

César Sánchez Pérez

Evaluación de los nuevos
mecanismos de adaptación
basados en redes reconfigurables
para la mejora de la eficiencia en
sistemas de comunicaciones
móviles

Departamento
Ingeniería Electrónica y Comunicaciones

Director/es
De Mingo Sanz, Jesús

<http://zaguan.unizar.es/collection/Tesis>



Universidad
Zaragoza

Tesis Doctoral

EVALUACIÓN DE LOS NUEVOS MECANISMOS DE
ADAPTACIÓN BASADOS EN REDES
RECONFIGURABLES PARA LA MEJORA DE LA
EFICIENCIA EN SISTEMAS DE COMUNICACIONES
MÓVILES

Autor

César Sánchez Pérez

Director/es

De Mingo Sanz, Jesús

UNIVERSIDAD DE ZARAGOZA

Ingeniería Electrónica y Comunicaciones

2012

UNIVERSIDAD DE ZARAGOZA
Departamento de Ingeniería Electrónica y Comunicaciones
Instituto de Investigación en Ingeniería de Aragón



**instituto de investigación
en ingeniería de Aragón**
Universidad de Zaragoza

TESIS DOCTORAL

**Evaluación de Nuevos Mecanismos de Adaptación
Basados en Redes Reconfigurables para la Mejora de
la Eficiencia en Sistemas de Comunicaciones Móviles**

Autor:
César Sánchez Pérez
Director:
Dr. Jesús de Mingo Sanz

Zaragoza, 7 de mayo de 2012

A María

Agradecimientos

En primer lugar, agradecer a mi director, Jesús de Mingo, por darme la oportunidad de llevar a cabo esta tesis, por su apoyo continuo, su confianza, sus palabras de ánimo cuando las cosas no marchaban del todo bien, por su disponibilidad siempre que lo he necesitado, porque sin sus ideas muchos de los resultados aquí presentados nunca habrían visto la luz.

Al resto del grupo, Paloma García, Pedro Carro, Toni Valdovinos y Leticia Aladrén, por su apoyo, su ayuda y sus ideas, y porque siempre viene bien tener la visión de otras personas.

A la profesora Zoya Popović y toda la gente de Boulder por haber ayudado a que esos cuatro meses hayan sido una de las mejores experiencias profesionales y personales que he tenido. Gracias a la gente del lab que tanto me ayudó: Asmita y Erez (por su paciencia con la milling machine), Jennifer, John, Mike (por su ayuda con el load-pull), Rob, Xavi, Ignacio, y en especial a David Sardin, que tanto me ayudó con las medidas, y por esos ratos tan buenos fuera del lab. Por supuesto también agradecer a todo el Boulder Crew: Xavi, Laura, Caravaca, Picón, Charly, Miguel, Mari Carmen, David, Pau, Sabela, Alberto y el resto, porque sin vosotros esos cuatro meses no habrían sido lo mismo.

Al profesor José Angel García, porque siempre es un placer charlar (en persona o por correo) con él, porque siempre tiene palabras de ánimo y por sus siempre útiles consejos. Espero que en el futuro tengamos la oportunidad de colaborar en algún otro proyecto. Gracias también a ti y a la gente de la Universidad de Cantabria por la ayuda prestada en el montaje del prototipo basado en MEMS switches.

A mis amigos, “los de clase”, porque sin duda ellos son el tesoro más valioso que descubrí durante los estudios de Teleco. Gracias Boro, Gonso, Javi, Sergio, Saúl, Mery, Gala, Marika y los respectivos “acoplados”. Gracias por ser como sois, gracias por esas cervezas del sector maño, por las quedadas, por todos los grandes momentos que hemos compartido, y los que a buen seguro quedan por compartir.

A mis amigos, Pedro, Miguel, Ordoñez y Luis por haberme acompañado desde que comenzamos aquella aventura en Gran Vía, y a los que se han ido incorporando, Roy, Blade, Sergio, Chusa, Sofía, por todos esos buenos momentos.

A los compañeros de lab que he ido teniendo a lo largo de todos estos años (Isra, Ortín, Juan, los ópticos. . .), porque sin vosotros este viaje no habría sido lo mismo, gracias por todos

los cafés y esos momentos de asueto que han hecho más llevadero el desarrollo de esta tesis.

A mis padres y a mi hermano por vuestro incondicional apoyo y porque sé que siempre vais a estar ahí para lo que necesite.

A María, porque tú mejor que nadie sabes lo que me ha costado llegar hasta aquí. Gracias por tu apoyo, tu cariño, por escucharme y por aguantarme en tantas ocasiones cuando las cosas no marchaban del todo bien. Gracias *peque* por ser como eres.

Por último, quisiera agradecer a todo el mundo (lo siento si he olvidado a alguien) que de una forma u otra ha estado implicado en el desarrollo de este trabajo, su paciencia y apoyo. Agradezco también al MICINN por haber financiado el desarrollo de esta tesis doctoral a través del proyecto TEC2008-06684-C03-02/TEC, la beca FPI (BES-2009-016494), así como la estancia breve en Boulder, Colorado (EEBB-2011-44235).

Índice general

Lista de Acrónimos	23
1. Introducción	27
1.1. Motivación y objetivos de la tesis	27
1.2. Estructura de la tesis	29
1.3. Nomenclatura	31
2. Estado del arte	33
2.1. Introducción	33
2.2. Redes de transformación de impedancias	33
2.2.1. Redes basadas en elementos concentrados	34
2.2.2. Redes basadas en líneas de transmisión	38
2.3. Tecnologías para circuitos de RF reconfigurables	41
2.3.1. Dispositivos basados en semiconductores	41
2.3.1.1. Diodos varactores	43
2.3.1.2. Transistores de potencia como varactores	45
2.3.1.3. Diodos PIN	46
2.3.1.4. Switches basados en transistores	47
2.3.1.5. Condensadores configurables digitalmente	48
2.3.1.6. Inductancias variables	49
2.3.2. Tecnología MEMS	50
2.4. Estado del arte en redes de adaptación reconfigurables y sus aplicaciones	53
2.4.1. Redes reconfigurables basados en semiconductores	55
2.4.2. Tecnología MEMS	57
2.4.3. Otras tecnologías: dispositivos ferroeléctricos	58
2.5. Redes reconfigurables para amplificadores de potencia	59
2.6. Conclusiones	61
3. Caracterización de redes de adaptación reconfigurables	63
3.1. Introducción	63

3.2.	Caracterización y medida de prestaciones en redes de adaptación reconfigurables	63
3.2.1.	Descripción de la red	64
3.2.2.	Medida de los parámetros de scattering	65
3.2.3.	Cobertura en carta de Smith	69
3.2.3.1.	Impedancias adaptables: definición y relación con S_{11} , S_{22}	69
3.2.3.2.	Cuantificación de la cobertura	73
3.2.4.	Definición de las pérdidas	84
3.2.4.1.	Ganancia máxima	92
3.2.4.2.	Ganancia de red	95
3.2.5.	Selección del estado de la red	100
3.3.	Prototipos construidos	101
3.3.1.	Red reconfigurable basada en GaAs MMIC switches	102
3.3.2.	Red reconfigurable basada en RF MEMS switches	105
3.3.3.	Red reconfigurable basada en varactores	110
3.3.4.	Red reconfigurable basada en DTC	116
3.4.	Automatización del proceso de diseño y optimización de redes reconfigurables	119
3.4.1.	Proceso de diseño	121
3.4.2.	Optimización de la red	124
3.4.2.1.	Algoritmos genéticos	124
3.4.2.2.	Función de coste	125
3.4.2.3.	Número de celdas	126
3.4.3.	Ejemplos de diseño	128
3.4.3.1.	Red genérica 300–800 MHz	128
3.4.3.2.	Diseño específico 425–525 MHz	131
3.5.	Estimación de la impedancia de carga	133
3.5.1.	Estimación basada en la similitud con el coeficiente de reflexión .	135
3.5.2.	Estimación basada en la intersección de circunferencias en el plano complejo	138
3.5.2.1.	Descripción del test setup	139
3.5.2.2.	Razonamiento teórico	140
3.5.2.3.	Proceso de calibración	142
3.5.2.4.	Búsqueda de la solución	143
3.5.2.5.	Resultados experimentales	146
3.6.	Conclusiones	147

