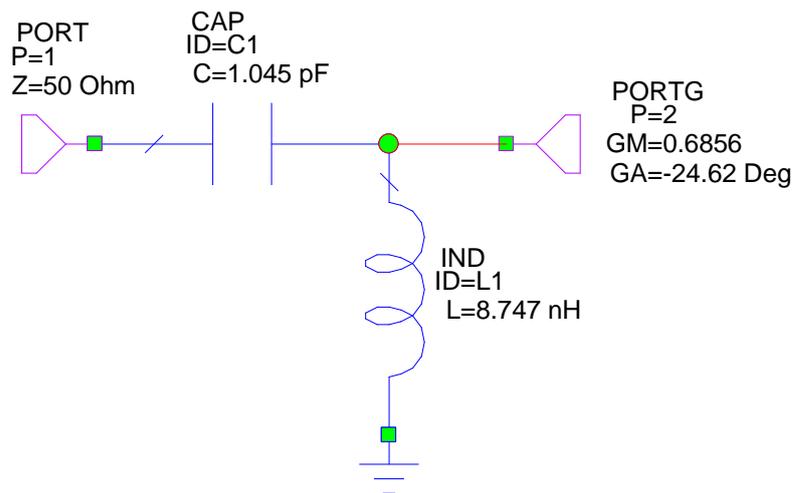


Imagen 2. 54. MR 1.5GHZ. Circuito de Entrada Tipo E2 con los valores de los componentes tras la optimización

Y los valores de los parámetros S tras la optimización son:

$$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -88.438 & -6.2231 \cdot 10^{-9} \\ -6.2231 \cdot 10^{-9} & -88.438 \end{pmatrix}$$

Tras la optimización el valor de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  es más similar al ideal. Se puede observar como la adaptación a la entrada y a la salida de la red ha mejorado notablemente y los valores de L y C apenas han variado de los originales.

## Red de entrada completa

Igual que se hizo para la red de entrada Tipo 1, se completará la red de entrada añadiendo a la red de adaptación el resto de redes diseñadas.

Como hay dos posibilidades de diseño para la red de desacoplo, se podrán crear dos redes de entrada completas que se diferenciaran en la red de desacoplo usada.

Por otro lado, igual que sucedía en el apartado anterior, hay dos posibilidades de diseño:

### c.1.2.1.) Red de entrada completa Tipo E2.D1

Formada por la red de desacoplo tipo 1 y la red de entrada tipo 2 y conectada al resto de redes, queda de la siguiente forma:

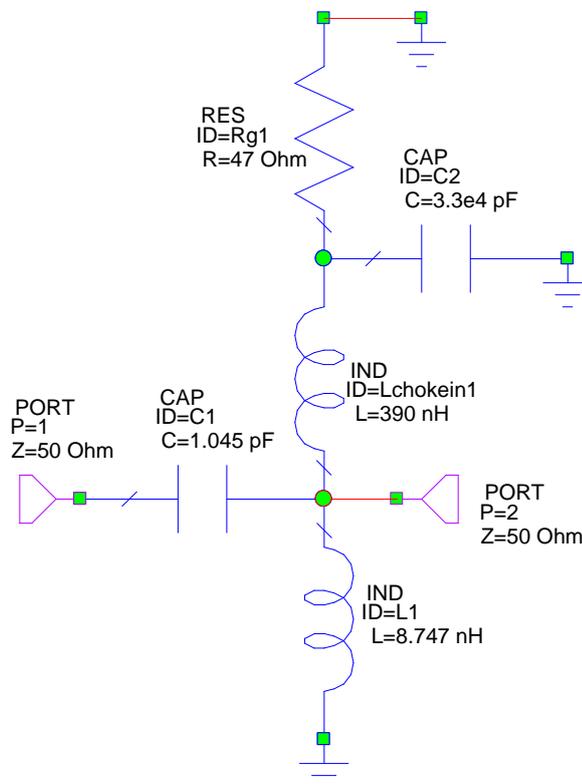


Imagen 2. 55. MR 1.5GHZ. Red de entrada completa Tipo E2.D1

Simulando se obtienen los siguientes resultados:

$$S_{1.5\text{ GHz}}(\text{dB}) = \begin{pmatrix} -3.2586 & -2.7755 \\ -2.7755 & -3.2586 \end{pmatrix}$$

$$S_{22} = \rho_{s\text{ opt}} = 0.68718 \angle 26.156^\circ$$

El parámetro  $S_{22}$  equivale a  $\rho_{s\ opt}$  y si se compara con el obtenido teóricamente ( $\rho_{s\ opt} = 0.68562 \angle 24.622^\circ$ ) se puede observar que son muy similares. Por lo tanto, se puede decir que el diseño hecho es correcto.

El siguiente paso sería conectar esta red de entrada junto con la red de desacoplo y la red de polarización de puerta al transistor junto con su red de polarización para volver a medir los parámetros.

El circuito sería el siguiente:

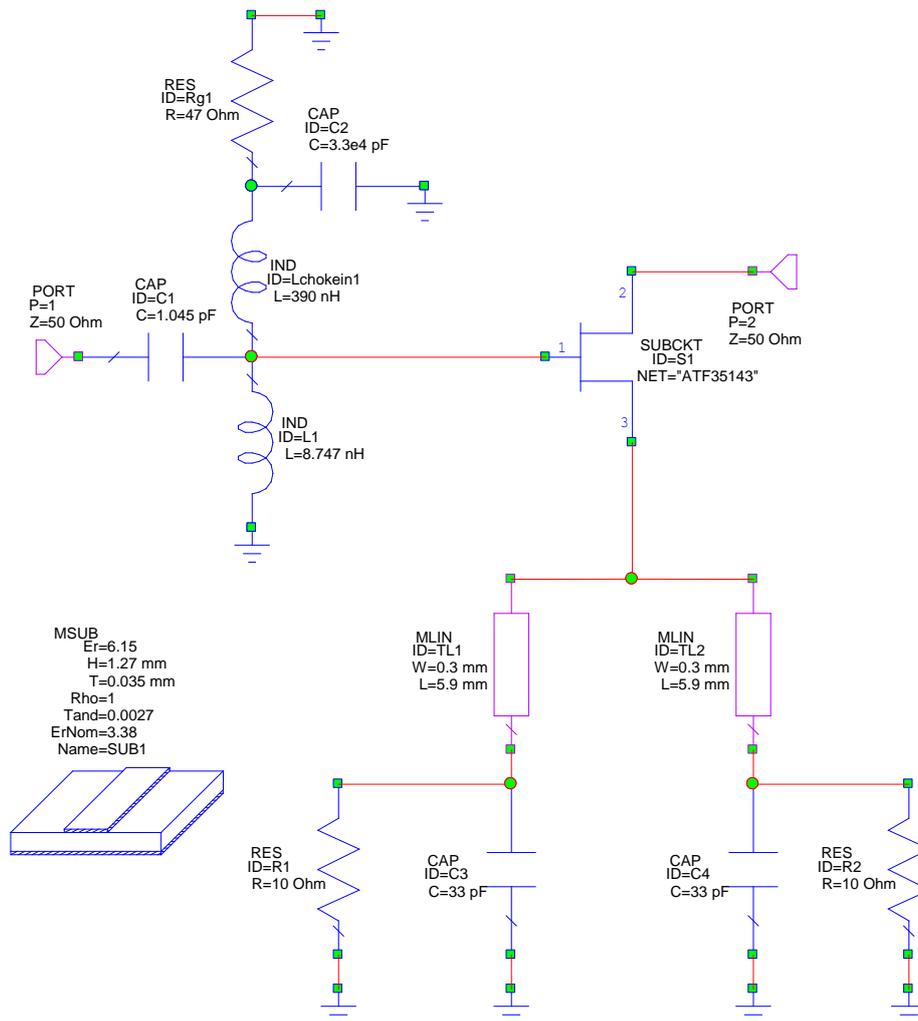


Imagen 2. 56. MR 1.5GHZ. Transistor con red de polarización más red de entrada Tipo E2.D1

Teóricamente se obtuvo:  $\rho_{out} = 0.51241 \angle -33.211^\circ$  y de forma práctica (simulando el circuito anterior) se obtiene:  $\rho_{out} = 0.52923 \angle -33.785^\circ$ . Como se puede observar, ambos resultados son muy similares, por lo que finalmente se puede concluir que el diseño es correcto.

### c.1.2.2.) Red de entrada completa Tipo E2.D2

Formada por la red de desacoplo tipo 2 y la red de salida tipo 2 queda de la siguiente forma:

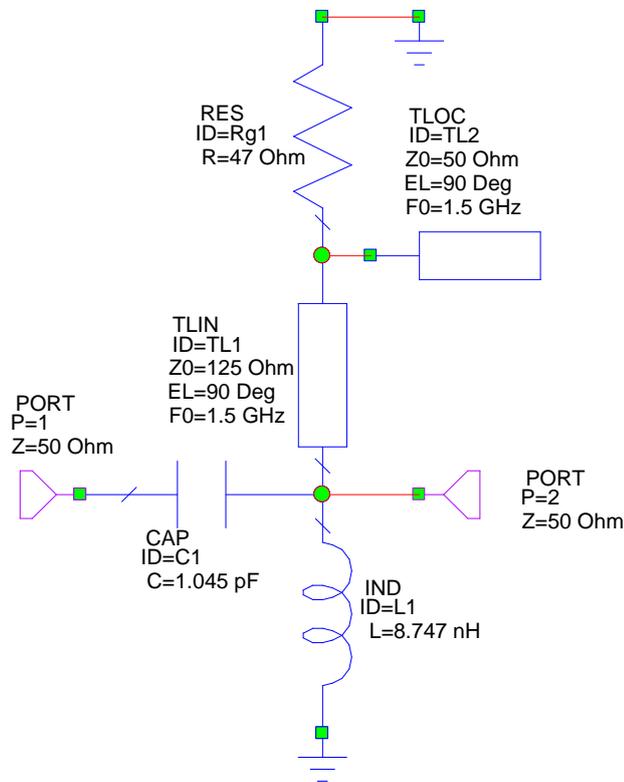


Imagen 2. 57. MR 1.5GHZ. Red de entrada completa Tipo E2.D2

Simulando, los resultados que se obtienen son:

$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -3.2781 & -2.7581 \\ -2.7581 & -3.2781 \end{pmatrix}$
$S_{22} = \rho_{s\text{ opt}} = 0.68564 \angle 24.622^\circ$

El parámetro  $\rho_{s\text{ opt}}$  obtenido teóricamente fue  $\rho_{s\text{ opt}} = 0.68562 \angle 24.622^\circ$  se puede observar que son muy similares. Por lo tanto, se puede decir que el diseño hecho es correcto.

Por último se puede unir esta red de entrada completa con el transistor y su red de polarización de surtidor y se obtiene el siguiente circuito:

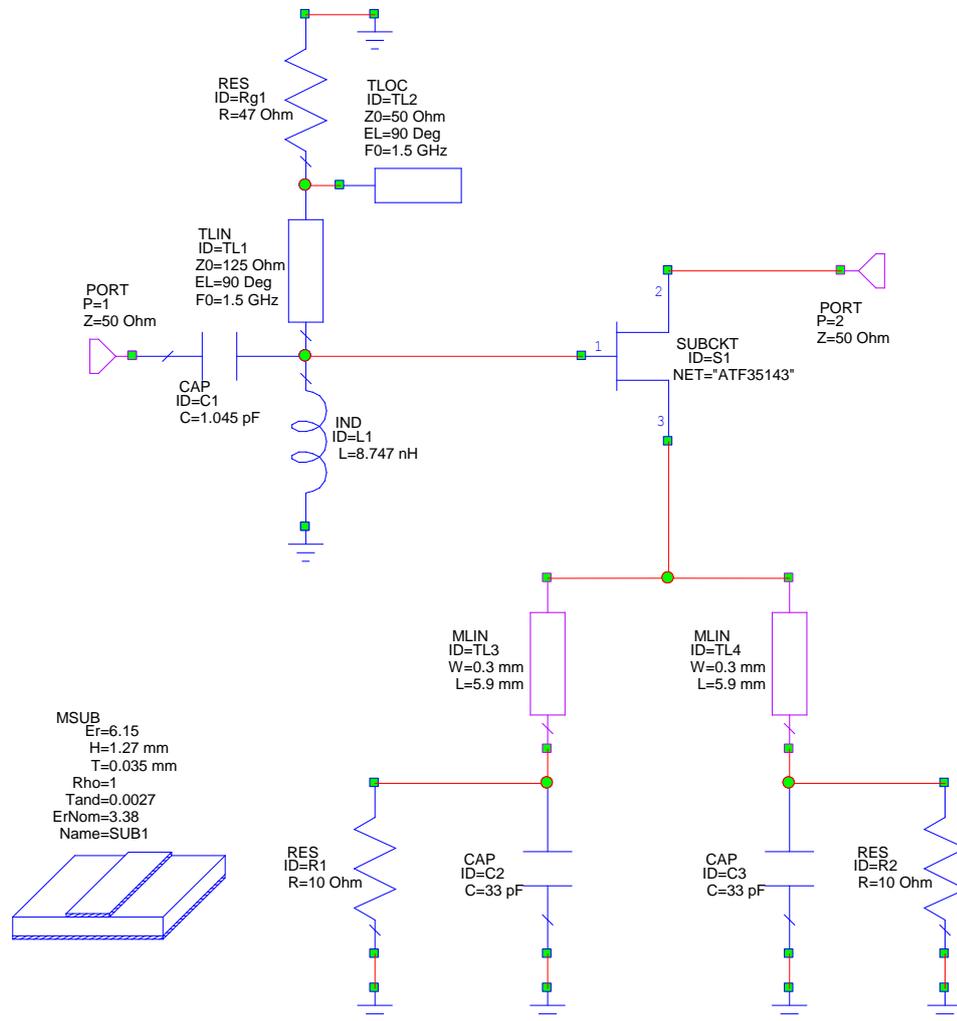


Imagen 2. 58. MR 1.5GHZ. Transistor con red de polarización más red de entrada Tipo E2.D2

Simulando este circuito, se obtiene que:

$$S_{22} = \rho_{out} = 0.51231 \angle -33.25^\circ$$

Teóricamente se obtuvo:  $\rho_{out} = 0.51241 \angle -33.211^\circ$ , valor muy similar al que se acaba de obtener, por lo tanto se puede decir que el diseño se ha realizado correctamente.

### c.2.) Red de adaptación de salida

Una vez que se tiene diseñada la red de entrada, el siguiente paso en el proceso de diseño es crear la red de salida.

Esta red debe permitir obtener el coeficiente  $\rho_{out}^*$  que se calculó al principio para poder obtener las mejores condiciones en cuanto a adaptación a la entrada y a la salida del circuito (parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  lo más bajos posible) y factor de ruido (también debe ser tan bajo como sea posible).

El valor del coeficiente  $\rho_{out}^*$  del que se partirá para realizar los cálculos es el siguiente:

$$\rho_{out}^* = 0.51241 \angle 33.211^\circ$$

Recuperando el esquema anterior de la red de salida junto con el transistor se puede ver la correspondencia de la impedancia con el coeficiente para poder estimar que redes se van a poder diseñar. Estas redes junto con sus correspondientes coeficientes se pueden ver en el siguiente esquema:

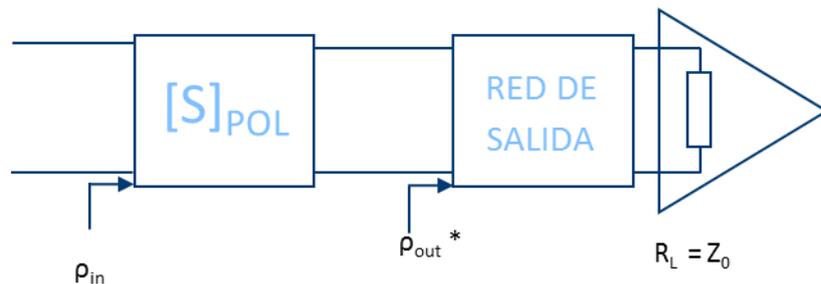


Imagen 2. 59. MR 1.5GHZ. Red de Salida con sus coeficientes de reflexión característicos

Como se puede observar en la imagen la impedancia que vería el transistor hacia la izquierda es equivalente a  $\rho_{out}^*$ , por lo tanto la impedancia equivalente de la red de salida será:

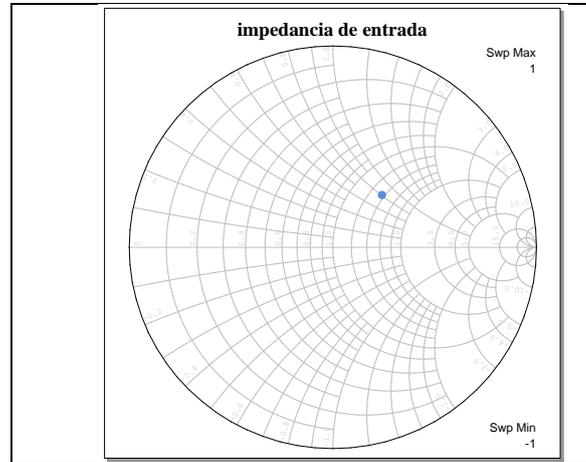
$$\overline{Z_{out}^*} = \frac{1 + \rho_{out}^*}{1 - \rho_{out}^*}$$

Donde, sustituyendo el valor de  $\rho_{out}^*$ , se obtiene:

$$\overline{Z_{out}^*} = 1.8202 + 1.38549j$$

Este valor se sitúa en la Carta de Smith, teniendo en cuenta que su representación será el punto de unión del círculo de parte real 1.8202 y el círculo de parte imaginaria 1.38549.

Su representación aproximada en la Carta será:



**Imagen 2. 60. MR 1.5GHZ. Representación de la Impedancia de Salida en la Carta de Smith**

Una vez situada la impedancia normalizada sobre la carta, habrá que buscar los distintos diseños que se pueden crear para las distintas redes de salida. Igual que sucedía en el caso de la red de entrada, los diseños viables dependen de la posición de la impedancia en la carta.

La siguiente imagen muestra los posibles diseños:

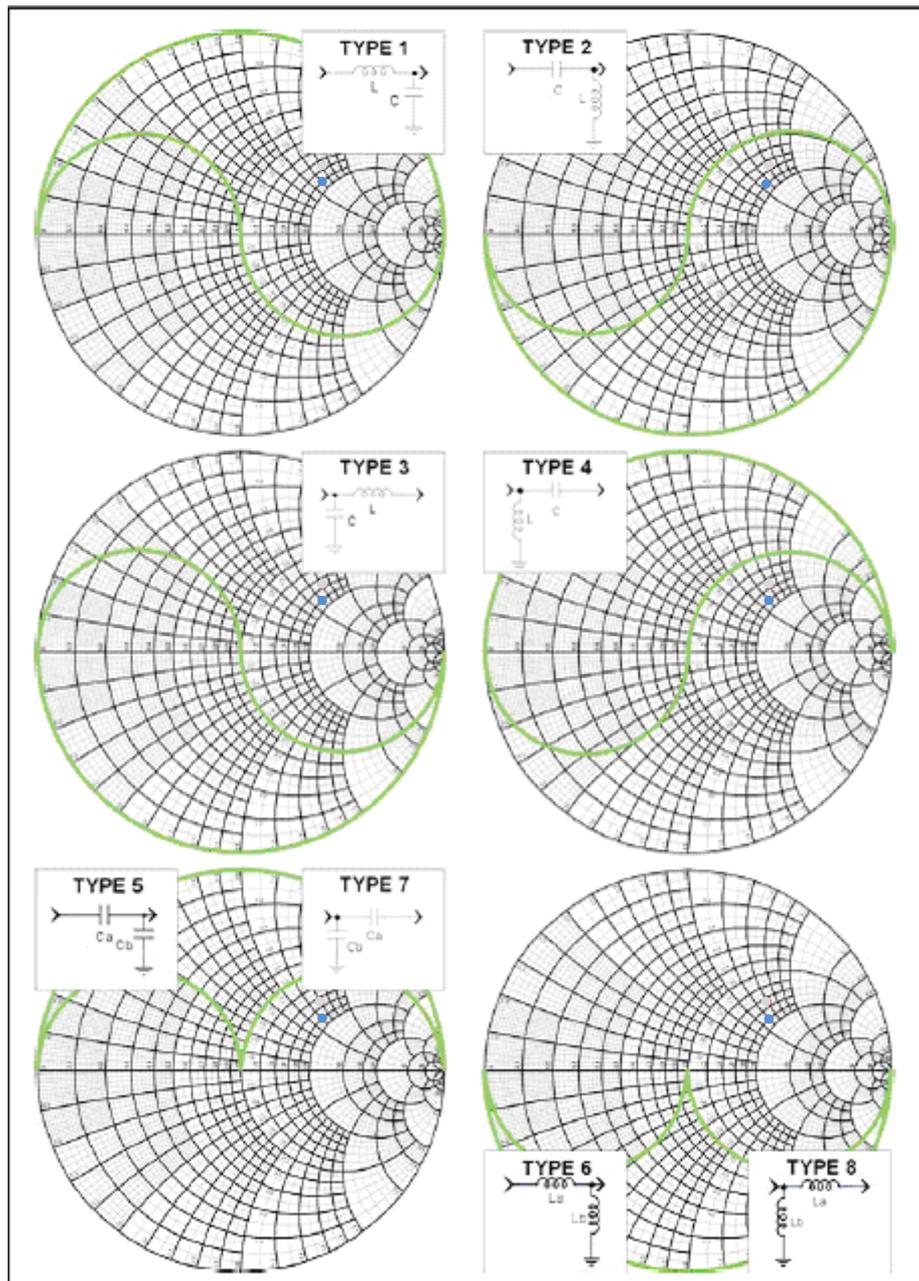


Imagen 2. 61. MR 1.5GHZ. Posibles Redes de salida en función de la impedancia

Sólo serán viables aquellos diseños donde la curva verde encierre al punto, por lo tanto, observando la posición del punto, se ve como sólo son viables los diseños de los tipos 1 y 2, por lo tanto se procederá a diseñar estos dos tipos de redes.

Con el fin de tener los valores de las impedancias y admitancias antes de proceder con el diseño de las redes de salida, se calcularán ahora.

El valor que se tiene de la impedancia es el valor normalizado ( $\overline{Z_{out}^*}$ ) respecto a  $Z_0$ , pero este valor se puede desnormalizar multiplicando el valor de la impedancia normalizada por  $Z_0$ .

$$Z_{out}^* = Z_0 \cdot \overline{Z_{out}^*} = 50 \cdot (1.8202 + 1.38549j)$$

Con lo que se obtiene:

$$Z_{out}^* = 91.0102 + 69.27479j$$

Además, igual que sucedía en el caso de las redes de entrada, por la disposición de los componentes en la red, se trabajará con admitancias, ya que resultará más cómodo. Se puede calcular la admitancia equivalente a partir de la impedancia aplicando la siguiente relación:

$$Y_{out}^* = \frac{1}{Z_{out}^*}$$

Y se obtiene:

$$Y_{out}^* = 6.956979 \cdot 10^{-3} - 5.295483 \cdot 10^{-3}j$$

Con estos valores calculados se puede pasar al diseño de los dos tipos de redes de salida comentados y al cálculo de los componentes que las forman. Esto se puede ver en los siguientes apartados.

### *c.2.1) Red de adaptación de salida Tipo S1*

Ahora se procederá al diseño de la red de adaptación de salida Tipo 1 de la imagen anterior. Según dicho esquema, la red será la siguiente:

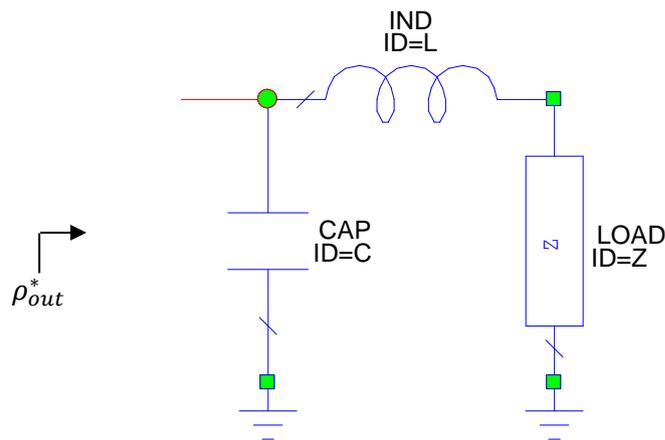


Imagen 2. 62. MR 1.5GHZ. Red de adaptación de salida Tipo S1

La impedancia que ve  $\rho_{out}^*$  hacia la derecha es  $Z_{out}^*$ , que será la impedancia equivalente de asociar la inductancia (L) y los 50Ω del puerto de entrada en serie, por lo que el circuito equivalente es el siguiente:

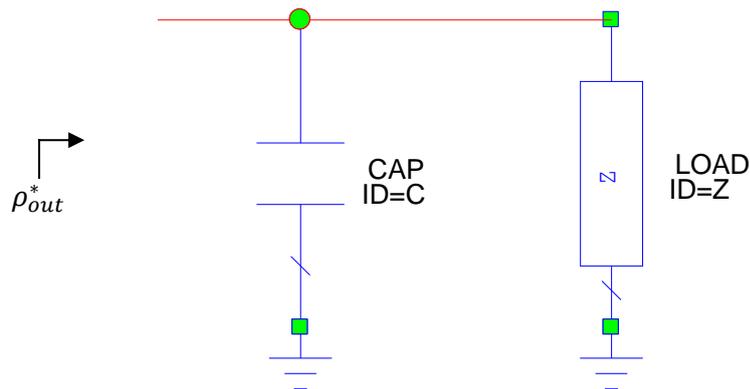


Imagen 2. 63. MR 1.5GHZ. Circuito equivalente de la Red de adaptación de salida Tipo S1

La impedancia  $Z_{out}^*$  es el equivalente del circuito resultante será el paralelo de la impedancia  $Z_x$  (serie de la inductancia y la resistencia) y la admitancia. Es decir:

$$Z_{out}^* = Z_x // \frac{1}{j\omega C} = (50 + j\omega L) // \frac{1}{j\omega C}$$

Donde ya se había calculado que:

$$Z_{out}^* = 91.0102 + 69.27479j$$

Además se sabe que:

$$Y_{out}^* = Y_x + j\omega C = \frac{1}{Z_{out}^*}$$

Donde:

$$Y_x = \frac{1}{50 + j\omega L}$$

También se obtuvo que:

$$Y_{out}^* = 6.956979 \cdot 10^{-3} - 5.295483 \cdot 10^{-3}j$$

Por lo tanto ya se tienen todos los datos necesarios para calcular los valores de la admitancia y la inductancia (C y L) que componen esta red de entrada. El siguiente paso es comenzar a operar con los datos de los que se dispone.

A partir de la expresión de  $Y_x$ , se multiplica arriba y abajo por el conjugado del denominador para quitar la  $j$  de éste y poder operar con esta variable:

$$\begin{aligned} Y_x &= \frac{1}{50 + j\omega L} = \frac{50 - j\omega L}{(50 + j\omega L) \cdot (50 - j\omega L)} = \frac{50 - j\omega L}{50^2 + (\omega L)^2} = \\ &= \frac{50}{50^2 + (\omega L)^2} - \frac{j\omega L}{50^2 + (\omega L)^2} \end{aligned}$$

De esta forma se ve como  $Y_x$  queda definida por una parte real y otra imaginaria.

Además, como ya se había calculado,  $Y_{out}^*$  también tiene parte real y parte imaginaria, por lo que, se puede decir que su parte real sólo puede provenir de la parte real de  $Y_x$  y se puede escribir que:

$$\Re(Y_{S\ opt}) = \Re(Y_x)$$

Lo que lleva a la siguiente igualdad:

$$6.956979 \cdot 10^{-3} = \frac{50}{50^2 + (\omega L)^2}$$

A partir de esta igualdad y sustituyendo en  $\omega$  la frecuencia de trabajo, que para este amplificador es de 1.5GHz, se obtiene el valor de la inductancia:

$$L = 7.264032\ nH$$

Volviendo ahora a la expresión inicial de  $Y_{out}^*$  se puede deducir que, la parte imaginaria de  $Y_{out}^*$  vendrá de la parte imaginaria de  $Y_x$  más la inductancia, es decir:

$$\Im(Y_{S_{opt}}) = \Im(Y_x) + j\omega C$$

Esto lleva a la siguiente ecuación:

$$- 5.295483 \cdot 10^{-3} = -\frac{\omega L}{50^2 + (\omega L)^2} + \omega C$$

Como el valor de la inductancia ya se ha calculado anteriormente, queda una ecuación con una incógnita y se puede obtener el valor de la admitancia:

$$C = 0.448845 \text{ pF}$$

Si se ponen estos valores en los componentes del circuito que forman la red de salida tipo 1 se puede medir el coeficiente  $\rho_{out}^*$  y comprobar si se corresponde con el obtenido teóricamente. Esto puede verse en el siguiente esquema:

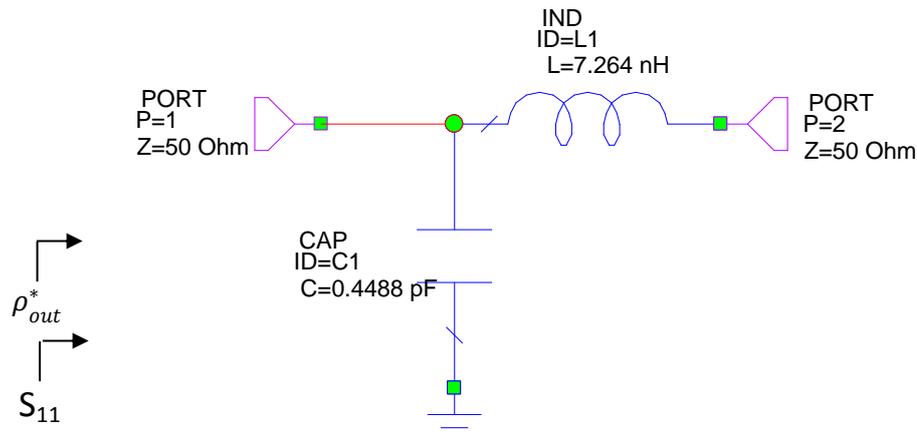


Imagen 2. 64. MR 1.5GHZ. Red de Salida Tipo S1 con los componentes calculados

Como se puede observar  $\rho_{out}^*$  coincide con  $S_{11}$ , por lo que se puede medir en el circuito obteniéndose que:

$$S_{11} = \rho_{out}^* = 0.51241 \angle 33.211^\circ$$

Teóricamente se obtuvo que  $\rho_{out}^* = 0.51241 \angle 33.211^\circ$ , que, como se puede observar, es igual al que se ha obtenido de forma práctica, por lo tanto se puede deducir que el cálculo de los componentes es correcto.

También se obtiene el valor de los parámetros S que es:

$$S_{1.5 \text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -5.8076 & -1.3228 \\ -1.3228 & -5.8076 \end{pmatrix}$$

El siguiente paso es cargar el puerto de entrada con  $\rho_{out} = 0.51241 \angle -33.211^\circ$  y proceder a realizar la optimización del circuito, que se realizará de la misma forma que se describió en apartados anteriores. El fin es obtener la máxima adaptación a la entrada y a la salida del circuito, es decir, que los valores de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  sean lo más bajos posible.

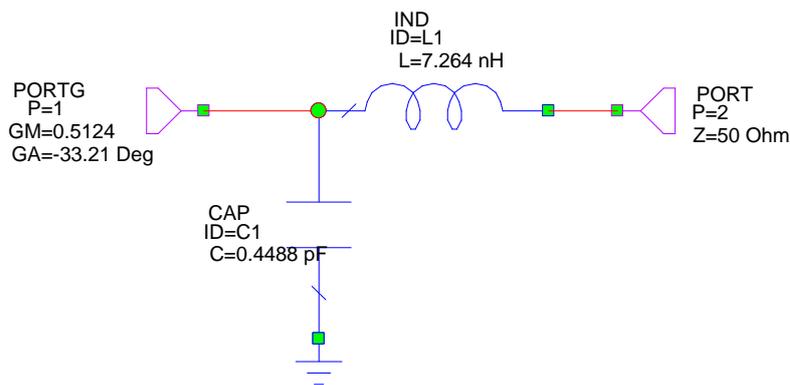


Imagen 2. 65. MR 1.5GHZ. Circuito de Salida TipoS1 con los valores de los componentes tras la optimización

Tras optimizar se obtienen los siguientes parámetros S:

$$S_{1.5 \text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -99.38 & -5.0096 \cdot 10^{-10} \\ -5.0096 \cdot 10^{-10} & -99.38 \end{pmatrix}$$

Como se puede observar, tras la optimización, se consigue que los valores de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  se aproximen a -100dB, es decir, que sean muy bajos para que así el circuito pueda ofrecer máxima adaptación a la entrada y a la salida.

## Red de salida completa

En este punto del proyecto, se añadirá la red de polarización de salida las redes de desacoplo y de polarización de drenador y se medirán los parámetros resultantes.

Igual que sucedía para la red de entrada, como hay dos posibilidades de diseño para la red de desacoplo, se podrán crear dos redes de entrada completas.

### c.2.1.1.) Red de salida completa Tipo S1.D1

Compuesta por la red de salida tipo 1 y la red de desacoplo tipo 1 y añadiendo la red de polarización de drenador y el condensador de bloqueo de continua, el circuito a la salida quedará de la siguiente forma:

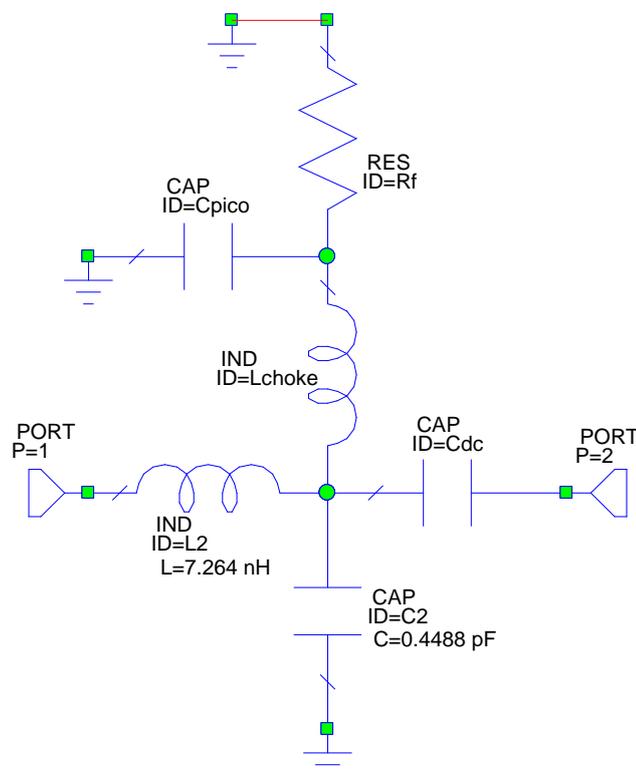


Imagen 2. 66. MR 1.5GHZ. Red de salida completa Tipo S1.D1

Los valores de los elementos serán:

- Red de polarización de puerta:
  - $R_d = 33 \Omega$
- Red de desacoplo:
  - $L_{choke} = 390 \text{ nH}$
  - $C_{pico} = 33 \text{ nF}$
- Bloqueo de continua:
  - $C_{dc} = 33 \text{ nF}$

Poniendo los valores correspondientes a cada componente y simulando, se obtienen los siguientes resultados:

$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -5.7335 & -1.3495 \\ -1.3495 & -5.7335 \end{pmatrix}$
$S_{11} = \rho_{out}^* = 0.5168 \angle 32.95^\circ$
$NF = 5.1671 \cdot 10^{-7} dB$
$NF_{min} = -4.8216 \cdot 10^{-16} dB$

El parámetro  $S_{11}$  es equivalente a  $\rho_{out}^*$  y si se compara con el obtenido teóricamente ( $\rho_{out}^* = 0.51241 \angle 33.211^\circ$ ) se puede observar que son muy similares. Por lo tanto, se puede decir que el diseño hecho es correcto.

#### c.2.1.2.) Red de salida completa Tipo S1.D2

Formada por la red de salida tipo 1 y la de desacoplo tipo 2 y añadiéndole el resto de redes, quedará de la siguiente forma:

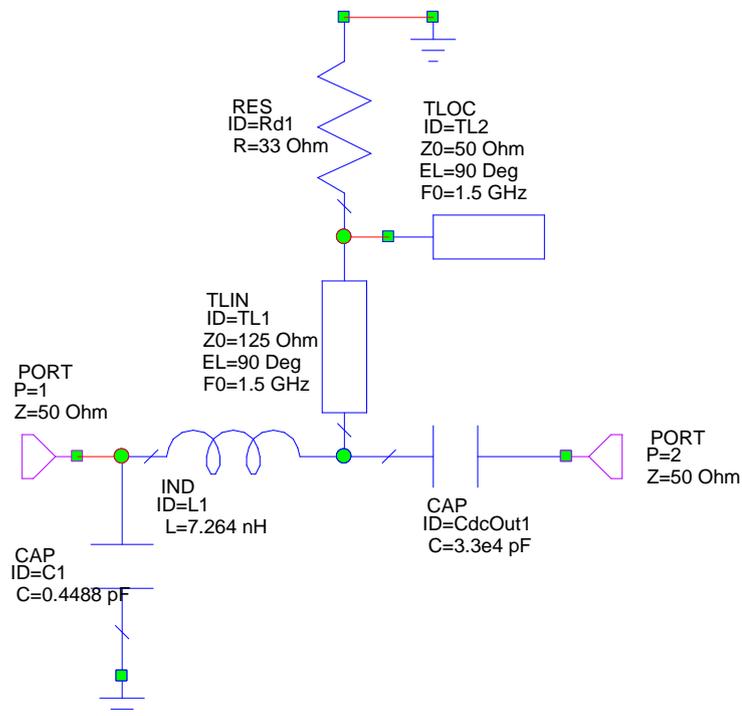


Imagen 2. 67. MR 1.5GHZ. Red de salida completa Tipo S1.D2

Con el circuito así, se pueden medir los parámetros de éste obteniendo los siguientes resultados:

$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -5.808 & -1.3226 \\ -1.3226 & -5.808 \end{pmatrix}$
$S_{11} = \rho_{out}^* = 0.51239 \angle 33.212^\circ$
$NF = 5.1669 \cdot 10^{-7} dB$
$NF_{min} = 0 dB$

Se puede volver a comparar el valor obtenido para el coeficiente de salida que coincide con el parámetro  $S_{11} = \rho_{out}^* = 0.51239 \angle 33.212^\circ$  de forma práctica, con el teórico  $\rho_{out}^* = 0.51241 \angle 33.211^\circ$  y se observa nuevamente que son muy similares, por lo tanto, se deduce que el diseño es correcto.

### c.2.2.) Red de adaptación de salida Tipo S2

Según se obtuvo al principio de este punto, la red de tipo S2 está formada por una bobina y un condensador, junto con la impedancia, dispuestos de la siguiente forma:

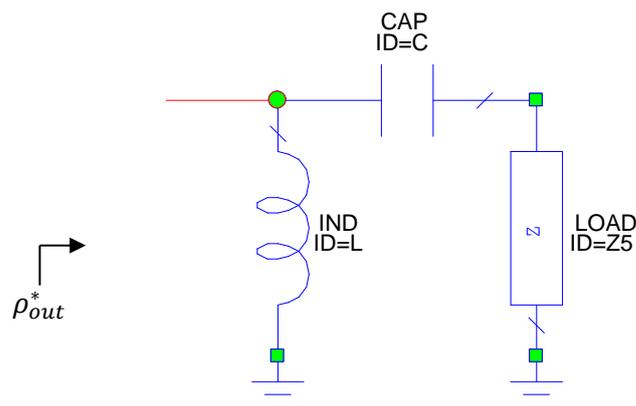


Imagen 2. 68. MR 1.5GHZ. Red de adaptación de salida Tipo S2

La impedancia que ve  $\rho_{out}$  hacia la derecha es  $Z_{outtr}$  que será la impedancia equivalente de asociar la admitancia (C) y los  $50\Omega$ , del puerto de salida, en serie, por lo que el circuito equivalente es el siguiente:

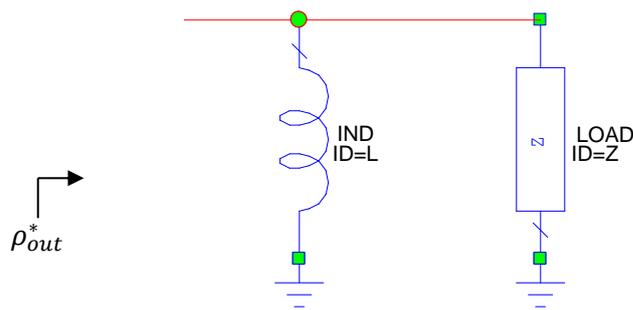


Imagen 2. 69. MR 1.5GHZ. Circuito equivalente de la Red de adaptación de salida Tipo S2

La impedancia  $Z_{out}^*$  equivalente del circuito resultante será el paralelo de la impedancia  $Z_x$  (serie de la admitancia y la resistencia) y la inductancia.

Lo que se podría resolver como:

$$Z_{out}^* = Z_x // j\omega L = (50 + \frac{1}{j\omega C}) // j\omega L = 91.0102 + 69.27479j$$

Se sabe que:

$$Y_{out}^* = Y_x + \frac{1}{j\omega L} = \frac{1}{Z_{Sopt}} = 6.956979 \cdot 10^{-3} - 5.295483 \cdot 10^{-3}j$$

Donde:

$$Y_x = \frac{1}{50 + \frac{1}{j\omega L}}$$

Se opera con la expresión de  $Y_x$  para quitar la  $j$  del denominador y obtener una expresión con dos partes (una real y otra imaginaria) como la siguiente:

$$Y_x = \frac{50(\omega C)^2}{1 + (50\omega C)^2} + \frac{j\omega C}{1 + (50\omega C)^2}$$

Además,  $Y_{out}^*$  también tiene parte real y parte imaginaria, por lo tanto, con las dos expresiones se llega a que:

$$\Re(Y_{out}^*) = \Re(Y_x)$$

Lo que lleva a la siguiente igualdad:

$$6.956979 \cdot 10^{-3} = \frac{50(\omega C)^2}{1 + (50\omega C)^2}$$

Sustituyendo los valores correspondientes se puede calcular el valor de la admitancia, que será:

$$C = 1.5498 \text{ pF}$$

Ahora se vuelve a la expresión de  $Y_{out}^*$  de la que se partió y se puede deducir, que la parte imaginaria de  $Y_{out}^*$  vendrá de la parte imaginaria de  $Y_x$  más la admitancia, es decir:

$$\Im(Y_{S_{opt}}) = \Im(Y_x) + \frac{1}{j\omega L}$$

Esto lleva a la siguiente ecuación:

$$-5.295483 \cdot 10^{-3} = \frac{j\omega C}{1 + (50\omega C)^2} + \frac{1}{j\omega L}$$

Con esta fórmula, sustituyendo los valores de las incógnitas, se llega a que el valor de la inductancia es:

$$L = 7.7239 \text{ nH}$$

Ahora se ponen los valores calculados a los componentes y se simula el circuito midiendo  $S_{11}$  que equivale a  $\rho_{out}^*$ :

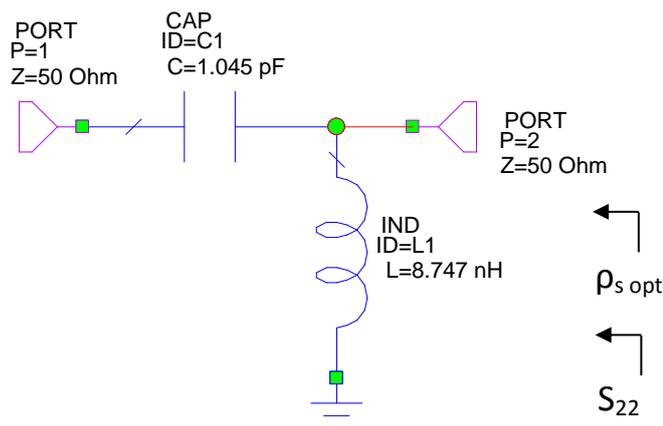


Imagen 2. 70. MR 1.5GHZ. Red de Salida Tipo S2 con los componentes calculados

Se obtiene que:

$$S_{11} = \rho_{out}^* = 0.50235 \angle 26.773^\circ$$

Que comparado con el obtenido teóricamente ( $\rho_{out}^* = 0.51241 \angle 33.211^\circ$ ) se comprueba que son prácticamente iguales, por lo que se puede decir que el cálculo de los valores de los componentes del circuito es correcto.

También se puede saber el valor de los parámetros S:

$$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -5.9798 & -1.2631 \\ -1.2631 & -5.9798 \end{pmatrix}$$

Como se puede observar, la matriz de parámetros S es simétrica, debido a que los puertos no están cargados con lo que realmente "verían".

Tras esto se realiza el proceso de optimización de la misma forma y siguiendo los mismos pasos que se hizo en la otra red de entrada.

Después de realizar la optimización para los dos parámetros ( $S_{11}$  y  $S_{22}$ ), el circuito queda de la siguiente forma:

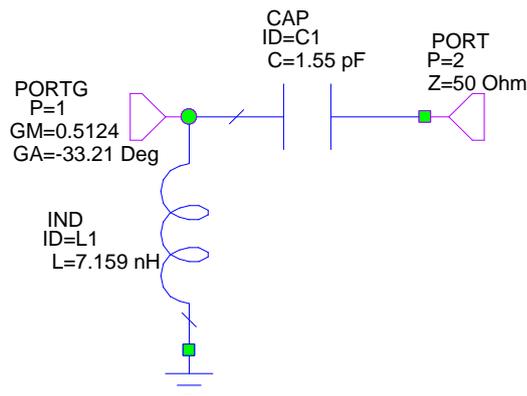


Imagen 2. 71. MR 1.5GHZ. Circuito de Salida TipoS2 con los valores de los componentes tras la optimización

Y los valores de los parámetros S tras la optimización son:

$$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -95.646 & -1.1835 \cdot 10^{-9} \\ -1.1835 \cdot 10^{-9} & -95.646 \end{pmatrix}$$

Tras la optimización el valor de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  es más similar al ideal. Se puede observar como la adaptación a la entrada y a la salida de la red ha mejorado notablemente y los valores de L y C han variado un poco como se puede ver en la imagen anterior del circuito.

## Red de salida completa

### c.2.2.1) Red de salida completa Tipo S2.D1

La red de salida Tipo 2 con la red de desacoplo tipo 1 y la de polarización de drenador queda de la siguiente forma:

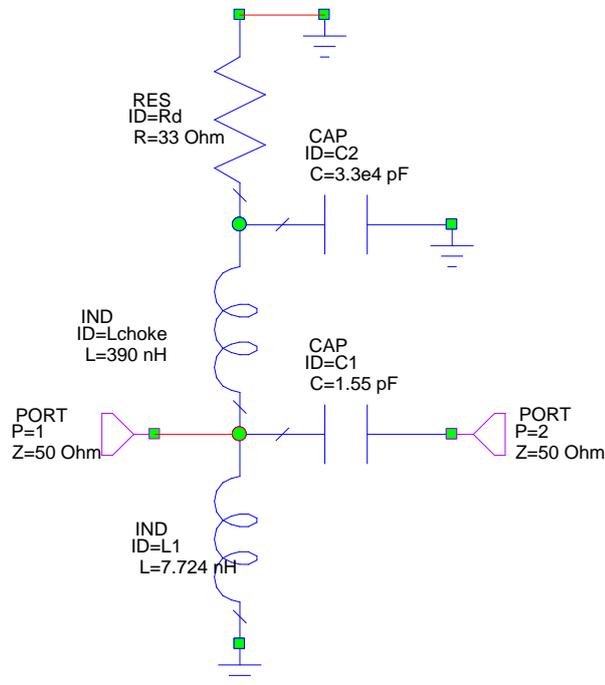


Imagen 2. 72. MR 1.5GHZ. Red de salida completa Tipo S2.D1

Simulando esta red se obtienen los siguientes resultados:

$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -5.9393 & -1.2768 \\ -1.2768 & -5.9393 \end{pmatrix}$
$S_{11} = \rho_{out}^* = 0.5047 \angle 28.412^\circ$
$NF = 5.0347 \cdot 10^{-12} dB$
$NF_{min} = 9.6433 \cdot 10^{-16} dB$

Si se compara  $\rho_{out}^*$  con el obtenido teóricamente  $\rho_{out}^* = 0.51241 \angle 33.211^\circ$  se puede observar que son muy similares. Por lo tanto, se puede decir que el diseño realizado es correcto.