4. Aplicaciones de las redes de adaptación reconfigurables en receptores	149
4.1. Introducción	149
4.2. Introducción a DVB-H y motivación de la investigación	150
4.3. Descripción y caracterización de la red	151
4.3.1. Caracterización de la red	152
4.4. Antena para DVB-H e integración en el receptor	153
4.5. Resultados de simulación	155
4.5.1. Pérdidas de retorno	156
4.5.2. Mejora en ganancia realizada	157
4.5.3. Mejora en potencia entregada	158
4.6. Discusión	159
4.7. Amplificador de bajo ruido	159
4.8. Análisis teórico de la SNR en presencia de la red reconfigurable	162
4.9. Resultados	164
4.9.1. Variación en la impedancia de entrada de la antena	167
4.10. Conclusiones	168
5. Aplicaciones de las redes de adaptación reconfigurables en transmisores	171
5.1. Introducción	171
5.2. Arquitecturas <i>outphasing</i> para la mejora de la eficiencia	171
5.2.1. Fundamentos de las arquitecturas <i>outphasing</i>	172
5.2.2. Influencia del combinador en la eficiencia	174
5.2.2.1. Combinadores aislados	174
5.2.2.2. Combinadores sin pérdidas: el combinador Chireix	175
5.2.3. Mejora de la eficiencia en transmisores LINC usando combinadores Chireix	180
5.2.3.1. Chireix con Susceptancia variable	182
5.2.3.2. Chireix con Z_c variable	183
5.2.4. Mejora de la eficiencia en transmisores LINC bajo condiciones de carga variable	184
5.2.4.1. Redes de adaptación reconfigurables en transmisores LINC	184
5.2.4.2. Chireix ajustable para aplicaciones médicas-industriales	188
5.3. Modulación dinámica de carga bajo condiciones de carga variable	200
5.3.1. Red de adaptación reconfigurable	201
5.3.2. Caracterización de load-pull y optimización	203
5.3.3. Resultados	207
5.3.4. Discusión	212

5.4. Mejora de la sensibilidad a desadaptaciones en sistemas de DPD usando TMNs	212
5.5. Conclusiones	219
6. Conclusiones y futuras líneas de investigación	221
6.1. Conclusiones finales	221
6.2. Futuras líneas de investigación	223
6.3. Publicaciones	224
A. Impedancias adaptables	229

Índice de figuras

1.1. Consumo típico en estaciones base [1].	28
2.1. Red de adaptación basada en condensador serie e inductancia paralelo. El circuito equivalente se muestra en (a), y la constelación de Z_{in} que se puede adaptar a una carga de $Z_L = 50 \Omega$ se muestra en (b). Ambos componentes C_s y L_p son variados y considerados ideales para producir la constelación mostrada en (b).	35
2.2. Red de adaptación basada en inductancia paralelo y condensador serie. El circuito equivalente se muestra en (a), y la constelación de Z_{in} que se puede adaptar a una carga de $Z_L = 50 \Omega$ se muestra en (b). Ambos componentes L_p y C_s son variados y considerados ideales para producir la constelación mostrada en (b).	35
2.3. Red de adaptación basada en inductancia serie y condensador paralelo. El circuito equivalente se muestra en (a), y la constelación de Z_{in} que se puede adaptar a una carga de $Z_L = 50 \Omega$ se muestra en (b). Ambos componentes L_s y C_p son variados y considerados ideales para producir la constelación mostrada en (b).	36
2.4. Red de adaptación basada en condensador paralelo e inductancia serie. El circuito equivalente se muestra en (a), y la constelación de Z_{in} que se puede adaptar a una carga de $Z_L = 50 \Omega$ se muestra en (b). Ambos componentes C_p y L_s son variados y considerados ideales para producir la constelación mostrada en (b).	36
2.5. Red de adaptación basada en condensador serie y condensador paralelo. El circuito equivalente se muestra en (a), y la constelación de Z_{in} que se puede adaptar a una carga de $Z_L = 50 \Omega$ se muestra en (b). Ambos componentes C_s y C_p son variados y considerados ideales para producir la constelación mostrada en (b). Esta combinación genera el mismo dominio que condensador paralelo y condensador serie.	37

2.6. Red de adaptación basada en inductancia serie y condensador paralelo. El circuito equivalente se muestra en (a), y la constelación de Z_{in} que se puede adaptar a una carga de $Z_L = 50 \Omega$ se muestra en (b). Ambos componentes L_s y L_p son variados y considerados ideales para producir la constelación mostrada en (b). Esta combinación genera el mismo dominio que inductancia paralelo e inductancia serie.	37
2.7. Red de adaptación basada en Π basada en condensadores paralelos e inductancia serie. El circuito equivalente se muestra en (a), y la constelación de Z_{in} que se puede adaptar a una carga de $Z_L = 50 \Omega$ se muestra en (b). Todas las componentes C_{p1} , L_s y C_{p2} son variados y considerados ideales para producir la constelación mostrada en (b).	38
2.8. Red de adaptación basada en un stub serie de longitud θ_1 y otro stub paralelo de longitud θ_2 . Ambos stubs presentan una impedancia característica de $Z_o = 50 \Omega$. Se han variado ambas longitudes eléctricas entre $0 - 180^\circ$. El circuito se muestra en (a) y el dominio de impedancias en (b).	40
2.9. Red de adaptación basada en stub serie de longitud fija $\theta_1 = 45^\circ$ y dos stubs paralelos de longitud θ_2 , θ_3 . Todos los stubs presentan una impedancia característica de $Z_o = 50 \Omega$. Se han variado las longitudes eléctricas θ_2 y θ_3 entre $0 - 180^\circ$, mientras que el stub θ_1 tiene una longitud fija. El circuito se muestra en (a) y el dominio de impedancias en (b).	40
2.10. Diagrama conceptual con las tecnologías más habituales en el diseño de redes de adaptación reconfigurables.	42
2.11. Modelo simplificado de un varactor incluyendo los parásitos del encapsulado.	43
2.12. Curva característica de un diodo varactor. El modelo es el SMV1413 de Skyworks, $C_p=0.13$ pF, $L_s=0.7$ nH, $R_s=0.35 \Omega$, $C_0=0.92$ pF, $V_J=0.79$ V, $\gamma=0.45$	44
2.13. Esquema para un transistor de potencia empleado como varactor.	46
2.14. Modelo equivalente de un diodo PIN.	47
2.15. Diagrama de bloques funcional para los dispositivos DTC de Peregrine.	49
2.16. Ejemplo de MEMS de contacto óhmico, (SEM The Northern University/Radant MEMS) [2].	51
2.17. Ejemplo de MEMS de tipo capacitivo, microfotografía de la Universidad de Michigan [3].	52
3.1. Esquemático de la red reconfigurable basada en 8 condensadores conmutados mediante diodos PIN. En este esquemático no se muestran los circuitos de bias de los diodos.	64

3.2. Circuito de bias para cada uno de los diodos PIN que conforman la red. En ella se puede ver el diodo PIN, d_i , junto con el condensador, C_i	65
3.3. Prototipo de red reconfigurable con 8 diodos PIN, sobre substrato FR4 ($\epsilon_r = 4.5$, $\tan \delta = 0.03$).	66
3.4. Esquema de medida para la red reconfigurable. Un PC controla el VNA y la FPGA, permitiendo la medida recursiva de todos los estados.	67
3.5. Parámetros de scattering medidos para la red reconfigurable basada en 8 diodos PIN.	68
3.6. Parámetro S_{11} medido para distintas frecuencias en el margen 300–800 MHz. 71	71
3.7. Impedancias adaptables obtenidas según la ecuación 3.2 en el margen 300–800 MHz.	72
3.8. Comparación entre las impedancias adaptables Γ_L (definidas según la ecuación 3.2) y el parámetro S_{22}^* a 300 y 800 MHz.	73
3.9. División de la carta de Smith para la aplicación del criterio χ^2 , con $N_i = 10$, $N_j = 25$	74
3.10. Criterio χ^2 según la ecuación 3.4 evaluado para distintas frecuencias, con $N_i=10$, $N_j=25$	75
3.11. Transformación de impedancias entre el plano de carga Γ_Ψ y el plano de la red reconfigurable $\Gamma_{in,\Psi}$	76
3.12. Círculos con regiones adaptables con pérdidas de retorno mejores de -15 dB. Las impedancias perfectamente adaptables han sido también representadas. 78	78
3.13. Círculos a 600 MHz, con regiones adaptables con distintos umbrales de pérdidas de retorno. Las impedancias perfectamente adaptables han sido también representadas.	79
3.14. Esquemización del proceso tipo load-pull para estimar el área de cobertura con pérdidas de retorno mejores que un determinado umbral.	80
3.15. Impedancias utilizadas en la evaluación de las prestaciones de las redes reconfigurables.	81
3.16. Cobertura bajo el criterio de pérdidas de retorno mejores que un determinado umbral RL_{th} [dB] en función de la frecuencia.	82
3.17. Representación de las pérdidas de retorno [dB] en carta de Smith para distintas frecuencias.	83
3.18. Representación de la ganancia de transducción [dB] en carta de Smith para distintas frecuencias.	88
3.19. Cobertura bajo el criterio de ganancia de transducción mejor que un determinado umbral TPG_{th} [dB] en función de la frecuencia.	89

3.20. Cobertura en carta de Smith, definida como el porcentaje de impedancias adaptables con unas pérdidas de retorno mejores que -10 dB y una ganancia de transducción mejor que un umbral TPG_{th} [dB] en función de la frecuencia.	89
3.21. Impedancias adaptables con $RL < -10$ dB y $G_T > 1.5$ dB para distintas frecuencias.	91
3.22. Relación entre TPG y RL.	92
3.23. Ganancia máxima y promedio [dB] en función de la frecuencia.	93
3.24. $G_{T_{m\acute{a}x}}$ para los 256 estados de la red a la frecuencia de 600 MHz.	94
3.25. Contornos de ganancia de red [dB] para distintas impedancias Z_L , asumiendo $Z_S = 50 \Omega$	97
3.26. Valores mínimos de \mathcal{G} [dB] en función de la frecuencia.	98
3.27. Cobertura de carta de Smith [%] de área con valores de $\mathcal{G} > 0$ dB en función de la frecuencia.	99
3.28. Ganancia promedio [dB] en función de la frecuencia. El promedio se ha realizado para todas las posibles impedancias de carga en carta de Smith.	100
3.29. Porcentaje de estados diferentes que maximizan la TPG.	101
3.30. Esquemático de la red de 12 condensadores conmutados mediante GaAs MMIC switches.	102
3.31. Prototipo construido basado en 12 GaAs MMIC switches de Hittite. La placa incluye también los drivers para los switches.	103
3.32. Parámetros de scattering de reflexión medidos en ambos puertos a 450 MHz para el prototipo basado en GaAs MMIC.	104
3.33. Impedancias adaptables con pérdidas de retorno mejores que -10 dB y ganancia de transducción mejor que -3 dB a 450 MHz para el prototipo basado en GaAs MMIC.	104
3.34. Fotografía del MEMS switch de Radant Inc.	106
3.35. Esquemático de la red reconfigurable basada en 8 condensadores conmutados mediante MEMS switches.	107
3.36. Modelo circuital para el MEMS de Radant y vista lateral del mismo [4].	107
3.37. Impedancias adaptables según ecuación 3.2, para el prototipo basado en MEMS.	109
3.38. Cobertura en carta de Smith, definida como el porcentaje de impedancias adaptables con unas pérdidas de retorno mejores que -10 dB y una ganancia de transducción mejor que un umbral TPG_{th} en función de la frecuencia para el prototipo basado en MEMS.	110

3.39. Contornos de ganancia de red [dB] para distintas impedancias Z_L , asumiendo $Z_S = 50 \Omega$, para el prototipo basado en MEMS.	111
3.40. Cobertura en términos de porcentaje de impedancias con ganancia de red positiva para el prototipo basado en MEMS.	112
3.41. Prototipo basado en 8 MEMS switches de Radant MEMS.	112
3.42. Circuito basado en varactores.	113
3.43. Fotografía del prototipo basado en varactores.	113
3.44. Región de impedancias perfectamente adaptables (simulación) para el diseño basado en dos varactores a 900 MHz. Las impedancias adaptables medidas (círculos azules) han sido superpuestas sobre la región obtenida en simulación.	113
3.45. Pérdidas de retorno a 900 MHz para la red basada en varactores.	114
3.46. Ganancia de transducción a 900 MHz para la red basada en varactores.	114
3.47. Ganancia de red a 900 MHz para la red basada en varactores.	114
3.48. Esquemático del modelo circuital equivalente de un DTC de Peregrine.	116
3.49. R_s y C_s en función del estado del DTC.	117
3.50. Circuito basado en DTCs.	117
3.51. Impedancias adaptables por el circuito basado en DTCs a 900 MHz.	118
3.52. Pérdidas de retorno, ganancia de transducción y ganancia de red a 900 MHz para la red basada en DTCs.	119
3.53. Esquemático simplificado de la celda básica de conmutación. Consta de dos elementos reactivos $Z_1 = jX_1$ y $Z_2 = jX_2$, con X_1 y X_2 , positivos o negativos y el elemento de conmutación en serie con el componente paralelo.	121
3.54. Modelos circuitales empleados en la simulación para los elementos reactivos, condensador y bobina.	122
3.55. Layout de la celda básica de conmutación.	123
3.56. Ejemplo de concatenación de N celdas básicas de conmutación para generar la red final.	123
3.57. Evolución de la cobertura en función del número de celdas para una red de banda ancha 400–700 MHz.	127
3.58. Representación 3D de la cobertura en función de la frecuencia y el número de celdas para una red de banda ancha 400–700 MHz.	128
3.59. Esquemático para la red genérica de banda ancha y 7 celdas.	129
3.60. Fotografía del prototipo genérico de 7 celdas construido.	129
3.61. Cobertura para la red optimizada de 7 celdas, para $RL < -10$ dB y varios umbrales de TPG.	130