### c.2.2.2.) Red de salida completa Tipo S2.D2

Ésta estará formada por la red de salida tipo S2 y la red de desacoplo tipo D2, que unidas entre sí y con la red de polarización de drenador, quedan de la siguiente forma:

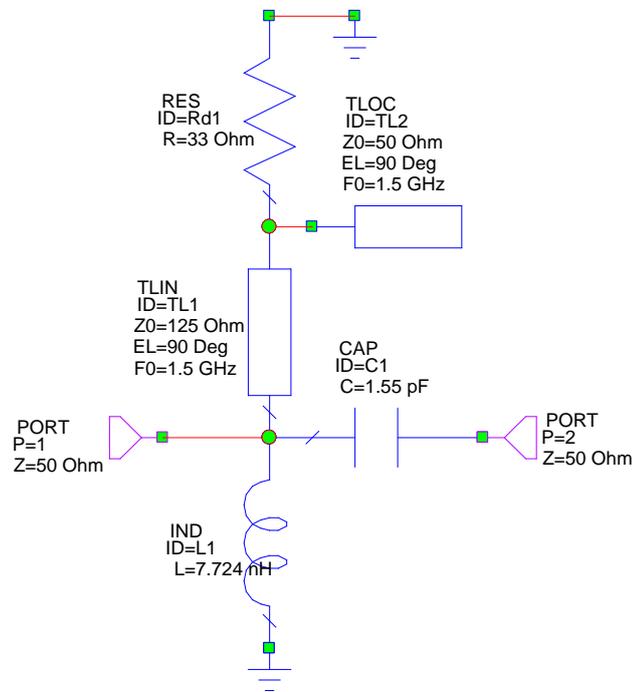


Imagen 2. 73. MR 1.5GHZ. Red de salida completa Tipo S2.D2

Simulando esta red se obtienen los siguientes resultados:

$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -5.9798 & -1.2631 \\ -1.2631 & -5.9798 \end{pmatrix}$
$S_{11} = \rho_{out}^* = 0.50235 \angle 26.773^\circ$
$NF = 0dB$
$NF_{min} = 0dB$

Comparando  $\rho_{out}^*$  con el teórico  $\rho_{out}^* = 0.51241 \angle 33.211^\circ$  se puede observar que son muy similares. Por lo tanto, se puede decir que el diseño hecho es correcto y el factor de ruido es el mínimo 0 dB.

### 2.2.3.- Diseño del amplificador.

Una vez diseñadas todas las redes que compondrán el amplificador, el siguiente paso será unir las todas para formar el amplificador. Dependiendo de la combinación de redes que se haga habrá distintos diseños para el amplificador.

Lo que se hará a continuación, será formar estos tipos diferentes de amplificadores y analizar los resultados obtenidos en cada caso para escoger el que mejores condiciones ofrezca en cuanto a adaptación a la entrada y a la salida y a factor de ruido.

#### 2.2.3.1.- Cambios a realizar sobre los circuitos.

Para poder llevar a cabo este diseño habrá que realizar en primer lugar algunos cambios:

1. Se realizará en las líneas de transmisión y consistirá en transformar los parámetros eléctricos en físicos. Para realizar este cambio se va a usar la herramienta de *MicroWave office* llamada *TxLine* con la que, introduciendo los parámetros del sustrato y los parámetros eléctricos de la línea de transmisión se pueden obtener los parámetros físicos de esta, es decir, anchura y longitud de la línea. La siguiente imagen muestra la ventana de la herramienta *TxLine*.

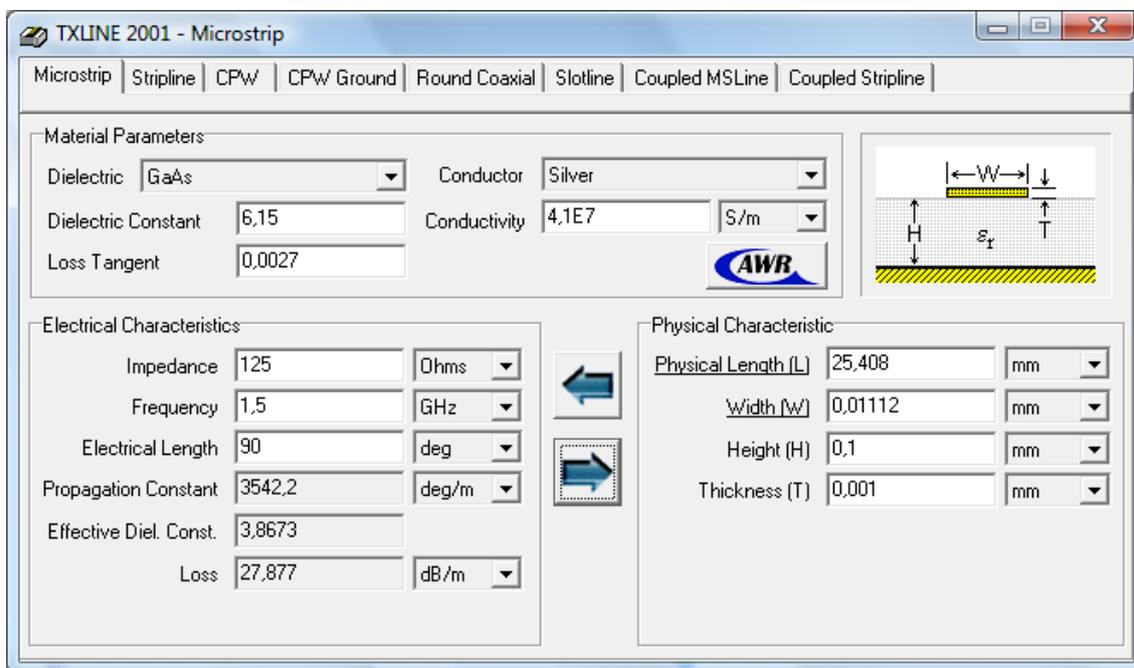


Imagen 2. 74. MR 1.5GHZ. TxLine

- Para poder conectar los distintos elementos que componen el circuito entre sí se introducirán entre ellos unos tramos de línea cortos para poder soldar los componentes. Las dimensiones de éstos serán de 1mm de largo por 1.9mm de ancho (que es, aproximadamente, la anchura que tienen los componentes). Con estos tramos se crean pequeñas superficies de soldadura. Un ejemplo de este tipo de superficie se puede ver en la siguiente imagen:

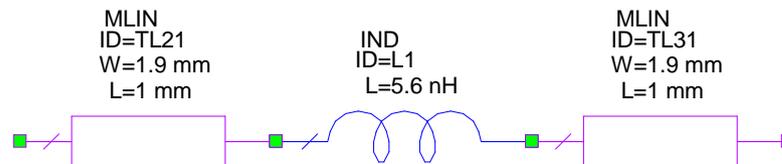


Imagen 2. 75. MR 1.5GHZ. Conectores para soldadura

- Para poner las distintas tomas de masa habrá que añadir en los lugares correspondientes del circuito los "Vias Holes". Físicamente son agujeros verticales que sirven para la conexión del plano superior del sustrato con el inferior. Además de los "Vias Holes" habrá que conectar a estos unos tramos de línea que quedarán en paralelo a ellos y que estarán terminados en circuito abierto, sus dimensiones serán de 1.9mm de ancho y 2mm de largo y servirán para poder realizar mejor la conexión en la posterior implementación física del circuito. Un ejemplo del "Vias Holes" con la línea en circuito abierto se puede ver en la siguiente imagen:

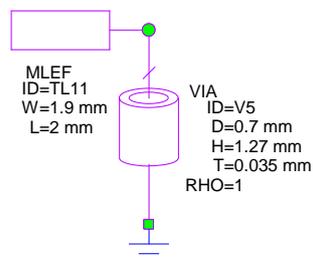


Imagen 2. 76. MR 1.5GHZ. Conectores para tomas de masa

- Tanto para el caso de la conexión a masa tras la red de polarización de puerta, como para el caso de la conexión a la tensión de alimentación tras la red de polarización de drenador, hacen falta unas líneas que permitan realizar estas conexiones. Estas líneas estarán compuestas por varios tramos que son: un cuadrado de 8x8mm donde se conectará a masa o a la alimentación dependiendo del caso, para conectarlo a la red de polarización correspondiente se utilizarán dos líneas de 0.3mm de ancho y 2mm de largo (una vertical y otra horizontal) unidas entre sí por una línea de 0.3x0.3mm que se

usará para conectar ambas. El esquema de esta parte del circuito se puede ver en la siguiente imagen:

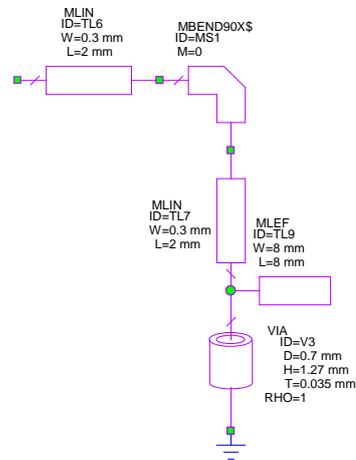


Imagen 2. 77. MR 1.5GHZ. Líneas de conexión en red de polarización

5. En los casos en que haya 3 elementos que se unan entre sí, habrá que utilizar el conector pertinente, llamando MTEES y que se muestra en la siguiente imagen:

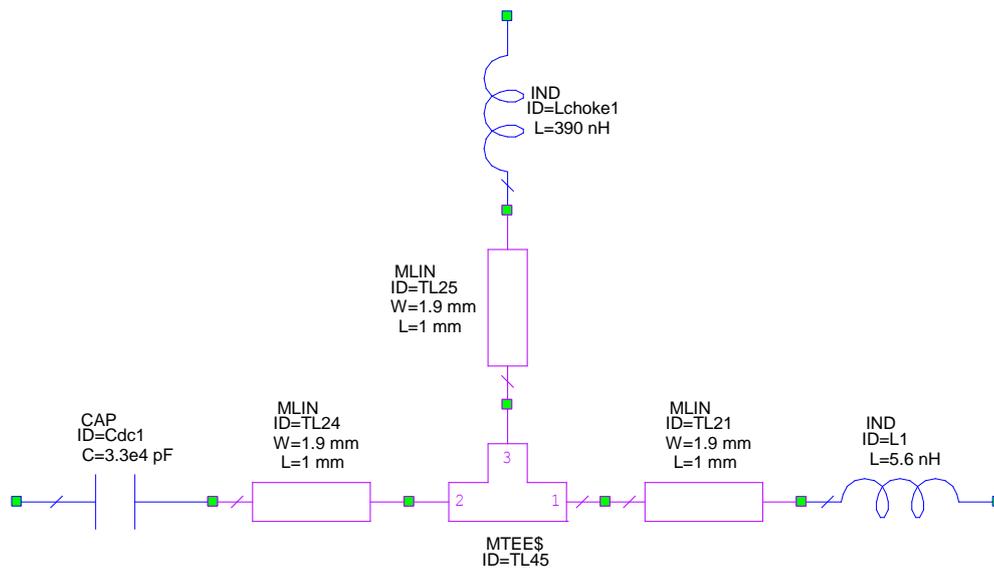


Imagen 2. 78. MR 1.5GHZ. Conector MTEE\$

6. Por último, en los casos en que haya que conectar 4 elementos entre sí, el conector a usar se llama MCROSS\$ como se puede observar en la siguiente imagen:

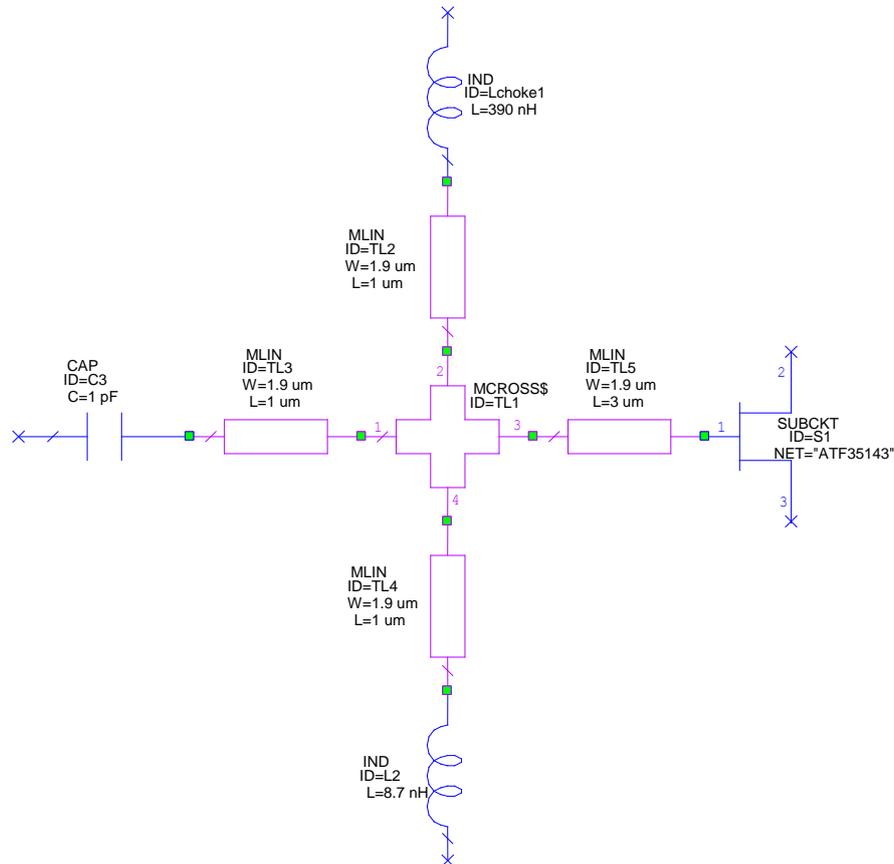


Imagen 2. 79. MR 1.5GHZ. Conector MCROSS\$

Una vez añadidos todos estos elementos al circuito los resultados de las simulaciones se aproximarán más a los que se obtendrían de forma práctica una vez que se fabricase el circuito.

### 2.2.3.2.- Posibilidades de diseño del amplificador de mínimo ruido.

El siguiente paso será crear todas las combinaciones posibles con las distintas redes que se han descrito anteriormente, la única que no se va a utilizar es la red de desacoplo 2, ya que al estar formada por líneas de transmisión introducirá más ruido en el circuito, algo que se pretende evitar ya que el amplificador que se está creando es de mínimo ruido.

A continuación se presentan todos los circuitos creados para encontrar entre ellos el que produzca mínimo ruido y mejor adaptación y ganancia.

### *a) Circuito 1*

Las alternativas de diseño de este modelo estarán compuestas por:

- Red de entrada completa Tipo E1.D1
- Red de salida completa Tipo S1.D1

A continuación se presenta una tabla con los valores reales de los componentes de estas redes y los valores estándar más cercanos para cada uno de los componentes que serán los que se utilicen a la hora de simular los circuitos, ya que serán los que se usen cuando se fabrique el circuito.

	$L_{E1}$ (nH)	$C_{E1}$ (pF)	$L_{S1}$ (nH)	$C_{S1}$ (pF)
Reales	10.96	0.409	7.26	0.4489
Estándar	10	0.5	7.5	0.5

Ahora, con las redes que se ha explicado que se pueden usar se pueden hacer varias combinaciones dependiendo de la posición de cada una de ellas. Una vez que se hayan obtenido los resultados para todas las combinaciones posibles, se procederá a la optimización de los resultados en los circuitos en los que éstos hayan sido mejores.

### a.1.) Circuito 1\_a

Las posiciones de las redes es la que se puede observar en la siguiente imagen:

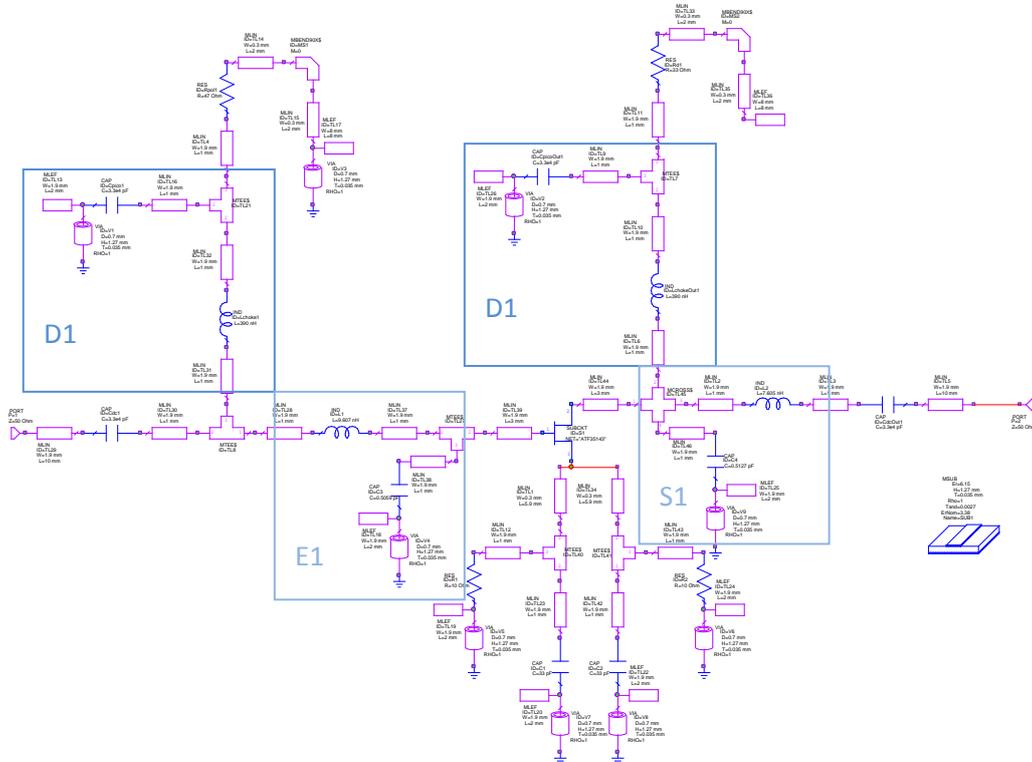


Imagen 2. 80. MR 1.5GHZ. Circuito 1\_a

Con esta combinación de las redes y esta posición se obtienen los siguientes resultados en cuanto a parámetros S y factor de ruido:

$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -5.7972 & -19.799 \\ 11.141 & -10.942 \end{pmatrix}$
$NF = 0.74538\text{ dB}$
$NF_{min} = 0.31546\text{ dB}$

### a.2.) Circuito 1\_b

Ahora se deja la red de salida completa tal y como estaba en el caso anterior y la red de desacoplo de la entrada se mueve hacia la derecha, de forma que queda detrás de la bobina que compone la red de entrada, como se muestra en la siguiente imagen:

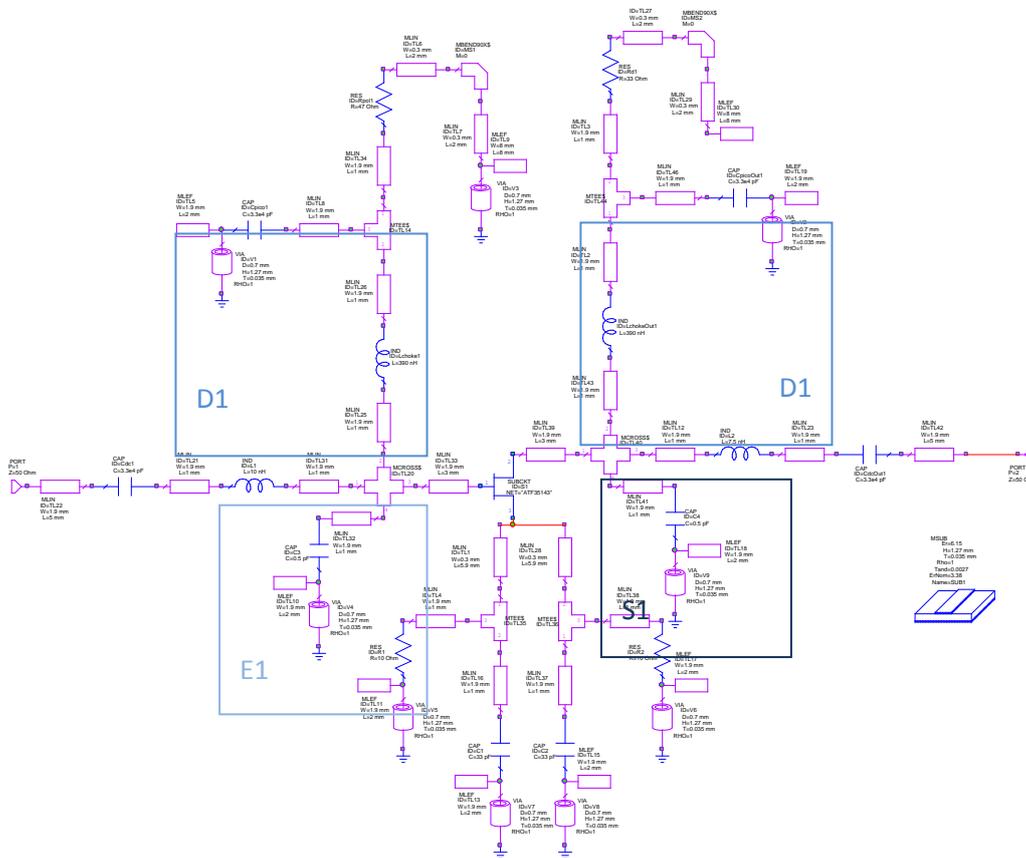


Imagen 2. 81. MR 1.5GHZ. Circuito 1\_b

En este caso, los resultados obtenidos son:

$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -4.146 & -20.58 \\ 10.359 & -9.4141 \end{pmatrix}$
$NF = 0.97715\text{ dB}$
$NF_{min} = 0.3128\text{ dB}$

Como se puede observar, en este caso disminuyen tanto la adaptación a la entrada y la salida como la ganancia, a la vez que aumenta el factor de ruido, por lo tanto este diseño es peor que el anterior y se puede descartar.

### a.3.) Circuito 1\_c

En esta ocasión se mueve otra vez la red de desacoplo de la entrada hacia la izquierda de la bobina de la red de entrada y la red de desacoplo de la salida hacia la derecha de la bobina de la red de salida, quedando el circuito de la siguiente forma:

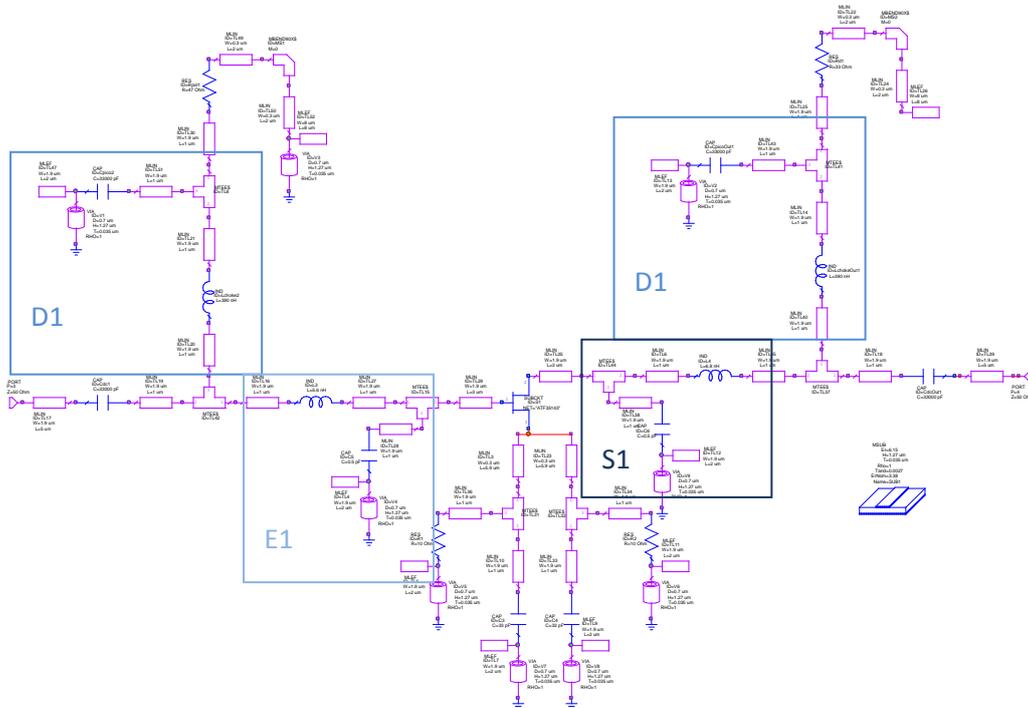


Imagen 2. 82. MR 1.5GHZ. Circuito 1\_c

Los resultados obtenidos para este circuito son:

$S_{1.5 \text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -5.0193 & -19.475 \\ 11.464 & -18.674 \end{pmatrix}$
$NF = 0.73856 \text{ dB}$
$NF_{min} = 0.29619 \text{ dB}$

Analizando estos resultados y comparándolos con los obtenidos en el primer circuito se llega a la conclusión de que en este circuito los resultados mejoran levemente, ya que la adaptación a la salida es ligeramente mejor (aunque empeora un poco a la entrada), la ganancia también es mayor y el factor de ruido disminuye, por lo que se puede decir que el diseño ha mejorado.

#### a.4.) Circuito 1\_d

En este caso la red a la salida queda como en el caso anterior y la red de desacoplo de la entrada se mueve a la derecha de la bobina de la red de entrada, de forma que el circuito queda como se muestra en la siguiente imagen:

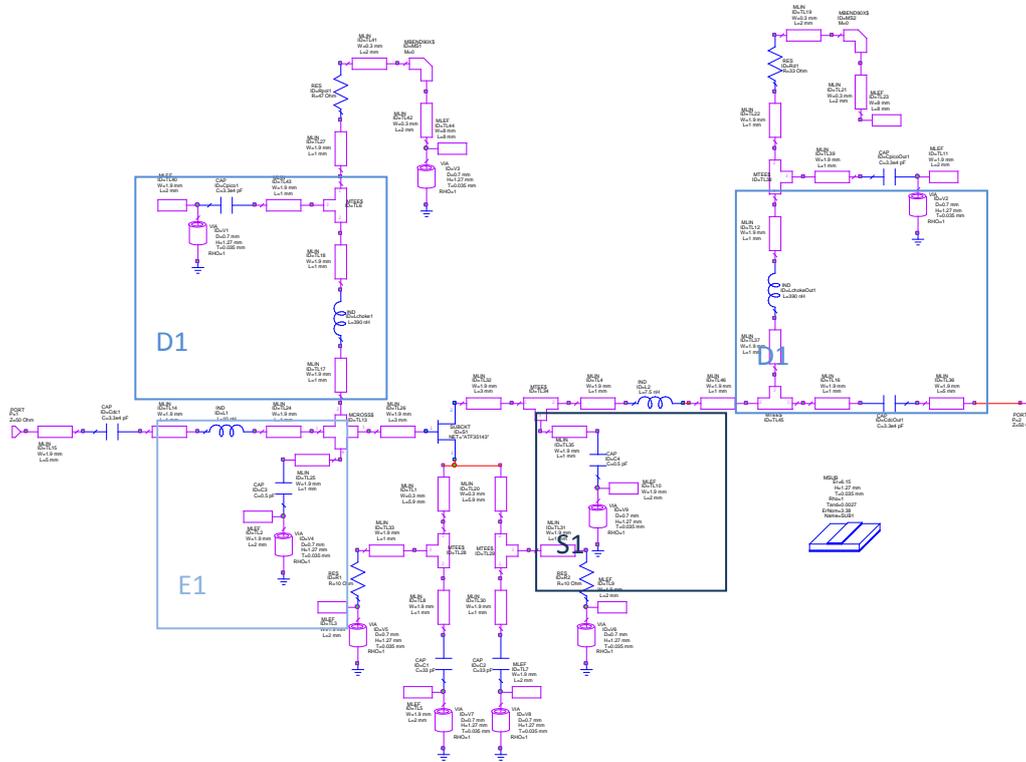


Imagen 2. 83. MR 1.5GHZ. Circuito 1\_d

Tras simular el circuito se obtienen los siguientes resultados:

$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -3.7611 & -20.205 \\ 10.734 & -14.521 \end{pmatrix}$
$NF = 0.97695\text{ dB}$
$NF_{min} = 0.30117\text{ dB}$

Si se comparan estos resultados con los obtenidos para el circuito 1\_a y 1\_c se puede ver que la adaptación a la entrada disminuye mucho, aunque la de la salida mejora ligeramente respecto a la del circuito 1\_a, no llega a ser tan buena como la del circuito 1\_c. Además tanto la ganancia como el factor de ruido empeoran, por lo que este circuito también se puede descartar.

## b) Circuito 2

Las redes que componen este circuito son:

- Red de entrada completa Tipo E1.D1
- Red de salida completa Tipo S2.D1

Los valores tanto reales como estandarizados de los componentes de las redes de entrada y salida son los que se muestran en la siguiente tabla:

	$L_{E1}$ (nH)	$C_{E1}$ (pF)	$L_{S1}$ (nH)	$C_{S1}$ (pF)
Reales	10.96	0.409	7.724	1.55
Estándar	10	0.5	7.5	1.5

Igual que se hizo con la combinación anterior, se moverán las redes de desacoplo de la entrada y la salida para poder formar las distintas combinaciones de circuitos.

### b.1.) Circuito 2\_a

En este caso las posiciones de las redes son las mismas que en el circuito 1\_a como puede observarse en la siguiente imagen:

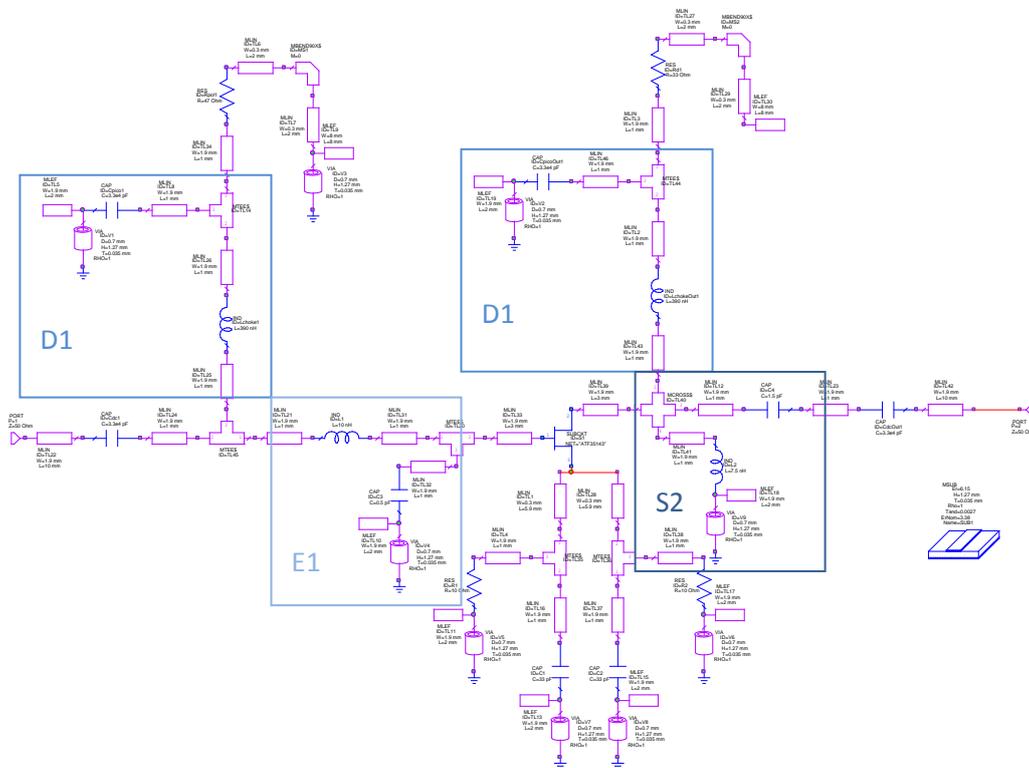


Imagen 2. 84. MR 1.5GHZ. Circuito 2\_a

Los resultados obtenidos para este circuito son:

$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -5.6085 & -20.015 \\ 10.924 & -9.0482 \end{pmatrix}$
$NF = 0.74561\text{ dB}$
$NF_{min} = 0.31552\text{ dB}$

En los resultados se puede ver que la adaptación a la entrada no es muy buena como sucedía en los circuitos anteriores, pero si lo es la adaptación a la salida y el factor de ruido.

## b.2.) Circuito 2\_b

Las posiciones de las redes en este circuito es la misma que en el circuito 1\_b como puede observarse en la siguiente figura:

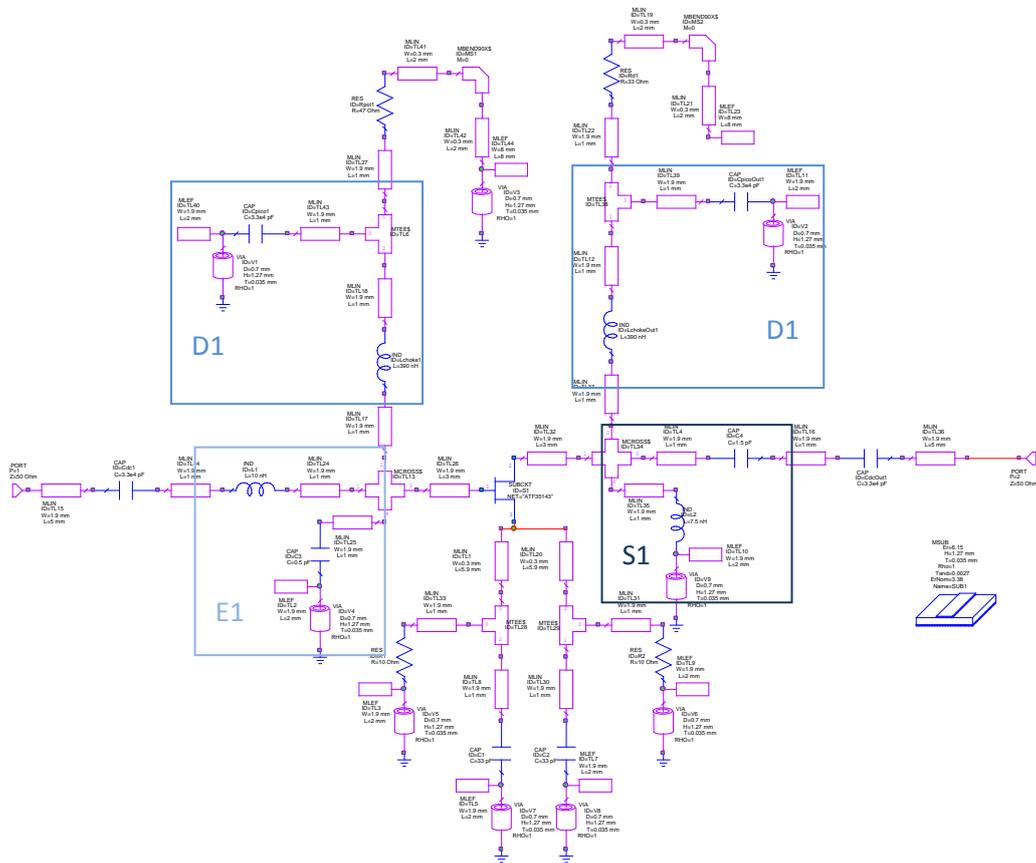


Imagen 2. 85. MR 1.5GHZ. Circuito 2\_b

Los resultados obtenidos simulando este circuito son:

$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -3.8993 & -20.861 \\ 10.078 & -7.7147 \end{pmatrix}$
$NF = 0.9774\text{ dB}$
$NF_{min} = 0.30134\text{ dB}$

Los resultados obtenidos son peores que con el circuito anterior tanto en adaptación a la entrada y a la salida como en ganancia y en factor de ruido.

### b.3.) Circuito 2\_c

Las redes del circuito están dispuestas de la forma que se muestra en la siguiente imagen:

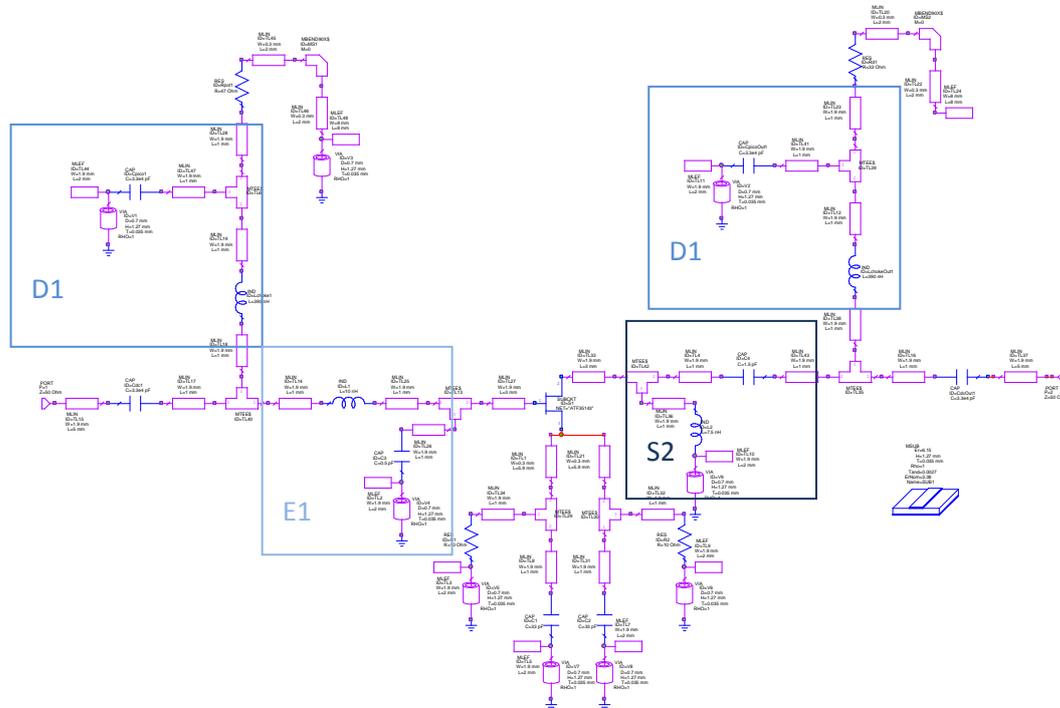


Imagen 2. 86. MR 1.5GHZ. Circuito 2\_c

Los parámetros S y factor de ruido obtenidos para este circuito son:

$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -5.0515 & -19.632 \\ 11.307 & -13.193 \end{pmatrix}$
$NF = 0.73877\text{ dB}$
$NF_{min} = 0.2963\text{ dB}$

En este caso mejoran tanto la adaptación a la salida como la ganancia y el factor de ruido respecto al primer circuito de estas redes (circuito 2\_a). Lo único que empeora levemente es la adaptación a la entrada.

#### b.4.) Circuito 2\_d

Este circuito es el siguiente:

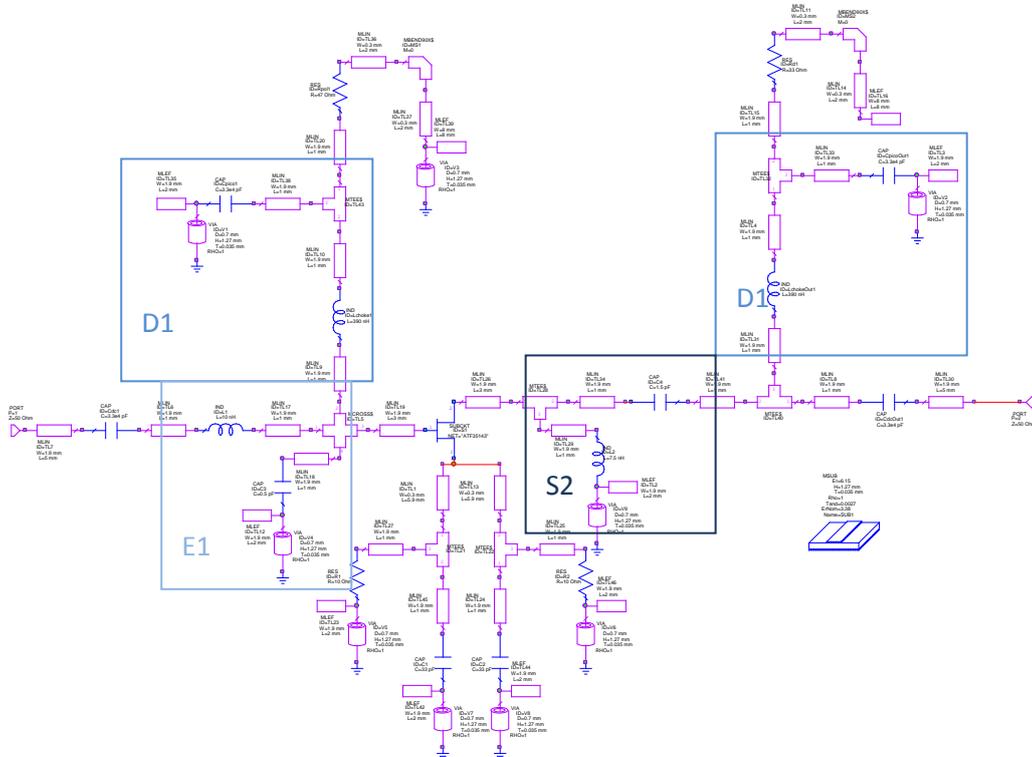


Imagen 2. 87. MR 1.5GHZ. Circuito 2\_d

En este caso se obtienen los siguientes resultados:

$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -3.6679 & -20.447 \\ 10.492 & -10.625 \end{pmatrix}$
$NF = 0.97727\text{ dB}$
$NF_{min} = 0.30128\text{ dB}$

Finalmente se puede ver que estos resultados son mucho peores que los obtenidos en circuitos anteriores, por lo que este circuito, con esta combinación, no sirve para lo que se está buscando.

### c) Circuito 3

Las redes que componen este circuito son:

- Red de entrada completa Tipo E2.D1
- Red de salida completa Tipo S1.D1

Los valores de los componentes de las redes de entrada y salida se muestran en la siguiente tabla:

	$L_{E1}$ (nH)	$C_{E1}$ (pF)	$L_{S1}$ (nH)	$C_{S1}$ (pF)
Reales	8.747	1.045	7.26	0.4489
Estándar	8.7	1	7.5	0.5

Igual que se hizo en los casos anteriores, se moverán las redes de desacoplo de la entrada y la salida para poder formar las distintas combinaciones de circuitos.

### c.1.) Circuito 3\_a

El circuito creado es el siguiente:

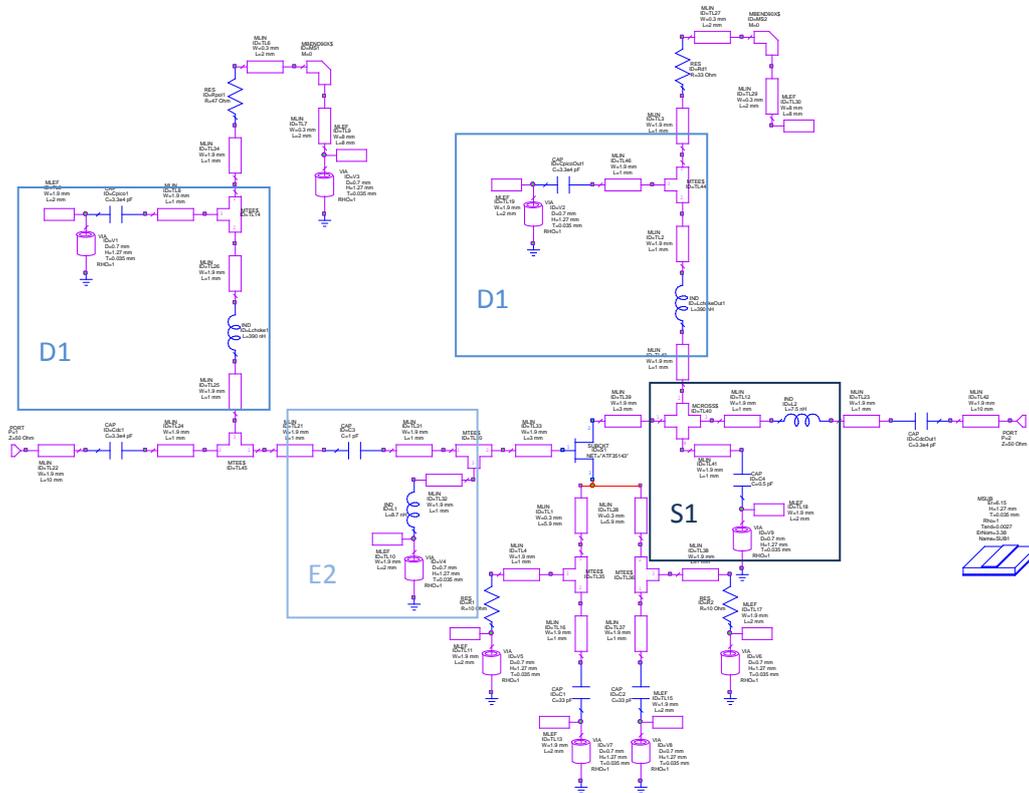


Imagen 2. 88. MR 1.5GHZ. Circuito 3\_a

Con este circuito, los resultados que se obtienen son:

$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -5.6557 & -19.851 \\ 11.089 & -11.243 \end{pmatrix}$
$NF = 0.75977\text{ dB}$
$NF_{min} = 0.31559\text{ dB}$

La adaptación a la entrada no es tan buena como cabe esperar, pero el resto de resultados obtenidos sin son buenos.

### c.2.) Circuito 3\_b

Las posiciones de las redes es la misma que la de los circuitos 1\_b y 2\_b, como se muestra en la siguiente imagen:

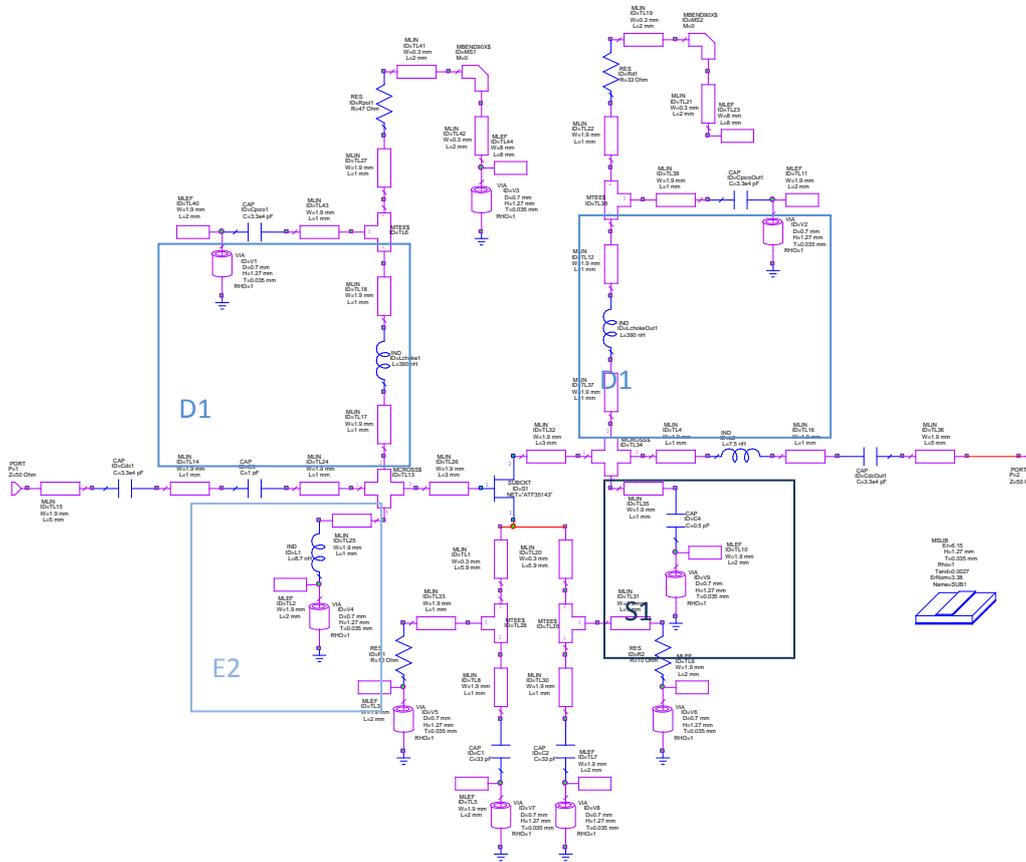


Imagen 2. 89. MR 1.5GHZ. Circuito 3\_b

Con este circuito los resultados obtenidos son:

$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -4.0504 & -20.642 \\ 10.297 & -9.7118 \end{pmatrix}$
$NF = 0.9981\text{ dB}$
$NF_{min} = 0.30209\text{ dB}$

En este caso los resultados son peores que con la combinación de posiciones del circuito anterior.

### c.3.) Circuito 3\_c

En la siguiente imagen se muestra la combinación de redes usada para este circuito:

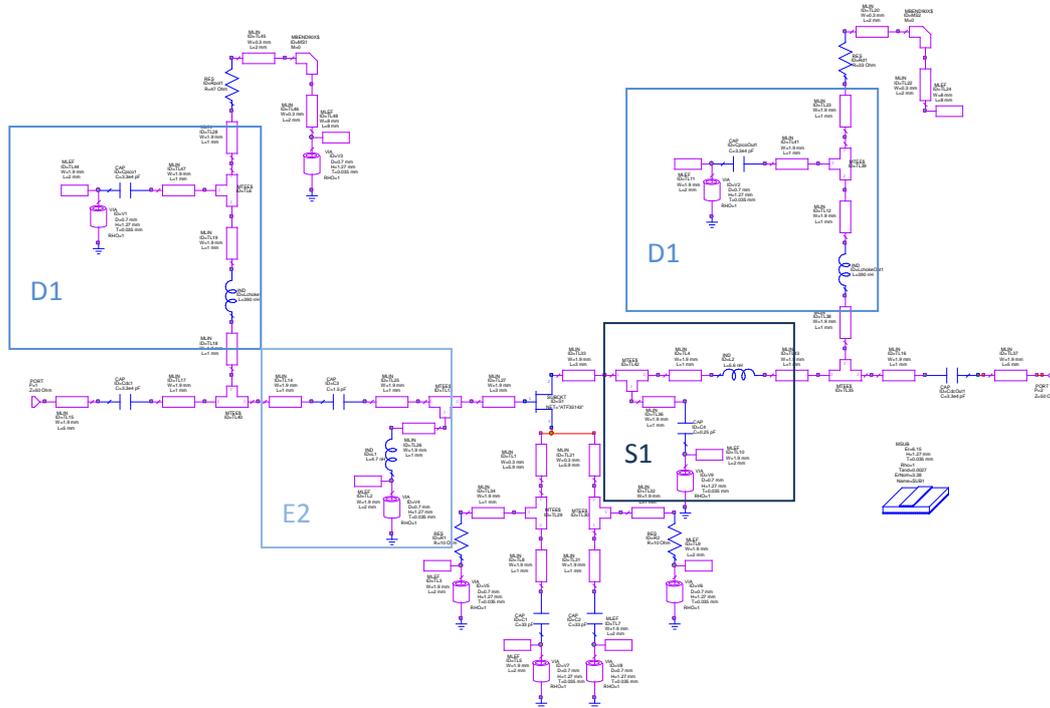


Imagen 2. 90. MR 1.5GHZ. Circuito 3\_c

Con este circuito los parámetros S y factor de ruido obtenidos son:

$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -4.9117 & -19.526 \\ 11.413 & -19.563 \end{pmatrix}$
$NF = 0.47793\text{ dB}$
$NF_{min} = 0.39761\text{ dB}$

Se puede comprobar que el factor de ruido obtenido es bastante bajo y la adaptación a la salida es muy buena, ya que se aproxima a los -20dB.