3.62. Pérdidas de retorno y TPG medida para la red genérica de 7 celdas a 500 MHz.	130
3.63. Fotografía de la antena tipo ranura.	131
3.64. Caracterización de la variación de la impedancia de entrada de la antena tipo ranura en el margen 425–525 MHz.	132
3.65. Esquemático para la red reconfigurable específica de 3 celdas.	132
3.66. Fotografía del prototipo específico de 3 celdas construido.	133
3.67. Ganancia de transducción simulada y medida a 425 y 475 MHz.	134
3.68. Circunferencias de incertidumbre asociadas con el error ε en la estimación de una impedancia de carga Z_L genérica.	137
3.69. Error asociado a la estimación de la impedancia Z_L para distinto número de medidas N_m y distintos niveles de error $\sigma_m^2 = 0, 0.005, 0.01, 0.015, 0.02$	139
3.70. Diagrama de bloques del sistema de estimación de impedancia compleja de carga propuesto.	140
3.71. Ejemplo de intersección de tres circunferencias.	145
3.72. Impedancias de carga medidas con el VNA (\circ), y estimadas con el sistema de medida propuesto (\times).	146
3.73. Distribución de los mejores estados, en función de la impedancia Z_L a 450 MHz. A cada estado se le ha asignado un código de color.	147
4.1. Máscara de ganancia realizada a cumplir según el estándar ETSI.	151
4.2. Ganancia de red promedio en función de la frecuencia, y porcentaje de pares de impedancia (Z_S, Z_L) que verifican una ganancia de red positiva.	153
4.3. Prototipo de la antena construida.	154
4.4. S_{11} y ganancia realizada medidos en la antena DVB-H.	155
4.5. Diagrama de bloques del receptor DVB-H incluyendo la TMN.	155
4.6. Comparación del S_{11} de la antena DVB-H y del mejor S_{11} que puede ver el LNA cuando la red de adaptación reconfigurable es usada.	156
4.7. Ganancia realizada y mejora en la ganancia realizada.	157
4.8. Ganancia de transducción en dB para el sistema cuando se usa red reconfigurable y cuando no.	158
4.9. Contornos de figura de ruido para el LNA MAX2640 en dB a una frecuencia de 470 MHz.	160
4.10. Mínima figura de ruido alcanzable mediante el uso de la red reconfigurable, y mínima figura de ruido del LNA.	161
4.11. Máxima SNR cuando se usa la red reconfigurable, comparada con la situación de usar una red fija.	165

4.12. Todas las posibles trazas calculadas para los 256 estados de la TMN. La traza de correspondiente a la máxima SNR está remarcada en negro.	166
4.13. Ganancia realizada usando red reconfigurable y usando una red fija.	166
4.14. Ejemplo de variación de impedancia de entrada de antena. Se presenta también la impedancia de entrada de la antena aislada.	167
4.15. Máxima SNR usando la red reconfigurable y una red fija, bajo la condición de impedancia variable.	168
5.1. Diagrama de bloques simplificado del transmisor LINC.	173
5.2. Ilustración del principio de funcionamiento del LINC. Utilizando una modulación compleja 16-QAM, se puede ver como cada símbolo complejo $s(t)$ se puede descomponer en dos señales de envolvente constante $s_1(t)$ y $s_2(t)$, cuya suma vectorial nos devuelve el símbolo original.	173
5.3. PDF normalizada para una señal WiMAX de 5 MHz en función del ángulo de descomposición θ junto con la eficiencia de un combinador resistivo η_c . La eficiencia promedio resultante η_{Avg} es de un 11 %.	176
5.4. Combinador Chireix. En el Chireix clásico las susceptancias B_1 y B_2 verifican $B_1 = -B_2$	177
5.5. Eficiencia del Chireix para $\beta = 1$ y $Z_c = Z_L = Z_s = Z_o = 50 \Omega$ en función de θ . Se compara con la eficiencia para un combinador resistivo.	180
5.6. Evaluación de la eficiencia del Chireix bajo condiciones de β variable y Z_c variable.	181
5.7. Arquitecturas LINC a evaluar.	185
5.8. Eficiencia para la arquitectura LINC clásica bajo diferentes condiciones de carga.	187
5.9. Eficiencia para 1-TMN LINC y comparación con el LINC clásico para distintas condiciones de carga.	188
5.10. Eficiencia para 2-TMN LINC y comparación con el LINC clásico para distintas condiciones de carga.	189
5.11. Diagrama de bloques de la arquitectura <i>outphasing</i> con Chireix ajustable.	189
5.12. Modelo circuital del combinador Chireix.	190
5.13. Esquemático de AWR Microwave Office para la simulación del PA basado en el transistor GaN de Cree.	191
5.14. Características del amplificador basado en GaN de Cree simulado en AWR Microwave Office a 2.14 GHz.	192
5.15. Simulación para distintas impedancias de carga a $f_o = 2.14$ GHz para el PA con el combinador Chireix.	194

5.16. Simulación para distintas impedancias de carga a $f_o = 2.14$ GHz para el PA con el combinador Chireix optimizado.	195
5.17. PCB del combinador Chireix optimizado en simulación sobre subtrato Rogers 4035B ($\epsilon_r = 3.48$, $\tan \delta = 0.004$).	197
5.18. Esquema del montaje completo.	197
5.19. Contornos de eficiencia medidos del 50%. Cada contorno representa una diferente combinación de capacitancia, inductancia y fase, como se indica en las etiquetas.	198
5.20. Mejores valores medidos para la eficiencia de drenador y potencia de salida. 199	
5.21. Contornos de eficiencia de drenador constante medidos para distintas impedancias con un combinador tipo Wilkinson. El máximo está desplazado del centro de la carta de Smith debido a la transformación desde la impedancia de carga hasta la salida de los PAs.	200
5.22. Esquemático de la TMN de 8 elementos de conmutación.	201
5.23. Esquemático simplificado del sistema, con un PA basado en un transistor LDMOS, las redes de adaptación de entrada y salida así como la red reconfigurable bajo condición de carga variable.	202
5.24. Load-pull del transistor para máxima eficiencia con niveles de potencia de entrada 10-40 dBm.	203
5.25. Detalle de las impedancias presentadas al PA bajo los distintos estados de la TMN, junto con la trayectoria óptima de load-pull.	204
5.26. Eficiencia de potencia añadida para el DLM-PA para todos los estados de la TMN, para el ref-PA ($Z_L = 50\Omega$), y máxima eficiencia alcanzable, a 660 MHz.	205
5.27. Curvas características para el DLM-PA y el ref-PA, para $Z_L = 50 \Omega$ y 660 MHz.	206
5.28. Comparación de la PSD para una señal TEDS de 150 KHz y 33 dBm de potencia media de salida, para el ref-PA y el DLM-PA, con y sin compensación de fase, a 660 MHz.	207
5.29. Diagrama de bloques para el sistema DLM-PA, incluyendo el sistema de DPD y el bloque de compensación de fase.	208
5.30. PAE promedio para el DLM-PA y ref-PA, con y sin predistorsión para carga de 50Ω y 660 MHz.	209
5.31. ACPR para el DLM-PA y ref-PA, con y sin predistorsión para carga de 50Ω y 660 MHz. Las líneas sólidas representan la ACPR en banda superior y la punteada la inferior.	210