#### c.4.) Circuito 3\_d

En este caso, se crea el siguiente circuito:

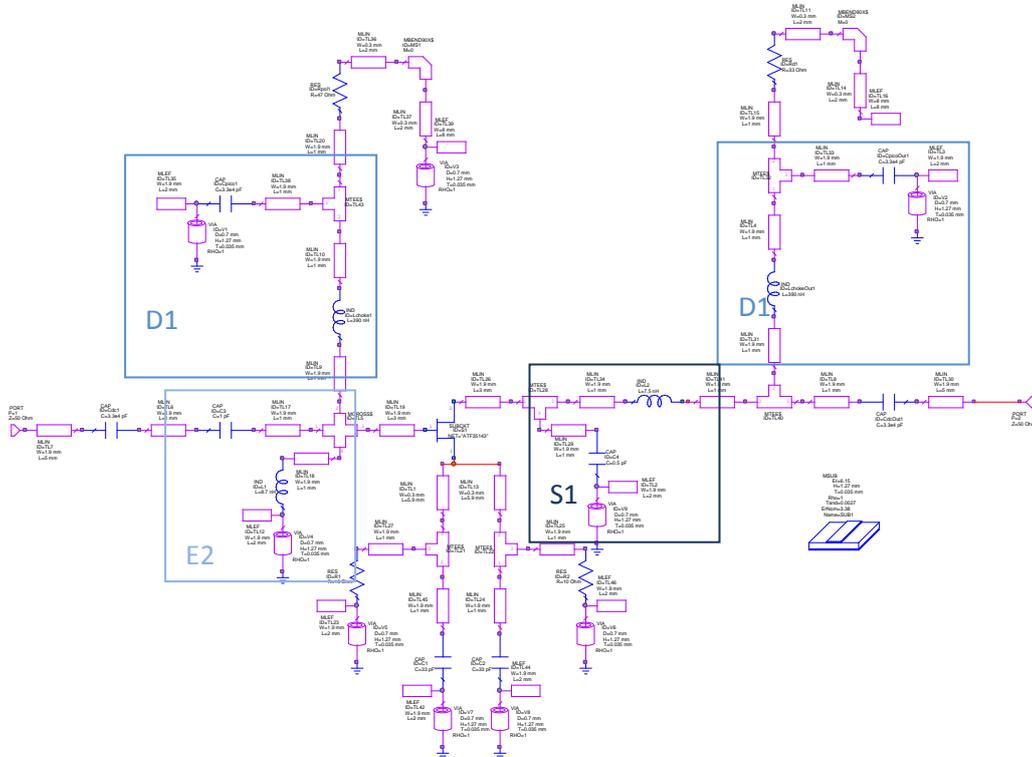


Imagen 2. 91. MR 1.5GHZ. Circuito 3\_d

Con este circuito se obtienen los siguientes resultados:

$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -3.6534 & -20.286 \\ 10.653 & -15.054 \end{pmatrix}$
$NF = 0.9979\text{ dB}$
$NF_{min} = 0.30198\text{ dB}$

Aunque el valor de la adaptación a la salida no es del todo malo si que lo son la adaptación a la entrada, que es muy baja y el factor de ruido que debería aproximarse a 0dB y está próximo a 1dB.

#### d) Circuito 4

Este circuito es la última combinación de redes posible y está formado por:

- Red de entrada completa Tipo E2.D1
- Red de salida completa Tipo S2.D1

Los valores de los componentes, tanto reales como estandarizados, de las redes de entrada y salida se muestran en la siguiente tabla:

	$L_{E1}$ (nH)	$C_{E1}$ (pF)	$L_{S1}$ (nH)	$C_{S1}$ (pF)
Reales	8.747	1.045	7.724	1.55
Estándar	8.7	1	7.5	1.5

Una vez que se pone a todos los componentes los valores estandarizados se pasa a realizar los distintos circuitos con las redes en distintas posiciones, como se hizo en los circuitos anteriores.

### d.1.) Circuito 4\_a

El circuito creado en este caso es el que se puede ver en la siguiente imagen:

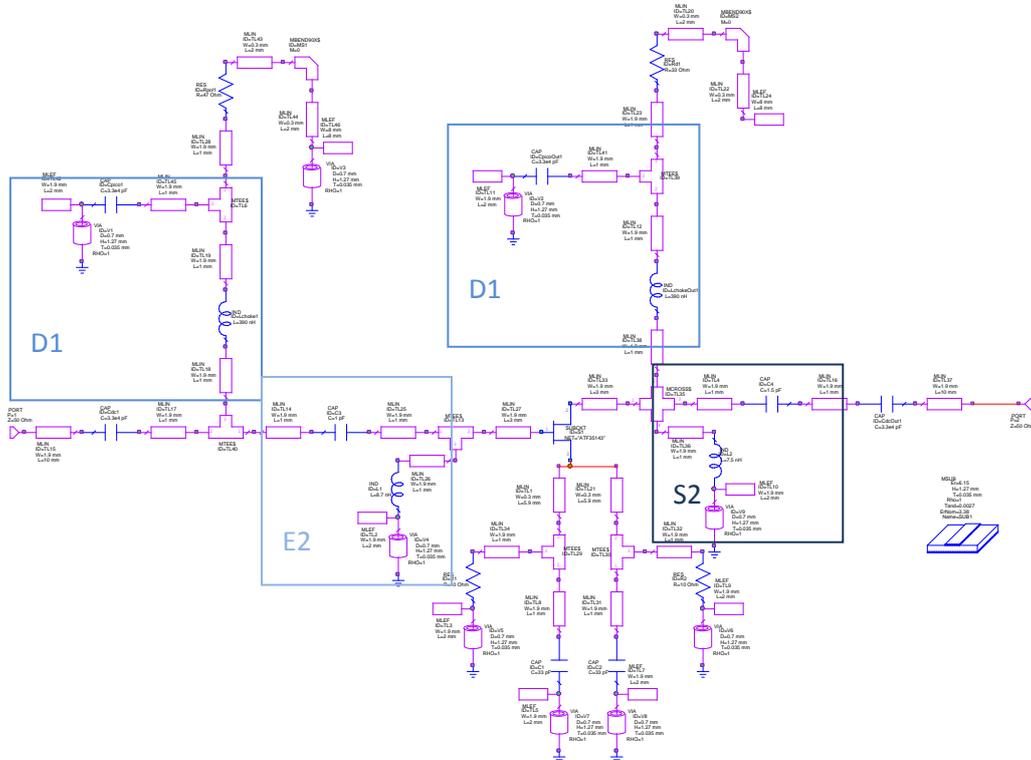


Imagen 2. 92. MR 1.5GHZ. Circuito 4\_a

Con este circuito los parámetros simulados tienen los siguientes valores:

$S_{1.5 \text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -5.4941 & -20.06 \\ 10.879 & -9.2851 \end{pmatrix}$
$NF = 0.76 \text{ dB}$
$NF_{min} = 0.31565 \text{ dB}$

Comparando los resultados con los anteriores, se puede ver que no son del todo buenos, ya que se ha obtenido mejor adaptación y factor de ruido con otros amplificadores.

## d.2.) Circuito 4\_b

El circuito creado es el siguiente:

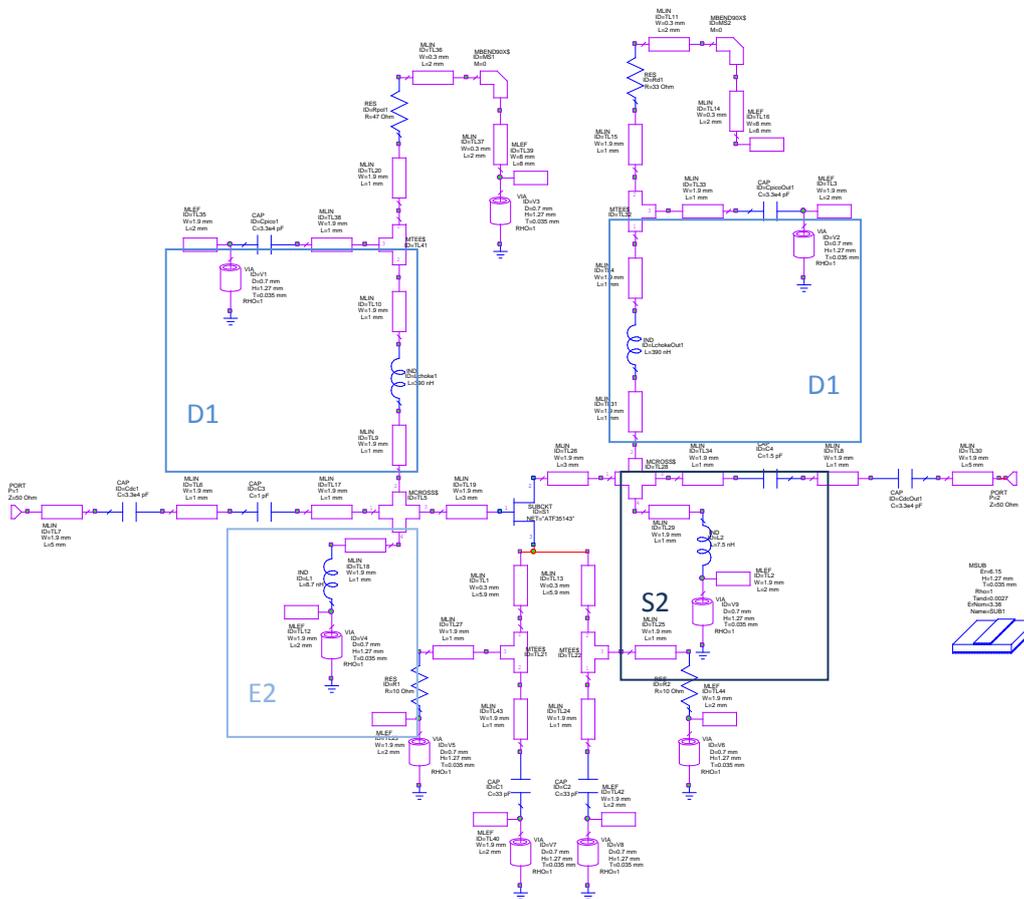


Imagen 2. 93. MR 1.5GHZ. Circuito 4\_b

Simulando este circuito se obtienen los siguientes resultados:

$S_{1.5 \text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -3.8218 & -20.916 \\ 10.023 & -7.9358 \end{pmatrix}$
$NF = 0.99835 \text{ dB}$
$NF_{min} = 0.30215 \text{ dB}$

Estos resultados son mucho peores que los anteriores ya que la adaptación a la entrada y la salida disminuye y también lo hace la ganancia y al mismo tiempo el factor de ruido del circuito aumenta.

### d.3.) Circuito 4\_c

En este caso se mueven las redes de adaptación nuevamente quedando el circuito resultante de la siguiente forma:

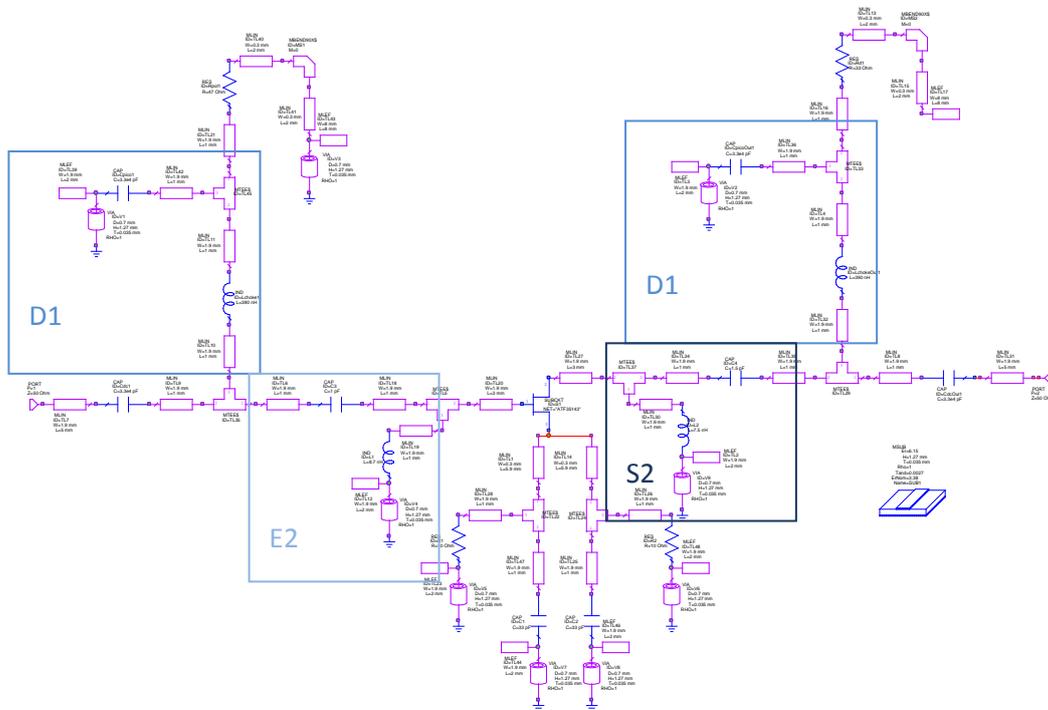


Imagen 2. 94. MR 1.5GHZ. Circuito 4\_c

Tras simular este circuito se obtienen los siguientes resultados:

$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -4.9674 & -19.672 \\ 11.267 & -13.659 \end{pmatrix}$
$NF = 0.74813\text{ dB}$
$NF_{min} = 0.29772\text{ dB}$

Como se puede observar los resultados obtenidos son mejores que en el resto de circuitos de esta combinación, no obstante anteriormente se han obtenido resultados mejores.

#### d.4.) Circuito 4\_d

El último circuito es el que se puede observar en la siguiente imagen:

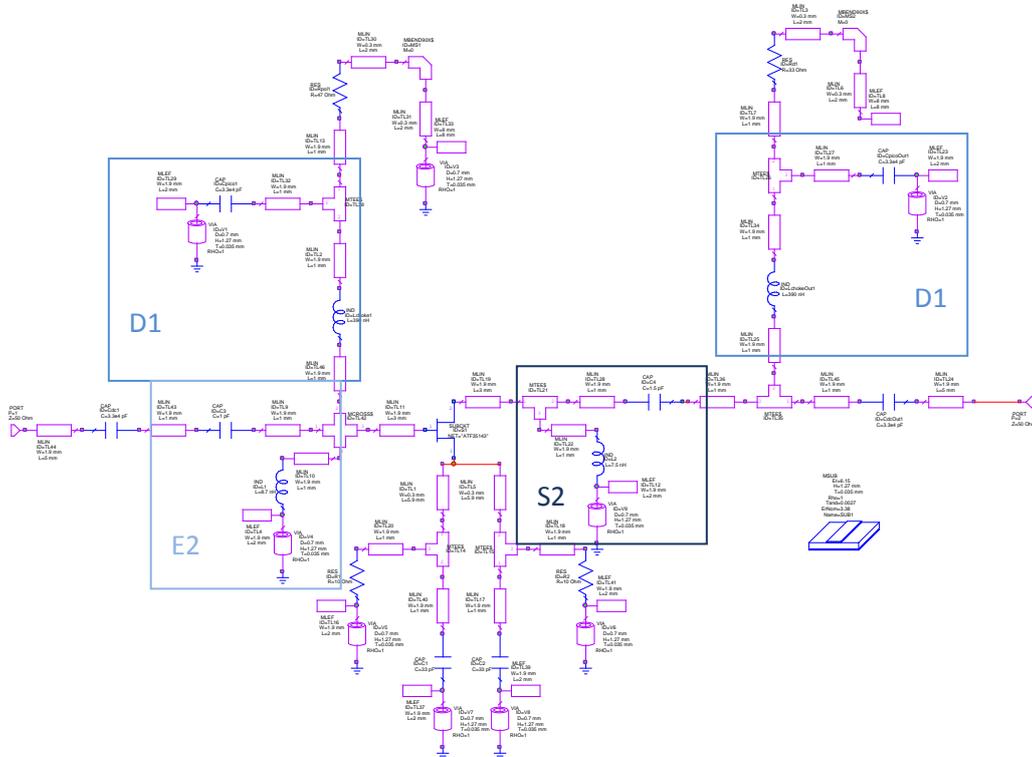


Imagen 2. 95. MR 1.5GHZ. Circuito 4\_d

Los resultados que se obtienen para este circuito son los siguientes:

$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -3.5777 & -20.517 \\ 10.422 & -10.940 \end{pmatrix}$
$NF = 0.99822\text{ dB}$
$NF_{min} = 0.30209\text{ dB}$

Como se puede observar los resultados obtenidos son peores que los circuito anterior, por lo que este circuito se descartaría.

### 2.2.3.3.- Análisis de los resultados.

A continuación se analizan los resultados obtenidos en todos los amplificadores diseñados y se escogen los que mejores resultados ofrezcan en cuanto a adaptación a la entrada y a la salida, factor de ruido y ganancia.

En la siguiente tabla se muestra sombreado en oscuro el mejor valor para cada parámetro y sombreado en color más claro los tres siguientes mejores valores para cada parámetro. Con esto se pretende ver cuál de los circuitos ofrece mejores resultados en varios parámetros

Circuito		Medidas en dB					
		$S_{11}$	$S_{12}$	$S_{21}$	$S_{22}$	NF	$NF_{min}$
1	a	<b>-5.7972</b>	-19.799	11.141	-10.942	0.74538	0.31546
	b	-4.146	<b>-20.58</b>	10.359	-9.4141	0.97715	0.3128
	c	-5.0193	-19.475	<b>11.464</b>	<b>-18.674</b>	<b>0.73856</b>	<b>0.29619</b>
	d	-3.7611	-20.205	10.734	<b>-14.521</b>	0.97695	0.30117
2	a	<b>-5.6085</b>	-20.015	10.924	-9.0482	0.74561	0.31552
	b	-3.8993	<b>-20.861</b>	10.078	-7.7147	0.9774	0.30134
	c	-5.0515	-19.632	<b>11.307</b>	-13.193	<b>0.73877</b>	<b>0.2963</b>
	d	-3.6679	-20.447	<b>10.492</b>	-10.625	0.97727	0.30128
3	a	<b>-5.6557</b>	-19.851	11.089	-11.243	0.75977	0.31559
	b	-4.0504	<b>-20.642</b>	10.297	-9.7118	0.9981	0.30209
	c	-4.9117	-19.526	<b>11.413</b>	<b>-19.563</b>	<b>0.47793</b>	<b>0.29761</b>
	d	-3.6548	-20.286	10.653	-15.054	0.9979	0.30198
4	a	<b>-5.4941</b>	-20.06	10.879	-9.2851	0.76	0.31565
	b	-3.8218	<b>-20.916</b>	10.023	-7.9358	0.99835	0.30215
	c	-4.9674	-16.672	11.267	<b>-13.659</b>	0.74813	<b>0.29772</b>
	d	-3.5777	-20.517	10.422	-10.94	0.99822	0.30209

Tabla 2. 6. MR 1.5GHz. Análisis de los resultados de los parámetros obtenidos para los distintos Amplificadores diseñados

Tras realizar este análisis se obtienen dos circuitos que dan mejores resultados que los demás, y estos resultados son:

	$S_{11}$ (dB)	$S_{12}$ (dB)	$S_{21}$ (dB)	$S_{22}$ (dB)	NF (dB)	$NF_{min}$ (dB)
Circuito1_c	-5.0193	-19.475	11.464	-18.674	0.73856	0.29619
Circuito3_c	-4.9117	-19.526	11.413	-19.563	0.477933	0.29761

Tabla 2. 7. MR 1.5GHz. Circuitos con mejores resultados globales

### 2.2.3.4.- Proceso de optimización.

Una vez que se han escogido los circuitos que mejores resultados dan, el siguiente paso es proceder a la optimización de éstos.

La optimización del circuito se realizará en 3 pasos:

1. Optimización del Factor de ruido (NF) variando los valores de las bobinas y condensadores de las redes de entrada y salida.
2. Optimización del parámetro  $S_{22}$  variando los valores de la bobina y el condensador de la red de salida.
3. Optimización de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  variando los valores de las bobinas y condensadores de las redes de entrada y salida.

#### a) Optimización del Circuito 1\_c

A continuación se presentan dos tablas, una de ellas con los valores de los componentes después de cada paso de la optimización y con los valores estandarizados de los componentes una vez que se ha optimizado y la otra con los valores de los parámetros bajo estudio para cada valor de los componentes.

	Estándar	Opt. 1	Opt. 2	Opt. 3	Opt. Estándar
$L_{in}$ (nH)	10	10	6.131	6.131	5.6
$C_{in}$ (pF)	0.5	0.501	0.0003677	0	0.25
$L_{out}$ (nH)	7.5	7.5	7.6	7.5	7.5
$C_{out}$ (pF)	0.5	0.5	0.5	0.51	0.5

Tabla 2. 8. MR 1.5GHz. Valores de los componentes del Circuito 1\_c para la optimización

	Estándar	Opt. 1	Opt. 2	Opt. 3	Opt. Estándar
$S_{11}$ (dB)	-5.0193	-5.0175	-37	-10	-16.293
$S_{12}$ (dB)	-19.475	-10.476	-17	-17	-17.925
$S_{21}$ (dB)	11.464	11.464	13	13	13.014
$S_{22}$ (dB)	-18.674	-18.674	-7.98	-7	-9.2686
NF(dB)	0.73856	0.73874	0.31	0.31	0.37274
NF <sub>min</sub> (dB)	0.29619	0.29619	0.27	0.27	0.27847

Tabla 2. 9. MR 1.5GHz. Valores de los parámetros según los distintos valores de los componentes del circuito 1\_c

Por lo tanto los resultados finales tras la optimización son:

$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -16.293 & -17.925 \\ 13.014 & -9.2686 \end{pmatrix}$
$NF = 0.37274\text{ dB}$
$NF_{min} = 0.27847\text{ dB}$

Como se puede observar los resultados obtenidos son bastante buenos en cuanto a adaptación a la entrada y la salida, la ganancia y factor de ruido. Se comprueba como estos resultados mejoran notablemente respecto a los que se obtenían antes de la optimización.

Si se compara con [1], donde los valores obtenidos fueron:

$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -12.038 & -17.604 \\ 12.742 & -11.493 \end{pmatrix}$
$NF = 0.2145\text{ dB}$
$NF_{min} = 0.2058\text{ dB}$

Se observa como la adaptación a la entrada y la ganancia mejoran en el diseño actual respecto a [1], sin embargo la adaptación a la salida y el factor de ruido son un poco peores, esto se puede explicar porque el punto de polarización escogido no ha sido para mínimo ruido sino para máxima ganancia y para otra frecuencia de trabajo, por lo tanto se puede decir que los resultados obtenidos son buenos.

### b) Optimización del Circuito 3\_c

Igual que se hizo en el caso del circuito anterior, se presentan los resultados en dos tablas que se pueden ver a continuación.

	Estándar	Opt. 1	Opt. 2	Opt. 3	Opt. Estándar
$L_{in}$ (nH)	8.7	4.737	4.839	4.83	4.7
$C_{in}$ (pF)	1	1.342	1.403	1.487	1.5
$L_{out}$ (nH)	7.5	7.5	5.914	6.643	5.6
$C_{out}$ (pF)	0.5	0.5	0.381	0.5583	0.25

Tabla 2. 10. MR 1.5GHz. Valores de los componentes del Circuito 3\_c para la optimización

	Estándar	Opt. 1	Opt. 2	Opt. 3	Opt. Estándar
$S_{11}$ (dB)	-4.9117	-17.508	-21.684	-101.03	-24.445
$S_{12}$ (dB)	-19.526	-17.903	-17.41	-17.8	-17.841
$S_{21}$ (dB)	11.413	13.036	13.53	13.139	13.098
$S_{22}$ (dB)	-19.563	-7.1314	-10.832	-7.9016	-7.3259
NF(dB)	0.74793	0.29086	0.30011	0.30773	0.3036
$NF_{min}$ (dB)	0.29761	0.28155	0.28167	0.28218	0.28226

Tabla 2. 11. MR 1.5GHz. Valores de los parámetros según los distintos valores de los componentes del circuito 3\_c

Los resultados finales tras la optimización con los valores estándar de los componentes son:

$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -24.445 & -17.841 \\ 13.098 & -7.3259 \end{pmatrix}$
$NF = 0.3036\text{ dB}$
$NF_{min} = 0.28226\text{ dB}$

Como se puede observar los resultados obtenidos son bastante buenos en cuanto a adaptación a la entrada y la salida, la ganancia y factor de ruido. Igual que en el circuito anterior se comprueba cómo estos mejoran respecto a los que se obtenían antes de la optimización.

Igual que se hizo en el caso anterior, se comparan los resultados obtenidos con [1]:

$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -12.038 & -17.604 \\ 12.742 & -11.493 \end{pmatrix}$
$NF = 0.2145\text{ dB}$
$NF_{min} = 0.2058\text{ dB}$

En este caso, igual que sucedía en el caso anterior, mejoran tanto la adaptación a la entrada como la ganancia, el factor de ruido es mejor que en el caso anterior, pero no llega a ser tan bueno como en el caso de [1], pero esto tiene explicación, como se dijo en el caso anterior, por el punto de polarización escogido.

## 2.2.3.5.- Análisis de los resultados según los valores de los componentes.

### a) Análisis de los resultados del Circuito 1\_c

Se van modificando los valores de los componentes a partir de los valores originales y los que se obtienen tras la optimización.

A continuación se muestran cada una de las opciones y se explica que se ha hecho en cada una y que mejoras se obtienen.

	Opción 1	Opción 2	Opción 3	Opción 4	Opción 5
$L_{in}$ (nH)	10	6.8	5.6	5.6	5.6
$C_{in}$ (pF)	0.5	0.25	0.25	0.25	0.25
$L_{out}$ (nH)	7.5	7.5	7.5	6.8	6.8
$C_{out}$ (pF)	0.5	0.5	0.5	0.5	0.25

Tabla 2. 12. MR 1.5GHz. Distintas opciones para los valores de los componentes del Circuito 1\_c

	Opción 1	Opción 2	Opción 3	Opción 4	Opción 5
$S_{11}$ (dB)	-5.0193	-14.181	-16.293	-14.379	-11.303
$S_{12}$ (dB)	-19.475	-17.991	-17.925	-17.848	-17.504
$S_{21}$ (dB)	11.464	12.948	13.014	13.091	12.435
$S_{22}$ (dB)	-18.674	-10.663	-9.2686	-9.8826	-15.336
NF(dB)	0.73856	0.37548	0.37272	0.3727	0.37262
$NF_{min}$ (dB)	0.29619	0.27895	0.27547	0.2784	0.27827

Tabla 2. 13. MR 1.5GHz. Valores de los parámetros según los distintos valores de los componentes del circuito 1\_c anteriores

- Opción 1 -> Valores teóricos estandarizados

- Opción 2 -> Valores estandarizados tras la optimización:

Disminuyen los valores de los componentes de la red de entrada

- Mejoran:  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ , NF y  $NF_{min}$
- Empeoran:  $S_{12}$ ,  $S_{22}$

- Opción 3 -> Disminuyendo el valor de  $L_{in}$

- Mejoran:  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ , NF y  $NF_{min}$
- Empeoran:  $S_{12}$ ,  $S_{22}$

- Opción 4 -> A partir de los valores de la opción 3 se disminuye el valor de  $L_{out}$

- Mejoran:  $S_{22}$ ,  $S_{21}$ , NF y  $NF_{\min}$
- Empeoran:  $S_{12}$ ,  $S_{11}$

- Opción 5 -> A partir de los valores de la opción 4 se disminuye el valor de  $C_{out}$

- Mejoran:  $S_{12}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{22}$ , NF y  $NF_{\min}$
- Empeoran:  $S_{11}$

### b) Análisis de los resultados del Circuito 3\_c

Igual que en el caso anterior se van modificando los valores de los componentes y se muestra lo que sucede con cada una de las opciones.

	Opción 1	Opción 2	Opción 3	Opción 4	Opción 5
$L_{in}$ (nH)	8.7	4.7	4.7	4.7	4.7
$C_{in}$ (pF)	1	1.5	1.5	1.5	1.5
$L_{out}$ (nH)	7.5	7.5	6.8	5.6	5.6
$C_{out}$ (pF)	0.5	0.5	0.5	0.5	0.25

Tabla 2. 14. MR 1.5GHz. Distintas opciones para los valores de los componentes del Circuito 3\_c

	Opción 1	Opción 2	Opción 3	Opción 4	Opción 5
$S_{11}$ (dB)	-4.9117	-24.445	-33.614	-25.784	-18.886
$S_{12}$ (dB)	-19.526	-17.841	-17.692	-17.597	-17.248
$S_{21}$ (dB)	11.413	13.098	13.247	13.342	13.691
$S_{22}$ (dB)	-19.563	-7.3259	-8.0431	-8.5873	-11.757
NF(dB)	0.74793	0.3036	0.30355	0.30352	0.30344
$NF_{\min}$ (dB)	0.29761	0.28226	0.28219	0.28213	0.28203

Tabla 2. 15. MR 1.5GHz. Valores de los parámetros según los distintos valores de los componentes del circuito 3\_c anteriores

- Opción 1 -> Valores teóricos estandarizados

- Opción 2 -> Valores estandarizados tras la optimización:

Disminuyen los valores de los componentes de la red de entrada

- Mejoran:  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ , NF y  $NF_{\min}$
- Empeoran:  $S_{12}$ ,  $S_{22}$

- Opción 3 -> Disminuyendo el valor de  $L_{out}$

- Mejoran:  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{22}$ , NF y  $NF_{min}$
- Empeoran:  $S_{12}$

- Opción 4 -> A partir de los valores de la opción 3 se disminuye el valor de  $L_{out}$

- Mejoran:  $S_{22}$ ,  $S_{12}$ , NF y  $NF_{min}$
- Empeoran:  $S_{21}$ ,  $S_{11}$

- Opción 5 -> A partir de los valores de la opción 4 se disminuye el valor de  $C_{out}$

- Mejoran:  $S_{21}$ ,  $S_{22}$ , NF y  $NF_{min}$
- Empeoran:  $S_{11}$ ,  $S_{12}$

### c) Elección del amplificador de mínimo ruido a 1.5GHz final

Tras estudiar los amplificadores diseñados, se pueden comparar los últimos resultados obtenidos para ver cuál de los amplificadores ofrece unas mejores características en cuanto a adaptación y factor de ruido:

Circuito 1_c					
	Opción 1	Opción 2	Opción 3	Opción 4	Opción 5
$S_{11}$ (dB)	-5.0193	-14.181	-16.293	-14.379	-11.303
$S_{12}$ (dB)	-19.475	-17.991	-17.925	-17.848	-17.504
$S_{21}$ (dB)	11.464	12.948	13.014	13.091	12.435
$S_{22}$ (dB)	-18.674	-10.663	-9.2686	-9.8826	-15.336
NF(dB)	0.73856	0.37548	0.37272	0.3727	0.37262
$NF_{min}$ (dB)	0.29619	0.27895	0.27547	0.2784	0.27827

Tabla 2. 16. MR 1.5GHz. Parámetros S y factor de ruido para el Circuito 1\_c

Circuito 3_c					
	Opción 1	Opción 2	Opción 3	Opción 4	Opción 5
$S_{11}$ (dB)	-4.9117	-24.445	-33.614	-25.784	-18.886
$S_{12}$ (dB)	-19.526	-17.841	-17.692	-17.597	-17.248
$S_{21}$ (dB)	11.413	13.098	13.247	13.342	13.691
$S_{22}$ (dB)	-19.563	-7.3259	-8.0431	-8.5873	-11.757
NF(dB)	0.74793	0.3036	0.30355	0.30352	0.30344
$NF_{min}$ (dB)	0.29761	0.28226	0.28219	0.28213	0.28203

Tabla 2. 17. MR 1.5GHz. Parámetros S y factor de ruido para el Circuito 3\_c

Observando detenidamente los resultados obtenidos para cada combinación de valores de los componentes se puede ver que en la opción 5 del circuito 3\_c se obtiene un factor de ruido bastante bajo, a la vez que la ganancia es la más alta de todas las posibles. En cuanto a la adaptación, la de la entrada es bastante alta, por lo que se puede considerar buena, mientras que la de la salida es un poco más baja, aunque su valor está por encima de los -10dB, lo cual es una condición deseable.

Por lo tanto, se puede escoger este circuito como el mejor de los diseñados de este tipo y posteriormente se procederá al diseño de su layout, cuando se hagan el del resto de circuitos.

## 2.3.- Amplificador de Máxima ganancia a 1.5GHz

Como se comentó al principio de este capítulo, el segundo amplificador diseñado será el de máxima ganancia a 1.5GHz. Para el diseño de este nuevo amplificador habrá que hacer algunas modificaciones respecto al anterior ya que el criterio para conseguir máxima ganancia es distinto al de mínimo ruido, por lo que las redes de adaptación de entrada y salida serán diferentes de las utilizadas en el caso anterior y habrá que volver a realizar los cálculos pertinentes a partir de las nuevas condiciones.

### 2.3.1.- El transistor y su red de polarización

La red de polarización del transistor es la misma que se calculó para el amplificador anterior, ya que esta red sólo depende del punto de polarización del transistor, de los parámetros S que da el fabricante para ese punto de polarización y de la frecuencia a la que va a trabajar el amplificador y los tres parámetros coinciden para ambos amplificadores.

Se puede realizar un resumen de los cálculos realizados y de los resultados obtenidos para la red de polarización de surtidor.

Ya se comentó que el punto de polarización escogido es:  $V_{DS} = 3 \text{ V}$  e  $I_{DS} = 30 \text{ mA}$

Haciendo una interpolación de los parámetros S del transistor para ese punto de polarización en la frecuencia de trabajo (1.5GHz) se obtiene que:

$$S_{1.5 \text{ GHz}} = \begin{pmatrix} 0.88 \angle -61.18^\circ & 0.054 \angle 54.32^\circ \\ 7.43 \angle 130.11^\circ & 0.47 \angle -40.61^\circ \end{pmatrix}$$

Calculando el factor de estabilidad K, se comprobaba al ser  $K < 1$ , el dispositivo es "Condionalmente estable y no adaptable", por lo que hay que añadir una red de polarización.

$$K = 0.3012$$

Se escoge una red autopolarizada, cuyas resistencias fueron calculadas y los valores que se obtuvieron fueron:

- Resistencia de fuente: dos resistencias de  $10 \Omega$  que se pondrán en paralelo, obteniendo:

$$R_{s(eq)} = 5 \Omega$$

- Resistencia de puerta:

$$R_g = 47 \Omega$$

- Resistencia de drenador:

$$R_d = 33 \Omega$$

Una vez calculadas las resistencias se estudió la estabilidad del circuito según las dimensiones de las líneas de transmisión que se usan en la red de polarización de surtidor, obteniéndose que las dimensiones óptimas son:  $W = 0.3 \text{ mm}$  y  $L = 5.9 \text{ mm}$

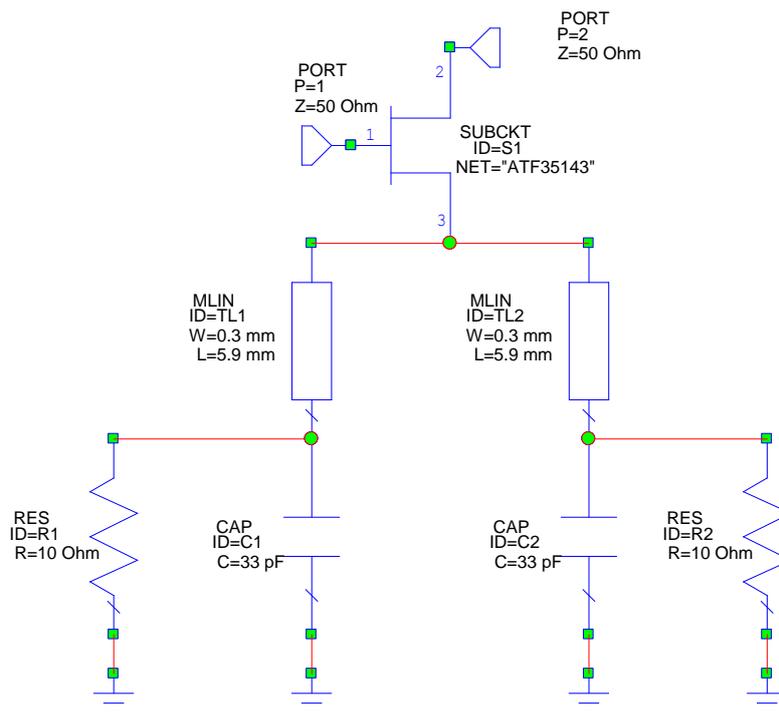


Imagen 2. 96. MTP 1.5GHZ. Red de polarización

Con lo que se demostraba que el circuito era “*Condicionamente estable y adaptable*”.

### 2.3.2.- Criterio de máxima ganancia o máxima transferencia de potencia

Si se desea que en el amplificador haya máxima transferencia de potencia se deben cumplir dos condiciones respecto a los coeficientes de reflexión del circuito:

$$\rho_S = \rho_{in}^*$$

$$\rho_L = \rho_{out}^*$$

En la siguiente imagen se puede observar donde se mide cada uno de estos parámetros en el amplificador:

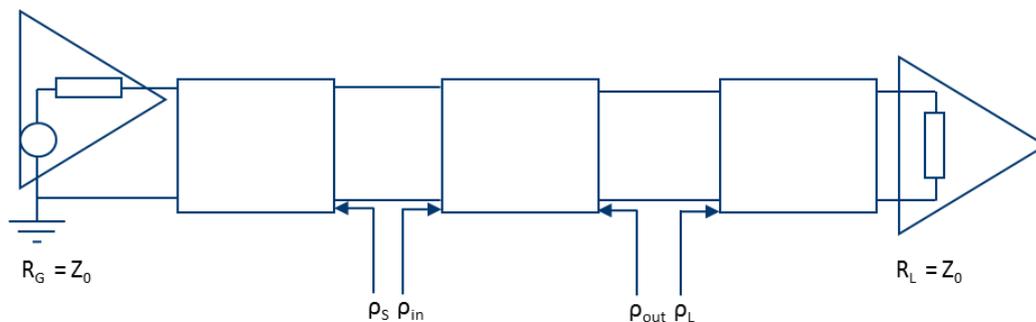


Imagen 2. 97. MTP 1.5GHZ. Diagrama de bloques

El problema radica en que se dificulta el diseño ya que  $\rho_{in}$  y  $\rho_{out}$  dependen de las redes de adaptación de entrada y salida ( $\rho_S$  y  $\rho_L$ ).

La solución a esto se basa en el diseño unilateral, el cual supone  $S_{12} = 0$ , con lo que se rompe la realimentación entre la salida y la entrada y las ecuaciones de diseño se hacen más sencillas.

Ahora se cumple que:

$$\rho_{in} = S_{11}$$

$$\rho_{out} = S_{22}$$

Por lo tanto:

$$\rho_S = S_{11}^*$$

$$\rho_L = S_{22}^*$$

### 2.3.2.1.- Redes de adaptación, Coeficientes de reflexión y Estabilidad del circuito.

#### a) Redes de adaptación necesarias y coeficientes de reflexión en el circuito

Igual que sucedía en el caso anterior, serán necesarias unas redes de entrada y salida, que serán pasivas y sin pérdidas.

Será necesario diseñar el amplificador calculando las redes de entrada y salida ( $\rho_S$  y  $\rho_L$ ) que cumplan los requisitos de máxima transferencia de potencia que se han explicado anteriormente.

#### b) Cálculo de los coeficientes de reflexión

A partir de las condiciones anteriores habrá que calcular los coeficientes de reflexión propios del circuito, que ayudarán a obtener otros parámetros que lo caractericen.

Se dedujo que:

$$\rho_S = \rho_{in}^* = S_{11}^*$$

$$\rho_L = S_{22}^*$$

Por lo tanto se sabe que:

$\rho_S = \rho_{in}^* = S_{11}^* = 0.6674 \angle 22.143^\circ$
$\rho_S = \rho_{in}^* = S_{11}^* = 0.61817 + 0.25156j$

De la misma forma:

$$\rho_L = \rho_{out}^* = S_{22}^*$$

Por lo que se deduce:

$\rho_L = \rho_{out}^* = S_{22}^* = 0.69798 \angle 3.8796^\circ$
$\rho_L = \rho_{out}^* = S_{22}^* = 0.69639 + 0.047226j$

### c) Comprobación de la estabilidad del circuito

En primer lugar se puede comprobar la estabilidad del circuito de forma teórica, calculando  $\rho_{in}$  y  $\rho_{out}$  a partir de las fórmulas correspondientes utilizando los parámetros S:

$$\rho_{in} = S_{11} + \frac{S_{21} \cdot S_{12} \cdot \rho_L}{1 - S_{22} \cdot \rho_L}$$

Sustituyendo los valores de los parámetros S obtenidos se calcula que:

$$\rho_{in} = 0.257821 - 0.3704687j$$

De la misma forma:

$$\rho_{out} = S_{22} + \frac{S_{21} \cdot S_{12} \cdot \rho_S}{1 - S_{11} \cdot \rho_S}$$

Y sustituyendo se obtiene que:

$$\rho_{out} = 0.360538 - 0.248968j$$

A continuación se comprobará la estabilidad de forma práctica utilizando el circuito creado:

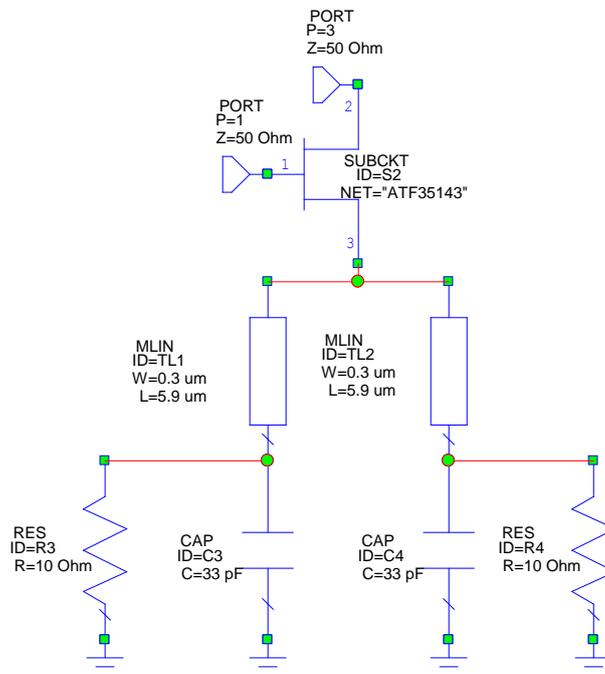


Imagen 2. 98. MTP 1.5GHZ. Comprobación de la estabilidad

La comprobación se hará en dos pasos:

1. Se carga el puerto de entrada con  $\rho_S = 0.6674 \angle 22.143^\circ$  y se mide  $\rho_{out} = S_{22}$ . Se obtiene que:

$$\rho_{out} = S_{22} = 0.49169 \angle -30.421^\circ = 0.424 - 0.24897j$$

Teóricamente se obtuvo que:  $\rho_{out} = 0.360538 - 0.248968j$  cuyo resultado es muy similar al que se acaba de obtener de forma práctica, por lo que se puede deducir que el diseño es correcto.

2. Se carga el puerto de salida con  $\rho_L = 0.69798 \angle 3.8796^\circ$  y se mide  $\rho_{in} = S_{11}$ . Obteniéndose que:

$$\rho_{in} = S_{11} = 0.45025 \angle -55.639^\circ = 0.25412 - 0.37169j$$

De forma teórica se obtuvo que:  $\rho_{in} = 0.257821 - 0.3704687j$ . Si se compara con el resultado práctico se observa que ambos son muy parecidos.

Cargando ambos puertos, se pueden calcular los parámetros S del circuito:

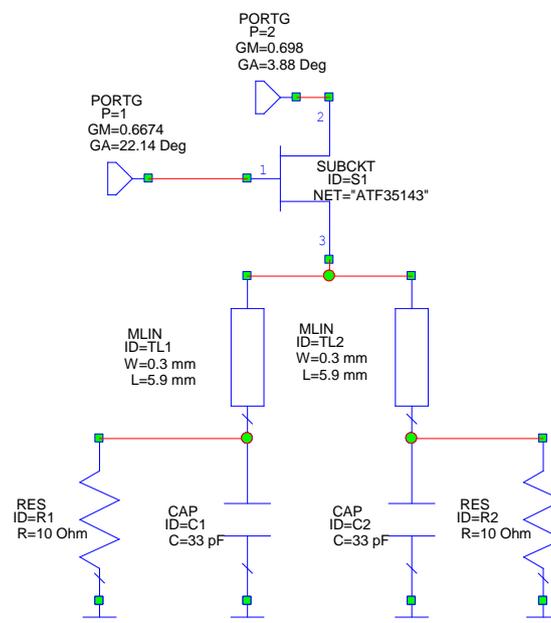


Imagen 2. 99. MTP 1.5GHZ. Puertos cargados para cálculo de los parámetros S

$$S_{1.5 \text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -6.0298 & -19.328 \\ 13.599 & -6.4191 \end{pmatrix}$$

Analizando los resultados obtenidos, se puede ver como la adaptación a la entrada y a la salida del circuito no son muy buenas, esto se intentará solucionar con las redes de adaptación del circuito. Sin embargo si se obtiene una ganancia alta.

Se puede comprobar la estabilidad del circuito representando los círculos de estabilidad de fuente y carga y los círculos de ruido:

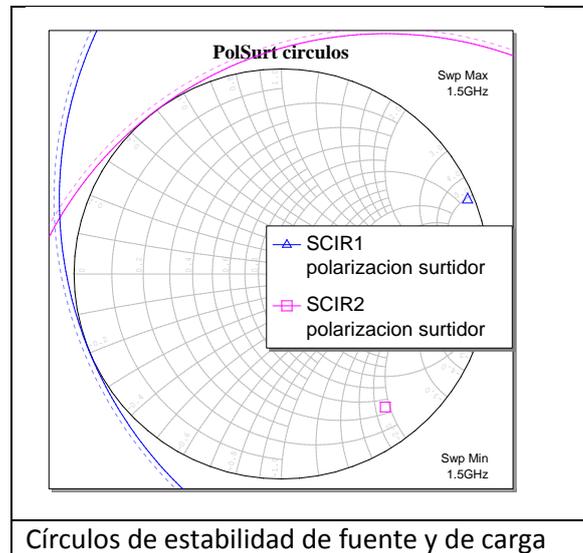


Imagen 2. 100. MTP 1.5GHZ. Circulo de estabilidad de fuente y carga

Se observa como ambos círculos son tangentes a la carta y no queda ninguna parte de la carta fuera de ellos, por lo que no hay zonas inestables. Esto indica que el circuito es estable.

La última comprobación de estabilidad se puede hacer con los parámetros S calculando el factor de estabilidad K a partir de las siguientes fórmulas:

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \cdot |S_{12} \cdot S_{21}|}$$

$$\Delta = \det(S) = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}$$

Donde se obtiene:

$$K = 1.0004$$

Mediante todas las comprobaciones utilizadas se ha comprobado que el diseño del amplificador hasta el momento es estable, por lo que se puede continuar con el diseño.

### 2.3.2.2.- Redes del transistor

Tanto las redes de polarización como las de desacoplo son iguales que las usadas en el caso anterior, por lo que no se volverán a explicar, si se desea volver a repasarlas habrá que ir al apartado 2.2.2.2. del presente proyecto.

Las redes de adaptación de entrada y salida, sí son distintas a las anteriores, puesto que, como se ha visto, los coeficientes de reflexión son distintos.

### a) Redes de adaptación

#### a.1) Red de adaptación de entrada

Con esta red se quiere conseguir la máxima adaptación a la entrada que permita obtener el coeficiente de reflexión  $\rho_s$  calculado anteriormente:

$$\rho_s = 0.6674 \angle 22.143^\circ = 0.61817 + 0.25156j$$

Este parámetro determina el valor de  $\overline{Z}_s$  el cual indicará que redes de entrada se pueden crear. El valor de  $\overline{Z}_s$  se calcula a partir de la siguiente fórmula:

$$\overline{Z}_s = \frac{1 + \rho_s}{1 - \rho_s}$$

Con el valor de  $\rho_s$  que se acaba mostrado se obtiene que:

$$\overline{Z}_s = 2.652537 + 2.40639j$$

Ahora se puede situar este valor en la Carta de Smith para comprobar que tipo de redes de entrada se pueden crear.