5.32. Mejora de eficiencia ($\Delta\eta_{PAE}$) para una potencia media de salida de 36 dBm, para distintas impedancias de carga a 660 MHz. Las impedancias para que la convergencia de la DPD no ha sido satisfactoria han sido marcadas mediante puntos azules (\cdot) para el ref-PA y mediante círculos rojos (\circ) el DLM-PA.	211
5.33. Diagrama de bloques del sistema DPD integrado con la TMN.	213
5.34. Selección de la ganancia esperada, extraído de [5].	214
5.35. Diagrama de bloques para el proceso de simulación.	215
5.36. Porcentaje de impedancias para los que la convergencia de la DPD está asegurada.	217
5.37. Representación 3D del porcentaje de impedancias que verifican mejoras en el ACPR mejores que un determinado umbral, para distintos niveles de potencia media de salida.	218
5.38. ACPR e impedancias no-convergentes para 36 dBm de potencia media de salida.	219

Índice de tablas

2.1. Comparación de prestaciones de switches de RF basados en FET, diodo PIN y MEMS. Se trata de valores orientativos, extraídos de [6] y [7].	54
3.1. Valores seleccionados para los condensadores e inductancias de la red de adaptación reconfigurable.	65
3.2. Valores de los condensadores empleados en la red reconfigurable.	103
3.3. Valores de los elementos reactivos utilizados en la red reconfigurable basada en MEMS switches.	107
3.4. Porcentaje de cobertura en carta de Smith para pérdidas de retorno mejores que -10 dB y diferentes umbrales de TPG.	115
3.5. Relación entre el radio del hexágono (r) en la discretización de la carta de Smith y el número de impedancias generadas N_L	136
3.6. Valores de las impedancias utilizadas en calibración a modo de patrón.	144
5.1. Eficiencia promedio con un combinador aislado y adaptado, para diferentes tipos de señales moduladas [8].	176
5.2. Comparación de las eficiencias promedios obtenidas mediante el mecanismo de Z_c variable y Z_c fija para valores óptimos de β	183
5.3. Cobertura en carta de Smith (%) para la diferencia en eficiencia y ACPR para distintos niveles de potencia media de salida.	212
5.4. Cobertura en carta de Smith (%) para la eficiencia y ACPR para distintos niveles de potencia de salida.	219

Lista de Acrónimos

MMIC	Monolithic Microwave Integrated Circuit
RFIC	Radio Frequency Integrated Circuit
RMN	Reconfigurable Matching Network
TMN	Tunable Matching Network
dc	Direct Current
PA	Power Amplifier
MEMS	Micro-Electro-Mechanical System
GaAs	Gallium Arsenide
CMOS	Complementary Metal-Oxide Semiconductor
FET	Field-Effect Transistor
SiC	Silicon-Carbide
SOI	Silicon-on-Insulator
SOS	Silicon-on-Sapphire
DTC	Digital Tunable Capacitor
HMIC	Heterolithic Microwave Integrated Circuit
GMIC	Glass Microwave Integrated Circuit
GaN	Gallium-Nitride
QFN	Quad-Flat no-Leads
BST	Barium-Strontium-Titanate

HEMT	High Electron Mobility Transistor
ESD	Electro-Static Discharge
HBM	Human Body Model
DARPA	Defense Advanced Research Project Agency
UHF	Ultra-High Frequency
LDMOS	Laterally Diffused Metal-Oxide Semiconductor
GSM	Global System for Mobile Communications
EDGE	Enhanced Data Rates for GSM Evolution
WCDMA	Wide Code Division Multiple Access
DMTL	Distributed MEMS Transmission Line
OBO	Output Back-Off
IBO	Input Back-Off
PAPR	Peak-to-Average Power Ratio
TAI	Tunable Active Inductor
ASIC	Application-Specific Integrated Circuit
DVB-H	Digital Video Broadcasting Handheld
DMB	Digital Multimedia Broadcasting
FPGA	Field Programmable Gate Array
DSP	Digital Signal Processor
ATC	American Technical Ceramics
VNA	Vector Network Analyzer
GPIB	General Purpose Interface Bus
SOLT	Short-Open-Line-Through
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio

SPST	Single-Pole Single-Throw
SPDT	Single-Pole Double-Throw
RFT	Real Frequency Technique
PTPN	Perturbation Two-Port Network
LS	Least Squares
RL	Return Losses
TPG	Transducer Power Gain
PDF	Probability Density Function
OFDM	Orthogonal Frequency Division Multiplexing
SNR	Signal Noise Ratio
LNA	Low Noise Amplifier
SCS	Signal Component Separator
QAM	Quadrature-Amplitude Modulation
WiMAX	Worldwide Interoperability for Microwave Access
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
DQPSK	Differential Quadrature Phase Shift Keying
PCB	Printed Circuit Board
DLM	Dynamic Load Modulation
PAE	Power Added Efficiency
CDF	Cumulative Distribution Function
PSD	Power Spectral Density

Capítulo 1

Introducción

1.1. Motivación y objetivos de la tesis

En los últimos años, los sistemas de comunicaciones móviles e inalámbricos han experimentado un crecimiento excepcional, posicionándose como elementos fundamentales en nuestra vida cotidiana. Sin embargo, la creciente demanda de mayor calidad de servicio y mayores tasas de transmisión propone nuevos desafíos tecnológicos, especialmente desde el punto de vista del diseño de componentes de radiofrecuencia (RF) y microondas, dada la tendencia hacia la integración de terminales capaces de funcionar en diferentes bandas frecuenciales, con diferentes tipos de señales, y que además sean ligeros, tengan un tamaño adecuado y sean eficientes desde el punto de vista energético.

La eficiencia energética, antaño considerada como un aspecto secundario, ha pasado a ser fundamental en los sistemas de comunicaciones móviles, debido a razones esencialmente económicas y en los últimos años también ecológicas. Por ejemplo, la mayor parte del coste de operación de las estaciones base es debido al amplificador de potencia (PA) del transmisor (ver figura 1.1) y pequeñas mejoras en la eficiencia de éste pueden llevar a importantes ahorros para las operadoras, así como a una disminución de la huella ecológica. Es por ello que nuevos conceptos como *green radio* [9] empiezan a estar muy presentes tanto en el mundo académico como en la industria.

Si pensamos en dispositivos móviles y portátiles, la mejora de la eficiencia energética va encaminada esencialmente hacia el ahorro en el consumo de las baterías, un aspecto que se torna fundamental en especial desde la aparición de los terminales móviles de última generación y *smartphones*. En éstos, al igual que en las estaciones bases, la principal fuente de consumo es el PA, que suele trabajar con grandes niveles de *back-off*, y por tanto de manera ineficiente, para poder operar con los diferentes tipos de señales y estándares. Además, este tipo de dispositivos van a sufrir también el efecto o la influencia del usuario y el entorno móvil, que va a afectar a la antena y que en determinadas ocasiones puede modificar substancialmente la impedancia de la misma, contribuyendo también a reducir

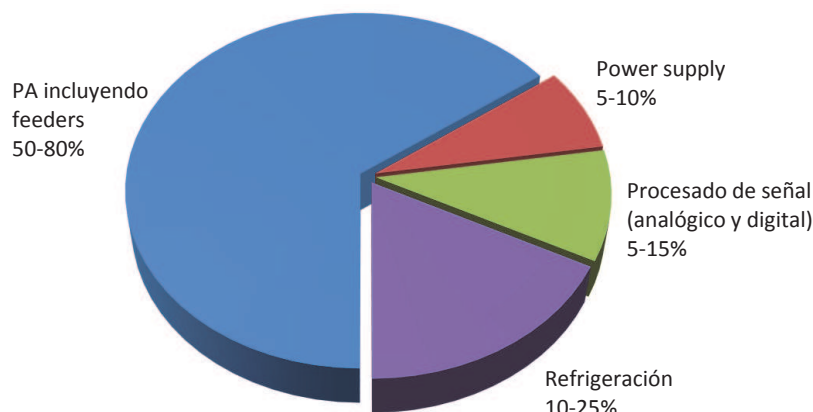


Figura 1.1: Consumo típico en estaciones base [1].

la eficiencia.

Los sistemas de primera y segunda generación empleaban modulaciones de envolvente constante (con poca eficiencia espectral), que permitían operar los PAs en zona de saturación manteniendo buenos valores de eficiencia sin degradar calidad de la señal. Sin embargo, los nuevos sistemas de comunicaciones 3G, 4G *and beyond*, emplean esquemas de modulación más eficientes para proporcionar las tasas de datos y calidad de servicio demandadas. Estas de modulaciones, como por ejemplo OFDM, están basados en señales de envolvente no constante, que no pueden ser amplificadas eficientemente utilizando las arquitecturas clásicas, y por lo tanto requieren grandes *back-offs* para mantener unos niveles de linealidad en la señal de salida aceptables. A todo esto hay que sumarle el incremento en los anchos de banda de las señales, así como la posibilidad de funcionar en distintas bandas frecuenciales y usando distintos tipos de señales, lo que añade complejidad adicional al diseño de los *front-ends* de RF.

Otro de los factores que afectará a la eficiencia energética en transmisores inalámbricos es el efecto de variación de la impedancia de carga, como ya se ha comentado. El diseño de los PAs se realiza habitualmente considerando una carga fija de 50Ω . Sin embargo, en determinadas situaciones esta impedancia puede cambiar de valor y fluctuar como consecuencia de la interacción de la antena con el usuario y su entorno, lo que puede conducir a una reducción dramática de la eficiencia del PA. Además de la eficiencia, la linealidad puede verse también seriamente comprometida ante dichas variaciones de la carga.

Para solventar, o de alguna manera mejorar estos problemas, hace ya unos cuantos años surgió el concepto de las redes de adaptación reconfigurables. Estos circuitos buscan la transformación de impedancias óptima que permita una transmisión de potencia, con las menores pérdidas posibles, entre la fuente y la carga, pero añadiendo la propiedad

de la reconfigurabilidad, esto es, que mediante algún mecanismo de control electrónico y automático, las propiedades de adaptación de la red pueden cambiar, permitiéndole adaptarse a las condiciones del sistema.

Las características deseables en este tipo de circuitos se pueden enumerar como:

- Bajas pérdidas.
- Banda ancha.
- Alta Linealidad.
- Capaces de soportar elevados niveles de potencia.
- Elevada velocidad de adaptación.
- Bajo coste.
- Tamaño reducido.

Como es lógico, conseguir aunar todas estas características deseables va a ser prácticamente imposible, y como se verá, es habitual que algunos de los puntos fuertes de unas tecnologías sean los puntos débiles o menos fuertes de otras y viceversa.

El objetivo final del uso de las redes de adaptación reconfigurables en sistemas de transmisión y/o recepción es la mejora de la eficiencia. En los últimos años se ha estudiado y verificado su utilidad en diversos contextos que van desde la mejora de la eficiencia en algunas arquitecturas de transmisión, la capacidad para mejorar condiciones de desadaptación en entornos variables, o la contribución a la reducción de componentes y mejora de la eficiencia en sistemas multi-modo y/o multibanda. En esta tesis doctoral se van a tratar varios aspectos relacionados con el diseño, caracterización y aplicaciones de este tipo de dispositivos.

1.2. Estructura de la tesis

En este trabajo de investigación se pretende profundizar en el diseño, caracterización y aplicabilidad de las redes de adaptación reconfigurables para comunicaciones móviles.

En concreto los principales objetivos del presente trabajo doctoral pueden resumirse en los siguientes puntos:

1. Estudiar las distintas tecnologías existentes para el diseño de redes de adaptación reconfigurables, analizando los pros y contras de cada una de ellas.

2. Estudiar e intentar definir un marco común en cuanto a la caracterización y medida de este tipo de redes, fundamentalmente en lo relativo a las definiciones habituales de cobertura en carta de Smith y pérdidas de la red.
3. Diseñar y evaluar distintos prototipos de redes de adaptación reconfigurables, desarrollando mecanismos de optimización y automatización.
4. Estudiar y proponer mecanismos de estimación de la impedancia compleja de carga necesarios para la correcta configuración de estos dispositivos.
5. Analizar la problemática asociada a la variación de la impedancia de carga y estudiar como el uso de redes de adaptación reconfigurables puede ayudar a mejorar en parte este problema.
6. Proponer la aplicación de las redes de adaptación reconfigurables en sistemas de recepción DVB-H, estudiando como éstas pueden ayudar a mejorar las prestaciones y analizando también cómo influyen en la relación señal a ruido a la entrada del receptor.
7. Estudiar la aplicación de las redes de adaptación reconfigurables en sistemas transmisores inalámbricos, analizando cómo el efecto de variación de carga influye tanto en la eficiencia como en la linealidad.
8. Estudiar el uso de arquitecturas reconfigurables para la mejora de la eficiencia en amplificadores de potencia.
9. Estudiar el uso de redes de adaptación reconfigurables para mejorar la sensibilidad en la aplicación de técnicas de predistorsión digital (DPD) y en general para la mejora del compromiso linealidad-eficiencia.

Todo ello se desglosa en el presente trabajo mediante seis capítulos que se describen a continuación de forma más detallada.

El primero de ellos, el que nos ocupa, nos muestra una visión general de la problemática que ha dado pie a la presente tesis doctoral, ubicando el proyecto dentro del marco actual de la mejora de la eficiencia en transmisores y receptores para comunicaciones móviles.

El segundo capítulo se centra en la revisión del estado del arte en cuanto a tecnologías de radio frecuencia y redes de adaptación reconfigurables. Inicialmente se presentan las tecnologías más habituales para conseguir reconfigurabilidad en circuitos de RF, esencialmente, diodos PIN, varactores, transistores y MEMS, analizando sus características fundamentales, ventajas, problemas y últimos desarrollos en el mercado. Posteriormente

se presenta una revisión del estado del arte centrado en las redes de adaptación reconfigurables en diferentes tecnologías. Se concluye el capítulo estudiando los trabajos más novedosos enfocados a las aplicaciones de estas redes en amplificadores de potencia.

El capítulo 3 comienza con el estudio y análisis de las figuras de mérito y medida de prestaciones para redes de adaptación reconfigurables. Utilizando un prototipo de referencia se presentan distintas métricas, discutiendo su viabilidad para medir de manera precisa las prestaciones de este tipo de redes. Una vez definidas las métricas, se presentan diversos diseños y prototipos en diferentes tecnologías, para después presentar un mecanismo de optimización y automatización para redes controladas digitalmente. El capítulo finaliza con el estudio de las técnicas de estimación de carga compleja, necesarias para la correcta configuración de este tipo de redes.

El capítulo 4 está enfocado a las aplicaciones para sistemas de recepción. Concretamente se presenta un estudio para mejorar la eficiencia general de sistemas de recepción basados en el estándar DVB-H. Utilizando redes de adaptación reconfigurables se verificará la mejora en la ganancia realizada en estos sistemas, además de contribuir a la mejora de la relación señal a ruido a la salida del amplificador de bajo ruido.