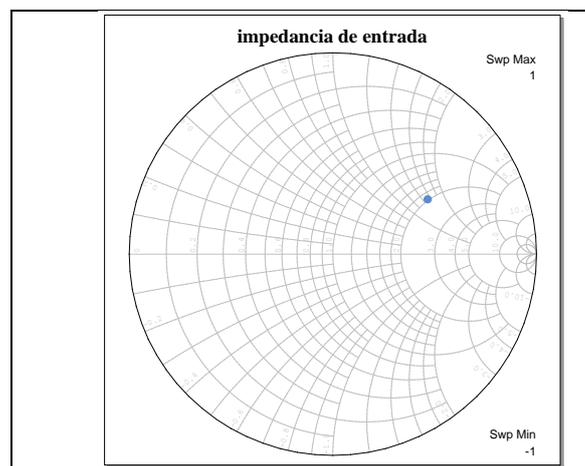


Imagen 2. 101. MTP 1.5GHZ. Valor de la impedancia sobre la Carta de Smith

Según esta representación, se podrán diseñar aquellas redes en las que el punto azul (la impedancia) quede encerrada dentro de la línea verde en las siguientes imágenes:

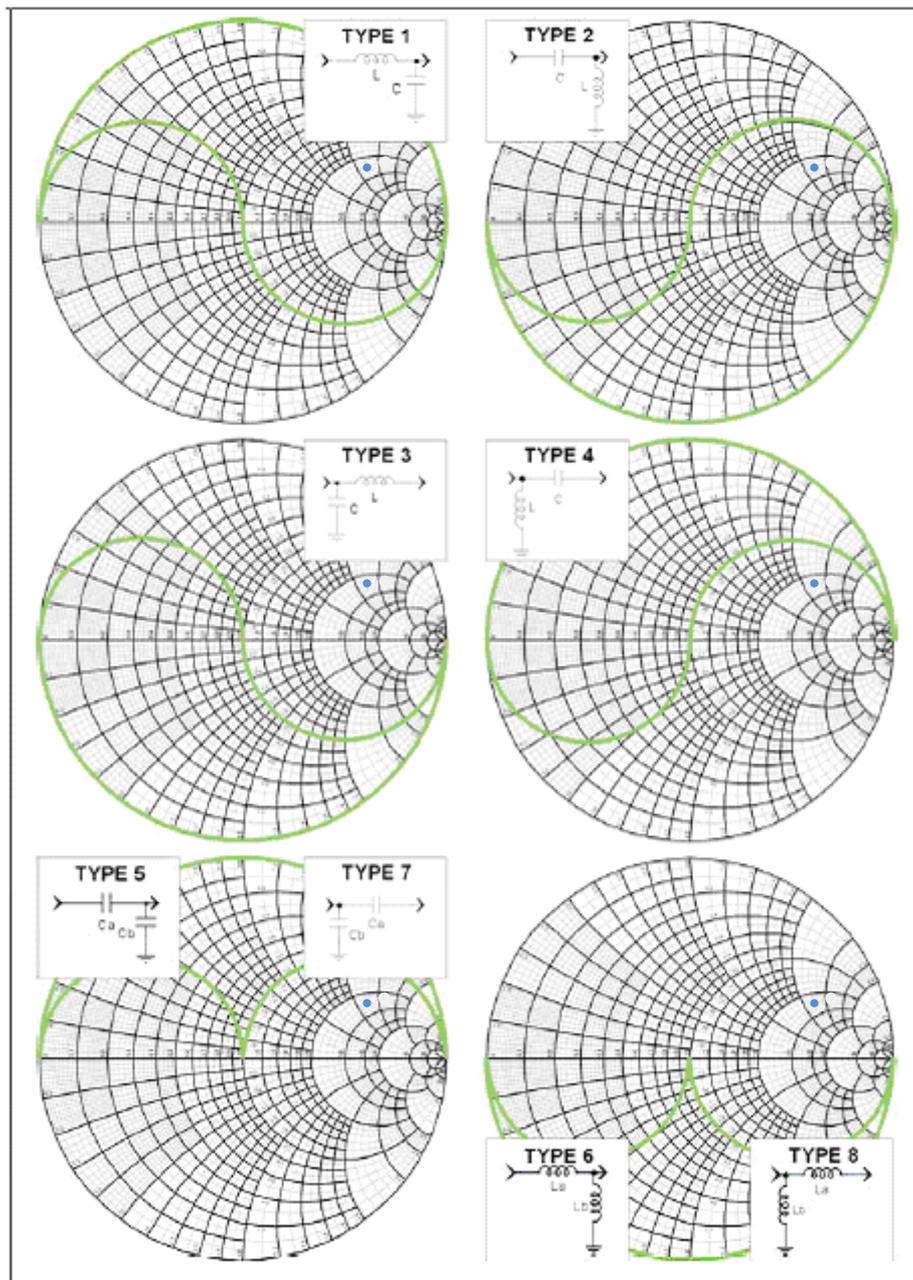


Imagen 2. 102. MTP 1.5GHZ. Tipos de circuitos posibles en función del valor de la impedancia

Como se puede observar, tal como sucedía en el caso del amplificador anterior, solo se pueden diseñar redes del tipo 1 y 2.

A continuación se van a obtener el resto de valores necesarios para posteriormente realizar más rápidamente los cálculos de los componentes.

Se desnormaliza la impedancia  $\bar{Z}_S$  respecto de  $Z_0 = 50\Omega$ , de la siguiente forma

$$Z_s = Z_0 \cdot \bar{Z}_S = 50 \cdot (2.652537 + 2.40639j)$$

Quedando:

$$Z_s = 132.62685 + 120.3195j$$

Además, como ya se hizo en el otro amplificador, para simplificar los cálculos se trabajará con admitancias, de forma que se puede calcular la admitancia correspondiente a  $Z_s$ .

$$Y_s = \frac{1}{Z_s}$$

Obteniéndose que:

$$Y_s = 4.135973 \cdot 10^{-3} - 3.752167 \cdot 10^{-3}j$$

### *a.1.1) Red de adaptación de entrada Tipo E1*

Como ve ha visto en el punto anterior, la red de adaptación Tipo E1 tiene la siguiente forma:

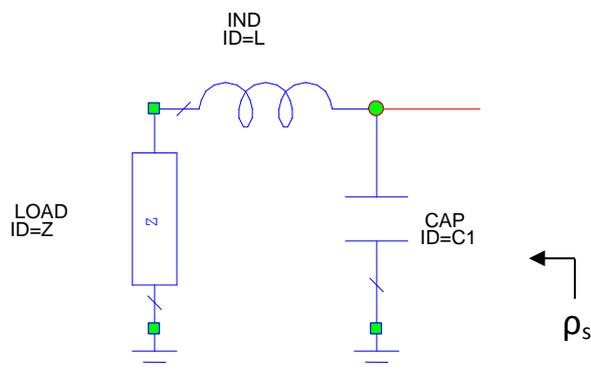


Imagen 2. 103. MTP 1.5GHZ. Red de adaptación de entrada tipo E1

Que se puede simplificar para quedar de la siguiente forma, como ya se explicó:

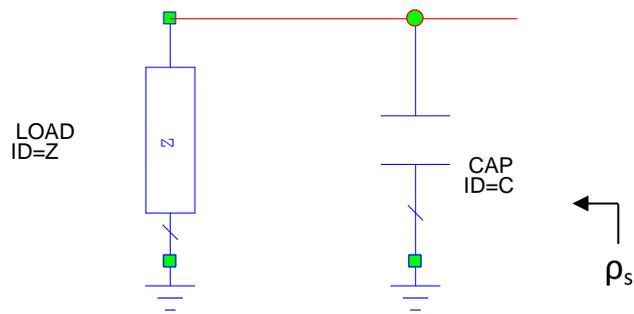


Imagen 2. 104MTP 1.5GHZ. Red de adaptación de entrada tipo E1 Simplificada

La impedancia  $Z_s$  será el paralelo de la impedancia  $Z_x$  (serie de la inductancia y la resistencia) y la admitancia. Lo que numéricamente sería de la siguiente forma:

$$Z_s = Z_x // \frac{1}{j\omega C} = (50 + j\omega L) // \frac{1}{j\omega C}$$

Cuyo valor ya fue calculado:  $Z_s = 132.62685 + 120.3195j$

Y se sabe que:

$$Y_{s \text{ opt}} = Y_x + j\omega C = \frac{1}{Z_{s \text{ opt}}}$$

Donde:

$$Y_x = \frac{1}{50 + j\omega L}$$

$$Y_s = 4.135973 \cdot 10^{-3} - 3.752167 \cdot 10^{-3}j$$

Para calcular los valores de la inductancia y la admitancia ( $L$  y  $C$ ) que es lo que interesa, se partirá de las expresiones anteriores, operando de la forma que se explicó en el apartado anterior.

Operando sobre la expresión de  $Y_x$ , queda de la forma:

$$Y_x = \frac{50}{50^2 + (\omega L)^2} - \frac{j\omega L}{50^2 + (\omega L)^2}$$

Además se sabe que:

$$\Re(Y_{s \text{ opt}}) = \Re(Y_x)$$

Igualando las partes reales de ambas expresiones y sustituyendo en ellas el valor de la frecuencia de trabajo (1.5GHz) se llega a obtener el siguiente valor para la inductancia:

$$L = 10.39 \text{ nH}$$

De forma análoga a lo que se hizo con la parte real, se puede decir que:

$$\Im m(Y_{S_{opt}}) = \Im m(Y_x) + j\omega C$$

Y sustituyendo los valores correspondientes se obtiene el siguiente valor para la capacidad de este tipo de red:

$$C = 0.461341 \text{ pF}$$

El siguiente paso es comprobar si los cálculos de los valores de los componentes son correctos, para ello se ponen los valores de la bobina y el condensador en el circuito y se mide el parámetro  $S_{22}$  que equivale a  $\rho_s$ , obteniéndose que:

$$S_{22} = \rho_s = 0.66739 \angle 22.144^\circ$$

Teóricamente se obtuvo que:  $\rho_s = 0.6674 \angle 22.143^\circ$ , como se puede observar ambos valores son prácticamente iguales, por lo tanto se puede decir que el cálculo de los componentes es correcto.

Los parámetros S obtenidos son:

$$S_{1.5 \text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -3.5124 & -2.5603 \\ -2.5603 & -3.5124 \end{pmatrix}$$

Como se puede observar, los valores obtenidos no son los correctos, ya que habría que cargar el puerto de salida con lo que la red vería hacia su derecha, es decir,  $\rho_s^*$  y además habría que optimizar para conseguir una adaptación lo mejor posible.

Tras el proceso de optimización se obtiene:

$$S_{1.5 \text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -66.528 & -7.6733 \cdot 10^{-7} \\ -7.6733 \cdot 10^{-7} & -66.528 \end{pmatrix}$$

Ahora si se obtienen valores más bajos para la adaptación a la entrada y a la salida y además los valores de L y C tras la optimización apenas cambian.

### a.1.1.1.) Red de entrada completa Tipo E1.D1

Se añade a la red que se acaba de calcular la red de desacoplo tipo D1, quedando el circuito de la siguiente forma:

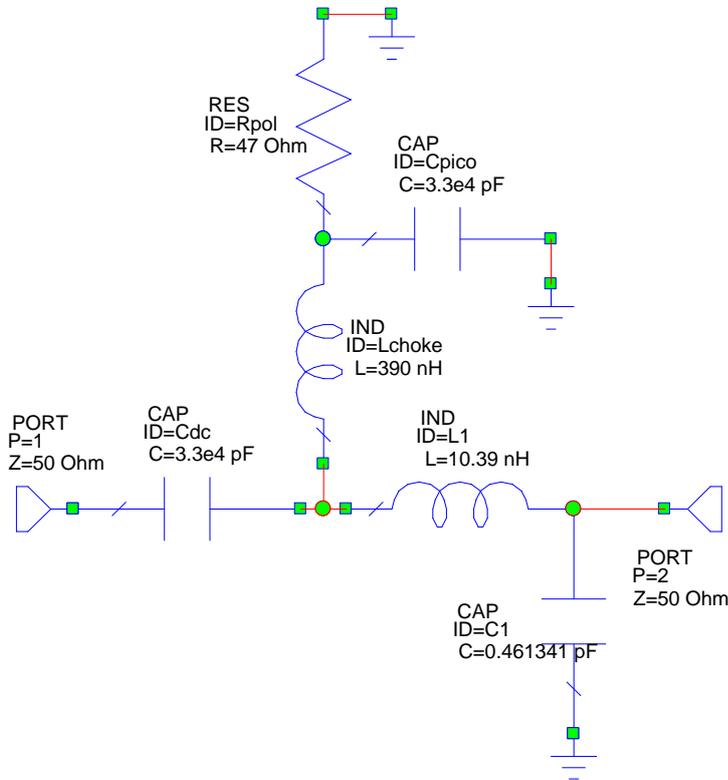


Imagen 2. 105. MTP 1.5GHZ. Red de adaptación de entrada E1.D1

Simulando se obtienen los siguientes resultados:

$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -3.475 & -2.5906 \\ -2.5906 & -3.475 \end{pmatrix}$
$S_{22} = \rho_s = 0.67027 \angle 21.939^\circ$

El parámetro  $S_{22}$  equivale a  $\rho_s$ , el cual teóricamente valía  $\rho_s = 0.6674 \angle 22.143^\circ$ , un valor muy similar al práctico, por lo que se puede decir que el diseño es correcto.

Si conectamos la red actual al transistor junto con su red de polarización de surtidor, el circuito quedaría de la siguiente forma:

El circuito sería el siguiente:

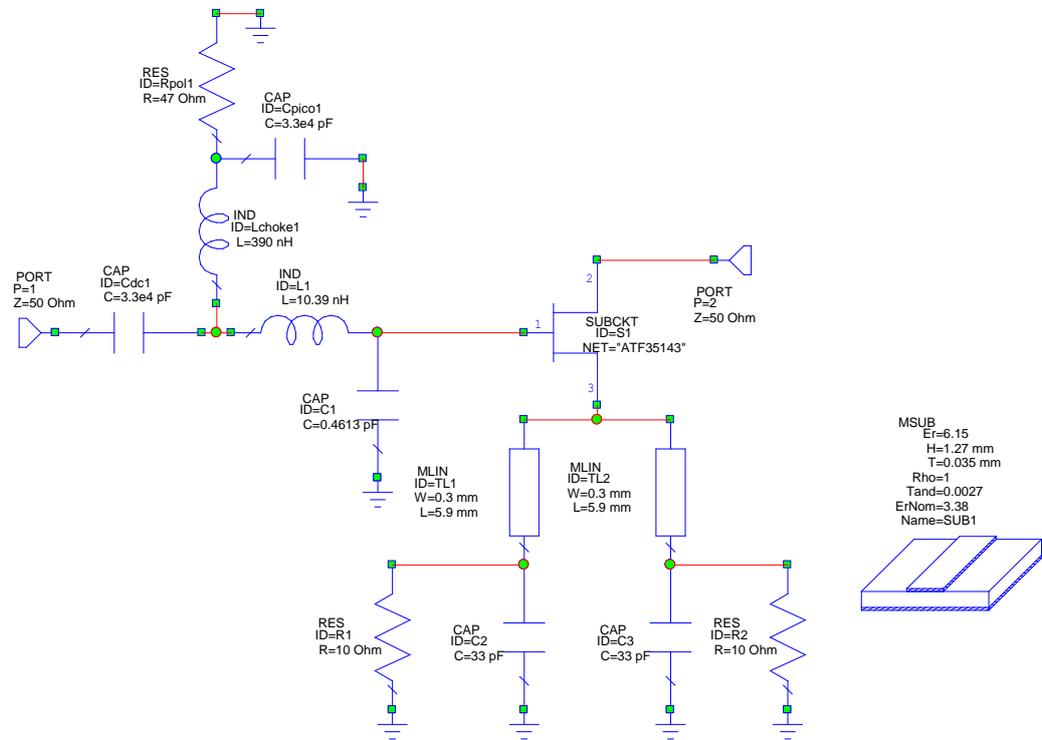


Imagen 2. 106. MTP 1.5GHZ. Red de adaptación de entrada tipo E1.D1, más transistor

Ahora el parámetro  $S_{22}$  se corresponde con el valor del coeficiente de reflexión de salida ( $\rho_{out}$ ). Midiéndolo sobre el circuito se obtiene que:

$$S_{22} = \rho_{out} = 0.48864\angle - 30.604^\circ$$

Anteriormente se obtuvo que:  $\rho_{out} = 0.438147\angle - 34.62685^\circ$  y como se observa ambos resultados son similares, por lo que el diseño se ha realizado correctamente.

### a.1.1.2.) Red de entrada completa Tipo E1.D2

Esta red queda de la siguiente forma:

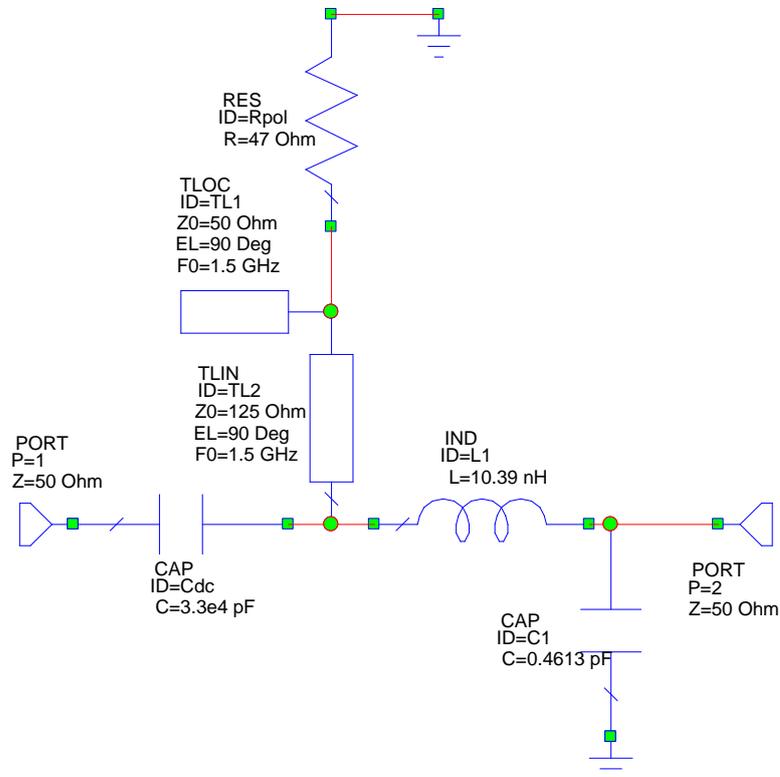


Imagen 2. 107. MTP 1.5GHZ. Red de adaptación de entrada E1.D2

Los parámetros S obtenidos a partir de esta red son:

$$S_{1.5 \text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -3.5125 & -2.5602 \\ -2.5602 & -3.5125 \end{pmatrix}$$

$$S_{22} = \rho_s = 0.66738 \angle 22.145^\circ$$

$\rho_s = 0.6674 \angle 22.143^\circ$  de forma teórica, como se puede ver muy similar al obtenido de forma práctica, por lo que se puede decir que el circuito está bien diseñado.

Como paso siguiente se conectará la red junto con el transistor y la red de polarización de surtidor, quedando el circuito de la siguiente forma:

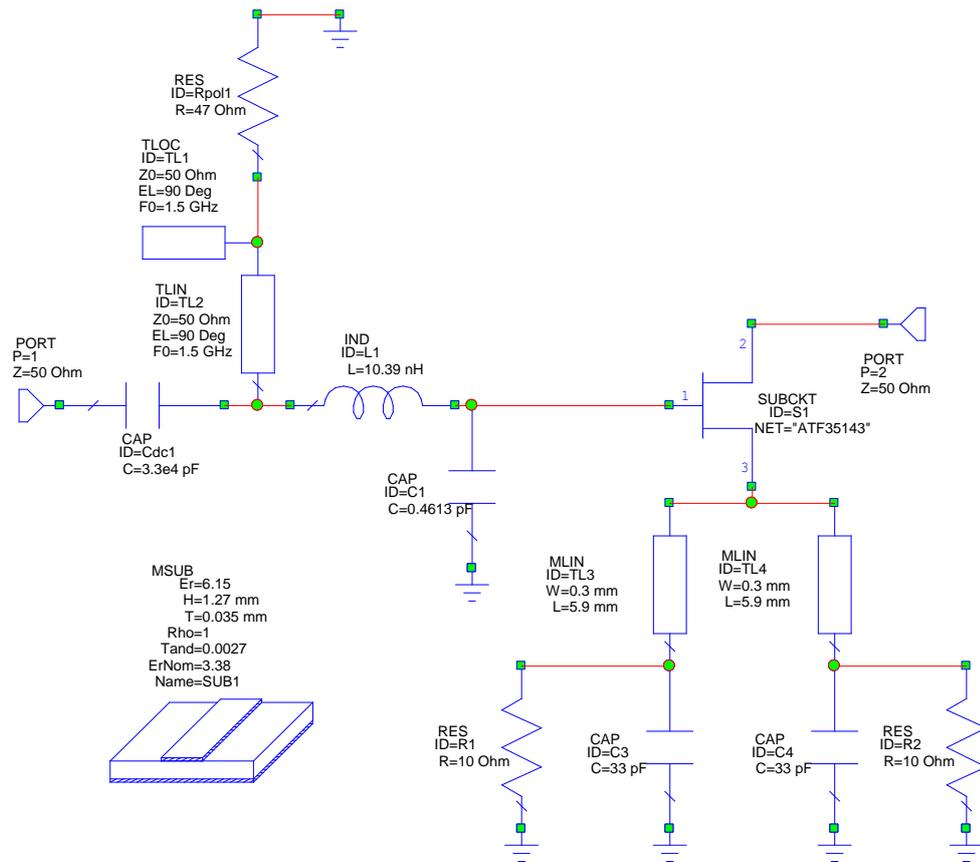


Imagen 2. 108. MTP 1.5GHZ. Red de adaptación de entrada E1.D2, más transistor

Ahora se vuelve a medir el parámetro  $S_{22}$  equivalente a  $\rho_{out}$ , obteniéndose:

$$S_{22} = \rho_{out} = 0.49171\angle - 30.42^\circ$$

Se sabe que el valor teórico de este parámetro es:  $\rho_{out} = 0.49169\angle - 30.421^\circ$ . Por lo tanto, comparando ambos resultados se ve como son muy similares y se puede decir que el diseño es correcto.

### a.1.2) Red de adaptación de entrada Tipo E2

La red entrada tipo E2 está formada por una bobina y un condensador, junto con la impedancia, dispuestos de la siguiente forma:

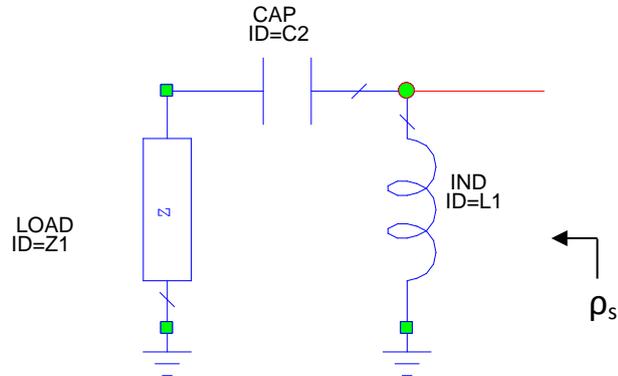


Imagen 2. 109. MTP 1.5GHZ. Red de adaptación de entrada tipo E2

Juntaando la capacidad con la impedancia el circuito queda de la forma:

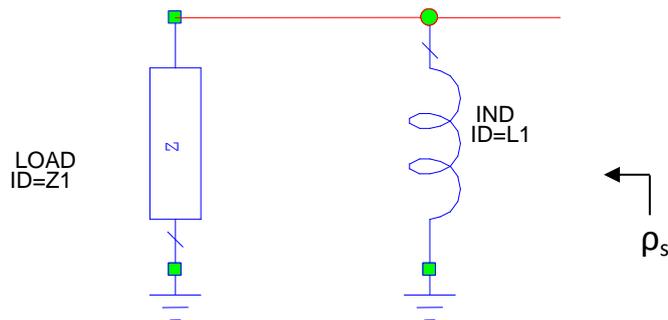


Imagen 2. 110. MTP 1.5GHZ. Red de adaptación de entrada tipo E2 simplificada

La impedancia  $Z_s$  será la equivalente al paralelo de la impedancia  $Z_x$  (serie de la admitancia y la resistencia) y la inductacia.

Es decir:

$$Z_s = Z_x // j\omega L = (50 + \frac{1}{j\omega C}) // j\omega L = 132.62685 + 1203195j$$

Por otro lado se tiene que:

$$Y_s = Y_x + \frac{1}{j\omega L} = \frac{1}{Z_s} = 4.135973 \cdot 10^{-3} - 3.752167 \cdot 10^{-3}j$$

Con:

$$Y_x = \frac{1}{50 + \frac{1}{j\omega L}}$$

Que operando sobre ella queda de la forma:

$$Y_x = \frac{50(\omega C)^2}{1 + (50\omega C)^2} + \frac{j\omega C}{1 + (50\omega C)^2}$$

Igual que sucedía anteriormente, se cumple que:

$$\Re(Y_{S_{opt}}) = \Re(Y_x)$$

Sustituyendo y operando se llega al valor de la admitancia:

$$C = 1.0835 \text{ pF}$$

Y, de forma análoga, se sabe que:

$$\Im(Y_{S_{opt}}) = \Im(Y_x) + \frac{1}{j\omega L}$$

A partir de esta expresión se obtiene el valor de la inductancia, que será:

$$L = 8.9552179 \text{ nH}$$

El siguiente paso será poner a cada componente su valor y medir el parámetro  $S_{22}$  que equivale a  $\rho_S$  y los parámetros S:

$$S_{1.5 \text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -3.5122 & -2.5605 \\ -2.5605 & -3.5122 \end{pmatrix}$$

$$S_{22} = \rho_S = 0.66741 \angle 22.143^\circ$$

Comparando este resultado con el que se obtuvo teóricamente  $\rho_{S_{opt}} = 0.6674 \angle 22.143^\circ$  se puede ver como ambos son prácticamente iguales, lo que lleva a decir que el diseño es correcto.

Por último se pasa a la optimización de la adaptación del circuito, para ello se carga el puerto de salida con lo que el circuito vería hacia su derecha y se procede a realizar la optimización tal y como se explicó anteriormente.

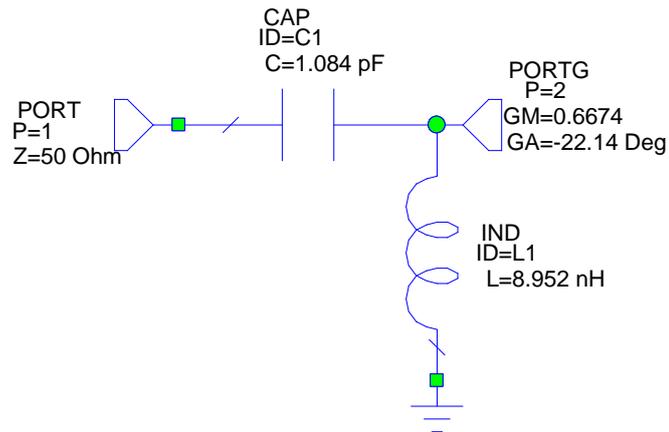


Imagen 2. 111. MTP 1.5GHZ. Red de adaptación de entrada tipo E2 cargada para optimización

En este caso los parámetros S obtenidos son:

$$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -63.809 & -1.8065 \cdot 10^{-6} \\ -1.8065 \cdot 10^{-6} & -63.809 \end{pmatrix}$$

Tras la optimización, la adaptación a la entrada y a la salida de la red ha mejorado notablemente y los valores de L y C apenas han variado respecto a los calculados teóricamente.

## Red de entrada completa

### a.1.2.1.) Red de entrada completa Tipo E2.D1

Formada por la red de desacoplo tipo D1 y la red de entrada que se acaba de explicar (tipo E2) y conectada al resto de redes, queda de la siguiente forma:

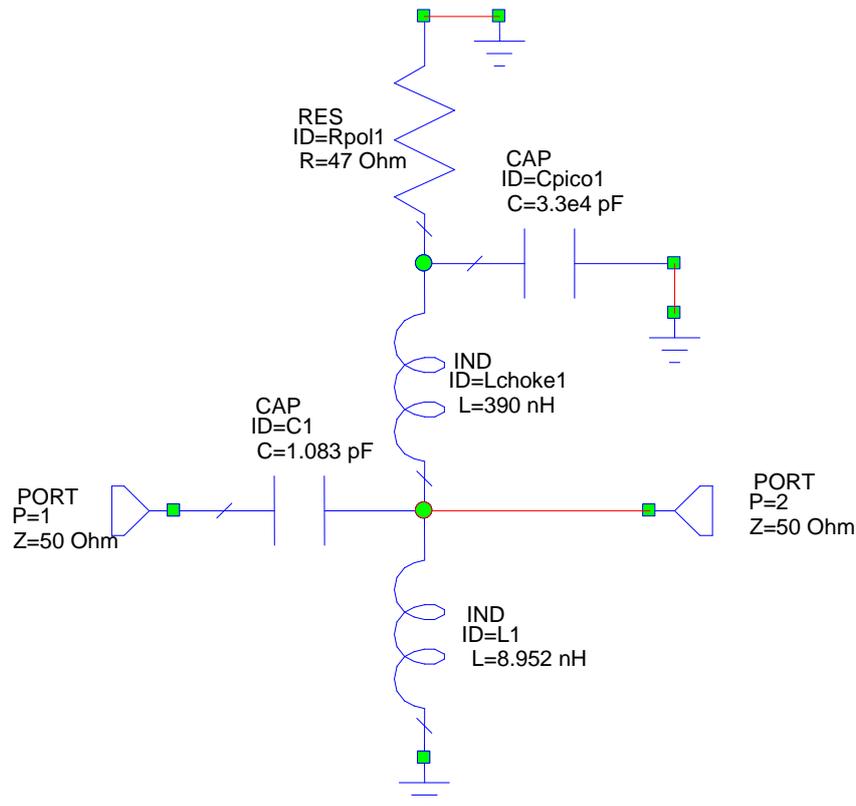


Imagen 2. 112. MTP 1.5GHZ. Red de entrada tipo E2.D1

Simulando se obtienen los siguientes resultados:

$$S_{1.5 \text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -3.4931 & -2.5758 \\ -2.5758 & -3.4931 \end{pmatrix}$$

$$S_{22} = \rho_s = 0.66887 \angle 23.7^\circ$$

Teóricamente se obtuvo que  $\rho_s = 0.6674 \angle 22.143^\circ$ , que comparado con el que se acaba de obtener se ve que son muy similares, por lo que se deduce que el diseño es correcto.

Ahora se conecta esta red con el transistor junto con su red de polarización de surtidor y se simula, obteniendo los siguientes resultados:

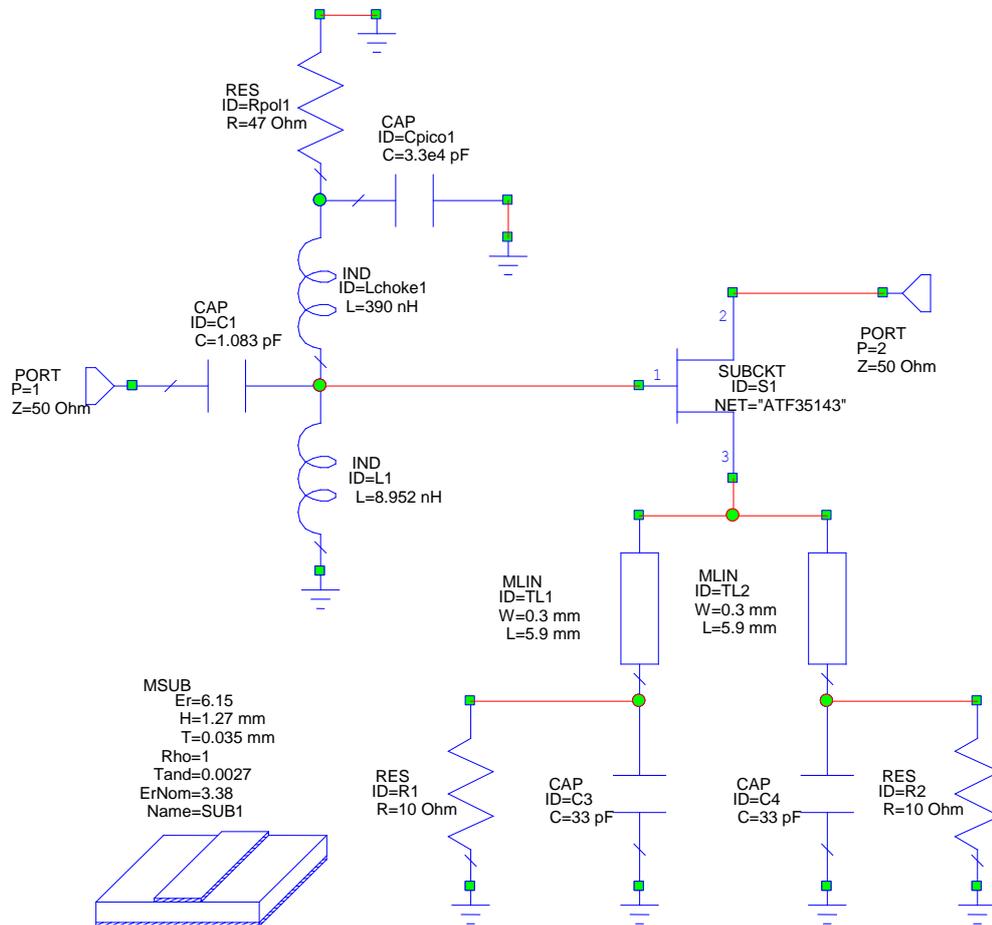


Imagen 2. 113. MTP 1.5GHZ. Red de entrada tipo E2.D1 más transistor

$S_{22} = \rho_{out} = 0.5068\angle - 31.239^\circ$  y de forma teórica se sabe que su valor es:  
 $\rho_{out} = 0.49169\angle - 30.421^\circ$ , con lo que se ve que son valores muy similares.

### a.1.2.2.) Red de entrada completa Tipo E2.D2

Formada por la red de desacoplo tipo D2 y la red de salida tipo E2 queda de la siguiente forma:

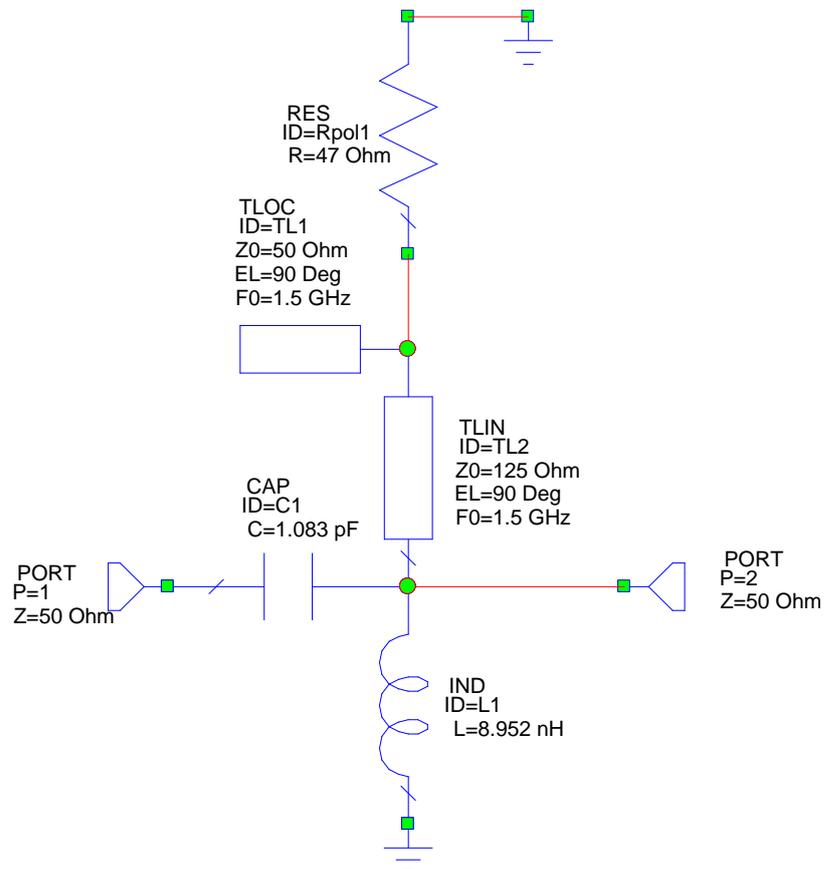


Imagen 2. 114. MTP 1.5GHZ. Red de entrada tipo E2.D2

Simulando, los resultados que se obtienen son:

$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -3.5122 & -2.5605 \\ -2.5605 & -3.5122 \end{pmatrix}$
$S_{22} = \rho_s = 0.66741 \angle 22.143^\circ$

Teóricamente  $\rho_s = 0.6674 \angle 22.143^\circ$ , se ve como ambos resultados son prácticamente iguales.

Por último se puede unir esta red de entrada completa con el transistor junto con su red de polarización de surtidor y se obtiene el siguiente circuito:

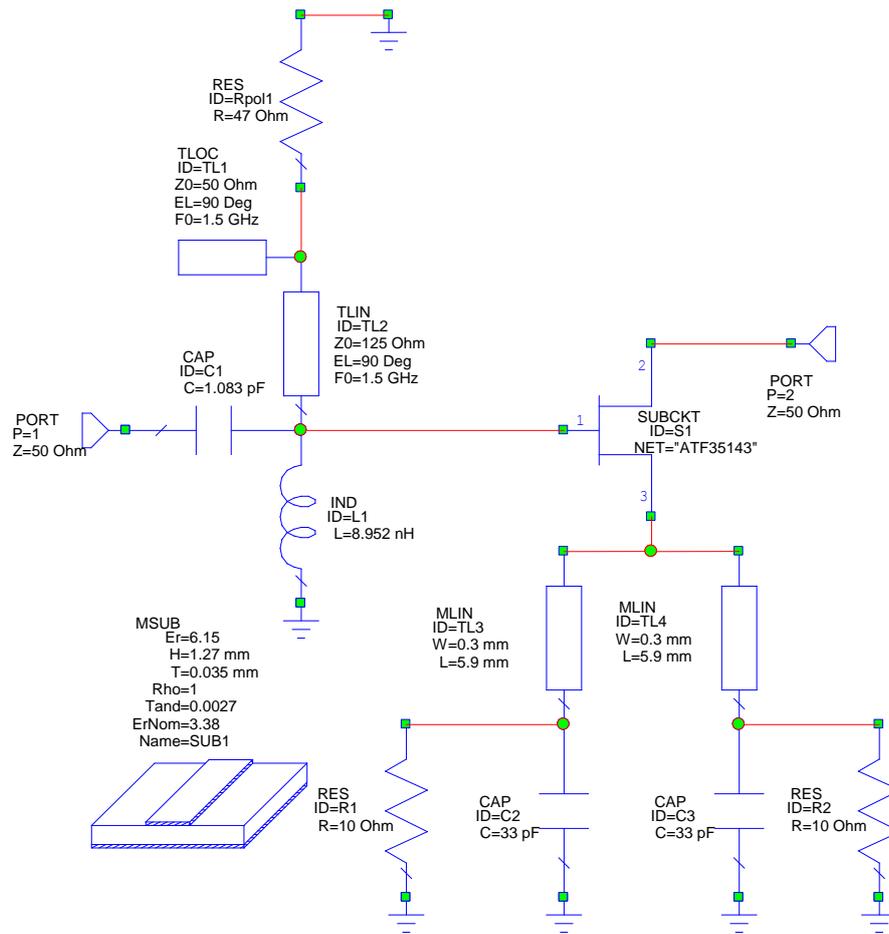


Imagen 2. 115. MTP 1.5GHZ. Red de entrada tipo E2.D2 más transistor

Simulando este circuito, se obtiene que:

$$S_{22} = \rho_{out} = 0.49169\angle - 30.422^\circ$$

Teóricamente se obtuvo:  $\rho_{out} = 0.49169\angle - 30.422^\circ$ , se comprueba como en ambos casos el resultado es el mismo, por lo que se deduce que el diseño es correcto.

## a.2.) Red de adaptación de salida

Esta red debe permitir obtener el coeficiente  $\rho_{out}^*$  que se calculó al principio para poder obtener las mejores condiciones en cuanto a adaptación a la entrada y a la salida del circuito.

El valor del coeficiente  $\rho_{out}^*$  del que se partirá para realizar los cálculos es el siguiente:

$$\rho_{out}^* = 0.438147 \angle 34.62685^\circ$$

Con el valor de este parámetro se puede obtener el valor de  $\overline{Z_{out}^*}$  que es la impedancia que vería el transistor hacia la izquierda. La impedancia equivalente de la red de salida será:

$$\overline{Z_{out}^*} = \frac{1 + \rho_{out}^*}{1 - \rho_{out}^*}$$

Sustituyendo el valor de  $\rho_{out}^*$  se obtiene que:

$$\overline{Z_{out}^*} = 1.71593 + 1.05742j$$

Una vez obtenido este valor se sitúa en la Carta de Smith para comprobar que tipo de redes de salida se podrán realizar:

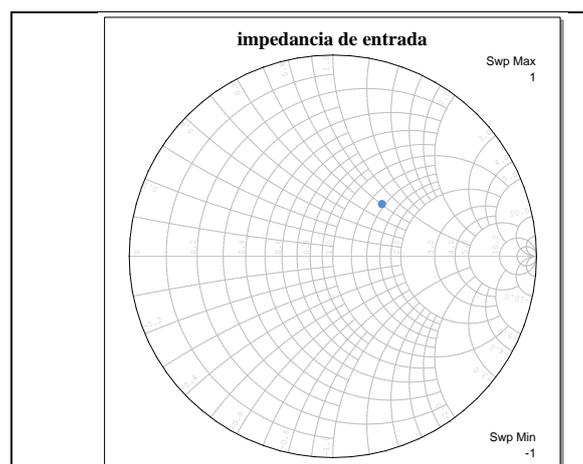


Imagen 2. 116. MTP 1.5GHZ. Valor de la impedancia en la Carta de Smith

Las redes viables son aquellas que encierran al punto que marca la impedancia dentro de la línea verde.

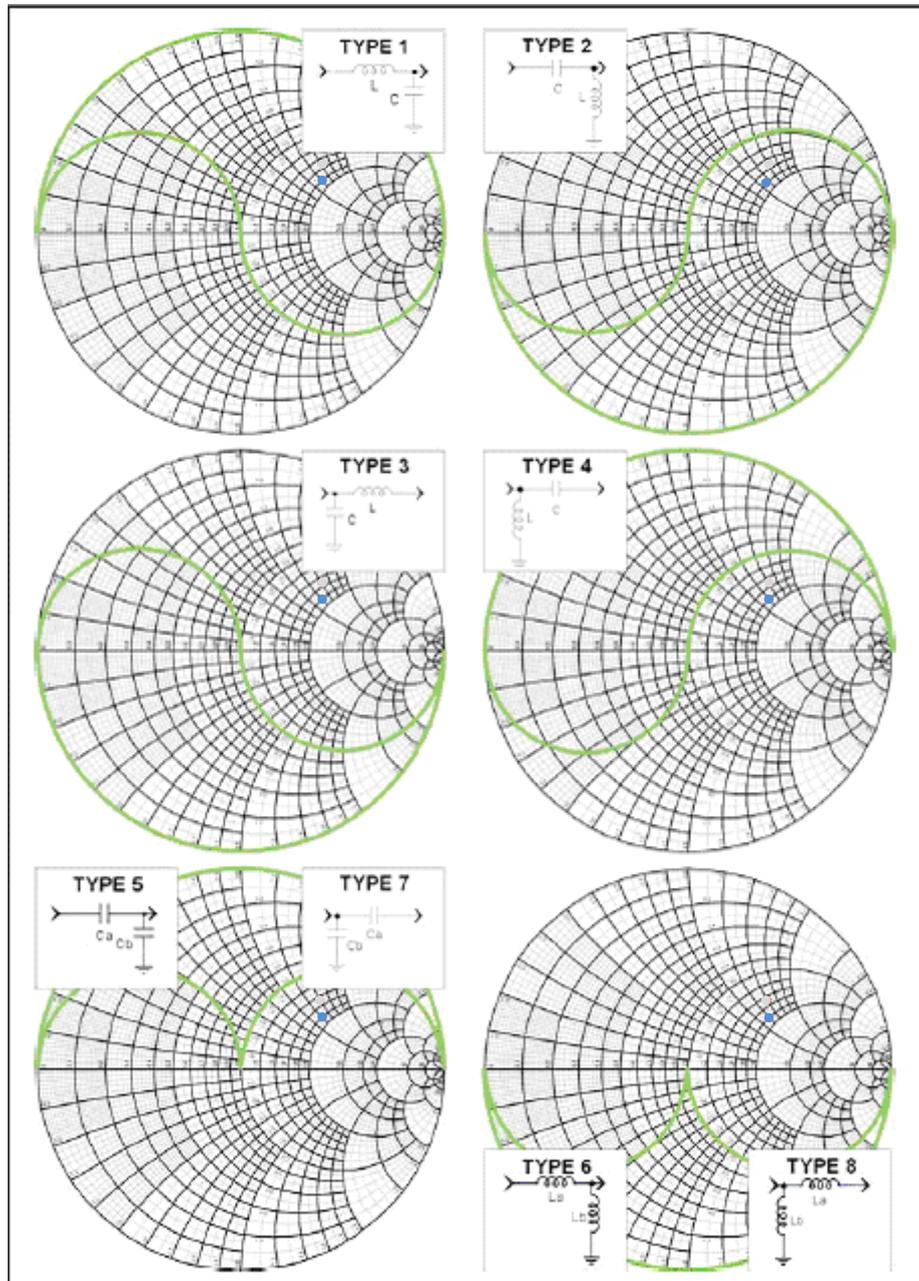


Imagen 2. 117. MTP 1.5GHZ. Tipos de circuitos posibles en función del valor de la impedancia

Igual que sucedió en casos anteriores, sólo son viables las redes de salida de los tipos 1 y 2, por lo tanto se procederá a diseñar estos dos tipos de redes.

Con el fin de tener los valores de las impedancias y admitancias antes de proceder con el diseño de las redes de salida, se calcularán ahora.

Desnormalizando el valor de  $\overline{Z}_{out}^*$  respecto a  $Z_0 = 50\Omega$ , se obtiene que:

$$Z_{out}^* = 80.796657 + 52.87104j$$

Como se va a trabajar con admitancias, se aplica la siguiente equivalencia:

$$Y_{out}^* = \frac{1}{Z_{out}^*}$$

Obteniendo:

$$Y_{out}^* = 8.44753 \cdot 10^{-3} - 5.20683 \cdot 10^{-3}j$$

Con estos valores calculados se puede pasar al diseño de los dos tipos de redes de salida comentados y al cálculo de los componentes que las forman. Esto se puede ver en los siguientes apartados.

### a.2.1) Red de adaptación de salida Tipo S1

La red de salida tipo S1, se corresponde con la red tipo 1 de la imagen anterior, es decir, su esquema será:

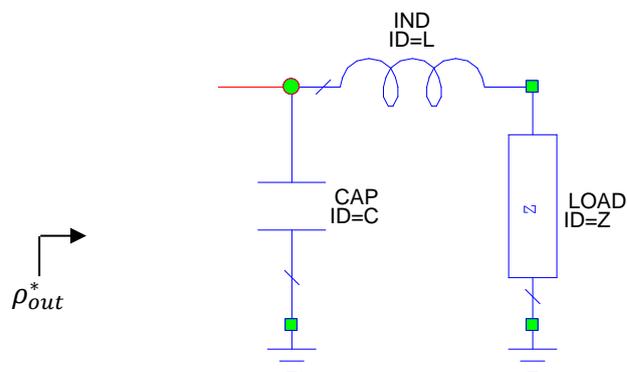


Imagen 2. 118. MTP 1.5GHZ. Red de adaptación de salida tipo S1

Juntando la bobina y la impedancia, el circuito se simplifica, quedando de la siguiente forma:

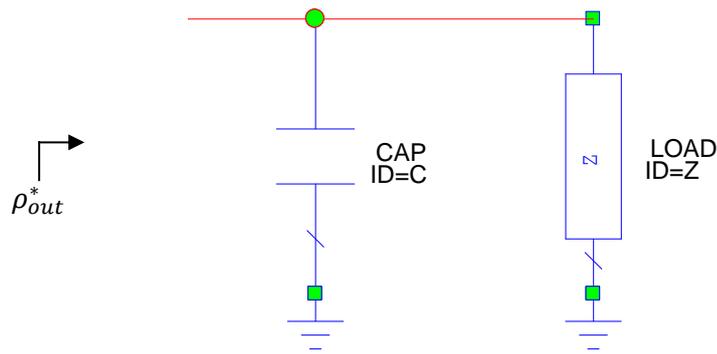


Imagen 2. 119. MTP 1.5GHZ. Red de adaptación de salida tipo S1 simplificada

La impedancia  $Z_{out}^*$  será:

$$Z_{out}^* = Z_x // \frac{1}{j\omega C} = (50 + j\omega L) // \frac{1}{j\omega C} = 85.796657 + 52.87104j$$

Por otra parte se tiene que:

$$Y_{out}^* = Y_x + j\omega C = \frac{1}{Z_{out}^*} = 8.44753 \cdot 10^{-3} - 5.20683 \cdot 10^{-3}j$$

Donde:

$$Y_x = \frac{1}{50 + j\omega L} = \frac{50}{50^2 + (\omega L)^2} - \frac{j\omega L}{50^2 + (\omega L)^2}$$

Una vez que se tienen estos datos se puede aplicar la relación entre las partes reales de la expresión de  $Y_{out}^*$ :

$$\Re(Y_{out}^*) = \Re(Y_x)$$

Con lo que se obtiene el valor de la bobina:

$$L = 6.20399 \text{ nH}$$

Ahora se aplica la relación entre las partes imaginarias:

$$\Im(Y_{S_{opt}}) = \Im(Y_x) + j\omega C$$

Y se obtiene el valor del condensador:

$$C = 0.49571 \text{ pF}$$

A continuación se ponen estos valores en los componentes y se mide el parámetro  $S_{11}$  que coincide con el coeficiente de reflexión  $\rho_{out}^*$  obteniéndose que:

$$S_{11} = \rho_{out}^* = 0.43816 \angle 34.634^\circ$$

Teóricamente se obtuvo que  $\rho_{out}^* = 0.438147 \angle 34.62685^\circ$ , el cual es muy similar al obtenido con la simulación, por lo tanto se puede deducir que el cálculo de los componentes es correcto.

También se obtiene el valor de los parámetros S que es:

$$S_{1.5 \text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -7.1674 & -0.9258 \\ -0.9258 & -7.1674 \end{pmatrix}$$

El siguiente paso es cargar el puerto de entrada con  $\rho_{out} = 0.43815 \angle -34.62685^\circ$  y proceder a realizar la optimización del circuito, que se realizará de la misma forma que se describió en apartados anteriores. El fin es obtener la máxima adaptación a la entrada y la salida del circuito, es decir, que los valores de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$  sean lo más bajos posible.

Tras optimizar se obtienen los siguientes parámetros S:

$$S_{1.5 \text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -93.364 & -2.0017 \cdot 10^{-9} \\ -2.0017 \cdot 10^{-9} & -93.364 \end{pmatrix}$$

Como se puede observar, se consiguen unos valores óptimos de  $S_{11}$  y  $S_{22}$ , ya que son muy bajos, lo que aporta máxima adaptación a la entrada y salida del circuito.

## Red de salida completa

### a.2.1.1.) Red de salida completa Tipo S1.D1

Está formada por la red de salida tipo S1 y la red de desacoplo tipo D1 y añadiendo la red de polarización de drenador y el condensador de bloqueo de continua, el circuito a la salida quedará de la siguiente forma:

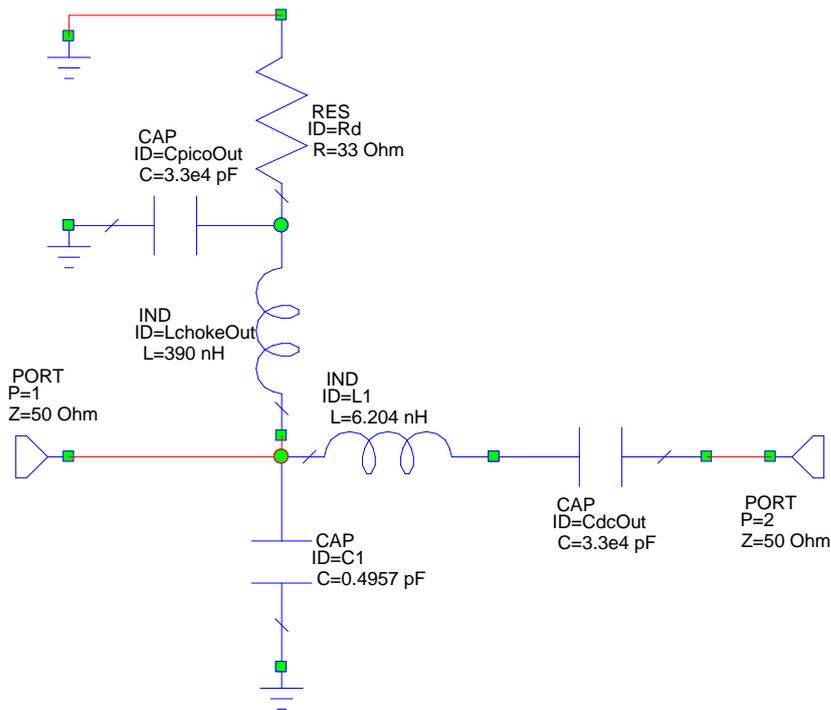


Imagen 2. 120. MTP 1.5GHZ. Red de salida tipo S1.D1

Simulando esta red de salida se obtienen los siguientes resultados:

$$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -7.0678 & -0.94978 \\ -0.94978 & -7.0678 \end{pmatrix}$$

$$S_{11} = \rho_{out}^* = 0.44321 \angle 34.365^\circ$$

Teóricamente se obtuvo que  $\rho_{out}^* = 0.44381 \angle 34.626^\circ$ , como se puede observar, son muy similares. Por lo tanto, se puede decir que el diseño hecho es correcto.

### a.2.1.2.) Red de salida completa Tipo S1.D2

Formada por la red de salida tipo S1 y la de desacoplo tipo D2 y añadiéndole el resto de redes, quedará de la siguiente forma:

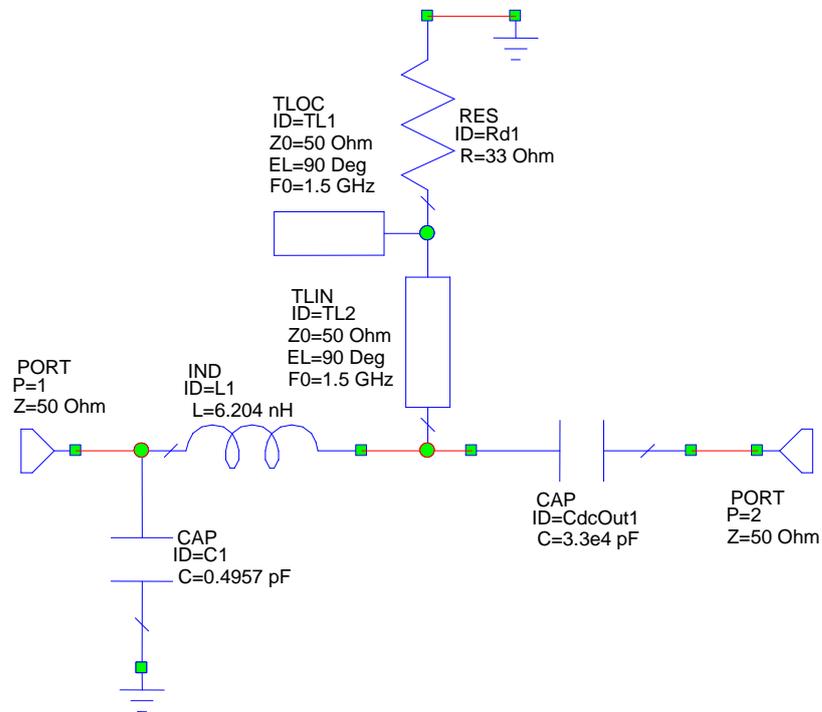


Imagen 2. 121. MTP 1.5GHZ. Red de salida tipo S1.D2

Con el circuito así, se pueden medir sus parámetros obteniendo los siguientes resultados:

$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -7.1679 & -0.92569 \\ -0.92569 & -7.1678 \end{pmatrix}$
$S_{11} = \rho_{out}^* = 0.43814 \angle 34.635^\circ$

Comparando el valor obtenido para el coeficiente de salida que coincide con el parámetro  $S_{11}$  de forma práctica, con el teórico  $\rho_{out}^* = 0.44381 \angle 34.626^\circ$ , se observa nuevamente que son muy similares, por lo tanto, se deduce que el diseño es correcto.

### a.2.2.) Red de adaptación de salida Tipo S2

Según se obtuvo al principio de este punto, la red de tipo S2 está formada por una bobina y un condensador, junto con la impedancia, dispuestos de la siguiente forma:

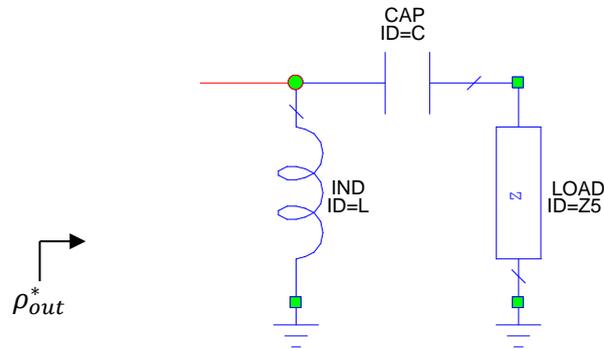


Imagen 2. 122. MTP 1.5GHZ. Red de adaptación de salida Tipo S2

Haciendo la equivalencia de la capacidad con la impedancia, se obtiene el circuito simplificado:

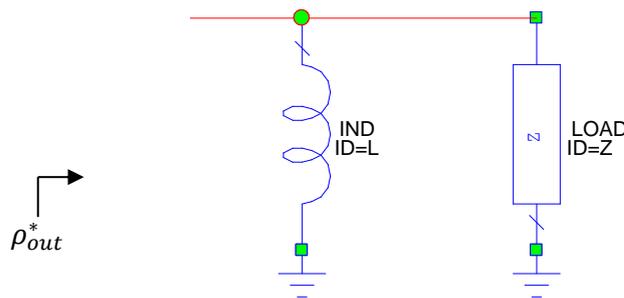


Imagen 2. 123. MTP 1.5GHZ. Red de adaptación de salida Tipo S2 simplificada

La impedancia equivalente será:

$$Z_{out}^* = Z_x // j\omega L = \left(50 + \frac{1}{j\omega C}\right) // j\omega L = 85.796657 + 52.87104j$$

La admitancia será:

$$Y_{out}^* = Y_x + \frac{1}{j\omega L} = \frac{1}{Z_{S_{opt}}} = 8.44753 \cdot 10^{-3} - 5.206803 \cdot 10^{-3}j$$

Donde:

$$Y_x = \frac{1}{50 + \frac{1}{j\omega L}} = \frac{50(\omega C)^2}{1 + (50\omega C)^2} + \frac{j\omega C}{1 + (50\omega C)^2}$$

Trabajando con la equivalencia entre las partes reales de la expresión:

$$\Re(Y_{out}^*) = \Re(Y_x)$$

Lleva a obtener el valor de la admitancia:

$$C = 1.81462 \text{ pF}$$

Y trabajando con la equivalencia de las partes imaginarias de la expresión:

$$\Im(Y_{S \text{ opt}}) = \Im(Y_x) + \frac{1}{j\omega L}$$

Se obtiene el valor de la inductancia:

$$L = 7.03343 \text{ nH}$$

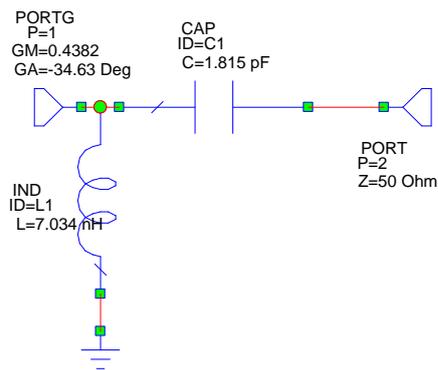
Ahora se ponen los valores calculados a los componentes y se simula el circuito midiendo  $S_{11}$  que equivale a  $\rho_{out}^*$  y el resto de parámetros S:

$$S_{1.5 \text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -7.1673 & -0.92581 \\ -0.92581 & -7.1673 \end{pmatrix}$$

$$S_{11} = \rho_{out}^* = 0.43816 \angle 34.634^\circ$$

Comparando el valor de  $\rho_{out}^*$  con el obtenido de forma teórica,  $\rho_{out}^* = 0.438147 \angle 34.62685$ , se observa que son muy parecidos.

El siguiente paso es la optimización del circuito para obtener la máxima adaptación tanto a la entrada como a la salida del circuito:



**Imagen 2. 124.. MTP 1.5GHZ. Optimización de la Red de adaptación de salida**

Los valores de los parámetros S tras la optimización son:

$$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -97.742 & -7.3041 \cdot 10^{-10} \\ -7.3041 \cdot 10^{-10} & -97.742 \end{pmatrix}$$

Ahora los valores de la adaptación a la entrada y a la salida son mucho mejores que antes de la optimización, además los valores de la bobina y el condensador apenas han variado.

## Red de salida completa

### a.2.2.1) Red de salida completa Tipo S2.D1

La red de salida tipo S2 con la red de desacoplo tipo D1 y la de polarización de drenador queda de la siguiente forma:

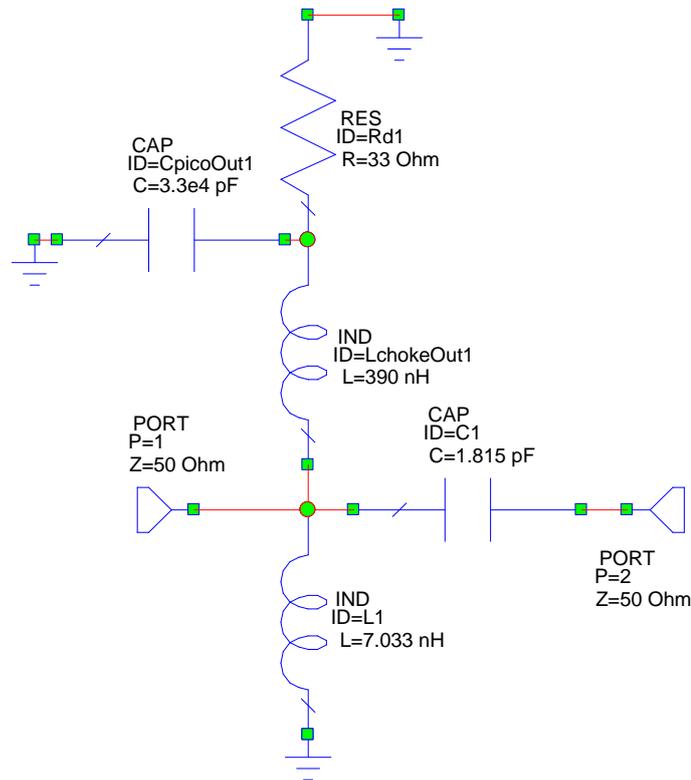


Imagen 2. 125. MTP 1.5GHZ. Red de salida tipo S2.D1

Simulando esta red se obtienen los siguientes resultados:

$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -7.1045 & -0.94087 \\ -0.94087 & -7.1045 \end{pmatrix}$
$S_{11} = \rho_{out}^* = 0.44134 \angle 36.275^\circ$

Teóricamente  $\rho_{out}^* = 0.438147 \angle 34.6268^\circ$  se observa que son muy similares. Por lo tanto, se puede decir que el diseño realizado es correcto.

### a.2.2.2.) Red de salida completa Tipo S2.D2

Ésta estará formada por la red de salida tipo S2 y la red de desacoplo tipo D2, que unidas entre sí y con la red de polarización de drenador, quedan de la siguiente forma:

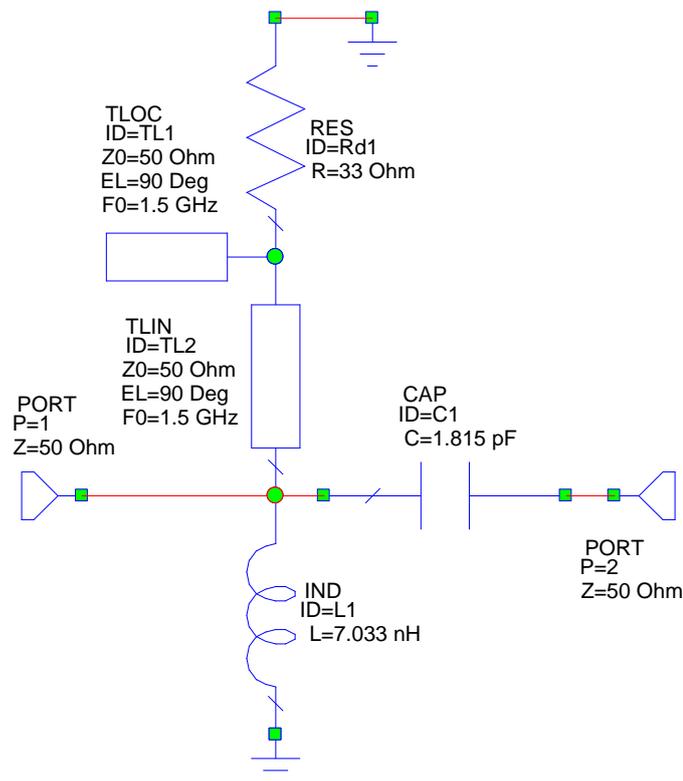


Imagen 2. 126. MTP 1.5GHZ. Red de salida tipo S2.D2

Simulando esta red se obtienen los siguientes resultados:

$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -7.1673 & -0.94087 \\ -0.94087 & -7.1673 \end{pmatrix}$
$S_{11} = \rho_{out}^* = 0.43816 \angle 34.634^\circ$

Comparando  $\rho_{out}^*$  con el teórico  $\rho_{out}^* = 0.438147 \angle 34.6268^\circ$  se puede observar que son muy similares. Por lo tanto, se puede decir que el diseño hecho es correcto.

### 2.3.3.- Diseño del amplificador.

Igual que se hizo para el otro amplificador, ahora hay que unir las distintas redes diseñadas para fabricar el amplificador.

Dependiendo de las redes utilizadas y de las posiciones de éstas se obtendrán distintos tipos de circuitos que se analizarán a continuación, escogiendo el circuito que ofrezca mejores prestaciones en cuanto a adaptación a la entrada, a la salida y ganancia (ya que el fin de este amplificador es conseguir máxima ganancia).

#### 2.3.3.1.- Cambios a realizar sobre los circuitos.

Los cambios a realizar en cuanto a líneas de transmisión, puntos de unión y de soldadura son los mismos que los explicados en el punto 2.2.3.1 de este mismo proyecto.

Para las líneas de transmisión que forman las redes de desacoplo tipo D2, se usa la herramienta *tx line* (como ya se mencionó en el punto arriba comentado) para calcular sus dimensiones físicas, obteniéndose los siguientes resultados:

- Línea en corto circuito:  $W = 0.2\text{mm}$  y  $L = 25.6\text{mm}$
- Línea en circuito abierto:  $W = 1.8\text{mm}$  y  $L = 23.6\text{mm}$

#### 2.3.3.2.- Posibilidades de diseño del amplificador de máxima ganancia.

Ahora habrá que crear los distintos circuitos posibles para poder analizar los resultados que éstos ofrecen y poder escoger los que más satisfagan las necesidades del amplificador bajo diseño, es decir, máxima ganancia.

Como hay 4 diseños posibles para cada combinación de redes y muchas combinaciones de redes posibles, lo que se va a hacer es mostrar para un circuito cualquiera (Circuito X) las posiciones de las redes en las distintas posiciones (a, b, c y d). Se explicará que redes forman cada circuito y se mostrarán directamente los resultados obtenidos para los parámetros S en cada circuito, así se evita que el proceso se haga tedioso teniendo que adjuntar muchas imágenes y apartados.

### a) Modelos de circuitos a crear

En primer lugar se va a explicar qué tipo de redes compone cada uno de los 16 circuitos distintos que se van a estudiar. Esto se muestra en la siguiente tabla:

	Red de entrada completa tipo	Red de salida completa tipo
Circuito_1	E1.D1	S1.D1
Circuito_2	E1.D1	S2.D1
Circuito_3	E1.D2	S1.D1
Circuito_4	E1.D1	S1.D2
Circuito_5	E1.D2	S1.D2
Circuito_6	E1.D2	S2.D1
Circuito_7	E1.D1	S2.D2
Circuito_8	E1.D2	S2.D2
Circuito_9	E2.D1	S1.D1
Circuito_10	E2.D1	S2.D1
Circuito_11	E2.D1	S1.D1
Circuito_12	E2.D1	S1.D2
Circuito_13	E2.D2	S1.D2
Circuito_14	E2.D2	S2.D1
Circuito_15	E2.D1	S2.D2
Circuito_16	E2.D2	S2.D2

Tabla 2. 18. MTP 1.5GHZ. Tipos de circuitos a crear

### b) Circuito X

En primer lugar hay que dar a los componentes los valores estandarizados más cercanos al valor teórico calculado.

En la siguiente tabla se muestran las bobinas y condensadores que forman cada red, su valor teórico y su valor estándar que es el que se utilizará finalmente a la hora de trabajar con el circuito.

	$L_{E1}$ (nH)	$C_{E1}$ (pF)	$L_{E2}$ (nH)	$C_{E2}$ (pF)	$L_{S1}$ (nH)	$C_{S1}$ (pF)	$L_{S2}$ (nH)	$C_{S2}$ (pF)
Reales	10.39	0.461	8.9521	1.083	6.2039	0.4957	7.033	1.8146
Estándar	10	0.5	8.7	1	5.6	0.5	6.8	2

Tabla 2. 19. MTP 1.5GHZ. Valores Reales y Estándar de los distintos componentes

### b.1.) Circuito X\_a

Las posiciones de las redes para cada Circuito X\_a se pueden observar en la siguiente imagen:

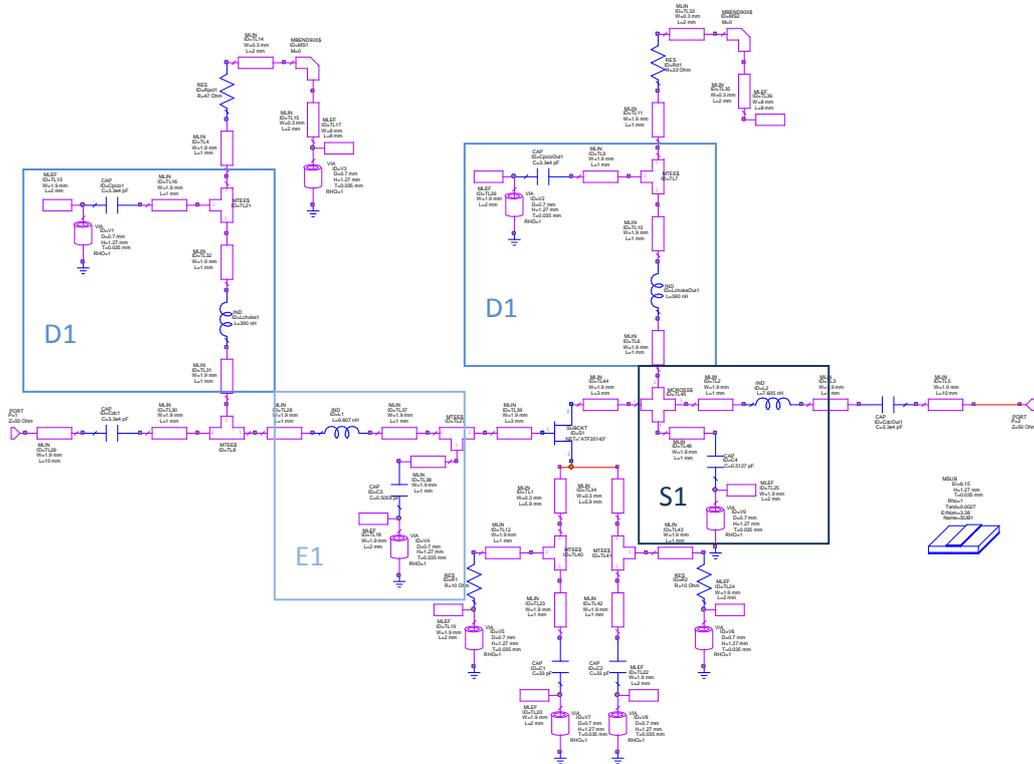


Imagen 2. 127. MTP 1.5GHZ. Circuito del tipo X\_a

## b.2.) Circuito X\_b

En los circuitos del tipo X\_b la red de desacoplo de la salida queda en la misma posición que estaba y la red de desacoplo de la entrada se mueve a la derecha de la bobina de la red de adaptación de entrada. Esto se puede observar en la siguiente imagen:

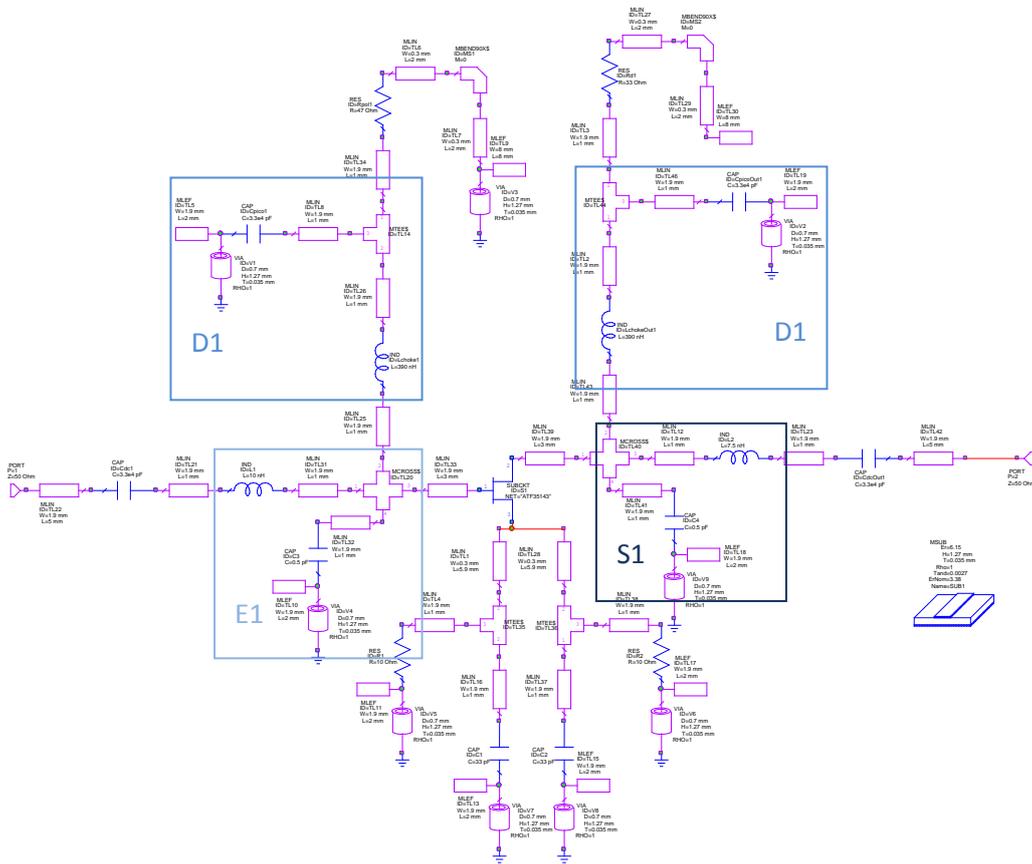


Imagen 2. 128. MTP 1.5GHZ. Circuito del tipo X\_b

### b.3.) Circuito X\_c

Para los circuitos del tipo X\_c la red de entrada queda como estaba en los del tipo X\_a y la red de desacoplo de la salida se mueve hacia la derecha de la bobina de la red de adaptación de salida, quedando el circuito de la siguiente forma:

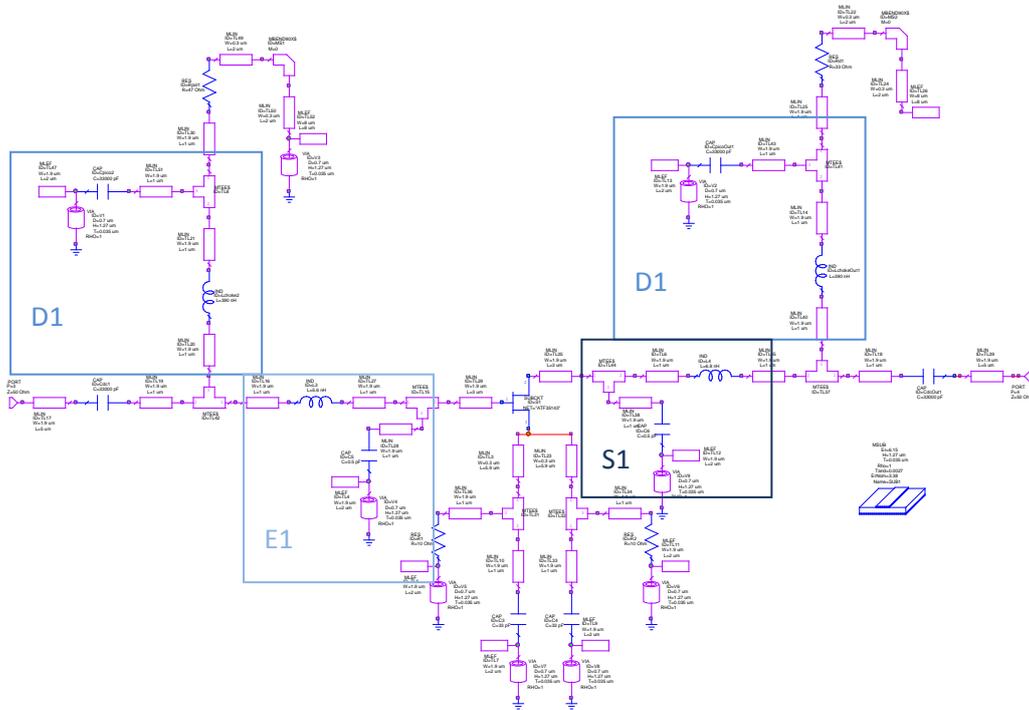


Imagen 2. 129. MTP 1.5GHZ. Circuito del tipo X\_c

### b.4.) Circuito X<sub>d</sub>

En los circuitos del tipo X<sub>d</sub> la red de desacoplo de la salida queda como en el caso anterior y la red de desacoplo de la entrada se mueve a la derecha de la bobina de la red de entrada, de forma que el circuito queda como se muestra en la siguiente imagen:

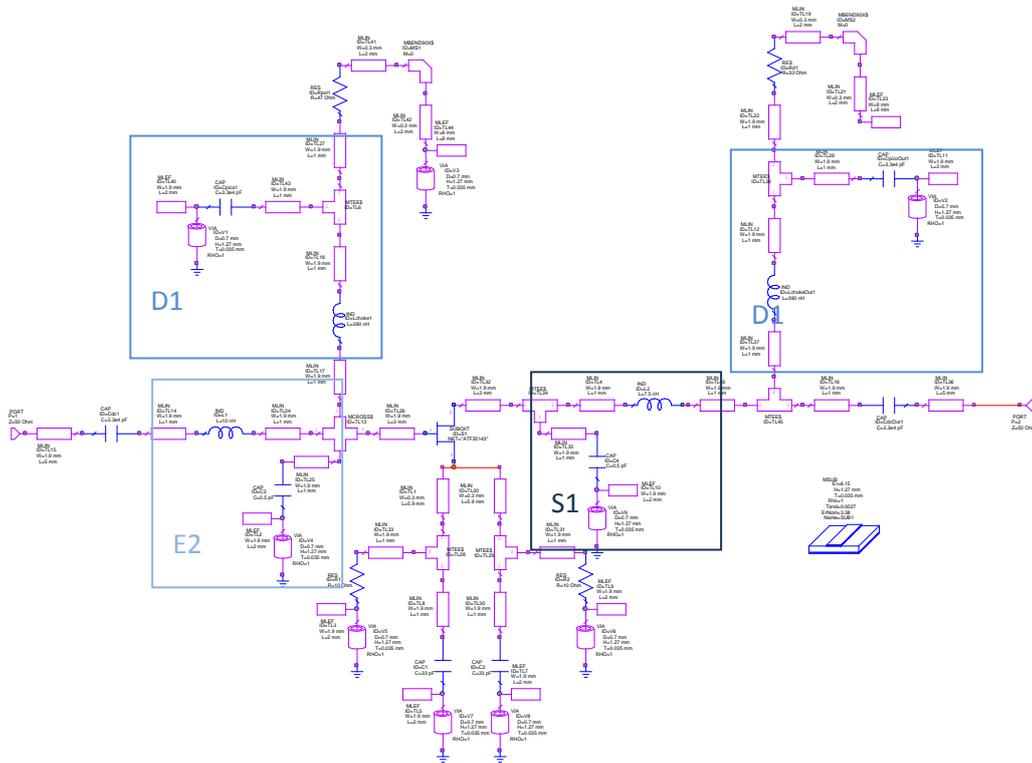


Imagen 2. 130. MTP 1.5GHZ. Circuito del tipo X<sub>d</sub>

### 2.3.3.3.- Análisis de los resultados.

Una vez que se han creado todos los circuitos explicados anteriormente, se obtienen los parámetros S que se muestran en la siguiente tabla, en ella se marca en color oscuro el mejor valor de cada parámetro y en sombreado más claro los 5 siguientes mejores valores:

Circuito		Parámetros S (dB)			
		S <sub>11</sub>	S <sub>12</sub>	S <sub>21</sub>	S <sub>22</sub>
1	a	<b>-4.7975</b>	-19.816	11.123	-10.739
	b	-3.4322	<b>-20.703</b>	10.236	-8.6341
	c	-3.1191	-20.519	10.420	-9.9915
	d	-4.2483	-19.655	<b>11.284</b>	<b>-13.005</b>
2	a	<b>-4.6214</b>	-20.063	10.876	-8.7196
	b	-3.2514	<b>-21.018</b>	9.9216	-7.0698
	c	-3.0266	<b>-20.826</b>	10.114	-7.9625
	d	-4.2172	<b>-19.889</b>	11.051	-10.064
3	a	<b>-4.7507</b>	-19.873	11.067	-10.728
	b	<b>-4.7772</b>	-19.873	11.066	-10.452
	c	-4.2404	-19.702	<b>11.237</b>	<b>-12.668</b>
	d	-4.2145	-19.713	<b>11.226</b>	<b>-12.943</b>
4	a	<b>-4.2908</b>	-19.736	<b>11.203</b>	-13.514
	b	-3.1285	-20.618	10.321	-9.7148
	c	-3.1468	-20.513	10.426	-10.167
	d	-3.5423	-19.617	10.696	<b>-12.642</b>
5	a	-4.2552	-19.795	11.144	-12.463
	b	-4.2809	-19.786	<b>11.153</b>	-12.189
	c	-4.2735	-19.702	<b>11.237</b>	<b>-12.893</b>
	d	-3.5187	-19.680	10.634	<b>-12.617</b>
6	a	-3.7249	-20.174	10.140	-8.0342
	b	<b>-4.5995</b>	-20.127	10.813	-8.5065
	c	-4.2050	-19.945	10.994	-9.8241
	d	-4.1805	-19.948	10.992	-10.029
7	a	-4.3212	-19.897	11.042	-10.469
	b	-3.0992	<b>-20.825</b>	10.114	-8.3062
	c	-3.0008	<b>-20.866</b>	10.073	-7.8938
	d	-4.1849	-19.923	11.016	-9.9651
8	a	-4.2826	-19.956	10.983	-10.437
	b	-4.3075	-19.953	10.986	-10.211
	c	-4.1729	-19.979	10.960	-9.7322
	d	-4.1485	-19.983	10.957	-9.9290
9	a	<b>-6.3116</b>	-19.216	11.721	-12.800
	b	-4.3368	<b>-20.065</b>	10.874	-10.549
	c	-3.8508	-19.913	11.026	-12.513
	d	-5.4361	-19.062	<b>11.877</b>	<b>-17.427</b>
10	a	<b>-6.2349</b>	-19.399	11.540	-10.433
	b	-4.1733	<b>-20.320</b>	10.619	-8.5527
	c	-3.8156	<b>-20.153</b>	10.786	-9.7641

	d	-5.5622	-19.227	11.712	-12.700
11	a	<b>-6.4402</b>	-19.220	11.719	-12.669
	b	-6.1256	-19.325	11.615	-12.753
	c	-5.2832	-19.169	11.770	-17.230
	d	-5.5560	-19.061	<b>11.878</b>	-17.206
12	a	-5.5376	-19.129	11.810	-16.342
	b	-3.8868	-19.995	10.944	-12.090
	c	-3.8811	-19.912	11.027	-12.753
	d	-4.6095	-18.915	11.399	-15.580
13	a	-5.6576	-19.129	11.810	-16.145
	b	-5.3824	-19.237	11.702	-16.187
	c	-5.3143	-19.176	11.763	<b>-17.521</b>
	d	-4.7143	-18.915	11.399	-15.399
14	a	-5.2185	-19.333	10.981	-9.2377
	b	<b>-6.0613</b>	-19.507	11.432	-10.382
	c	-5.4120	-19.337	11.602	-12.595
	d	-5.6781	-19.229	11.710	-12.574
15	a	-5.6979	-19.247	11.692	-13.099
	b	-3.9090	-20.159	10.780	-10.180
	c	-3.7862	-20.189	10.750	-9.6636
	d	-5.5277	-19.255	11.684	-12.584
16	a	<b>-5.8160</b>	-19.249	11.690	-12.965
	b	-5.5415	-19.356	11.583	-13.002
	c	-5.3795	-19.365	11.574	-12.478
	d	-5.6427	-19.257	11.682	-12.462

Tabla 2. 20. MTP 1.5GHZ. Parámetros S para los distintos Circuitos diseñados

Tras analizar los resultados obtenidos en los 64 circuitos distintos se escogen los circuitos 1\_d y 11\_d como posibles alternativas de diseño, por lo tanto ahora habrá que proceder a la optimización de estos dos circuitos.

### 2.3.3.4.- Proceso de optimización.

La optimización del circuito, por tratarse de un amplificador de máxima ganancia, será un poco distinta a la descrita en el amplificador anterior, pero también se realizará en 3 pasos:

1. Optimización del parámetro  $S_{21}$  (ganancia del amplificador): variando los valores de las bobinas y condensadores de las redes de entrada y salida
2. Optimización del parámetro  $S_{22}$ : variando los valores de la bobina y el condensador de la red de salida.
3. Optimización de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$ : variando los valores de las bobinas y condensadores de las redes de entrada y salida.

#### a) Optimización del Circuito 1\_d

A continuación se presentan dos tablas una de ellas con los valores de los componentes después de cada paso de la optimización y con los valores estandarizados de los componentes una vez que se ha optimizado y la otra con los valores de los parámetros bajo estudio para cada valor de los componentes.

	Estándar	Opt. 1	Opt. 2	Opt. 3	Opt. Estándar
$L_{in}$ (nH)	10	5.25	5.25	5.32	5.1
$C_{in}$ (pF)	0.5	$6.855 \cdot 10^{-10}$	$6.855 \cdot 10^{-10}$	0	0.25
$L_{out}$ (nH)	5.6	9.066	9.045	8.367	8.7
$C_{out}$ (pF)	0.5	0.007502	0.01123	0.02742	0.25

Tabla 2. 21. MTP 1.5GHz. Valores de los componentes del Circuito 1\_d para la optimización

	Estándar	Opt. 1	Opt. 2	Opt. 3	Opt. Estándar
$S_{11}$ (dB)	-4.2483	-11.456	-11.528	-11.579	-12.818
$S_{12}$ (dB)	-19.655	-16.922	-16.922	-16.935	-17.375
$S_{21}$ (dB)	11.284	14.017	14.017	14.004	13.564
$S_{22}$ (dB)	-13.005	-49.589	-68.009	-25.516	-16.618

Tabla 2. 22. MTP 1.5GHz. Valores de los parámetros según los distintos valores de los componentes del circuito 1\_d

Como se puede observar, tras la optimización se obtiene un valor para los condensadores de OpF o próximo a este, cosa que es imposible porque se perdería la red de adaptación de entrada o salida diseñada, por lo tanto, para los valores estandarizados se decide darle el valor de 0.25pF que es el menor que se puede conseguir con los componentes de los que se dispone. Este valor se obtiene asociando en serie dos capacidades de 0.5pF. Una vez hechos estos cambios los valores de la ganancia y la adaptación a la salida ( $S_{21}$  y  $S_{22}$ ) empeoran levemente, como se puede observar en la tabla anterior, aunque la adaptación a la entrada mejora ( $S_{11}$ ).

Los resultados finales tras la optimización son:

$$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -12.818 & -17.375 \\ 13.569 & -16.618 \end{pmatrix}$$

A pesar de que algunos parámetros hayan empeorado un poco su valor respecto al valor optimizado, son mucho mejores que los que se obtenían antes del proceso de optimización. Por lo que se puede decir que, los resultados obtenidos son bastante buenos, ya que como se puede observar, la adaptación tanto a la entrada como a la salida, es bastante alta y también se obtiene una buena ganancia.

Si se compara con [1], donde se obtuvieron los siguientes valores:

$$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -12.038 & -17.604 \\ 12.742 & -11.493 \end{pmatrix}$$

Comparando ambos resultados se ve como todos los parámetros S mejoran en este diseño, se obtiene una adaptación a la entrada ligeramente mayor, mientras que la adaptación a la salida en el caso de [1] es aproximadamente 5 dB menor a la lograda en este proyecto, por otra parte la ganancia conseguida es de aproximadamente 1dB mayor.

Ahora se compara con los resultados obtenidos en el amplificador de mínimo ruido a 1.5GHz que se diseñó en el apartado anterior, cuyos resultados fueron:

$$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -16.293 & -17.925 \\ 13.014 & -9.2686 \end{pmatrix}$$

La adaptación a la entrada era un poco mejor en el caso anterior, sin embargo, la adaptación a la salida mejora notablemente para el amplificador actual y la ganancia también mejora.

### *b) Optimización del Circuito 11\_d*

Igual que se hizo en el caso del circuito anterior, se presentan los resultados, para los distintos pasos de la optimización, en dos tablas que se pueden ver a continuación.

	Estándar	Opt. 1	Opt. 2	Opt. 3	Opt. Estándar
L <sub>in</sub> (nH)	8.7	3.905	3.905	4.758	5.1
C <sub>in</sub> (pF)	1	1.481	1.481	1.497	1.5
L <sub>out</sub> (nH)	5.6	8.686	8.689	8.255	7.5
C <sub>out</sub> (pF)	0.5	1.66·10 <sup>-3</sup>	0	0	0.25

Tabla 2. 23. MTP 1.5GHz. Valores de los componentes del Circuito 11\_d para la optimización

	Estándar	Opt. 1	Opt. 2	Opt. 3	Opt. Estándar
S <sub>11</sub> (dB)	-4.3629	-50.536	-50.896	-11.944	-13.85
S <sub>12</sub> (dB)	-19.442	-16.625	-16.625	-16.932	-17.199
S <sub>21</sub> (dB)	11.497	14.314	14.314	14.008	13.741

$S_{22}(dB)$	-13.993	-13.973	-13.973	-58.797	-18.121
--------------	---------	---------	---------	---------	---------

**Tabla 2. 24. MTP 1.5GHz. Valores de los parámetros según los distintos valores de los componentes del circuito 11\_d**

Los resultados finales tras la optimización con los valores estándar de los componentes son:

$$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -13.85 & -17.199 \\ 13.741 & -18.121 \end{pmatrix}$$

En este caso obtenemos unos valores para las adaptaciones a la entrada y la salida muy buenos, además la ganancia es bastante alta. Se puede comprobar, comparando la primera y última columna de la última tabla como los resultados mejoran notablemente tras la optimización del circuito.

Como se hizo anteriormente, se comparan los resultados obtenidos con [1]:

$$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -12.038 & -17.604 \\ 12.742 & -11.493 \end{pmatrix}$$

Se puede comprobar cómo tanto la adaptación a la entrada como a la salida mejoran notablemente y también lo hace la ganancia.

Los resultados para el amplificador de mínimo ruido diseñado anteriormente fueron:

$$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -16.293 & -17.925 \\ 13.014 & -9.2686 \end{pmatrix}$$

Se puede observar como también mejora la adaptación a la salida y la ganancia respecto a este diseño.

### 2.3.3.5.- Análisis de los resultados según los valores de los componentes.

#### a) Análisis de los resultados del Circuito 1\_d

Partiendo de los valores teóricos estandarizados de los componentes y de los obtenidos tras la optimización, se va a proceder a variar los valores de los componentes, explicando que repercusión tiene cada uno de estos cambios sobre los parámetros S.

En las siguientes tablas se muestran los distintos valores dados a los componentes en cada caso y los valores obtenidos para los parámetros S en cada uno de los casos.

	Opción 1	Opción 2	Opción 3	Opción 4	Opción 5
$L_{in}$ (nH)	10	5.1	4.7	5.6	5.1
$C_{in}$ (pF)	0.5	0.25	0.25	0.25	0.25
$L_{out}$ (nH)	5.6	8.7	8.7	8.7	8.2
$C_{out}$ (pF)	0.5	0.25	0.25	0.25	0.25

Tabla 2. 25. MTP 1.5GHz. Distintas opciones para los valores de los componentes del Circuito 1\_d

	Opción 1	Opción 2	Opción 3	Opción 4	Opción 5
$S_{11}$ (dB)	-4.322	-12.818	-12.907	-12.268	-12.095
$S_{12}$ (dB)	-19.407	-17.375	-17.370	-17.407	-17.354
$S_{21}$ (dB)	11.532	13.564	13.569	13.532	13.585
$S_{22}$ (dB)	-13.708	-16.618	-16.138	-17.119	-17.668

Tabla 2. 26. MTP 1.5GHz. Valores de los parámetros según los distintos valores de los componentes del circuito 1\_d anteriores

- Opción 1 -> Valores teóricos estandarizados

- Opción 2 -> Valores estandarizados tras la optimización:

Disminuyen los valores de todos los componentes de las redes de entrada y salida excepto la bobina de la red de salida que aumenta.

- Mejoran:  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,  $S_{22}$
- Empeoran:  $S_{12}$ ,

- Opción 3 -> Disminuyendo el valor de  $L_{in}$

- Mejoran:  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,
- Empeoran:  $S_{12}$ ,  $S_{22}$

- Opción 4 -> A partir de los valores de la opción 2 se aumenta el valor de  $L_{in}$

- Mejoran:  $S_{22}$ ,  $S_{12}$
- Empeoran:  $S_{12}$ ,  $S_{11}$

- Opción 5 -> A partir de los valores de la opción 2 se disminuye el valor de  $L_{out}$

- Mejoran:  $S_{21}$ ,  $S_{22}$ ,

- Empeoran:  $S_{11}, S_{12}$

### b) Análisis de los resultados del Circuito 11\_d

Igual que se acaba de hacer para el circuito anterior, se va a analizar lo que sucede con los parámetros que caracterizan al circuito según los valores de los componentes:

A continuación se muestran dos tablas con los valores de los componentes y sus correspondientes parámetros S.

	Opción 1	Opción 2	Opción 3	Opción 4	Opción 5
$L_{in}$ (nH)	8.7	5.1	5.1	5.1	4.7
$C_{in}$ (pF)	1	1.5	1.5	1.5	1.5
$L_{out}$ (nH)	5.6	7.5	7.5	6.8	7.5
$C_{out}$ (pF)	0.5	0.25	0.5	0.25	0.25

Tabla 2. 27. MTP 1.5GHz. Distintas opciones para los valores de los componentes del Circuito 11\_d

	Opción 1	Opción 2	Opción 3	Opción 4	Opción 5
$S_{11}$ (dB)	-4.3629	-13.85	-22.039	-13.604	-19.156
$S_{12}$ (dB)	-19.442	-17.199	-17.566	-17.211	-17.063
$S_{21}$ (dB)	11.497	13.741	13.373	13.729	13.876
$S_{22}$ (dB)	-13.993	-18.121	-10.237	-17.415	-14.299

Tabla 2. 28. MTP 1.5GHz. Valores de los parámetros según los distintos valores de los componentes del circuito 11\_d anteriores

- Opción 1 -> Valores teóricos estandarizados

- Opción 2 -> Valores estandarizados tras la optimización:

Disminuyen los valores  $L_{in}$  y  $C_{out}$ , mientras que los valores de  $C_{in}$  y  $L_{out}$ , aumentan

- Mejoran:  $S_{11}, S_{21}, S_{22}$
- Empeoran:  $S_{12}$

- Opción 3 -> Aumentando el valor de  $C_{out}$

- Mejoran:  $S_{11}, S_{12}$ ,
- Empeoran:  $S_{21}, S_{22}$

- Opción 4 -> A partir de los valores de la opción 2 se disminuye el valor de  $L_{out}$

- Mejoran:  $S_{21}$ ,

- Empeoran:  $S_{12}$ ,  $S_{11}$ ,  $S_{22}$

- Opción 5 -> A partir de los valores de la opción 2 se disminuye el valor de  $L_{in}$

- Mejoran:  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,  $S_{22}$ ,
- Empeoran:  $S_{21}$ ,

### c) Elección del amplificador de máxima ganancia a 1.5GHz final

Tras los estudios realizados sobre los amplificadores diseñados, se pueden comparar los últimos resultados para ver cuál de ellos ofrece unas mejores características en cuanto a adaptación y ganancia:

Circuito 1_d					
	Opción 1	Opción 2	Opción 3	Opción 4	Opción 5
$S_{11}$ (dB)	-4.322	-12.818	-12.907	-12.268	-12.095
$S_{12}$ (dB)	-19.407	-17.375	-17.370	-17.407	-17.354
$S_{21}$ (dB)	11.532	13.564	13.569	13.532	13.585
$S_{22}$ (dB)	-13.708	-16.618	-16.138	-17.119	-17.668

Tabla 2. 29. MTP 1.5GHz. Parámetros S finales para el circuito 1\_d

Circuito 11_d					
	Opción 1	Opción 2	Opción 3	Opción 4	Opción 5
$S_{11}$ (dB)	-4.3629	-13.85	-22.039	-13.604	-19.156
$S_{12}$ (dB)	-19.442	-17.199	-17.566	-17.211	-17.063
$S_{21}$ (dB)	11.497	13.741	13.373	13.729	13.876
$S_{22}$ (dB)	-13.993	-18.121	-10.237	-17.415	-14.299

Tabla 2. 30. MTP 1.5GHz. Parámetros S finales para el circuito 11\_d

Comparando los resultados obtenidos en ambos casos se ve que la mejor ganancia se obtiene para la opción 5 del circuito 11\_d, en esta opción también se obtiene uno de los mejores valores de adaptación a la entrada y la adaptación a la salida también es buena, por lo tanto, se escogerá para el diseño físico el circuito 11\_d, cuando se haya diseñado el amplificador que falta se procederá a realizar el layout de los circuitos escogidos para cada amplificador.