El quinto capítulo versa sobre las aplicaciones en sistemas de transmisión. Se comenzará revisando las arquitecturas de amplificación tipo *outphasing*, estudiando diversos mecanismos para mejorar la eficiencia bajo condiciones de carga variable. Se propondrán varias soluciones tanto con el uso de combinadores resistivos como de combinadores no aislados. Para estos últimos, se presentará un mecanismo basado en un combinador Chireix ajustable que permitirá compensar hasta cierto punto las variaciones en la impedancia de carga. Posteriormente se presentará un sistema de modulación dinámica de carga usando redes de adaptación reconfigurables, y su aplicación para condiciones de carga variable. Finalmente se estudiará el uso de redes de adaptación reconfigurables para la mejora de la sensibilidad en la aplicación de técnicas de DPD.

En el capítulo 6 se recogerán las conclusiones y se destacarán los resultados más significativos obtenidos en la presente tesis doctoral, así como las futuras líneas de investigación.

1.3. Nomenclatura

Antes de comenzar con el desarrollo de esta tesis, es interesante realizar una breve reseña sobre la nomenclatura que se va a seguir en ella.

En la literatura especializada se pueden encontrar diversos nombres a la hora de hablar de redes de adaptación reconfigurables, que de manera genérica, aunque con algún matiz, pueden usarse de manera indistinta. Entre ellos podemos encontrar los siguien-

tes usos: *reconfigurable matching network*, *reconfigurable impedance matching network*, *tunable matching networks*, *impedance synthesizer*, *tunable impedance matching network*, *tunable impedance transformers*, *impedance tuners*, *adaptive impedance tuners*, *adaptive impedance matching systems*, *automatic tuning unit*, *automatic tuning system*, *automatic antenna tuning system*, *automatic matching system*, *antenna tuning unit*, *tuning network*, *adaptive impedance matching network*.

En la presente tesis doctoral se ha decidido optar por el nombre de red de adaptación reconfigurable, que en algún punto de la misma puede ser referida también como ajustable, sintonizable o adaptativa, y de manera general nos referiremos a ella mediante su abreviatura TMN (en inglés *Tunable Matching Network*).

También en cuanto al uso de la palabra interruptor o conmutador, nos referiremos a ella de manera habitual por su equivalente en inglés *switch*.

Capítulo 2

Circuitos de RF reconfigurables: Tecnología y Estado del Arte

2.1. Introducción

En este capítulo se pretende dar una visión global del estado del arte en cuanto a diseño y aplicaciones de las redes de adaptación reconfigurables. Para ello se comenzará revisando las topologías clásicas de las redes de transformación de impedancias, en términos de dominios de adaptación pensando en su extensión y uso como redes reconfigurables. Posteriormente se introducirá el concepto de reconfigurabilidad en circuitos de RF y microondas revisando las tecnologías existentes para tal fin, centrándonos de manera específica en su uso para redes de adaptación reconfigurables. Finalmente se revisará el estado del arte respecto al diseño, prestaciones y aplicabilidad en sistemas de RF, fundamentalmente amplificadores de potencia, de este tipo de redes.

2.2. Redes de transformación de impedancias

Las redes de transformación de impedancias, o adaptación de impedancias se pueden dividir fundamentalmente en dos categorías: (1) basadas en elementos concentrados y (2) basadas en elementos distribuidos. Cada uno de estos tipos va a tener un rango de impedancias adaptables y una región prohibida o de impedancias no adaptables.

En esta sección se van a estudiar algunos de los tipos de redes más frecuentes, analizando las regiones adaptables y qué elementos hay que variar para conseguir una determinada región de impedancias adaptables. Cada una de las redes se analizará con respecto a la impedancia de entrada Z_{in} vista desde uno de sus puertos, asumiendo el otro puerto cargado con 50Ω y una impedancia de referencia $Z_o = 50 \Omega$. Por lo tanto, los puntos mostrados se corresponderán con las impedancias complejo-conjugadas que pueden ser adaptadas de manera perfecta por la red.

Si bien las redes que se van a presentar a continuación son fácilmente analizables teóricamente considerando todos sus componentes ideales, resulta más útil la representación gráfica desde el punto de vista de dominios adaptables, que las expresiones analíticas de su impedancia de entrada Z_{in} en términos de los componentes de la red. Por ello, se presentarán a continuación un análisis de cada tipo de red, señalando las ventajas e inconvenientes de cada topología, mostrando en cada caso el dominio de impedancias adaptables.

2.2.1. Redes basadas en elementos concentrados

La red de adaptación más sencilla es una red en L con dos elementos concentrados. Existen ocho variaciones distintas de ésta, dependiendo de la naturaleza de los componentes (capacitiva o inductiva) y de si el primer componente es serie o paralelo.

La figura 2.1 muestra el dominio asociado a la combinación condensador serie e inductancia paralelo. Para independizar el análisis de la frecuencia, se han considerado variaciones de los dos elementos que van desde los 10^{-4} hasta los $10^4 \Omega$ en escala logarítmica. Se puede observar que de esta manera se pueden adaptar la mitad de las impedancias en carta de Smith. Conseguir inductancias variables es bastante complicado y aunque existen ejemplos en tecnología MMIC [10–14], se suele recurrir a un diseño basado en un condensador paralelo y dos inversores de impedancias [15]. Esta solución es inherentemente de banda estrecha, por lo que en determinadas situaciones puede no ser viable. Otra manera habitual de conseguir inductancias variables efectivas consiste en la utilización de un inductor en serie con un elemento de capacidad variable, como un varactor [16], aunque los rangos de ajuste suelen estar limitados por las pérdidas.

De manera equivalente, si se cambian de orden los elementos, es decir, inductancia paralelo y condensador serie (figura 2.2) se obtiene la cobertura de la parte complementaria a la vista en la figura 2.1. Si además consideramos las otras dos alternativas, inductor serie–condensador paralelo y condensador paralelo–inductor serie, se obtienen también dos regiones de cobertura complementaria pero simétricas con respecto a las dos inicialmente presentadas (figura 2.3 y figura 2.4). Las cuatro propuestas presentadas son equivalentes en términos de área cubierta en carta de Smith, y la elección de una u otra topología vendrá dada por los requerimientos concretos de la aplicación.

Las otras alternativas se basan en el empleo de componentes de la misma naturaleza (inductiva o capacitiva) en la red en L, en sus configuraciones serie–paralelo o viceversa. En la figura 2.5 y 2.6 se muestran los dominios de impedancia de entrada con dos de estas configuraciones. Las otras dos configuraciones proporcionan los mismos resultados, es decir, la combinación condensador (o inductancia) serie, condensador (o inductancia) paralelo proporciona la misma cobertura que la combinación condensador (o inductancia)

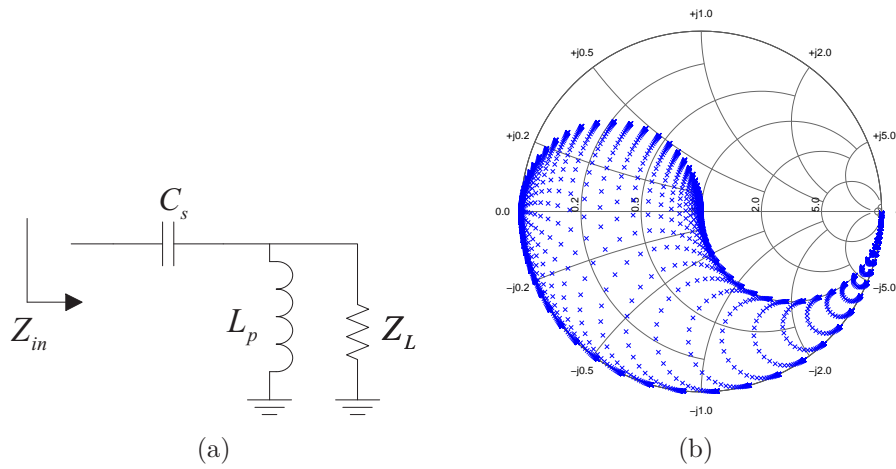


Figura 2.1: Red de adaptación basada en condensador serie e inductancia paralelo. El circuito equivalente se muestra en (a), y la constelación de Z_{in} que se puede adaptar a una carga de $Z_L = 50 \Omega$ se muestra en (b). Ambos componentes C_s y L_p son variados y considerados ideales para producir la constelación mostrada en (b).