## 2.4.- Amplificador de Máxima ganancia a 2.8GHz

Este es el fin último de este proyecto, el diseño del amplificador de Máxima Ganancia o Máxima Transferencia de Potencia (MTP) a 2.8GHz que será la frecuencia a la que se trabajará en las aplicaciones para las que se utilizará el amplificador diseñado.

La forma de diseñar este amplificador es muy parecida a la del apartado anterior (donde el amplificador era el mismo pero trabajando a 1.5GHz), simplemente habrá que realizar algunas modificaciones ya que las frecuencias de trabajo son diferentes.

### 2.4.1.- El transistor y su red de polarización

La red de polarización tiene la misma forma que la realizada en los dos casos anteriores, pero habrá cambios, ya que la frecuencia de trabajo es distinta entre ellos.

Se puede realizar un resumen de los cálculos realizados y de los resultados obtenidos para la red de polarización de surtidor.

Ya se comentó que el punto de polarización escogido es:  $V_{DS} = 3 \text{ V}$  e  $I_{DS} = 30 \text{ mA}$ , se escogió este punto de polarización porque es el que ofrece una mejor ganancia a la frecuencia de trabajo de 2.8GHz.

Una vez que se caracteriza el transistor con los parámetros S dados por el fabricante para el punto de polarización escogido, se puede hacer una interpolación de los parámetros S del transistor a la frecuencia de trabajo (2.8GHz), obteniéndose que:

$$S_{2.8 \text{ GHz}} = \begin{pmatrix} 0.71695 \angle -104.5^\circ & 0.08122 \angle 31.988^\circ \\ 5.9964 \angle 95.749^\circ & 0.3805 \angle -69.224^\circ \end{pmatrix}$$

A partir de los valores de los parámetros S que se acaban de obtener, se puede calcular el factor de estabilidad K.

$$K = 0.5277$$

Se comprueba que al ser  $K < 1$ , el dispositivo es "Condionalmente estable y no adaptable", por lo que hay que añadir una red de polarización.

Se escoge una red autopolarizada, cuyas resistencias varían ligeramente de las utilizadas en los otros dos amplificadores para, al aumentar la frecuencia, evitar tener problemas con las líneas de transmisión que se usan en la red de polarización de surtidor.

- Resistencia de fuente: dos resistencias de  $15 \Omega$  que se pondrán en paralelo, obteniendo:

$$R_{s(eq)} = 7.5 \Omega$$

- Resistencia de puerta:

$$R_g = 56 \Omega$$

- Resistencia de drenador:

$$R_d = 22 \Omega$$

Una vez que se tienen los valores de las resistencias el siguiente paso será comprobar la estabilidad de circuito según las dimensiones de las líneas de transmisión que se utilizan en la red de polarización de surtidor.

Como las resistencias de la red de polarización son distintas y la frecuencia de trabajo también lo es, habrá que volver a estudiar dicha estabilidad con varias dimensiones de las líneas igual que se hizo en el caso anterior. Como el proceso es idéntico al ya explicado en el apartado 2.2.1.1, b.2, de este mismo proyecto, no se volverá a explicar.

Las dimensiones óptimas de la línea con las que se consigue que el circuito sea "Condionalmente estable y adaptable", son  $W = 0.2 \text{ mm}$  y  $L = 4 \text{ mm}$ , como se muestra en la siguiente imagen:

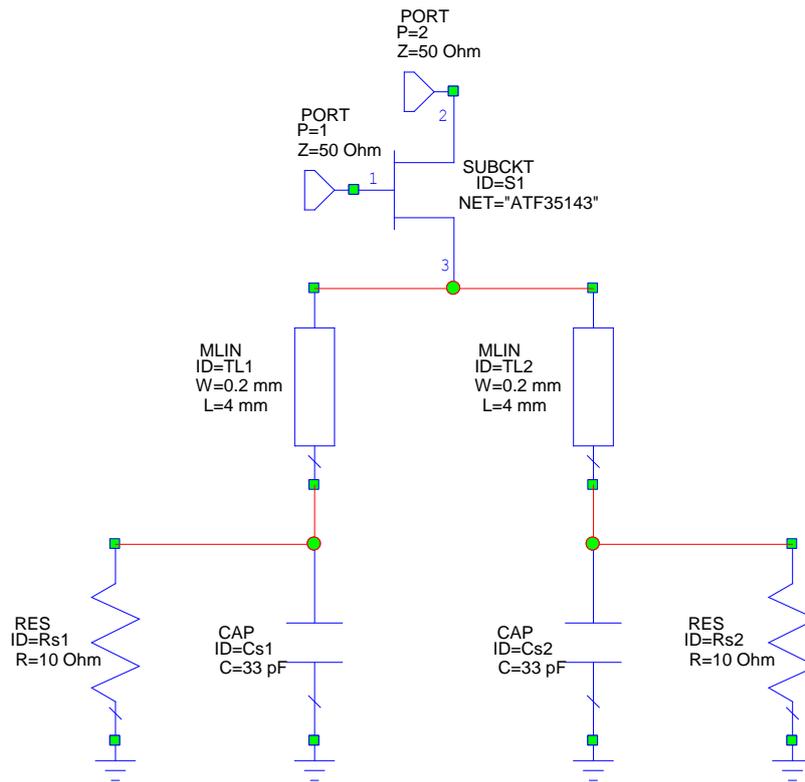


Imagen 2. 131. MTP 2.8GHZ. Red de Polarización del transistor

Con este circuito y estas dimensiones de las líneas, se obtienen los siguientes parámetros S:

$$S_{2.8\text{ GHz}} = \begin{pmatrix} 0.56157 \angle -28.802^\circ & 0.14302 \angle 90.46^\circ \\ 2.5697 \angle 80.727^\circ & 0.67688 \angle -14.926^\circ \end{pmatrix}$$

Estudiando los valores obtenidos para los parámetros S se puede concluir que:

- $|S_{11}| = 0.56157 < 1 \rightarrow$  centro de la carta de Smith de carga ( $\rho_L$ ) estable.
- $|S_{22}| = 0.67688 < 1 \rightarrow$  centro de la carta de Smith de fuente ( $\rho_S$ ) estable.

Con la representación de los círculos de estabilidad de fuente y carga se puede observar si se ha conseguido el objetivo propuesto:

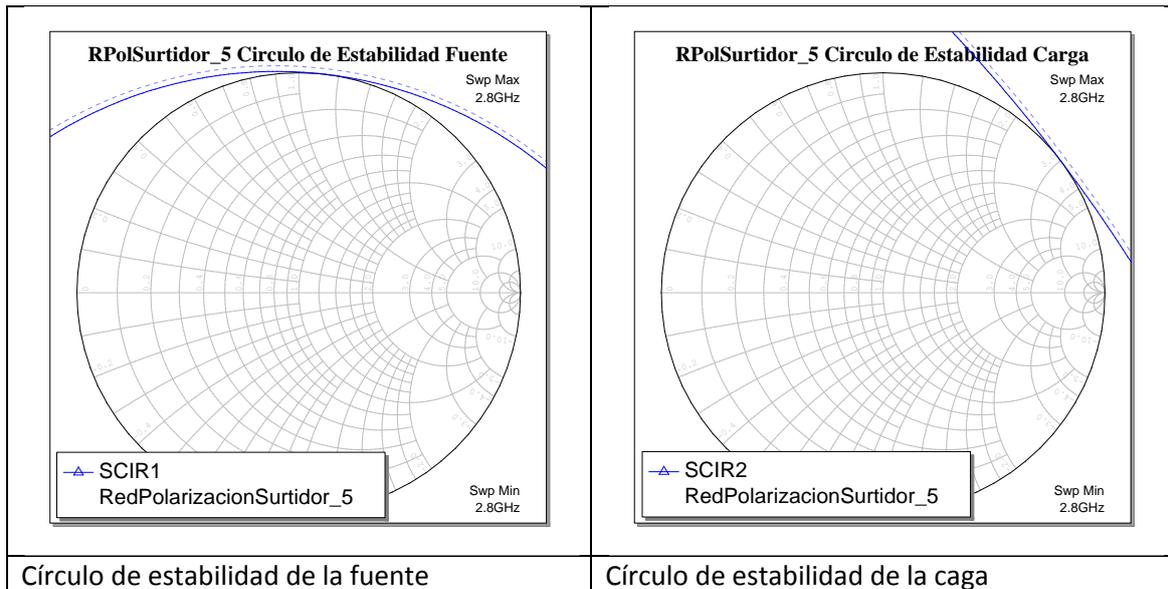


Imagen 2. 132. MTP 2.8GHZ. Círculos de estabilidad de fuente y carga

Con estas dimensiones de las líneas de transmisión se ha conseguido, como se puede observar en las imágenes anteriores, que los círculos de estabilidad salgan fuera de la carta de Smith y, por lo tanto, que toda ésta sea estable, como ya se ha comentado.

La última comprobación se puede hacer con el parámetro de estabilidad K, con el que se obtiene:

$$K = 1.0001$$

#### 2.4.2.- Criterio de máxima ganancia o máxima transferencia de potencia

Como ya se comentó en el caso del amplificador anterior, las condiciones necesarias para que haya máxima ganancia en el amplificador son:

$$\rho_S = \rho_{in}^*$$

$$\rho_L = \rho_{out}^*$$

Aplicando el criterio de unilateralidad ( $S_{12} = 0$ ) se cumple que:

$$\rho_{in} = S_{11}$$

$$\rho_{out} = S_{22}$$

Por lo tanto:

$$\rho_S = S_{11}^*$$

$$\rho_L = S_{22}^*$$

Estas serán las condiciones que deberá de cumplir el amplificador.

### 2.4.2.1.- Redes de adaptación, Coeficientes de reflexión y Estabilidad del circuito.

#### a) Redes de adaptación necesarias y coeficientes de reflexión en el circuito

Se usarán redes de entrada y salida pasivas y sin pérdidas que deberán de cumplir el requisito de máxima transferencia de potencia.

#### b) Cálculo de los coeficientes de reflexión

Según las condiciones de máxima ganancia explicadas en el punto anterior, habrá que calcular los coeficientes de reflexión que caractericen al circuito.

$$\rho_S = \rho_{in}^* = \left( S_{11} + \frac{S_{21} \cdot S_{12} \cdot \rho_L}{1 - S_{22} \cdot \rho_L} \right)^*$$

$$\rho_L = \rho_{out}^* = \left( S_{22} + \frac{S_{21} \cdot S_{12} \cdot \rho_S}{1 - S_{11} \cdot \rho_S} \right)^*$$

Para poder calcular estos valores se puede hacer mediante dos técnicas: con iteraciones o mediante aproximación unilateral que consiste en suponer que el amplificador sólo amplifica desde la entrada a la salida y no en sentido contrario, por lo tanto  $S_{12} = 0$ .

Se utilizará esta segunda técnica, por lo tanto, sustituyendo  $S_{12} = 0$  en las dos ecuaciones anteriores se tiene que:

$$\rho_S = \rho_{in}^* = \left( S_{11} + \frac{S_{21} \cdot 0 \cdot \rho_L}{1 - S_{22} \cdot \rho_L} \right)^*$$

$$\rho_L = \rho_{out}^* = \left( S_{22} + \frac{S_{21} \cdot 0 \cdot \rho_S}{1 - S_{11} \cdot \rho_S} \right)^*$$

Entonces como ya se dijo anteriormente, quedará que:

$$\rho_S = \rho_{in}^* = S_{11}^*$$

$$\rho_L = \rho_{out}^* = S_{22}^*$$

Sustituyendo los valores de los parámetros S obtenidos:

$\rho_S = \rho_{in}^* = S_{11}^* = 0.56157 \angle 28.802^\circ$
$\rho_L = \rho_{out}^* = S_{22}^* = 0.67688 \angle 14.926^\circ$

Además, para un amplificador es deseable que:

$|S_{21}|$  sea mayor de 1 para que el circuito amplifique.

$|S_{12}|$  sea 0 para que se anule la señal en sentido contrario a la amplificación.

Se comprueba si estos requisitos se cumplen a partir de los parámetros S obtenidos con la Red de Polarización del Surtidor, que según se ha calculado anteriormente son:

$$S_{2.8\text{ GHz}} = \begin{pmatrix} 0.56157\angle -28.802^\circ & 0.14302\angle 90.46^\circ \\ 2.5697\angle 80.727^\circ & 0.67688\angle -14.926^\circ \end{pmatrix}$$

Como se puede observar:

$|S_{21}| = 2.5697 > 1$ , por lo tanto el circuito amplifica la señal de entrada.

$|S_{12}| = 0.14302 \neq 1$ , por lo que la señal en sentido contrario de la amplificación no se elimina por completo.

### c) Comprobación de la estabilidad del circuito

En primer lugar se puede comprobar la estabilidad del circuito de forma teórica, calculando  $\rho_{in}$  y  $\rho_{out}$  a partir de las fórmulas correspondientes utilizando los parámetros S:

La estabilidad a la entrada vendrá dada por:

$$\rho_{in} = S_{11} + \frac{S_{21} \cdot S_{12} \cdot \rho_L}{1 - S_{22} \cdot \rho_L}$$

Sustituyendo los valores calculados anteriormente, se obtiene:

$$\rho_{in} = 0.0355899 - 0.319447j$$

Si se calcula el módulo del coeficiente de reflexión, se puede deducir que:

$$|\rho_{in}| = 0.3214 < 1$$

Por lo tanto, hay estabilidad a la entrada.

De la misma forma, la estabilidad a la salida vendrá dada por:

$$\rho_{out} = S_{22} + \frac{S_{21} \cdot S_{12} \cdot \rho_S}{1 - S_{11} \cdot \rho_S}$$

Y sustituyendo se obtiene que:

$$\rho_{out} = 0.417708 - 0.183517j$$

Como en el caso anterior se puede calcular el módulo y se deduce que:

$$|\rho_{out}| = 0.4762 < 1$$

La siguiente comprobación de la estabilidad se hará de forma práctica, sobre el circuito creado y se llevará a cabo en dos pasos:

1. Se carga el puerto de entrada con el correspondiente coeficiente de reflexión que el circuito vería hacia su izquierda  $\rho_S = 0.56157 \angle 28.802^\circ$

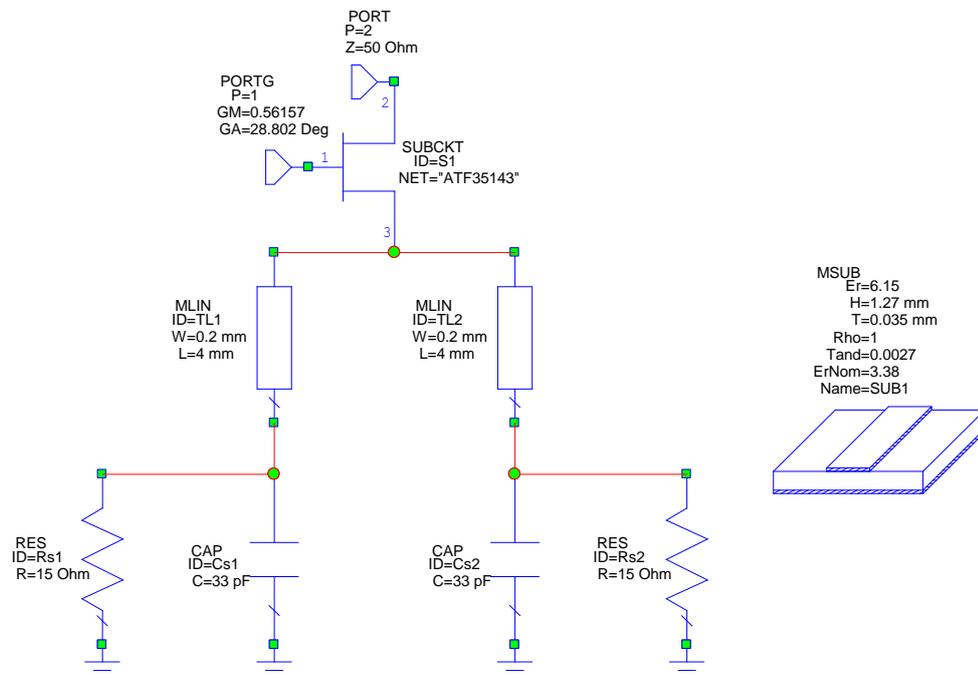


Imagen 2. 133. MTP 2.8GHZ. Cálculo de la estabilidad del circuito

Una vez hecho esto se mide el parámetro  $S_{22}$  que se corresponde con el coeficiente de reflexión  $\rho_{out}$  y se obtiene que:

$$\rho_{out} = S_{22} = 0.463 \angle -36.812^\circ$$

Se puede recordar que, teóricamente se obtuvo para este parámetro:  $\rho_{out} = 0.4563\angle -23.7143^\circ$  cuyo resultado es muy similar al que se acaba de obtener en cuanto al módulo y los módulos no difieren mucho.

2. A continuación se carga el puerto de salida con  $\rho_L = 0.463\angle 36.812^\circ$  y se mide  $\rho_{in} = S_{11}$ . Obteniéndose que:

$$\rho_{in} = S_{11} = 0.035637 - 0.32125j$$

De forma teórica se obtuvo que:  $\rho_{in} = 0.0355899 - 0.319447j$ . Si se compara con el resultado práctico se observa que ambos son muy parecidos.

Cargando ambos puertos, se pueden calcular los parámetros S del circuito:

$$S_{2.8\text{ GHz}} = \begin{pmatrix} -9.9987 & -14.197 \\ 10.893 & -104.28 \end{pmatrix}$$

Se observa como la adaptación a la entrada del circuito no es buena, sin embargo si lo es a la salida y en cuanto a la ganancia tampoco es muy alta.

Otra forma de comprobar la estabilidad del circuito es comprobando que los círculos de estabilidad de fuente y carga no quedan dentro de la carta de Smith como se puede observar en la siguiente imagen:

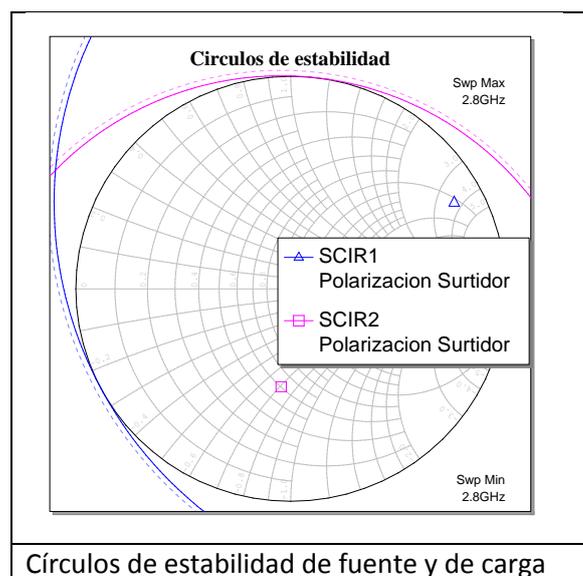


Imagen 2. 134. MTP 2.8GHZ. Círculos de estabilidad de fuente y carga

La última comprobación de estabilidad que se va a realizar será realizar el cálculo del factor de estabilidad K mediante las siguientes fórmulas:

$$K = \frac{1 + |\Delta|^2 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2}{2 \cdot |S_{12} \cdot S_{21}|}$$

$$\Delta = \det(S) = S_{11} \cdot S_{22} - S_{12} \cdot S_{21}$$

Se obtiene el siguiente valor:

$$K = 1.0001$$

### 2.4.2.2.- Redes del transistor

Las redes de polarización y las de desacoplo ya se explicaron en el apartado 2.2.2.2. de este proyecto, la única diferencia con las que se van a utilizar en este amplificador es que, como ya se comentó al comienzo del diseño de éste, las resistencias de las redes de polarización de puerta y drenador cambian sus valores a  $R_g = 56 \Omega$  y  $R_d = 22 \Omega$ .

Las únicas redes que variaran, con respecto a los valores de sus componentes, son las redes de adaptación de entrada y salida que se explicarán a continuación.

#### a) Redes de adaptación

##### a.1) Red de adaptación de entrada

Se diseñará una red de adaptación de entrada que permita conseguir el  $\rho_s$  calculado anteriormente, alcanzando las mejores prestaciones en cuanto a adaptación a la entrada y a la salida, y ganancia posibles.

Se obtuvo que:

$$\rho_s = 0.56157 \angle 28.802^\circ = 0.4921 + 0.2705j$$

A partir de este valor se puede calcular el de  $\overline{Z}_s$  a partir de la siguiente fórmula:

$$\overline{Z}_s = \frac{1 + \rho_s}{1 - \rho_s}$$

Obteniéndose que:

$$\bar{Z}_s = 2.0673 + 1.6339j$$

A continuación se sitúa la impedancia calculada en la Carta de Smith, teniendo en cuenta que su representación será el punto de unión del círculo de parte real 2.0673 y el círculo de parte imaginaria 1.6339.

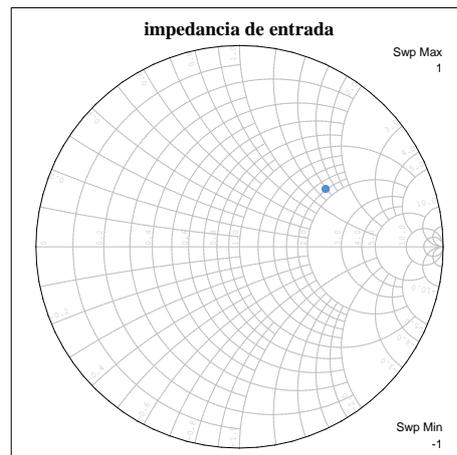


Imagen 2. 135. MTP 2.8GHZ. Valor de la impedancia en la Carta de Smith

Como sucedía en casos anteriores, habrá que ver que tipo de red se puede diseñar según el valor de impedancia que se acaba de obtener y de representar.

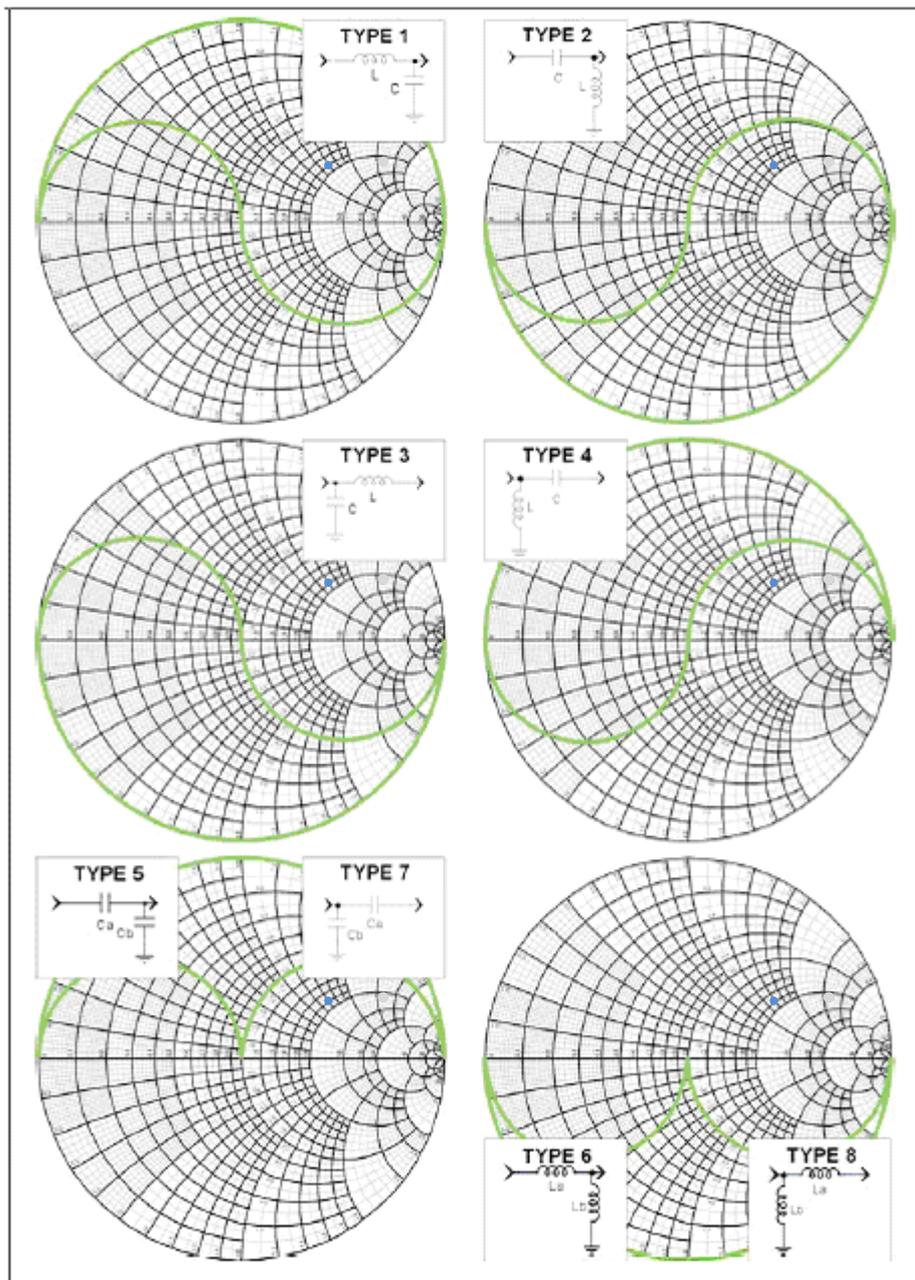


Imagen 2. 136. MTP 2.8GHZ. Tipos de circuitos posibles en función del valor de la impedancia

En este caso, en base a la representación anterior, sólo se podrán diseñar las redes de entrada de los tipos 1 y 2.

Por lo tanto, se puede proceder al diseño de estos dos tipos de redes.

### a.1.1) Red de adaptación de entrada Tipo E1

Esta red se corresponde con el tipo 1 de la figura anterior, el circuito es el siguiente:

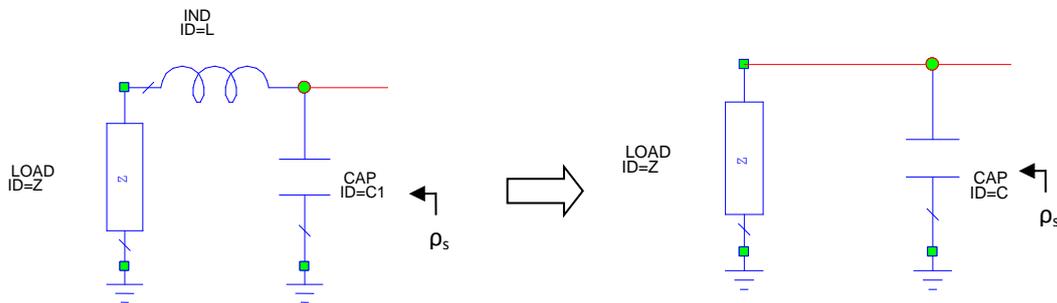


Imagen 2. 137. MTP 2.8GHZ. Red de adaptación de entrada tipo E1

Se sabe que:

$$\overline{Z}_S = \frac{1 + \rho_s}{1 - \rho_s} = 2.0673 + 1.6339j$$

$Z_s$  será el resultado de desnormalizar  $\overline{Z}_S$  respecto a la impedancia de referencia  $Z_0 = 50\Omega$ .

$$Z_s = Z_0 \cdot \overline{Z}_S = 50 \cdot (2.0673 + 1.6339j) = 103.365 + 81.695j$$

Al tener impedancias en paralelo, se trabajará con admitancias usando la relación  $Y=1/Z$ .

Se sabe que:

$$Z_s = Z_x // \frac{1}{j\omega C} = (50 + j\omega L) // \frac{1}{j\omega C} = 132.62685 + 120.3195j$$

Por lo tanto se puede calcular la admitancia correspondiente a  $Z_s$  como:

$$Y_s = Y_x + j\omega C = \frac{1}{Z_s} = 5.9547 \cdot 10^{-3} - 4.7063 \cdot 10^{-3}$$

Donde:

$$Y_x = \frac{1}{50 + j\omega L} = \frac{50}{50^2 + (\omega L)^2} - \frac{j\omega L}{50^2 + (\omega L)^2}$$

Se sabe que:

$$\Re(Y_{S_{opt}}) = \Re(Y_x)$$

Aplicando esta igualdad se puede calcular el valor de la inductancia, obteniéndose que:

$$L = 4.365 \text{ nH}$$

Ahora, trabajando con la parte imaginaria de las expresiones, se tiene que:

$$\Im m(Y_{S_{opt}}) = \Im m(Y_x) + j\omega C$$

Sustituyendo en ambas partes de la igualdad los valores correspondientes se puede calcular el valor de la admitancia:

$$C = 0.2523 \text{ pF}$$

Ahora se comprobará mediante simulaciones que los valores de L y C obtenidos son correctos.

Se parte del circuito anterior al que se le introducen los valores calculados de L y C y a continuación se mide el parámetro  $S_{22}$ , que se corresponde con el valor del coeficiente  $\rho_s$ :

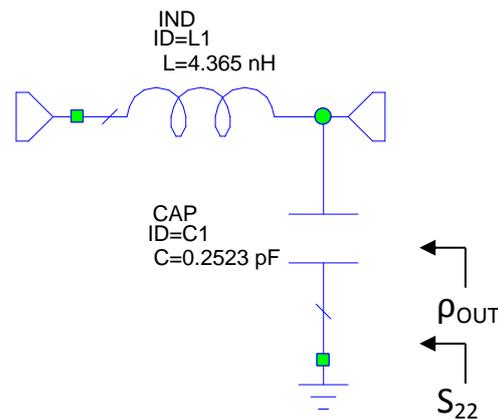


Imagen 2. 138. MTP 2.8GHZ. Carga de la red de adaptación de entrada E1

$$S_{22} = \rho_s = 0.56158 \angle 28.803^\circ$$

El obtenido teóricamente fue:

$$\rho_s = 0.56157 \angle 28.802^\circ$$

Se puede observar como ambos valores son prácticamente iguales, por lo tanto el cálculo de los componentes es correcto.

Los parámetros S obtenidos son:

$$S_{2.8 \text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -5.0118 & -1.6455 \\ -1.6455 & -5.0118 \end{pmatrix}$$

La adaptación a la entrada y a la salida de la red no es muy alta. Esto se debe a que no se ha cargado el puerto de salida con lo que realmente ve la red hacia su derecha, que sería el equivalente a  $\rho_s^*$ , sino con  $50 \Omega$ . También hay que optimizar los valores de L y C, para intentar conseguir Máxima Transferencia de Potencia (MTP) y la mejor adaptación posible a la entrada y a la salida, es decir,  $S_{11}$  y  $S_{22} = -\infty$  dB.

Por lo tanto, el siguiente paso sería optimizar tal y como se hizo en los casos anteriores. Tras realizar este proceso se obtienen los siguientes parámetros S:

$$S_{2.8 \text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -93.795 & -1.8124 \cdot 10^{-9} \\ -1.8124 \cdot 10^{-9} & -93.795 \end{pmatrix}$$

Después de realizar este proceso se obtiene una buena adaptación a la entrada y a la salida, además, los valores de L y C apenas varían de los que se calcularon teóricamente, por lo que se puede deducir que los cálculos fueron correctos.

#### a.1.1.1.) Red de entrada completa Tipo E1.D1

A la red de entrada que se acaba de diseñar se le añade la red de desacoplo tipo D1, quedando el circuito de la siguiente forma:

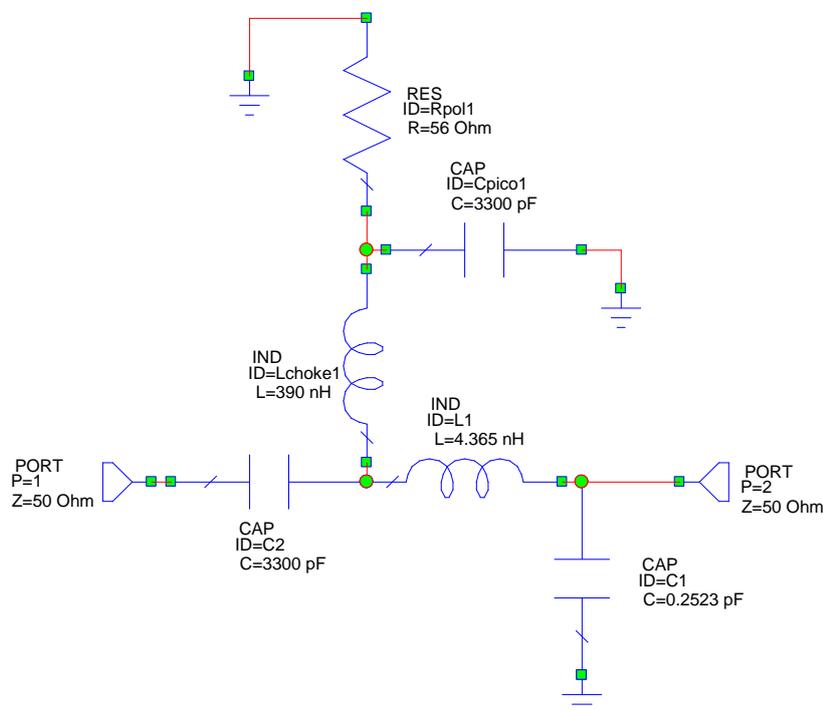


Imagen 2. 139. MTP 2.8GHZ. Red de entrada tipo E1.D1

Se simula este circuito para obtener los parámetros S y el parámetro  $S_{22}$ , que proporciona el coeficiente de reflexión  $\rho_s$ . Los resultados obtenidos son los siguientes:

$$S_{2.8\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -4.98 & -1.659 \\ -1.659 & -4.98 \end{pmatrix}$$

$$S_{22} = \rho_s = 0.5636 \angle 28.676^\circ$$

Teóricamente se obtuvo  $\rho_s = 0.56157 \angle 28.802^\circ$ . Como se puede observar, el valor teórico y el obtenido de forma práctica son muy similares. Esto confirma que el diseño realizado para la red de adaptación de entrada es correcto.

A partir de los resultados obtenidos, también se puede observar la mala adaptación a la entrada y a la salida al cargar el puerto de salida con  $50 \Omega$ .

Para comprobar si el diseño de la red de entrada es el correcto hay que conectarla con el transistor, junto con su red de polarización de surtidor, para obtener el parámetro  $S_{22}$ .

El esquemático representativo de esta situación sería el siguiente:

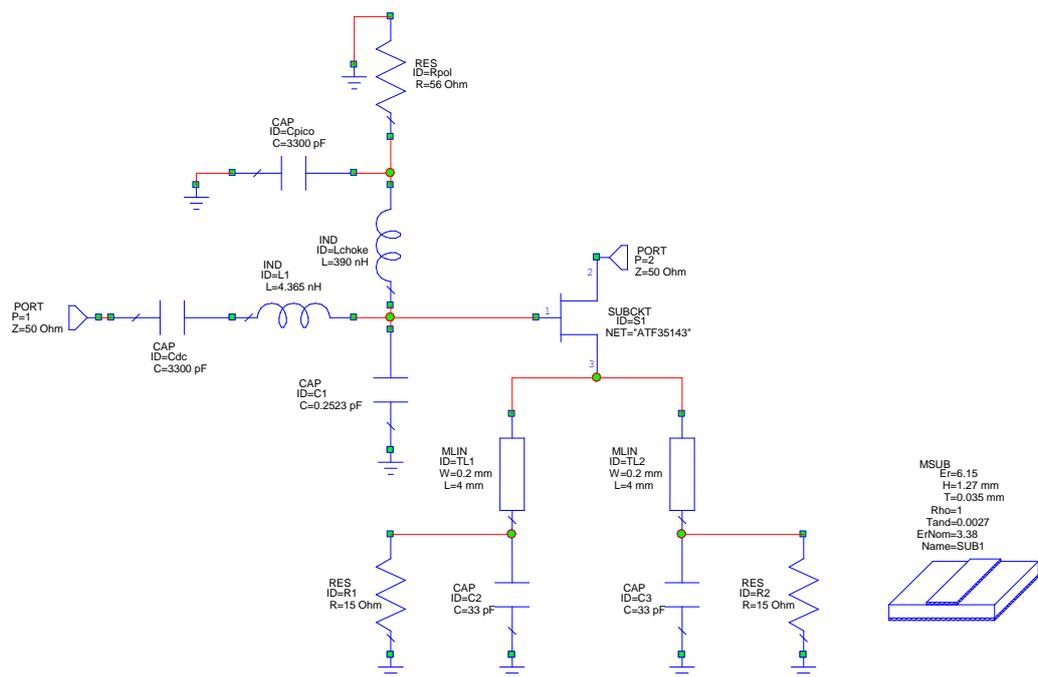


Imagen 2. 140. MTP 2.8GHZ. Red de entrada tipo E1.D1 más transistor

Con este circuito se puede medir el parámetro  $S_{22}$  para compararlo con el valor  $\rho_{OUT}$  calculado teóricamente.

El coeficiente obtenido mediante *Microwave Office* es:

$$S_{22} = \rho_{out} = 0.46808 \angle -37.333^\circ$$

Mientras que teóricamente se obtuvo:  $S_{22} = 0.4630 \angle -36.812^\circ$  que como se puede comprobar son muy similares.

#### a.1.1.2.) Red de entrada completa Tipo E1.D2

Se recuerda, que la red de desacoplo tipo D2 estaba formada por líneas de transmisión como se muestra en la siguiente imagen:

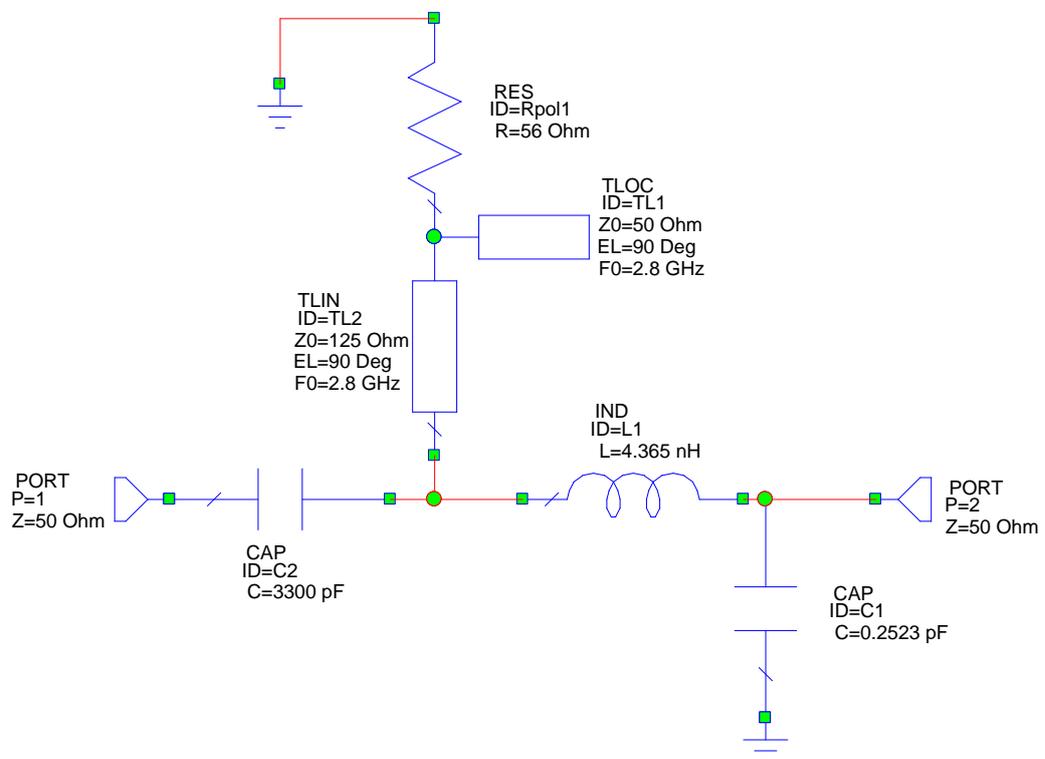


Imagen 2. 141. MTP 2.8GHZ. Red de entrada tipo E1.D2

Los parámetros S obtenidos son:

$$S_{2.8\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -5.0133 & -1.6447 \\ -1.6447 & -5.0133 \end{pmatrix}$$

$$S_{22} = \rho_s = 0.56148 \angle 28.809^\circ$$

A continuación se conectará la red junto con el transistor y la red de polarización de surtidor, quedando el circuito de la siguiente forma:

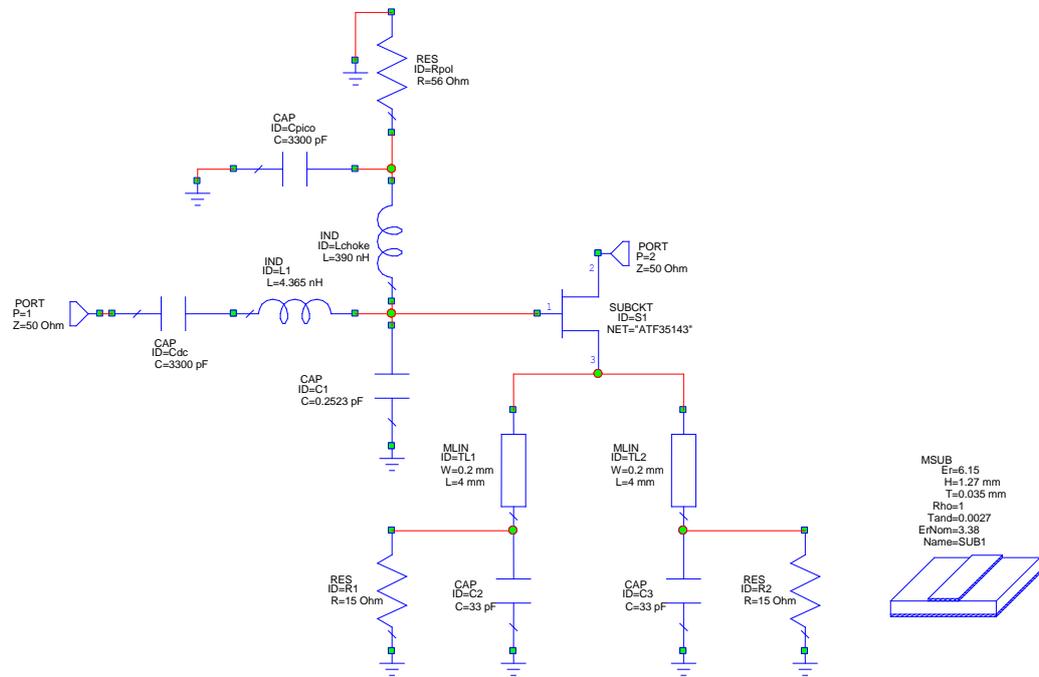


Imagen 2. 142. MTP 2.8GHZ. Red de entrada tipo E1.D2 más transistor

El parámetro  $S_{22}$  equivalente a  $\rho_{out}$ , vale en esta ocasión:

$$S_{22} = \rho_{out} = 0.46308 \angle -36.808^\circ$$

Teóricamente  $\rho_{out} = 0.4630 \angle -36.812^\circ$ . En este caso, para el parámetro  $S_{22}$ , el resultado teórico y el práctico son muy similares, por lo que se puede considerar que el diseño realizado es el correcto.

### a.1.2) Red de adaptación de entrada Tipo E2

La forma de la red de entrada tipo E2 es la siguiente:

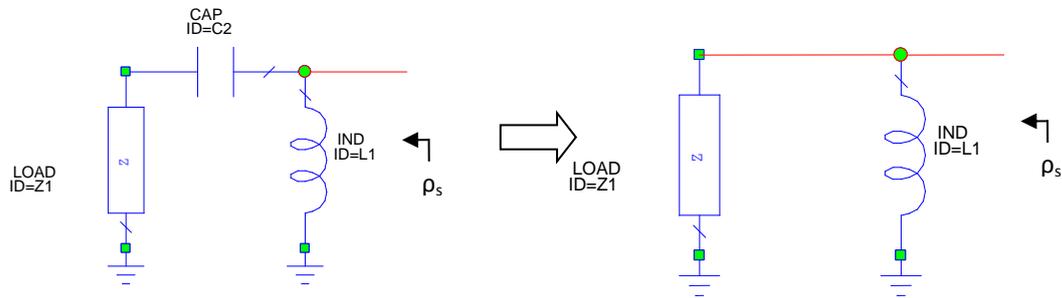


Imagen 2. 143. MTP 2.8GHZ. Red de Adaptación de entrada Tipo E2

Igual que se hizo en casos anteriores, habrá que calcular los valores de los componentes (L y C) que forman esta red, para ello habrá que trabajar con las impedancias y admitancias características, cuyos valores serán:

$$\bar{Z}_S = \frac{1 + \rho_s}{1 - \rho_s} = 2.0673 + 1.6339j$$

$$Z_S = Z_0 \cdot \bar{Z}_S = 50 \cdot (2.0673 + 1.6339j) = 103.365 + 81.695j$$

Donde:

$$Z_S = Z_x // j\omega L = (50 + \frac{1}{j\omega C}) // j\omega L$$

Y, pasando a admitancias:

$$Y_S = Y_x + \frac{1}{j\omega L} = \frac{1}{Z_S} = 5.9547 \cdot 10^{-3} - 4.7063 \cdot 10^{-3}$$

Sabiendo que:

$$Y_x = \frac{1}{50 + \frac{1}{j\omega L}} = \frac{50(\omega C)^2}{1 + (50\omega C)^2} + \frac{j\omega C}{1 + (50\omega C)^2}$$

Una vez que se tienen estos parámetros se puede pasar a operar con las partes reales:

$$\Re(Y_{S_{opt}}) = \Re(Y_x)$$

Y se obtiene el valor de la admitancia:

$$C = 0.7402 \text{ pF}$$

Y, de forma análoga, se trabajará con las partes imaginarias:

$$\Im(Y_{S_{opt}}) = \Im(Y_x) + \frac{1}{j\omega L}$$

Obteniéndose ahora el valor de la inductancia:

$$L = 4.104 \text{ nH}$$

Ahora, se parte del circuito anterior al que se le introducen los valores calculados de L y C y a continuación se mide el parámetro  $S_{22}$ , que se corresponde con el valor del coeficiente  $\rho_S$ :

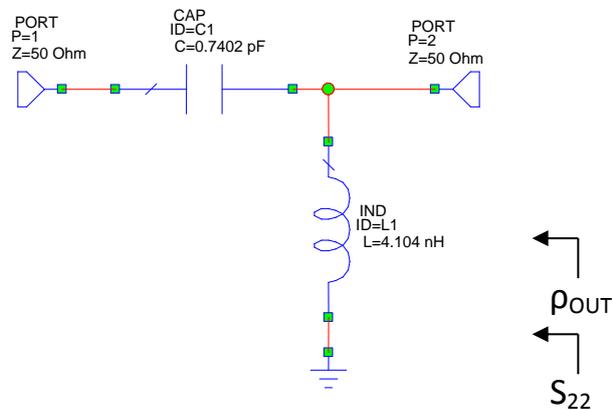


Imagen 2. 144. MTP 2.8GHZ. Carga de la red de adaptación de entrada E2

$$S_{2.8 \text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -4.9923 & -1.6545 \\ -1.6545 & -4.9923 \end{pmatrix}$$

$$S_{22} = \rho_S = 0.56284 \angle 29.641^\circ$$

El valor teórico de este parámetro es  $\rho_S = 0.56157 \angle 28.802^\circ$  que como se puede observar, es muy similar al práctico.

A continuación habrá que cargar el puerto de salida con  $\rho_S^*$  y proceder a la optimización del circuito.

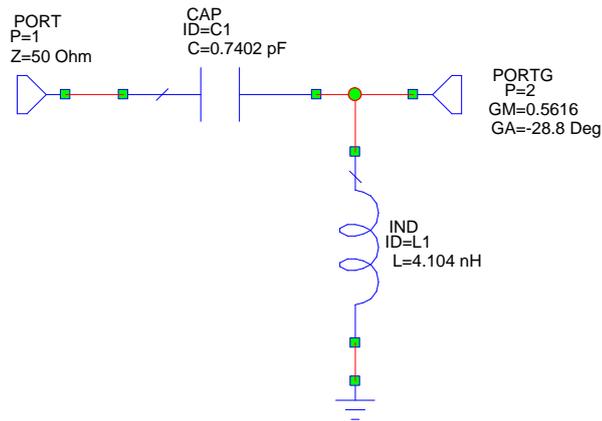


Imagen 2. 145. MTP 2.8GHZ. Carga de la red de adaptación de entrada E2 para su optimización

Tras optimizar se obtienen los siguientes resultados:

$$S_{2.8\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -100.01 & -4.316 \cdot 10^{-10} \\ -4.316 \cdot 10^{-10} & -100.01 \end{pmatrix}$$

Se ve como hay buena adaptación tanto a la entrada como a la salida, tal y como se esperaba.

## Red de entrada completa

### a.1.2.1.) Red de entrada completa Tipo E2.D1

Se añade a la red de entrada que se acaba de diseñar la red de desacoplo tipo 1, quedando el circuito de la siguiente forma:

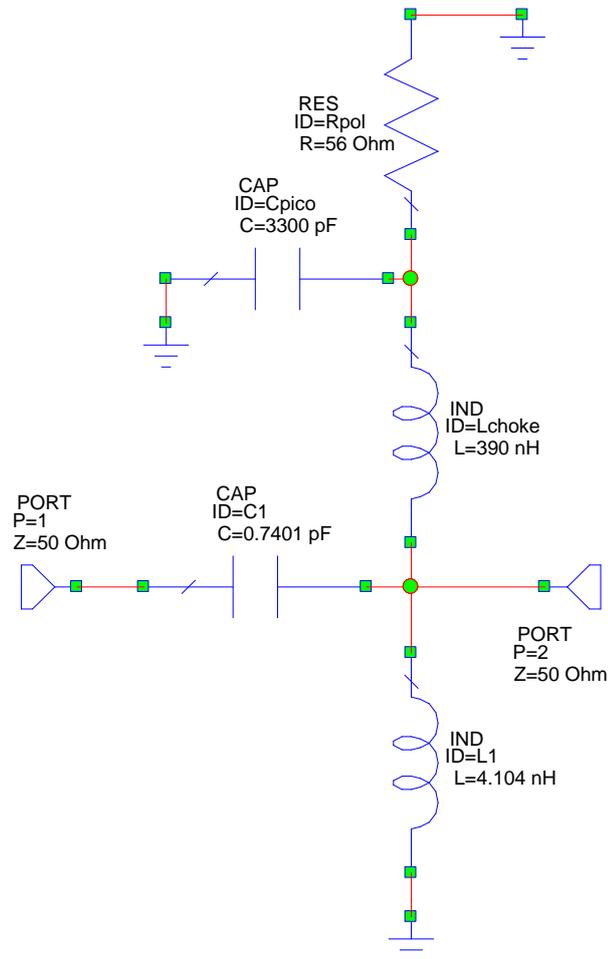


Imagen 2. 146. MTP 2.8GHZ. Red de entrada tipo E2.D1

Como ya se comentó, a este circuito no es necesario añadirle el condensador de bloqueo de continua,  $C_{DC}$ , ya que el mismo condensador de la red de adaptación realiza la función del condensador de bloqueo de continua, evitar que la corriente continua se desvíe hacia el puerto de entrada.

Simulando se obtienen los siguientes resultados:

$$S_{2.8\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -4.9923 & -1.6545 \\ -1.6545 & -4.9923 \end{pmatrix}$$

$$S_{22} = \rho_s = 0.56284 \angle 29.641^\circ$$

$\rho_s$  tiene un valor teórico de  $\rho_s = 0.56157 \angle 28.802^\circ$ , que es muy similar al obtenido de forma práctica.

El siguiente paso será conectar esta red al transistor, junto con su red de polarización de surtidor, de la siguiente forma:

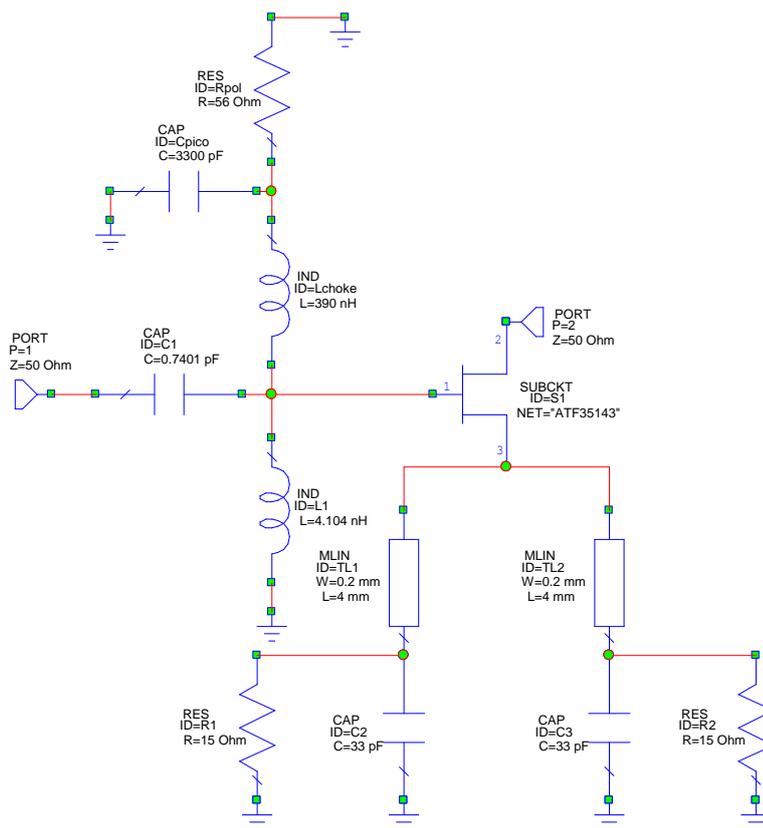


Imagen 2. 147. MTP 2.8GHZ. Red de entrada tipo E2.D1 más transistor

Midiendo se obtiene:  $S_{22} = \rho_{out} = 0.46794 \angle -37.339^\circ$  mientras que de forma teórica se sabe que su valor es:  $\rho_{out} = 0.4630 \angle -36.812^\circ$ , y se comprueba que ambos resultados son muy similares.

### a.1.2.2.) Red de entrada completa Tipo E2.D2

La red tendrá la siguiente forma:

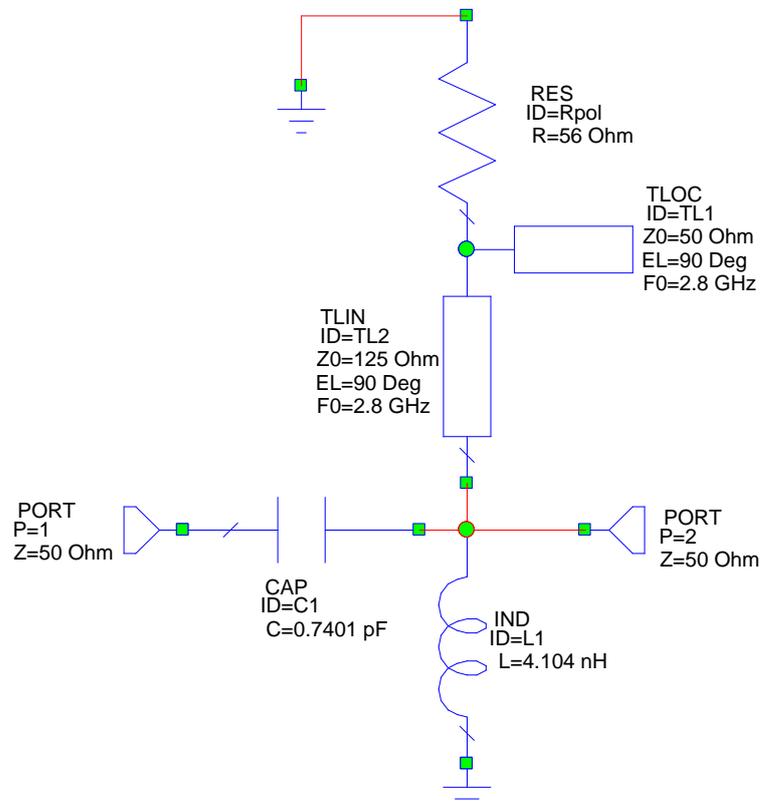


Imagen 2. 148. MTP 2.8GHZ. Red de entrada tipo E2.D2

Y los parámetros que la caracterizan tienen los siguientes valores:

$S_{2.8\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -5.011 & -1.6458 \\ -1.6458 & -5.011 \end{pmatrix}$
$S_{22} = \rho_s = 0.56163 \angle 28.797^\circ$

A continuación, habrá que unir esta red de entrada con el transistor junto con su red de polarización de surtidor, obteniéndose el siguiente circuito:

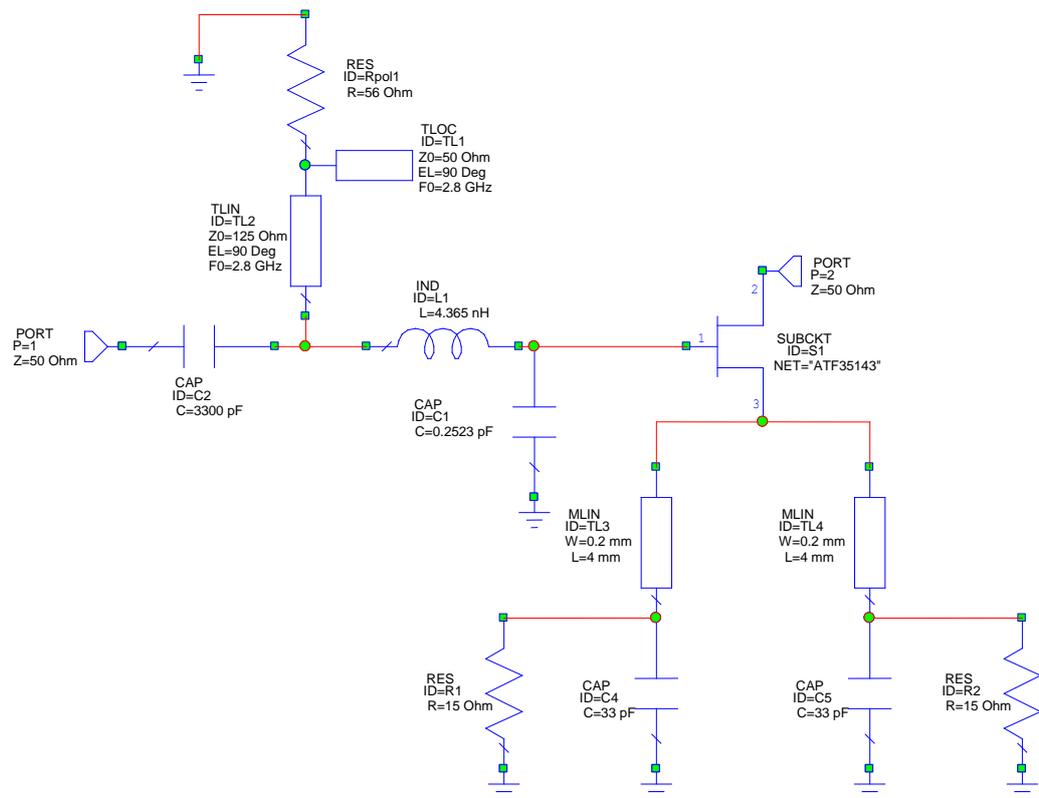


Imagen 2. 149. MTP 2.8GHZ. Red de entrada tipo E2.D2 más transistor

Que al simularlo se obtiene:

$$S_{22} = \rho_{out} = 0.46294 \angle -36.814^\circ$$

Si se compara con el valor teórico  $\rho_{out} = 0.4630 \angle -36.812^\circ$ , se comprueba que los resultados son muy similares.

### a.2.) Red de adaptación de salida

Se recuerda que el propósito de esta red será obtener el coeficiente  $\rho_{out}^*$  que se calculó al principio que permita obtener las mejores condiciones en cuanto a adaptación a la entrada y a la salida del circuito. El valor de éste es:

$$\rho_{out}^* = 0.52117 \angle 39.21^\circ$$

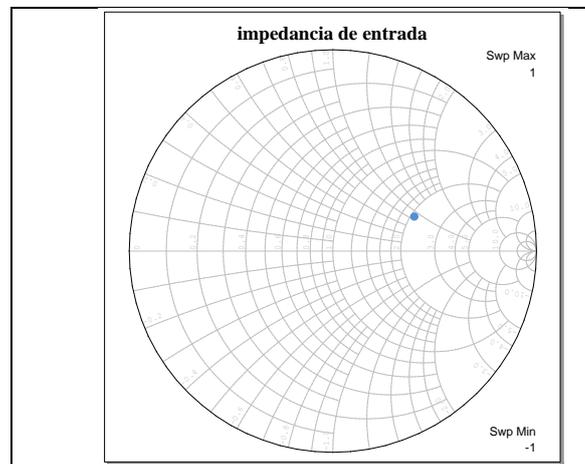
A partir de este valor se puede calcular el de la impedancia usando la siguiente fórmula:

$$\overline{Z_{out}^*} = \frac{1 + \rho_{out}^*}{1 - \rho_{out}^*}$$

Con lo que se obtiene que:

$$\overline{Z_{out}^*} = 2.1246 + 0.9848j$$

Situando este valor sobre la Carta de Smith se puede determinar qué tipo de redes de salida se van a poder diseñar:



**Imagen 2. 150. MTP 2.8GHZ. Valor de la impedancia en la Carta de Smith**

Ahora se comprobará cuáles de las siguientes curvas encierran la impedancia, representada por el punto azul, para así saber qué tipo de red de salida se va a poder diseñar.

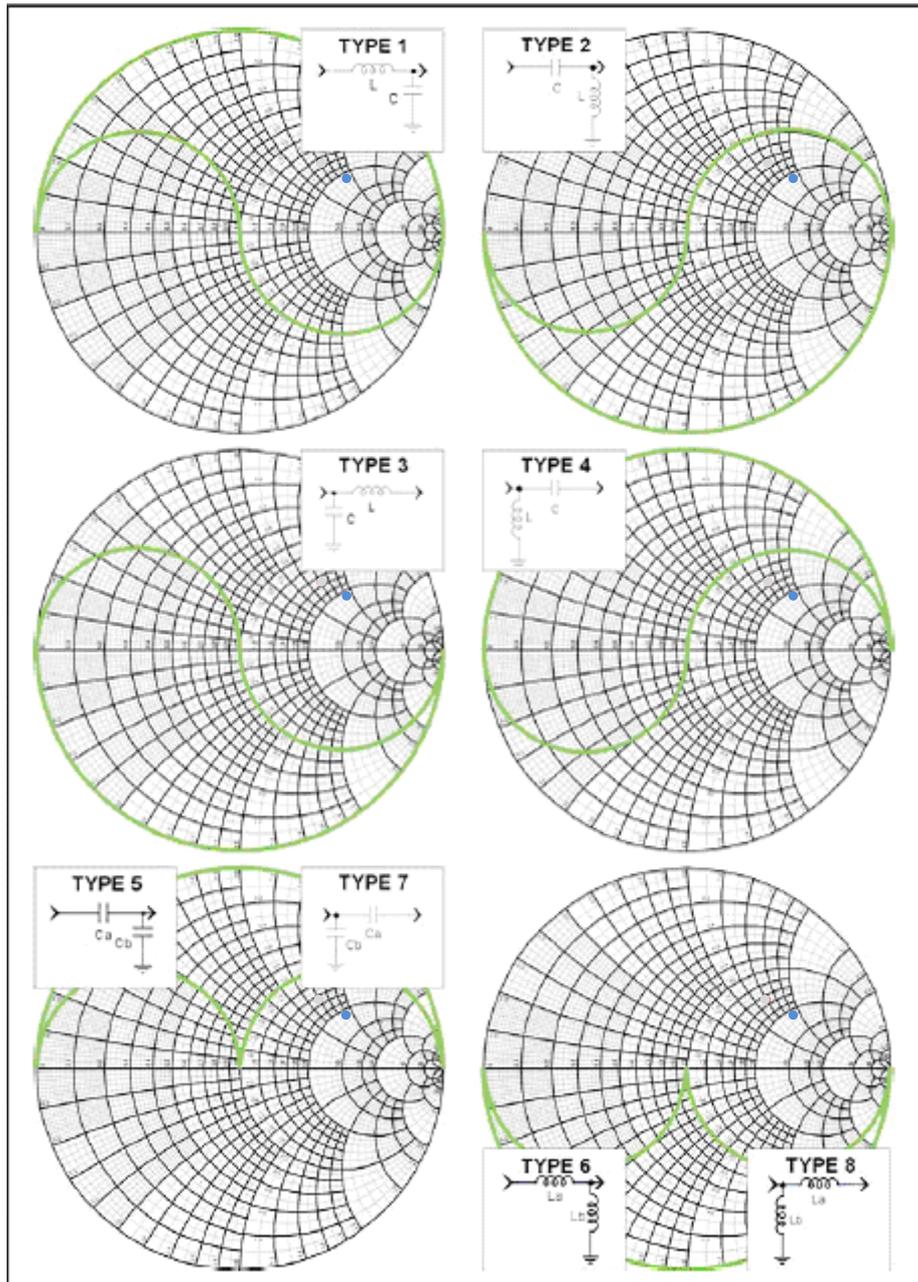


Imagen 2. 151. MTP 2.8GHZ. Tipos de circuitos posibles en función del valor de la impedancia

Observando la posición de la impedancia dentro de la Carta se ve como, en esta ocasión, las posibles redes a diseñar son las del tipo 1 y 2.

Se sabe que:

$$\overline{Z_{out}^*} = 2.1246 + 0.9848j$$

Desnormalizando su valor respecto a  $Z_0 = 50\Omega$ , se obtiene que:

$$Z_{out}^* = 106.2327 + 49.2431j$$

La admitancia equivalente será:

$$Y_{out}^* = \frac{1}{Z_{out}^*}$$

Obteniendo:

$$Y_{out}^* = 7.7484 \cdot 10^{-3} - 3.5917 \cdot 10^{-3}j$$

Ahora se puede pasar al diseño de las dos posibles redes de salida.

### a.2.1) Red de adaptación de salida Tipo S1

La red de salida tipo S1 tiene la siguiente forma:

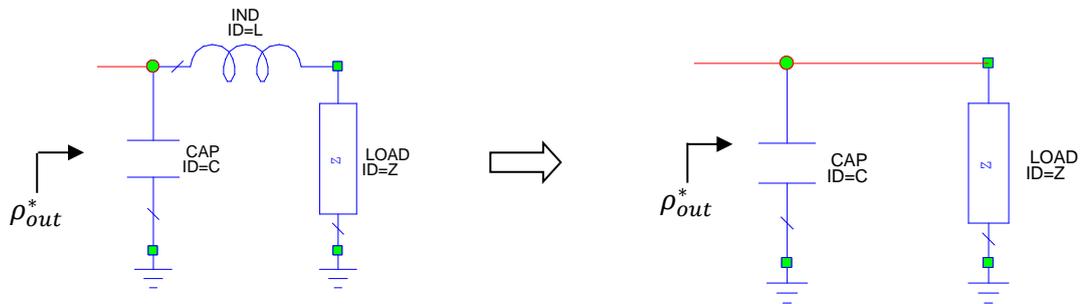


Imagen 2. 152. MTP 2.8GHZ. Red de Adaptación de salida Tipo S1

Se sabe que:

$$Z_{out}^* = Z_x // \frac{1}{j\omega C} = (50 + j\omega L) // \frac{1}{j\omega C} = 106.2327 + 49.2431j$$

$$Y_{out}^* = Y_x + j\omega C = \frac{1}{Z_{out}^*} = 7.7484 \cdot 10^{-3} - 3.5917 \cdot 10^{-3}j$$

con:

$$Y_x = \frac{1}{50 + j\omega L} = \frac{50}{50^2 + (\omega L)^2} - \frac{j\omega L}{50^2 + (\omega L)^2}$$

Por lo que se puede trabajar con las partes reales de la admitancia para calcular el valor de la bobina:

$$\Re(Y_{out}^*) = \Re(Y_x)$$

Y se obtiene que:

$$L = 3.5737 \text{ nH}$$

Con lo que se acaba de calcular y trabajando con las partes imaginarias, se puede calcular el valor del condensador:

$$\Im(Y_{S_{opt}}) = \Im(Y_x) + j\omega C$$

$$C = 0.3496 \text{ pF}$$

En el circuito anterior, se introducen los valores calculados de L y C y se mide el parámetro  $S_{11}$ , que equivale al valor del coeficiente  $\rho_{out}^*$ :

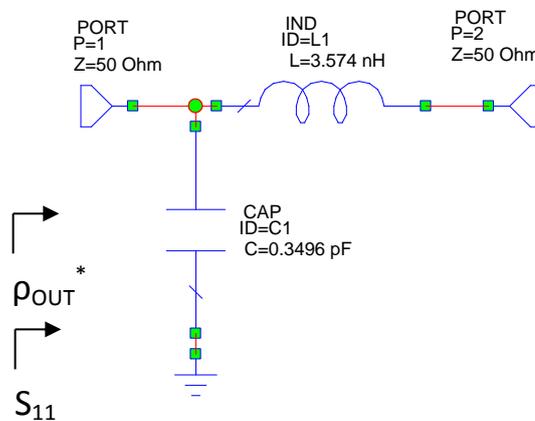


Imagen 2. 153. MTP 2.8GHZ. Componentes calculados de la Red de Adaptación de salida S1

$$S_{11} = \rho_{out}^* = 0.4563 \angle 23.721^\circ$$

Teóricamente se obtuvo que  $\rho_{out}^* = 0.4563 \angle 23.7143^\circ$ , se observa como ambos resultados son muy similares entre si, por lo tanto se puede deducir que el cálculo de los componentes es correcto.

El valor de los parámetros S, para este circuito, es:

$$S_{2.8\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -6.8149 & -1.0139 \\ -1.0139 & -6.8149 \end{pmatrix}$$

Según los resultados obtenidos para los parámetros S, la adaptación a la entrada y a la salida del circuito es mala, esto se debe a que el puerto de salida no está cargado con lo que la red vería hacia izquierda, que sería el equivalente a  $\rho_{OUT}$ , sino con  $50\ \Omega$ .

El siguiente paso es cargar el puerto de entrada con  $\rho_{out} = 0.4563 \angle -23.7143^\circ$ , y proceder a realizar la optimización del circuito.

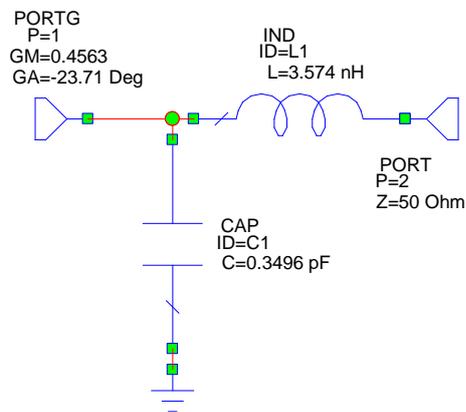


Imagen 2. 154. MTP 2.8GHZ. Carga de la red de adaptación de salida S1

Tras optimizar se obtienen los siguientes parámetros S:

$$S_{2.8\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -83.212 & -2.0732 \cdot 10^{-8} \\ -2.0732 \cdot 10^{-8} & -83.212 \end{pmatrix}$$

Ahora se puede comprobar como se obtiene mejor adaptación tanto a la entrada como a la salida del circuito.

## Red de salida completa

### a.2.1.1.) Red de salida completa Tipo S1.D1

Es la que se muestra en la siguiente imagen:

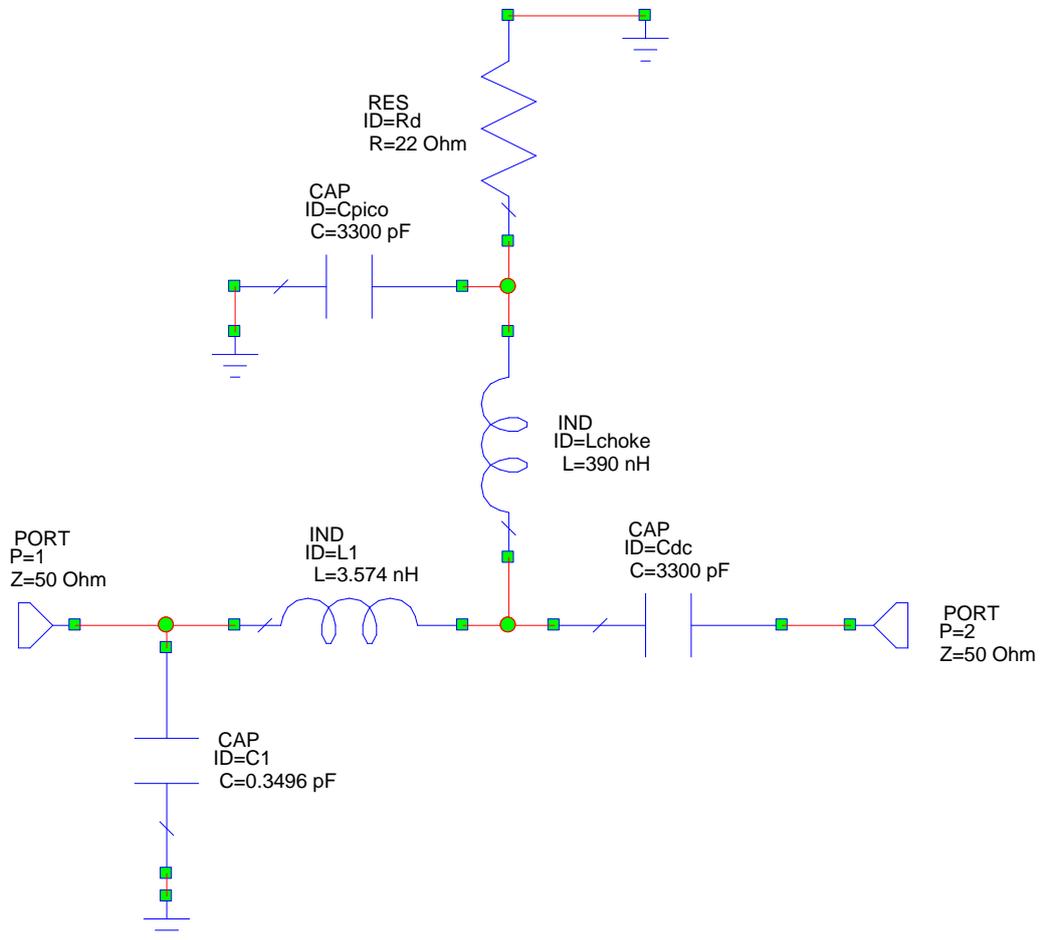


Imagen 2. 155. MTP 2.8GHZ. Red de Salida tipo S1.D1

Simulando esta red de salida se obtienen los siguientes resultados:

$S_{2.8\text{ GHz}}(\text{dB}) = \begin{pmatrix} -6.7665 & -1.0267 \\ -1.0267 & -6.7665 \end{pmatrix}$
$S_{11} = \rho_{out}^* = 0.45882 \angle 23.594^\circ$

Teóricamente se obtuvo que  $\rho_{out}^* = 0.4563 \angle 23.7143^\circ$ , que es muy similar al obtenido de forma práctica, por lo que se deduce que el diseño es correcto.

### a.2.1.2.) Red de salida completa Tipo S1.D2

A la red de adaptación de salida Tipo S1 se le añade la red de desacoplo Tipo D2, que está formada por líneas de transmisión.

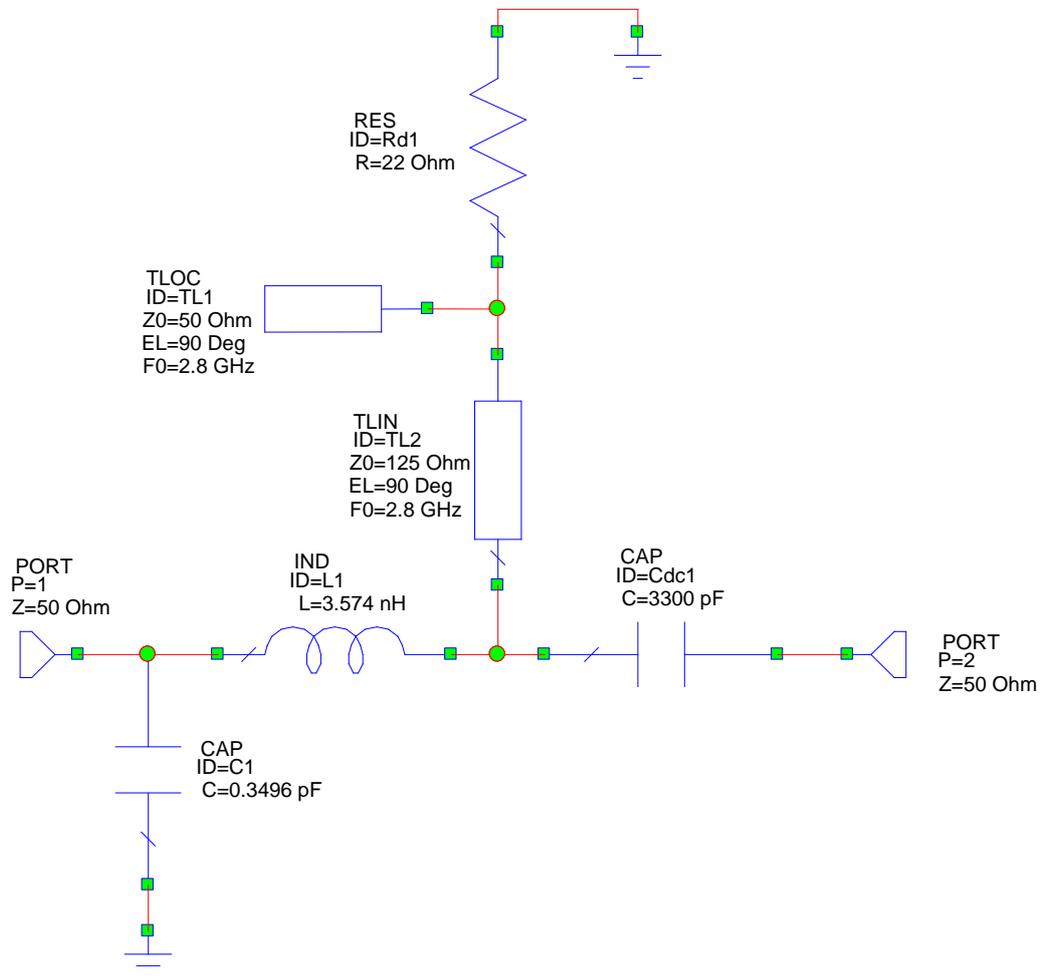


Imagen 2. 156. MTP 2.8GHZ. Red de Salida tipo S1.D2

Los parámetros obtenidos al simular este circuito son:

$$S_{2.8\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -6.8173 & -1.0133 \\ -1.0133 & -6.8173 \end{pmatrix}$$

$$S_{11} = \rho_{out}^* = 0.45618 \angle 23.728^\circ$$

Se puede volver a comparar el valor obtenido para el coeficiente de salida que coincide con el parámetro  $S_{11}$  de forma práctica, con el teórico  $\rho_{out}^* = 0.44381 \angle 34.626^\circ$ , y se observa nuevamente que son muy similares, por lo tanto, se deduce que el diseño es correcto.

### a.2.2.) Red de adaptación de salida Tipo S2

La red de adaptación de salida de este tipo tiene la siguiente forma:

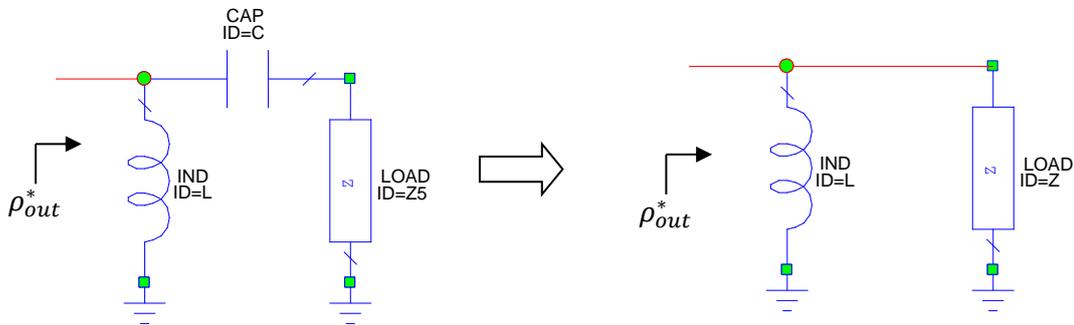


Imagen 2. 157. MTP 2.8GHZ. Red de Adaptación de salida Tipo S2

Se sabe que:

$$Z_{out}^* = Z_x // j\omega L = (50 + \frac{1}{j\omega C}) // j\omega L = 106.2327 + 49.2431j$$

$$Y_{out}^* = Y_x + \frac{1}{j\omega L} = \frac{1}{Z_{S_{opt}}} = 7.7484 \cdot 10^{-3} - 3.5917 \cdot 10^{-3}j$$

$$Y_x = \frac{1}{50 + \frac{1}{j\omega L}} = \frac{50(\omega C)^2}{1 + (50\omega C)^2} + \frac{j\omega C}{1 + (50\omega C)^2}$$

Por otra parte, estudiando las fórmulas anteriores, se sabe que se puede aplicar que:

$$\Re(Y_{out}^*) = \Re(Y_x)$$

Donde, sustituyendo los valores correspondientes se obtiene:

$$C = 1.8081 \text{ pF}$$

De forma análoga a lo que se acaba de hacer, se puede decir que:

$$\Im(Y_{S_{opt}}) = \Im(Y_x) + \frac{1}{j\omega L}$$

Que lleva a obtener el valor de la bobina:

$$L = 10.4864 \text{ nH}$$

Si, a la red que se ha explicado al principio de este apartado, se le ponen los valores de los componentes que se acaban de calcular:

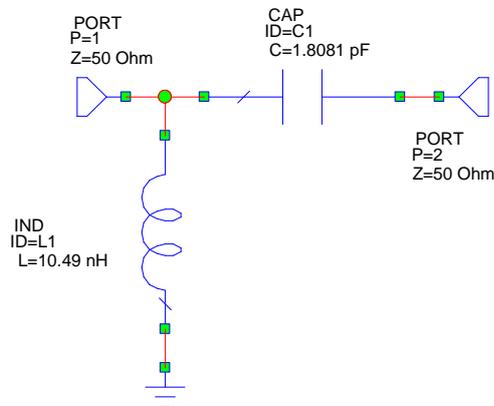


Imagen 2. 158. MTP 2.8GHZ. Componentes calculados de la Red de Adaptación de salida S2

Se pueden obtener los parámetros S:

$$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -7.5863 & -0.83192 \\ -0.83192 & -7.5863 \end{pmatrix}$$

$$S_{11} = \rho_{out}^* = 0.41753 \angle -30.647^\circ$$

Comparando el valor de  $\rho_{out}^*$  con el obtenido de forma teórica,  $\rho_{out}^* = 0.438147 \angle 34.62685^\circ$ , se observa que son muy parecidos.

Que comparado con el obtenido teóricamente ( $\rho_{out}^* = 0.51241 \angle 33.211^\circ$ ) se comprueba que son prácticamente iguales, por lo que se puede decir que el cálculo de los valores de los componentes del circuito es correcto.

También se puede saber el valor de los parámetros S:

$$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -5.9798 & -1.2631 \\ -1.2631 & -5.9798 \end{pmatrix}$$

El siguiente paso es la optimización del circuito para obtener la máxima adaptación tanto a la entrada como a la salida del circuito:

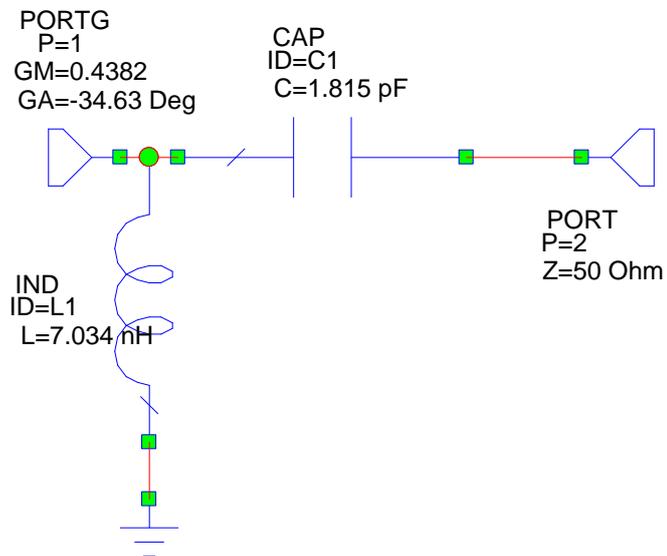


Imagen 2. 159. MTP 2.8GHZ. Carga de la red de adaptación de salida S2

Los valores de los parámetros S tras la optimización son:

$$S_{1.5 \text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -97.742 & -7.3041 \cdot 10^{-10} \\ -7.3041 \cdot 10^{-10} & -97.742 \end{pmatrix}$$

Ahora los valores de la adaptación a la entrada y a la salida son mucho mejores que antes de la optimización, además los valores de la bobina y el condensador apenas han variado.

## Red de salida completa

### a.2.2.1) Red de salida completa Tipo S2.D1

La red de salida tipo S2 con la red de desacoplo tipo D1 y la de polarización de drenador queda de la siguiente forma:

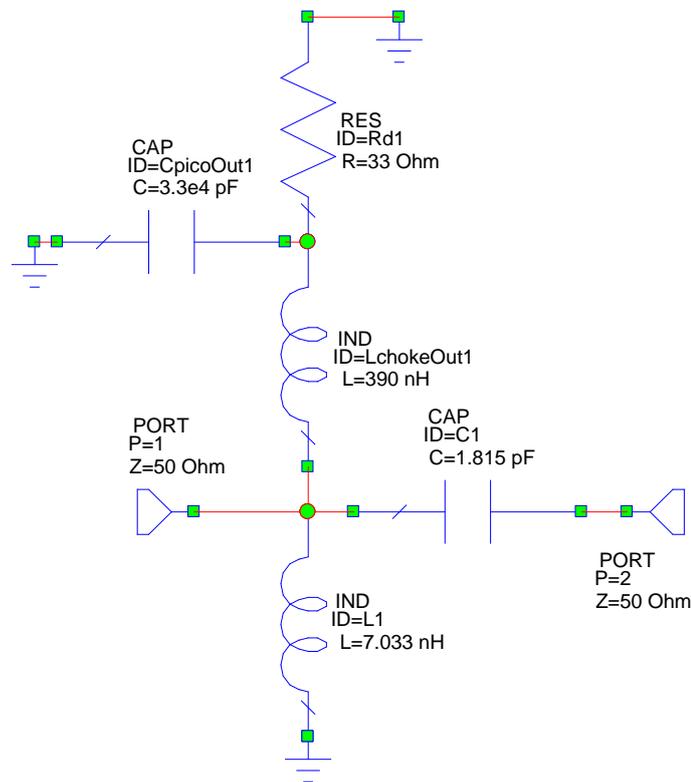


Imagen 2. 160. MTP 2.8GHZ. Red de Salida tipo S1.D1

Simulando esta red se obtienen los siguientes resultados:

$$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -7.1045 & -0.94087 \\ -0.94087 & -7.1045 \end{pmatrix}$$

$$S_{11} = \rho_{out}^* = 0.44134 \angle 36.275^\circ$$

Teóricamente  $\rho_{out}^* = 0.438147 \angle 34.6268^\circ$  se puede observar que son muy similares. Por lo tanto, se puede decir que el diseño hecho es correcto.

### a.2.2.2.) Red de desacoplo Tipo S2.D2

Ésta estará formada por la red de salida tipo S2 y la red de desacoplo tipo D2, que unidas entre sí y con la red de polarización de drenador, quedan de la siguiente forma:

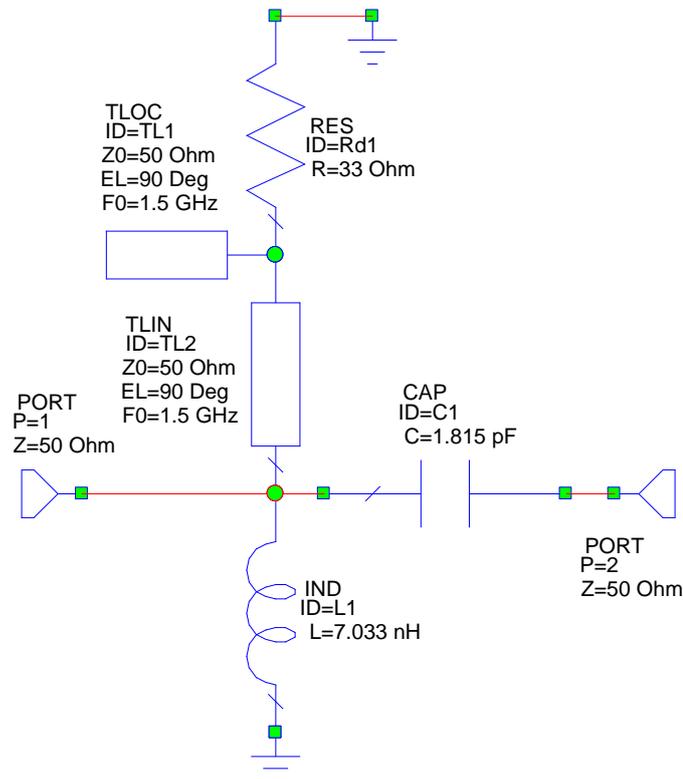


Imagen 2. 161. MTP 2.8GHZ. Red de Salida tipo S2.D2

Simulando esta red se obtienen los siguientes resultados:

$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -7.1673 & -0.94087 \\ -0.94087 & -7.1673 \end{pmatrix}$
$S_{11} = \rho_{out}^* = 0.43816 \angle 34.634^\circ$

Comparando  $\rho_{out}^*$  con el teórico  $\rho_{out}^* = 0.438147 \angle 34.6268^\circ$  se puede observar que son muy similares. Por lo tanto, se puede decir que el diseño hecho es correcto.

### 2.4.3.- Diseño del amplificador.

Para diseñar el amplificador habrá que unir las distintas redes que se acaban de diseñar como ya se hizo en casos anteriores.

Como ya se explicó, hay distintas posibilidades de amplificadores dependiendo de las redes utilizadas y de las posiciones de éstas.

#### 2.4.3.1.- Cambios a realizar sobre los circuitos.

Los cambios a realizar en cuanto a líneas de transmisión, puntos de unión y de soldadura son los mismos que los explicados en el punto 2.2.3.1 de este mismo proyecto.

Cabe aclarar, que las líneas de transmisión utilizadas en las redes de desacoplo Tipo D2 hay que pasarlas a líneas reales, con la herramienta *tx line*, como ya se comentó, y, al hacerlo, pasan a tener las siguientes dimensiones:

- Línea en corto circuito:  $W = 0.3\text{mm}$  y  $L = 13.7\text{mm}$
- Línea en circuito abierto:  $W = 1.9\text{mm}$  y  $L = 12.6\text{mm}$

#### 2.4.3.2.- Posibilidades de diseño del amplificador de máxima ganancia.

Igual que sucedía en el amplificador de máxima ganancia a 1.5GHz, hay un total de 64 posibilidades de amplificadores a crear, por lo que no se mostrarán todos ellos ya que el proceso sería repetitivo. Se hará como en el caso anterior y se explicarán los modelos a crear y qué red compone cada uno de estos modelos.

Se procederá a dar el valor de los resultados de los parámetros para cada uno de los circuitos.

##### a) Modelos de circuitos a crear

Se recuerda que redes componen cada uno de los circuitos en la siguiente tabla.

	Red de entrada completa tipo	Red de salida completa tipo
Circuito_1	E1.D1	S1.D1
Circuito_2	E1.D1	S2.D1
Circuito_3	E1.D2	S1.D1
Circuito_4	E1.D1	S1.D2
Circuito_5	E1.D2	S1.D2
Circuito_6	E1.D2	S2.D1
Circuito_7	E1.D1	S2.D2
Circuito_8	E1.D2	S2.D2
Circuito_9	E2.D1	S1.D1
Circuito_10	E2.D1	S2.D1
Circuito_11	E2.D2	S1.D1
Circuito_12	E2.D1	S1.D2

Circuito_13	E2.D2	S1.D2
Circuito_14	E2.D2	S2.D1
Circuito_15	E2.D1	S2.D2
Circuito_16	E2.D2	S2.D2

Tabla 2. 31. MTP 2.8GHz. Tipos de circuitos a crear

### b) Valores de los componentes

Los valores que se tienen hasta el momento para los componentes de las redes de adaptación de entrada y salida son los calculados teóricamente, por lo que habrá que darle a cada componente su valor estandarizado más cercano.

	$L_{E1}$ (nH)	$C_{E1}$ (pF)	$L_{E2}$ (nH)	$C_{E2}$ (pF)	$L_{S1}$ (nH)	$C_{S1}$ (pF)	$L_{S2}$ (nH)	$C_{S2}$ (pF)
Reales	4.365	0.2523	12.805	0.7402	3.5737	0.3496	10.4864	1.8081
Estándar	4.3	0.25*	12	1	3.6	0.25*	10	1.5

Tabla 2. 32. MTP 2.8GHz. Valores Reales y Estándar de los distintos componentes

\*En el laboratorio no se dispone de condensadores de valor tan bajo, por lo que se decide poner dos condensadores de 0.5pF en serie, lo que daría lugar a un condensador equivalente de 0.25pF que es el valor que se necesita. Para simular los circuitos se usará un condensador con este valor (0.25pF) y, a la hora de crear el layout, se pondrán dos condensadores en serie de valor 0.5pF.

### 2.4.3.3.- Análisis de los resultados.

El siguiente paso será crear todos los circuitos mencionados en el apartado anterior y estudiar sus parámetros S para seleccionar aquellos circuitos que ofrezcan unos mejores resultados en cuando a adaptación a la entrada y a la salida y a ganancia.

En la siguiente tabla se muestran todos los parámetros S obtenidos con las simulaciones y se marca en color oscuro el mejor valor de cada parámetro y en sombreado más claro los 5 siguientes mejores valores:

Circuito		Parámetros S (dB)			
		$S_{11}$	$S_{12}$	$S_{21}$	$S_{22}$
1	a	-6.2267	-16.403	6.1902	-4.2427
	b	-4.9468	-18.301	4.2921	-2.9832
	c	-3.5011	-16.388	6.2048	-6.3789
	d	-6.6061	-14.887	<b>7.7059</b>	<b>-9.3054</b>
2	a	-3.8314	-18.013	4.5798	-2.4498
	b	-1.8567	-20.289	2.3042	-1.6451
	c	-1.9689	-19.305	3.2883	-2.1879
	d	-3.9905	-17.125	5.4685	-3.2722
3	a	-5.9419	-16.513	6.0803	-4.2284
	b	-5.2457	-16.805	5.7878	-3.9504
	c	-5.7204	-15.199	7.3937	-8.6363
	d	-6.3237	-14.99	7.6034	-9.2951
4	a	-6.6837	-15.212	7.3812	-7.651

	b	-3.4085	-16.812	5.7815	-5.3813
	c	-3.5499	-16.455	6.1378	-6.1792
	d	<b>-6.7589</b>	-14.951	<b>7.6418</b>	<b>-8.9035</b>
5	a	<b>-6.3878</b>	-15.315	<b>7.2778</b>	<b>-76447</b>
	b	-5.7303	-15.545	7.0476	-7.1418
	c	-5.8392	-15.263	<b>7.3300</b>	<b>-8.2952</b>
	d	-1.5729	-19.298	3.2954	-2.7904
6	a	-3.6718	-18.153	4.4397	-2.4208
	b	-3.2654	-18.523	4.0705	-2.2407
	c	-3.4106	-17.611	4.9823	-2.9884
	d	-3.8247	-17.262	5.3306	-3.2318
7	a	-4.1909	-17.256	5.3368	-3.1718
	b	-2.0442	-19.436	3.1566	-2.1419
	c	-1.9711	-19.202	3.3912	-2.3131
	d	-3.9794	-17.033	5.560	-3.4426
8	a	-4.0144	-17.391	5.2017	-3.1368
	b	-3.5715	-17.740	4.8526	-2.9056
	c	-3.4039	-17.517	5.0763	-3.1463
	d	-3.8146	-17.171	5.4220	-3.3999
9	a	-2.4699	-18.866	3.7272	-1.9408
	b	-1.7326	-20.065	2.5282	-1.6498
	c	-2.3069	-17.675	4.9181	-3.4241
	d	-3.2657	-16.596	5.9974	-4.0398
10	a	-1.6180	<b>-20.792</b>	1.8009	-1.1473
	b	-1.1435	<b>-22.072</b>	0.52094	-0.96912
	c	-1.2407	<b>-20.981</b>	1.6118	-1.2922
	d	-1.752	-19.726	2.867	-1.5305
11	a	-2.6136	-18.754	3.8392	-1.9509
	b	-2.3206	-19.105	3.4885	-1.9921
	c	-3.0238	-16.848	5.7447	-4.1587
	d	-3.4485	-16.490	6.1036	-4.0586
12	a	-3.0653	-17.131	5.4624	-3.4461
	b	-2.1591	-18.243	4.350	-2.9394
	c	-2.3109	-17.775	4.8177	-3.3140
	d	-3.2758	-16.693	5.9003	-3.9044
13	a	-3.2376	-17.024	5.5695	-3.4605
	b	-2.8520	-17.377	5.2162	-3.5480
	c	-3.0376	-16.941	5.6518	-4.0229
	d	-3.9514	-16.218	6.3751	-1.7749
14	a	-1.7262	<b>-20.663</b>	1.9298	-1.1578
	b	-1.5166	<b>-21.074</b>	1.5187	-1.1615
	c	-1.6364	-20.013	2.5804	-1.5484
	d	-1.8664	-19.598	2.995	-1.5447
15	a	-1.7927	-19.905	2.6877	-1.4897
	b	-1.2672	<b>-21.162</b>	1.431	-1.2632
	c	-1.2485	-20.858	1.7347	-1.3845
	d	-1.7622	-19.607	2.9866	-1.6323
16	a	-1.9086	-19.779	2.8141	-1.5024
	b	-1.6774	-20.184	2.4087	-1.5101

	c	-1.6447	-19.895	2.6984	-1.6506
	d	-1.8770	-19.475	3.1148	-1.6473

**Tabla 2. 33. MTP 2.8GHZ. Parámetros S para los distintos Circuitos diseñados**

Tras analizar los 64 circuitos creados y los parámetros obtenidos para cada uno de ellos, se eligen como mejores alternativas los circuitos 1\_d y 4\_d que van a ser los que se van a proceder a optimizar en el siguiente punto.

#### 2.4.3.4.- Proceso de optimización.

La optimización de los dos circuitos escogidos se realizará en los mismos 3 pasos descritos en el apartado 2.3.3.4.

1. Optimización del parámetro  $S_{21}$  (ganancia del amplificador): variando los valores de las bobinas y condensadores de las redes de entrada y salida
2. Optimización del parámetro  $S_{22}$ : variando los valores de la bobina y el condensador de la red de salida.
3. Optimización de los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{22}$ : variando los valores de las bobinas y condensadores de las redes de entrada y salida.

A continuación se presentan los resultados obtenidos con la optimización de los dos circuitos:

##### a) Optimización del Circuito 1\_d

Para analizar los resultados de la optimización, se presentan dos tablas, la primera muestra los valores de los componentes que quedan tras cada paso de la optimización y la segunda se corresponde con los valores de los parámetros S tras cada paso de ésta.

	Estándar	Opt. 1	Opt. 2	Opt. 3	Opt. Estándar
$L_{in}$ (nH)	4.3	2.2436	2.2436	1.942	2.2
$C_{in}$ (pF)	0.25	0	0	0	0.25
$L_{out}$ (nH)	3.6	3.2653	3.2710	4.8356	3.3
$C_{out}$ (pF)	0.25	0	0	0	0.25

**Tabla 2. 34. MTP 2.8GHz. Valores de los componentes del Circuito 1\_d para la optimización**

	Estándar	Opt. 1	Opt. 2	Opt. 3	Opt. Estándar
$S_{11}$ (dB)	-6.7589	-15.522	-15.522	-42.042	-10.078
$S_{12}$ (dB)	-14.951	-12.801	-12.801	-13.295	-14.196
$S_{21}$ (dB)	7.6418	9.7917	9.7917	9.2981	8.3976
$S_{22}$ (dB)	-8.9035	-11.467	-11.467	-7.4276	-6.1324

**Tabla 2. 35. MTP 2.8GHz. Valores de los parámetros según los distintos valores de los componentes del circuito 1\_d**

Igual que sucedió en el amplificador diseñado anteriormente, el valor de los condensadores de las redes de adaptación es de 0pF, cosa que, como ya se explicó, es imposible, por lo que se decide poner el menor valor alcanzable (0.25pF).

Tras la optimización los valores de los parámetros S mejoran levemente excepto la adaptación a la salida que empeora.

Los resultados finales tras la optimización son:

$$S_{2.8\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -10.078 & -14.196 \\ 8.3976 & -6.1324 \end{pmatrix}$$

Si se compara con [1]:

$$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -12.038 & -17.604 \\ 12.742 & -11.493 \end{pmatrix}$$

Se ve que los resultados obtenidos en este caso son mucho peores, incluso, estando diseñado este amplificador para máxima ganancia y el de [1] para mínimo ruido, los resultados obtenidos en cuanto a ganancia son mucho peores

Comparándolo ahora con el amplificador de máxima ganancia a 1.5GHz:

$$S_{1.5\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -12.818 & -17.375 \\ 13.569 & -16.618 \end{pmatrix}$$

Igualmente, los resultados obtenidos son peores en el amplificador que se acaba de diseñar, pese a que el punto de polarización utilizado está escogido para esta frecuencia de trabajo y no para 1.5GHz. Esto se debe a que a mayor frecuencia la ganancia que se puede conseguir es menor, a pesar de esto se obtiene una ganancia de 8.39dB que se considera bastante buena.

### b) Optimización del Circuito 4\_d

Los resultados obtenidos tras la optimización son:

	Estándar	Opt. 1	Opt. 2	Opt. 3	Opt. Estándar
$L_{in}$ (nH)	4.3	2.219	2.219	1.936	2.2
$C_{in}$ (pF)	0.25	0	0	0	0.25
$L_{out}$ (nH)	3.6	3.385	3.387	4.8625	3.3
$C_{out}$ (pF)	0.25	$2.212 \cdot 10^{-12}$	0	0	0.25

Tabla 2. 36. MTP 2.8GHz. Valores de los componentes del Circuito 4\_d para la optimización

	Estándar	Opt. 1	Opt. 2	Opt. 3	Opt. Estándar
$S_{11}$ (dB)	-6.6061	-15.334	-15.345	-45.563	-10.034
$S_{12}$ (dB)	-14.887	-12.766	-12.766	-13.217	-14.102
$S_{21}$ (dB)	7.7059	9.8266	9.8266	9.3762	8.4911
$S_{22}$ (dB)	-9.3054	-11.76	-11.769	-7.7193	-6.5506

Tabla 2. 37. MTP 2.8GHz. Valores de los parámetros según los distintos valores de los componentes del circuito 4\_d

Los parámetros S finales son:

$$S_{2.8\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -10.034 & -14.102 \\ 8.4911 & -6.5506 \end{pmatrix}$$

Que se pueden comparar con los obtenidos para el circuito1\_d:

$$S_{2.8\text{ GHz}}(dB) = \begin{pmatrix} -10.078 & -14.196 \\ 8.3976 & -6.1324 \end{pmatrix}$$

Se puede observar como los resultados son bastante similares, aunque en el último diseñado la ganancia y la adaptación a la salida mejoran un poco respecto al anterior.

### 2.4.3.5.- Análisis de los resultados según los valores de los componentes.

#### a) Análisis de los resultados del Circuito 1\_d

Como ya se hizo en los apartados anteriores correspondientes, se va a analizar el comportamiento de los parámetros S que caracterizan el circuito en función de los valores de los componentes de las redes de adaptación de entrada y salida.

Los resultados obtenidos se muestran en las siguientes tablas:

	Opción 1	Opción 2	Opción 3	Opción 4	Opción 5
$L_{in}$ (nH)	4.3	2.2	1.8	3.3	2.2
$C_{in}$ (pF)	0.25	0.25	0.25	0.25	0.25
$L_{out}$ (nH)	3.6	3.3	3.3	3.3	3.6
$C_{out}$ (pF)	0.25	0.25	0.25	0.25	0.25

Tabla 2. 38. MTP 2.8GHz. Distintas opciones para los valores de los componentes del Circuito 1\_d

	Opción 1	Opción 2	Opción 3	Opción 4	Opción 5
$S_{11}$ (dB)	-6.7589	-10.078	-9.3029	-9.0142	-10.601
$S_{12}$ (dB)	-14.951	-14.196	-14.289	-14.331	-14.312
$S_{21}$ (dB)	7.6418	8.3976	8.3041	8.2622	8.2809
$S_{22}$ (dB)	-8.9035	-6.1324	-5.5106	-8.0079	-5.7994

Tabla 2. 39. MTP 2.8GHz. Valores de los parámetros según los distintos valores de los componentes del circuito 1\_d anterior

- Opción 1 -> Valores teóricos estandarizados
- Opción 2 -> Valores estandarizados tras la optimización:

Disminuyen los valores de las bobinas de las redes de entrada y salida.

- Mejoran:  $S_{11}$ ,  $S_{21}$
- Empeoran:  $S_{12}$ ,  $S_{22}$

- Opción 3 -> Disminuyendo el valor de  $L_{in}$

- Mejoran:  $S_{12}$
- Empeoran:  $S_{22}$ ,  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,

- Opción 4 -> A partir de los valores de la opción 2 se aumenta el valor de  $L_{in}$

- Mejoran:  $S_{22}$ ,  $S_{12}$
- Empeoran:  $S_{21}$ ,  $S_{11}$

- Opción 5 -> A partir de los valores de la opción 2 se aumenta el valor de  $L_{out}$

- Mejoran:  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,
- Empeoran:  $S_{21}$ ,  $S_{22}$

### ***b) Análisis de los resultados del Circuito 4\_d***

Se vuelve a hacer el proceso anterior, ahora para el otro circuito seleccionado (Circuito4\_d)

	Opción 1	Opción 2	Opción 3	Opción 4	Opción 5
$L_{in}$ (nH)	4.3	2.2	1.8	3.3	2.2
$C_{in}$ (pF)	0.25	0.25	0.25	0.25	0.25
$L_{out}$ (nH)	3.6	3.3	3.3	3.3	3.6
$C_{out}$ (pF)	0.25	0.25	0.25	0.25	0.25

**Tabla 2. 40. MTP 2.8GHZ. Distintas opciones para los valores de los componentes del Circuito 4\_d**

	Opción 1	Opción 2	Opción 3	Opción 4	Opción 5
$S_{11}$ (dB)	-6.6061	-10.034	-9.2287	-8.7908	-10.529
$S_{12}$ (dB)	-14.887	-14.102	-14.2	-14.266	-14.213
$S_{21}$ (dB)	7.7059	8.4911	8.3926	8.3275	8.38
$S_{22}$ (dB)	-9.3054	-6.5506	-5.7256	-8.3322	-6.0599

**Tabla 2. 41. MTP 2.8GHZ. Valores de los parámetros según los distintos valores de los componentes del circuito 4\_d anteriores**

- Opción 1 -> Valores teóricos estandarizados

- Opción 2 -> Valores estandarizados tras la optimización:

Disminuyen los valores  $L_{in}$  y  $L_{out}$ , mientras que los valores de los condensadores se mantienen.

- Mejoran:  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,
- Empeoran:  $S_{12}$ ,  $S_{22}$

- Opción 3 -> Disminuyendo el valor de  $L_{in}$

- Mejoran:  $S_{12}$
- Empeoran:  $S_{22}$ ,  $S_{11}$ ,  $S_{21}$ ,

- Opción 4 -> A partir de los valores de la opción 2 se aumenta el valor de  $L_{in}$

- Mejoran:  $S_{22}$ ,  $S_{12}$
- Empeoran:  $S_{21}$ ,  $S_{11}$

- Opción 5 -> A partir de los valores de la opción 2 se aumenta el valor de  $L_{out}$

- Mejoran:  $S_{11}$ ,  $S_{12}$ ,
- Empeoran:  $S_{21}$ ,  $S_{22}$

### c) Elección del amplificador de máxima ganancia a 2.8GHz final

A continuación se muestran los resultados que se acaban de obtener para las dos opciones de circuitos que se habían escogido:

Circuito 1_d					
	Opción 1	Opción 2	Opción 3	Opción 4	Opción 5
$S_{11}$ (dB)	-6.7589	-10.078	-9.3029	-9.0142	-10.601
$S_{12}$ (dB)	-14.951	-14.196	-14.289	-14.331	-14.312
$S_{21}$ (dB)	7.6418	8.3976	8.3041	8.2622	8.2809
$S_{22}$ (dB)	-8.9035	-6.1324	-5.5106	-8.0079	-5.7994

Tabla 2. 42. MTP 2.8GHz. Parámetros S finales para el circuito 1\_d

Circuito 4_d					
	Opción 1	Opción 2	Opción 3	Opción 4	Opción 5
$S_{11}$ (dB)	-6.6061	-10.034	-9.2287	-8.7908	-10.529
$S_{12}$ (dB)	-14.887	-14.102	-14.2	-14.266	-14.213
$S_{21}$ (dB)	7.7059	8.4911	8.3926	8.3275	8.38
$S_{22}$ (dB)	-9.3054	-6.5506	-5.7256	-8.3322	-6.0599

Tabla 2. 43. MTP 2.8GHz. Parámetros S finales para el circuito 4\_d

Ahora se pueden comparar los resultados obtenidos para ambos circuitos, si se centra la comparación, por ejemplo, en los resultados obtenidos para la opción 5, se ve como los parámetros  $S_{11}$  y  $S_{12}$  son ligeramente mejores en el circuito 1\_d, mientras que los parámetros  $S_{21}$  y  $S_{22}$  son mejores en el circuito 4\_d. Como lo que se está buscando en este circuito es obtener la mejor ganancia posible y los valores de adaptación a la entrada no son tan distintos los obtenidos en ambos casos, se decide escoger como circuito final el circuito 4\_d.

## 3. Fabricación y medidas

Una vez determinado cuál es el mejor diseño de todos los estudiados y obtenidos los valores óptimos de los componentes que lo forman, el siguiente paso será la fabricación de dicho amplificador sobre el que se realizarán medidas.

### 3.1.- Generación del layout

Como se ha visto en el apartado anterior, el circuito a diseñar está formado por:

- Red de entrada 1.
- Red de desacoplo 1.
- Red de salida 1.
- Red de desacoplo 2.

El circuito, tal como se ha visto, es el siguiente:

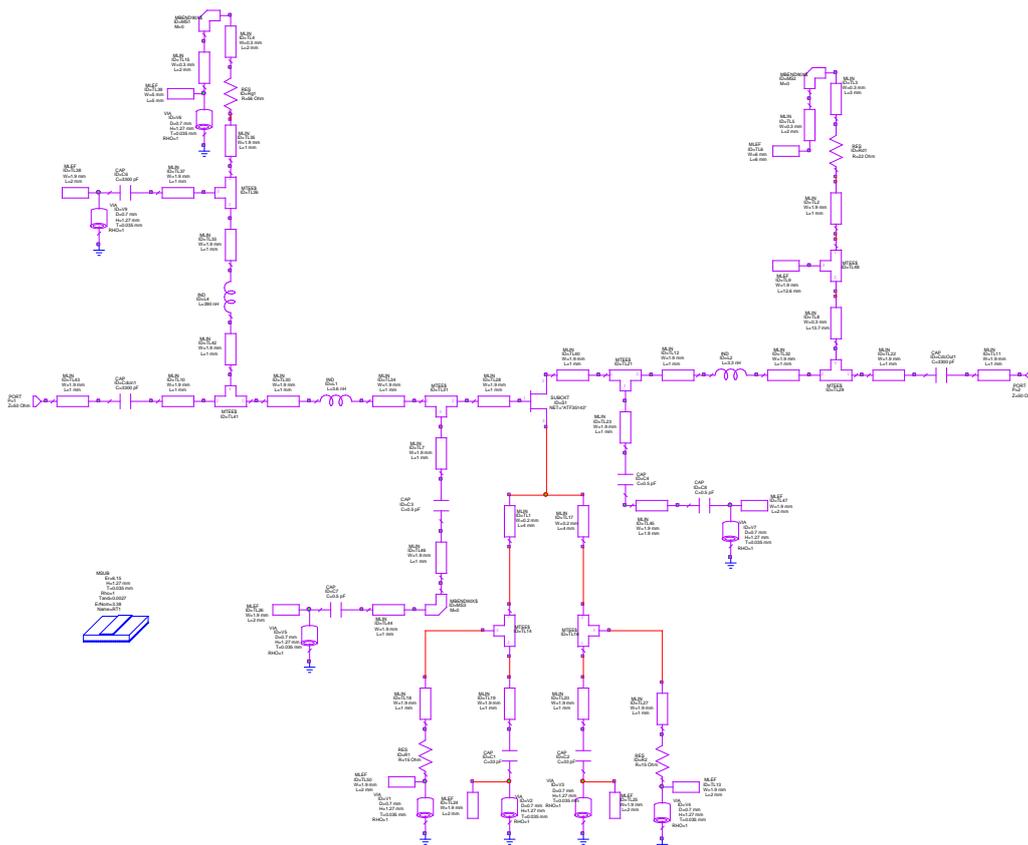


Imagen 3. 1. Diseño del Amplificador Final

El layout queda de la siguiente forma:

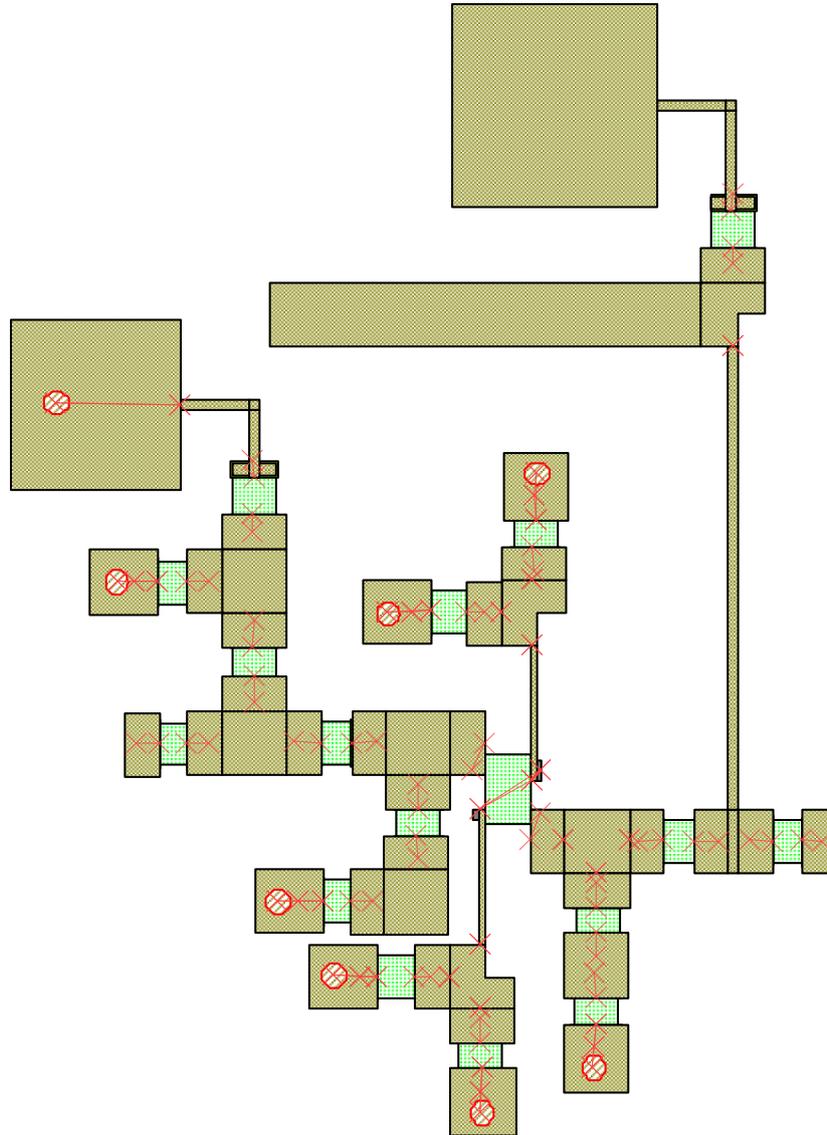


Imagen 3. 2. Layout del amplificador

Una vez realizado el circuito con el programa *Microwave Office*, se pasa a realizar el esquemático necesario para poder implementarlo.

En primer lugar se exporta el circuito creado mediante la opción “*export layout*” del menú layout.

Se escoge tipo gerber (.ger) y un nombre para el archivo exportado:

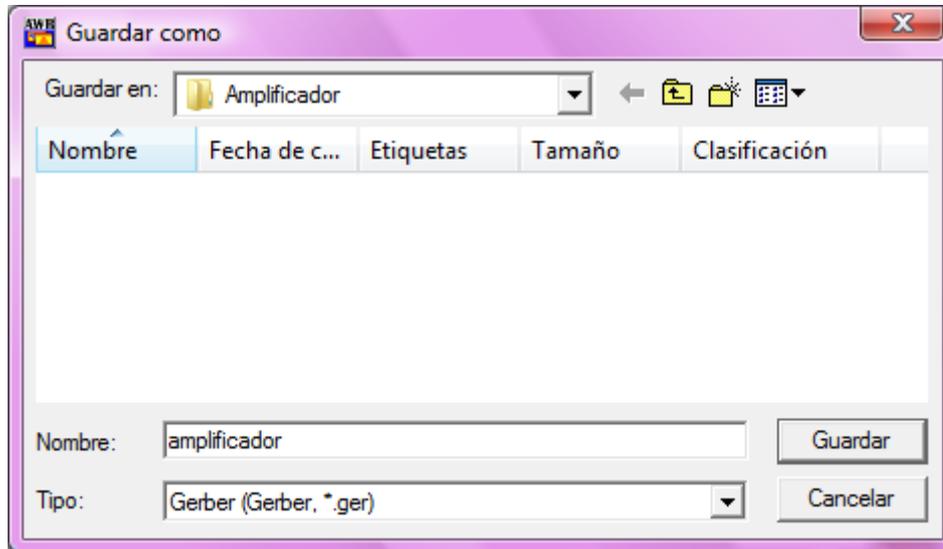


Imagen 3. 3. Opción de exportación del Layout

Una vez que se ha hecho esto se consigue el archivo *amplificador.ger* y se importa con el programa *CircuitCAM4.0*:

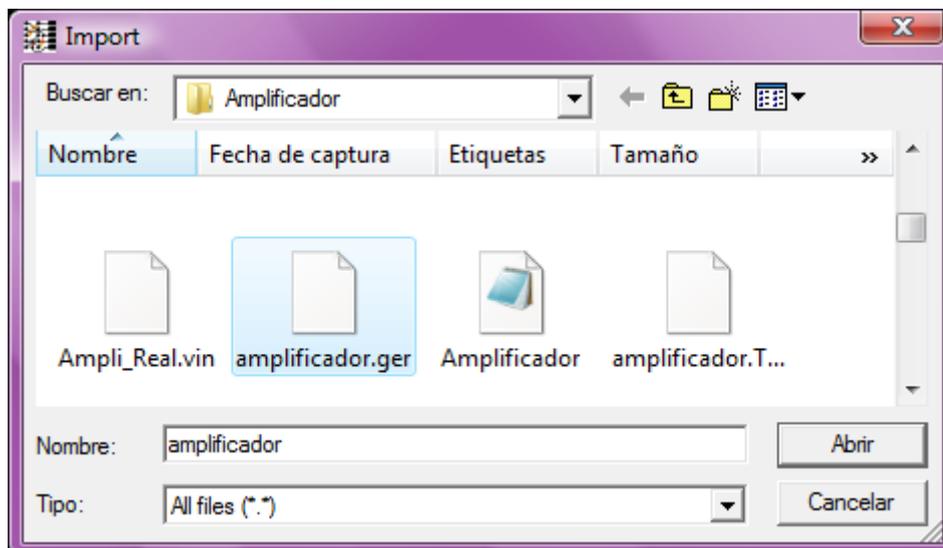


Imagen 3. 4. Importación en CircuitCAM4.0

Con este programa se debe dibujar el borde del circuito e indicar que partes se han de vaciar a la hora de la implementación (zona rayada en verde y azul):

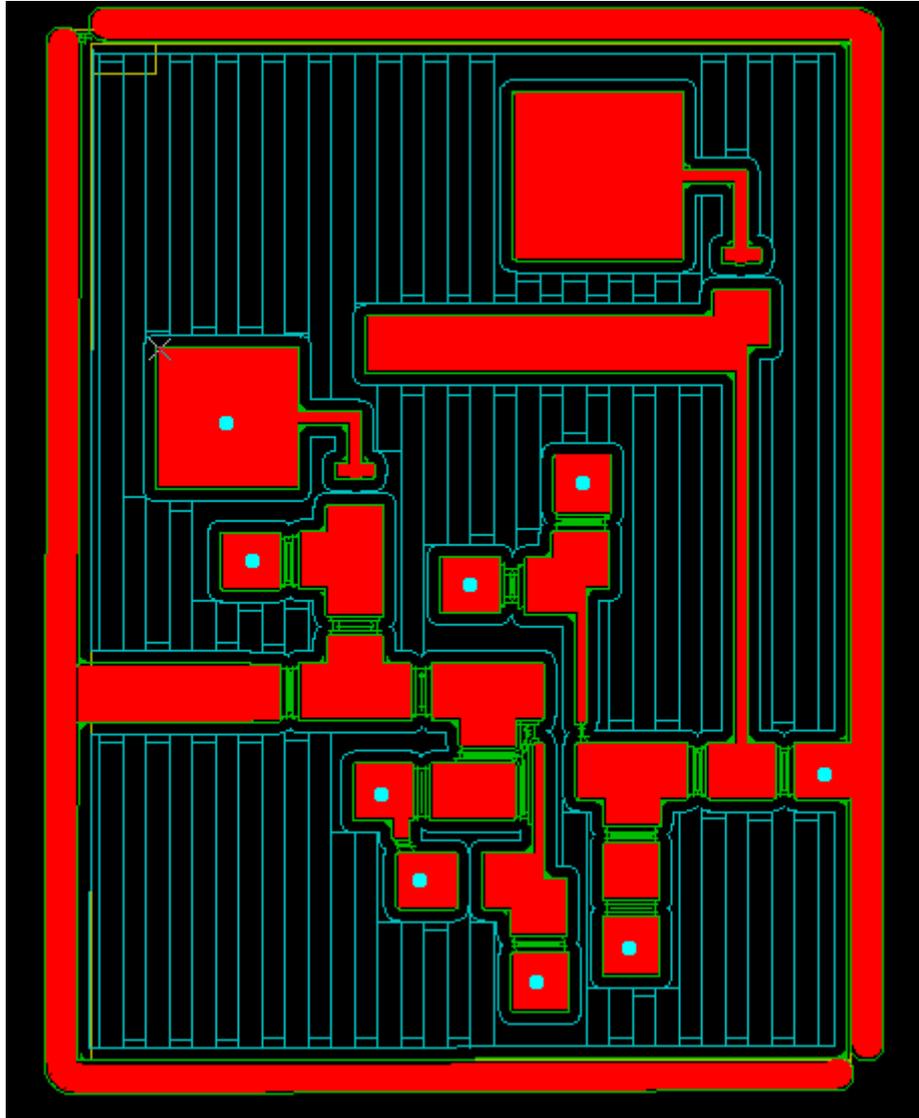
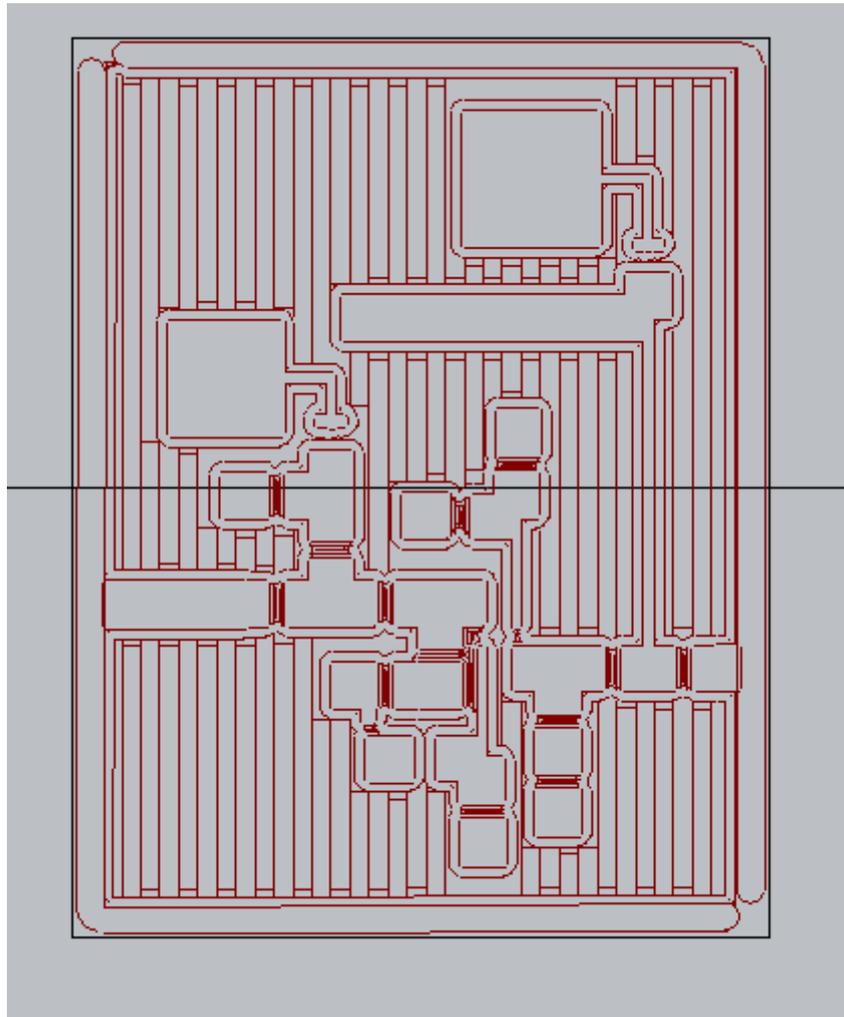


Imagen 3. 5. Layout con CircuitCAM4.0

A continuación se exporta el circuito utilizando el menú File – Export – LPKF – LpkfCircuitBoardPlotter con lo que se consigue un archivo .LMD que se puede importar desde el programa BoardMaster4.0 que es el que utiliza la fresadora para realizar el circuito.

Una vez importado se puede ver de la siguiente forma:



**Imagen 3. 6. Importación del Layout para BoardMaster4.0**

A partir de este esquema del amplificador se obtiene el diseño final al que hay que soldar los componentes.

### 3.2.- Fabricación del circuito Impreso

El siguiente paso es la fabricación del circuito impreso a partir del esquema anterior, con la fresadora.



Imagen 3. 7. Fabricación del circuito impreso con la fresadora

El circuito final queda de la siguiente forma, tal cual se podía ver en la imagen del layout anterior. En la imagen puede apreciarse su tamaño:

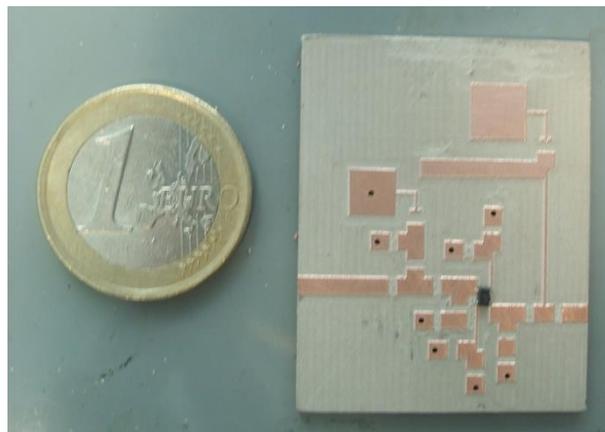


Imagen 3. 8. Referencia de tamaño del circuito final

El último paso, antes de tomar las medidas es soldar los componentes.

Como se comentó anteriormente, el valor final estándar de los componentes es el siguiente:

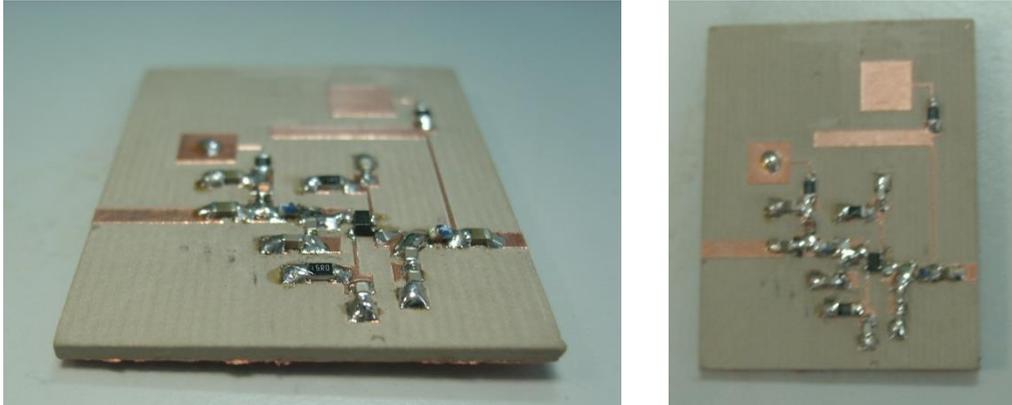
$L_{E1}$ (nH)	$C_{E1}$ (pF)	$L_{S1}$ (nH)	$C_{S1}$ (pF)
2.2	0.25*	3.6	0.25*

Tabla 3. 1. Valor final de los componentes

\*Al no haber en el laboratorio condensadores con este valor, se utilizarán 2 condensadores en serie de 0.5pF

Los condensadores de Pico, Bobinas de choke, etc, tienen los valores que se calcularon al principio.

Una vez soldados los componentes, el circuito queda de la siguiente forma:



**Imagen 3. 9. Circuito, una vez soldados los componentes**

Es de esperar, que el amplificador fabricado, presente resultados distintos a los teóricos esperados, debido al proceso de fabricación, a las variaciones que introducen los aparatos de medida y a la tolerancia de los componentes empleados en el proceso de fabricación.

### 3.3.- Toma de medidas

#### 3.3.1.- Medidas a 2.8GHz

En primer lugar se alimentará el circuito con la tensión y corriente que se obtuvieron para su punto de Polarización ( $V_{DS} = 3 \text{ V}$  e  $I_{DS} = 30 \text{ mA}$ ) que son los valores para los que se ha realizado el diseño del circuito.

En la imagen que se muestra a continuación se presentan las medidas de los parámetros S en el analizador de espectros, a una frecuencia aproximada de 2.8GHz, tomadas sobre el circuito impreso:



Imagen 3. 10. Toma de medidas a 2.8GHz

Si se compara el valor medido frente al teórico que se obtuvo con el valor final de los componentes a utilizar, se tiene lo siguiente:

Parámetros	$S_{11}$	$S_{12}$	$S_{21}$	$S_{22}$
Valor teórico (dB) 2.8GHz	-8.1407	-14.992	7.6016	-4.7807
Valor medido (dB)	-2.619	-14.426	-3.065	-5.603

Tabla 3. 2. Diferencia entre valor teórico y medido en el circuito a 2.8GHz

De estas mediciones se pueden extraer las siguientes conclusiones:

- La adaptación a la entrada del Circuito ( $S_{11}$ ), se encuentra en un pico en la frecuencia medida (2.8GHz) cuyo valor es mucho peor de lo que se esperaba, como se puede observar en la imagen, hay un valle en el valor de la misma alrededor de los 3GHz que se medirá más adelante.

- El valor de la adaptación a la salida ( $S_{22}$ ) es mejor que el esperado, aunque como puede verse en el gráfico, también presenta un valle en una frecuencia más alta de la medida.
- Respecto a la ganancia ( $S_{21}$ ), el valor medido es bastante peor que el calculado teóricamente. En la gráfica se puede ver cómo este valor se mantiene aproximadamente constante en una banda de frecuencia y después empieza a descender bruscamente.

Como ya se había comentado, se esperaba que los resultados fuesen peores de los obtenidos de forma teórica, debido al proceso de fabricación, las soldaduras de los componentes, las tolerancias de los mismos, así como a los propios aparatos de medida. Se ha comprobado, por lo tanto que el amplificador diseñado tiene pérdidas, no amplifica la señal de entrada.

### 3.3.2.- Medidas en valores picos de los parámetros

Como se ha visto en la figura del apartado anterior, los valores de los distintos parámetros mejoran en el espectro de frecuencias alrededor de 2.8GHz.

En este caso se va a proceder a realizar las medidas de los parámetros S en esos puntos donde se ha visto que los parámetros mejoran respecto a los valores obtenidos anteriormente.

En la siguiente imagen pueden verse dichos puntos, que varían en la frecuencia para los distintos parámetros y el valor de los mismos obtenido de forma teórica, de la misma forma se puede ver cómo el espectro teórico y el obtenido de forma práctica son muy diferentes:

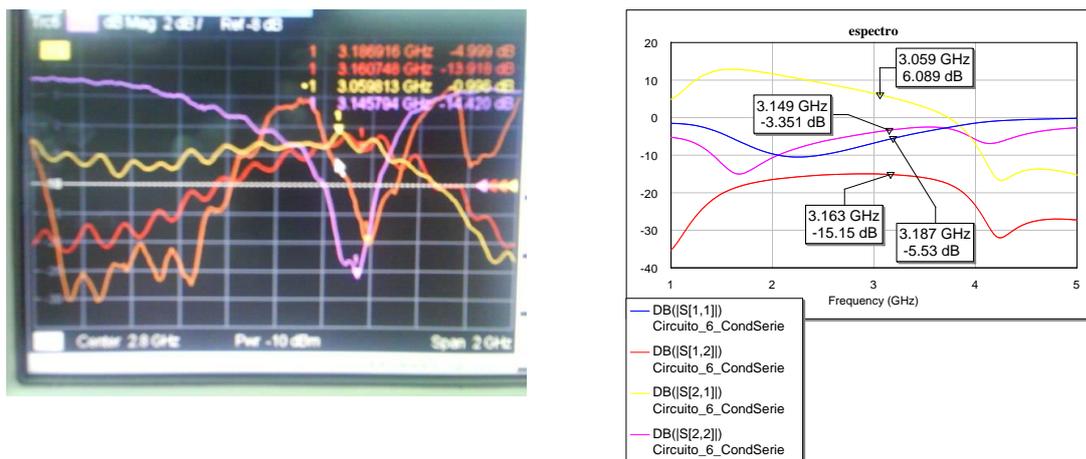


Imagen 3. 11. Medidas en valores Pico

Parámetros	$S_{11}$ 3.187GHz	$S_{12}$ 3.163 GHz	$S_{21}$ 3.059 GHz	$S_{22}$ 3.149 GHz
Valor teórico (dB)	-5.53	-15.15	6.089	-3.351
Valor medido (dB)	-4.999	-13.198	-0.995	-14.420
Valor medido (2.8HGz) (dB)	-2.619	-14.426	-3.065	-5.603

Tabla 3. 3. Diferencia entre valor teórico y medido en el circuito en valores pico

De estas medidas se obtienen las siguientes conclusiones:

- La adaptación a la entrada, parámetro  $S_{11}$  medida a 3.187GHz, se acerca al valor teórico a esta frecuencia y mejora respecto a la medida a 2.8GHz
- La adaptación a la salida, parámetro  $S_{22}$  medida a 3.149GHz, llega a los -14,42 dB, valor mucho mejor del calculado teóricamente y también mejor del medido a 2.8GHz.
- En cuanto a la ganancia, parámetro  $S_{21}$ , que se ha medido a la frecuencia de 3.059GHz, donde se puede ver un pequeño pico en el espectro, sube ligeramente respecto a la medida en el punto anterior, pero sigue siendo negativa.

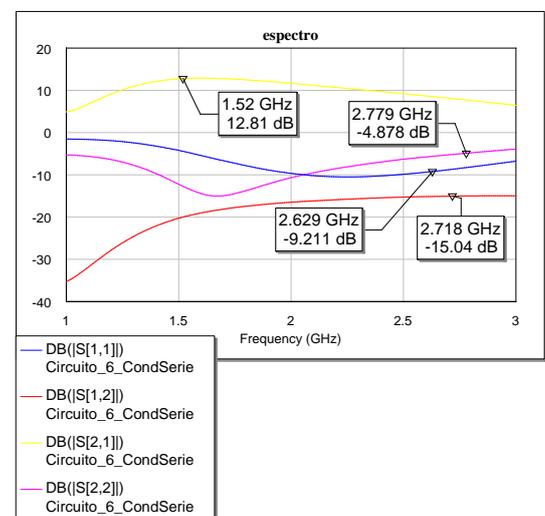
### 3.3.3.- Ganancia Medida a 1.5GHz

Como se ha mencionado anteriormente, la ganancia desciende conforme aumenta la frecuencia, cosa que se puede comprobar observando el espectro teórico y el obtenido de forma práctica.

Si se toma la medida de la de la ganancia a 1.5GHz se obtiene lo siguiente:



Imagen 3. 12. Medida de la ganancia en 1.5GHz



Parámetros	$S_{11}$ 2.629GHz	$S_{12}$ 2.71588GHz	$S_{21}$ 1.519626GHz	$S_{22}$ 2.779439GHz
Valor teórico (dB)	-9.211	-15.04	12.81	-4.878
Valor medido (dB)	-3.541	-16.095	2.662	-4.634
Valor medido (2.8GHz) (dB)	-2.619	-14.426	-3.065	-5.603

**Tabla 3. 4. Diferencia entre valor teórico y medido en el circuito a 1.5GHz**

Los valores del resto de parámetros, cómo puede verse en el espectro, empeoran a dicha frecuencia (se han mantenido los obtenidos en la frecuencia de 2.8GHz), sin embargo se puede observar como la ganancia aumenta hasta los 2.66 dB.

# Capítulo 4. Conclusiones

## 4.1.- Conclusiones

Como se comentó en el primer capítulo, el objetivo principal de este proyecto era diseñar un Amplificador de Máxima Transferencia de Potencia en la banda de 2.8GHz que en un futuro formase parte de un sistema Radar que pudiese utilizarse para prácticas docentes.

Para ello, se partió de un diseño inicial de amplificador de mínimo ruido a 1.5GHz que se había diseñado en otro proyecto y cuyos parámetros se fueron adaptando, para conseguir un amplificador de Máxima Ganancia a la frecuencia de 2.8GHz, a través de 3 diseños como se ha ido explicando en el capítulo anterior.

En la siguiente tabla se presentan los resultados teóricos obtenidos con los componentes finales en este proyecto y en el proyecto referencia.

Parámetros	$S_{11}$	$S_{12}$	$S_{21}$	$S_{22}$
Valor teórico (dB) 2.8GHz	-8.1407	-14.992	7.6016	-4.7807
Valor teórico (dB) 1.5GHz	-12.25	-12.5	9.43	-11

Tabla 4. 1. Diferencia entre los valores teóricos obtenidos en este proyecto y el de referencia.

Aunque los resultados teóricos obtenidos con el diseño eran bastante buenos en cuanto a adaptación y ganancia, debido al aumento de la frecuencia, no llegan a ser tan buenos como los del proyecto de partida.

Además, por un fallo en el circuito impreso que no ha podido llegar a determinarse, no se ha conseguido que el circuito amplifique como debería, los motivos de esto pudieron ser debidos:

- Al proceso de fabricación
- Las soldaduras de los componentes
- Las tolerancias de los mismos
- Los propios aparatos de medida
- Que el transistor utilizado estuviese roto

A pesar de eso, los valores de la adaptación medidos a la entrada y a la salida, en un rango de frecuencias entre 2.7 y 3.2GHz son bastante buenos. Y se ha podido comprobar como el circuito si amplificaba a una frecuencia menor.

Aunque no se haya conseguido los resultados esperados, el diseño de este amplificador permite aprender:

- Las características de diseño de los dos tipos de amplificador que han sido realizados de forma teórica a partir de las fórmulas correspondientes y las características apropiadas en cada uno de los casos utilizando los coeficientes de reflexión para obtener la máxima adaptación en las redes, realizando los cálculos oportunos para:
  - o Amplificador de Mínimo Ruido
  - o Amplificador de Máxima Ganancia
- El uso de las redes de adaptación y desacoplo necesarias para el transistor, que han sido explicadas minuciosamente.
- Se han analizado todas las posibles combinaciones entre ellas para los 3 circuitos diseñados para obtener el objetivo en cada caso.
- Por último los valores de los distintos componentes se han optimizado de cara a obtener los mejores resultados.
- El uso de la herramienta *Microwave Office* como herramienta de diseño y medida de datos teóricos.

## 4.2.- Líneas Futuras

Como se ha comentado anteriormente, aunque el objetivo principal del proyecto no se ha conseguido, se puede utilizar como base, tanto para aprender la realización y diseño teórico de un amplificador, como para que sirva como base para futuros proyectos de mejora del mismo.

Se propone, como primer paso, volver a imprimir, soldar y medir el amplificador ya diseñado para poder solucionar posibles problemas en la fabricación del mismo.

Una línea de mejora podría ser el diseño del mismo en una frecuencia un poco menor de la utilizada en este proyecto, el Radar a fabricar tiene que estar en Banda S, cuyo rango de frecuencias va entre los 2 y los 4GHz, por lo que se propone acercar el diseño más a los 2GHz para intentar conseguir una mejor ganancia ya que, como se ha observado tanto teóricamente como de forma práctica, esta mejora cuando la frecuencia desciende.

# Anexos

## Anexo 1. Especificaciones del Transistor ATF-35143

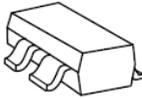
### Description

Avago's ATF-35143 is a high dynamic range, low noise, PHEMT housed in a 4-lead SC-70 (SOT-343) surface mount plastic package.

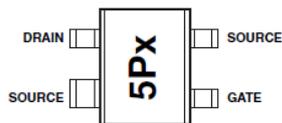
Based on its featured performance, ATF-35143 is suitable for applications in cellular and PCS base stations, LEO systems, MMDS, and other systems requiring super low noise figure with good intercept in the 450 MHz to 10 GHz frequency range.

Other PHEMT devices in this family are the ATF-34143 and the ATF-33143. The typical specifications for these devices at 2 GHz are shown in the table below:

### Surface Mount Package SOT-343



### Pin Connections and Package Marking



Note: Top View. Package marking provides orientation and identification.  
"5P" = Device code  
"x" = Date code character. A new character is assigned for each month, year.

Part No.	Gate Width	Bias Point	NF (dB)	Ga (dB)	OIP3 (dBm)
ATF-33143	1600 $\mu$	4V, 80 mA	0.5	15.0	33.5
ATF-34143	800 $\mu$	4V, 60 mA	0.5	17.5	31.5
ATF-35143	400 $\mu$	2V, 15 mA	0.4	18.0	21.0

### Features

- Lead-free Option Available
- Low Noise Figure
- Excellent Uniformity in Product Specifications
- Low Cost Surface Mount Small Plastic Package SOT-343 (4 lead SC-70)
- Tape-and-Reel Packaging Option Available

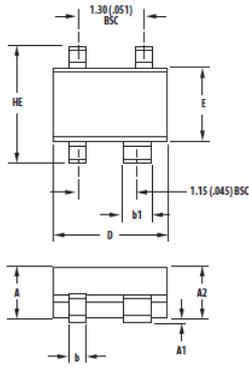
### Specifications

- 1.9 GHz; 2 V, 15 mA (Typ.)**
- 0.4 dB Noise Figure
  - 18 dB Associated Gain
  - 11 dBm Output Power at 1 dB Gain Compression
  - 21 dBm Output 3<sup>rd</sup> Order Intercept

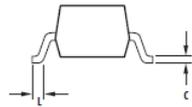
### Applications

- Low Noise Amplifier for Cellular/PCS Handsets
- LNA for WLAN, WLL/RLL, LEO, and MMDS Applications
- General Purpose Discrete PHEMT for Other Ultra Low Noise Applications

Package Dimensions  
SC-70 4L/SOT-343

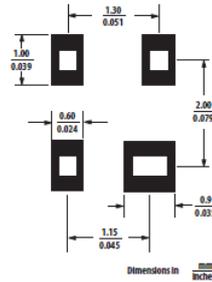


SYMBOL	DIMENSIONS (mm)	
	MIN.	MAX.
E	1.15	1.35
D	1.85	2.25
HE	1.80	2.40
b	0.80	1.10
A2	0.80	1.00
A1	0.00	0.10
b	0.75	0.40
b1	0.55	0.70
c	0.10	0.20
L	0.10	0.46



- NOTES:
1. All dimensions are in mm.
  2. Dimensions are inclusive of plating.
  3. Dimensions are exclusive of mold flash & metal burr.
  4. All specifications comply to EIAJ SC70.
  5. Die is facing up for mold and facing down for trim/form.  
ie: reverse trim/form.
  6. Package surface to be mirror finish.

Recommended PCB Pad Layout for  
Avago's SC70 4L/SOT-343 Products



## Referencias

- [1] "Estudio de técnicas de diseño para reducir el nivel de ruido en diseños de Lnas para un radiotelescopio en la banda de 1400 MHz" PFC de: Gonzalo Peñafiel Beltrán. Directores: Jose Luis Gómez Tornero y David Cañete Rebenaque (Universidad Politécnica de Cartagena).
- [2] "Diseño y fabricación de Amplificadores de microondas de bajo ruido para su aplicación en radioastronomía" PFC de: Ricardo Alarcón Llamas. Directores: Jose Luis Gómez Tornero y David Cañete Rebenaque (Universidad Politécnica de Cartagena).
- [3] "Mejora en el diseño del amplificador de bajo ruido en la banda de 1420 MHz para aplicaciones de radioastronomía" PFC de: Anna Kamasheva. Director: David Cañete Rebenaque (Universidad Politécnica de Cartagena).
- [4] "Transmisión por soporte físico: líneas de transmisión y circuitos pasivos de microondas" Alejandro Díaz Morcillo, María Eugenia Requena Pérez, Juan Monzó Cabrera (UPCT)
- [5] "Microwave Engineering" David M. Pozar
- [6] "Señales y sistemas" Alan V. Oppenheim, Alan S. Willsky

# Agradecimientos

---

En este último paso para la finalización de la carrera, quiero dar las gracias especialmente a mis padres por todos los sacrificios para darme la posibilidad de llegar hasta aquí, apoyándome todos estos años y ayudándome a ser quien soy. A mi hermano, porque tengo mucho que aprender de él, sobre todo en perseverancia, no le gana nadie.

A mi marido, porque sin él los años de estudio de la carrera no habrían sido lo mismo, y especialmente este último paso de entrega del PFC después de tanto tiempo, no habría sido posible, mi Pepito Grillo particular.

Por último a todos los profesores de la UPCT donde aprendí tanto y en especial a David, porque nunca perdió la fe ni la paciencia para que pudiese presentar este proyecto.

Gracias.