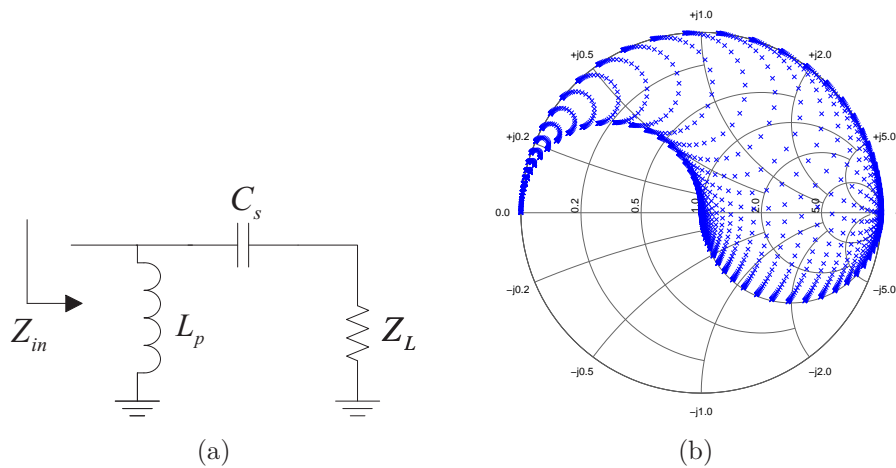


Figura 2.2: Red de adaptación basada en inductancia paralelo y condensador serie. El circuito equivalente se muestra en (a), y la constelación de Z_{in} que se puede adaptar a una carga de $Z_L = 50 \Omega$ se muestra en (b). Ambos componentes L_p y C_s son variados y considerados ideales para producir la constelación mostrada en (b).

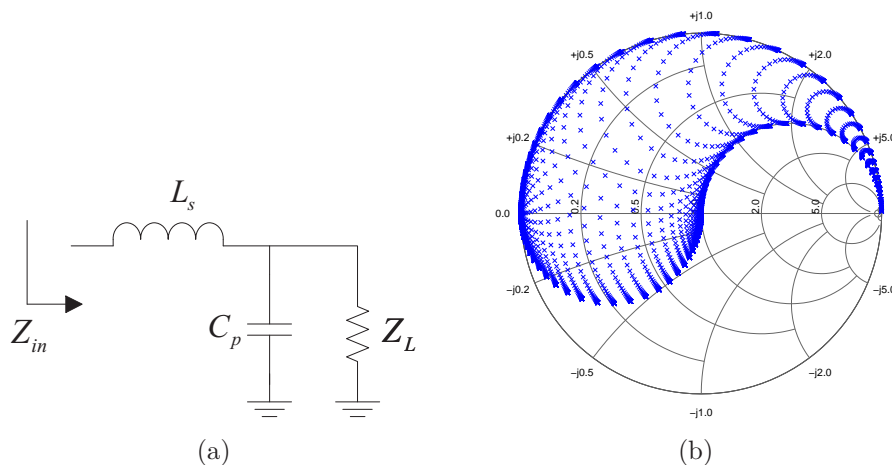


Figura 2.3: Red de adaptación basada en inductancia serie y condensador paralelo. El circuito equivalente se muestra en (a), y la constelación de Z_{in} que se puede adaptar a una carga de $Z_L = 50 \Omega$ se muestra en (b). Ambos componentes L_s y C_p son variados y considerados ideales para producir la constelación mostrada en (b).

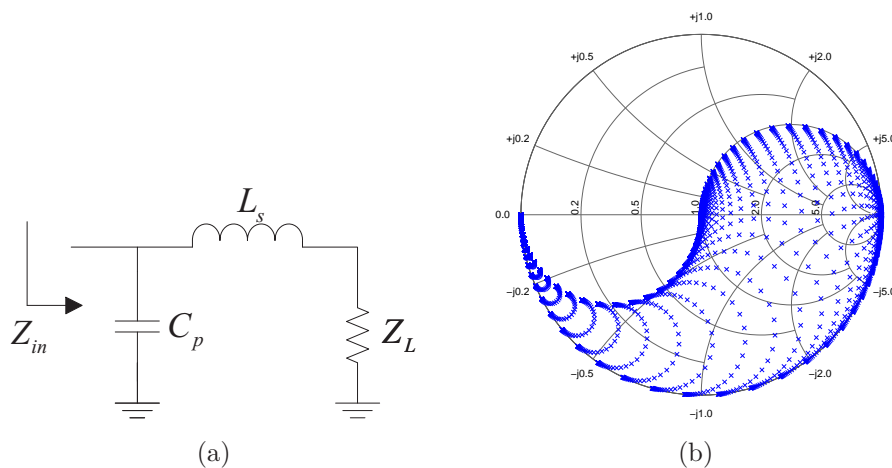


Figura 2.4: Red de adaptación basada en condensador paralelo e inductancia serie. El circuito equivalente se muestra en (a), y la constelación de Z_{in} que se puede adaptar a una carga de $Z_L = 50 \Omega$ se muestra en (b). Ambos componentes C_p y L_s son variados y considerados ideales para producir la constelación mostrada en (b).

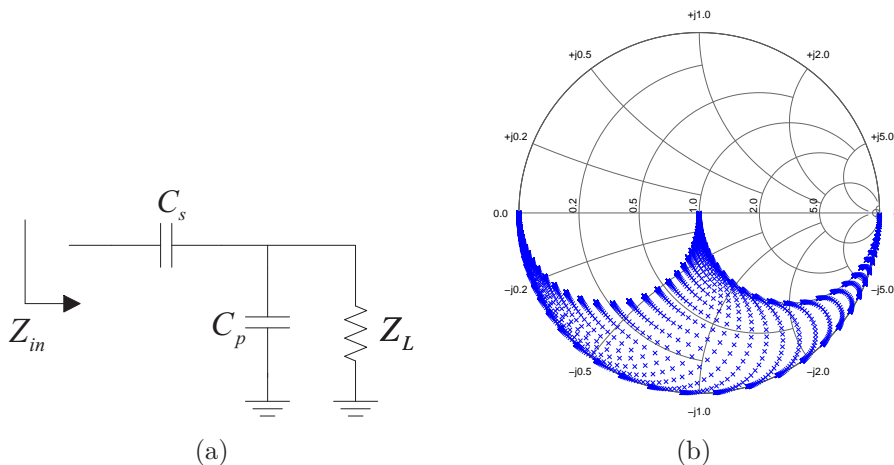


Figura 2.5: Red de adaptación basada en condensador serie y condensador paralelo. El circuito equivalente se muestra en (a), y la constelación de Z_{in} que se puede adaptar a una carga de $Z_L = 50 \Omega$ se muestra en (b). Ambos componentes C_s y C_p son variados y considerados ideales para producir la constelación mostrada en (b). Esta combinación genera el mismo dominio que condensador paralelo y condensador serie.

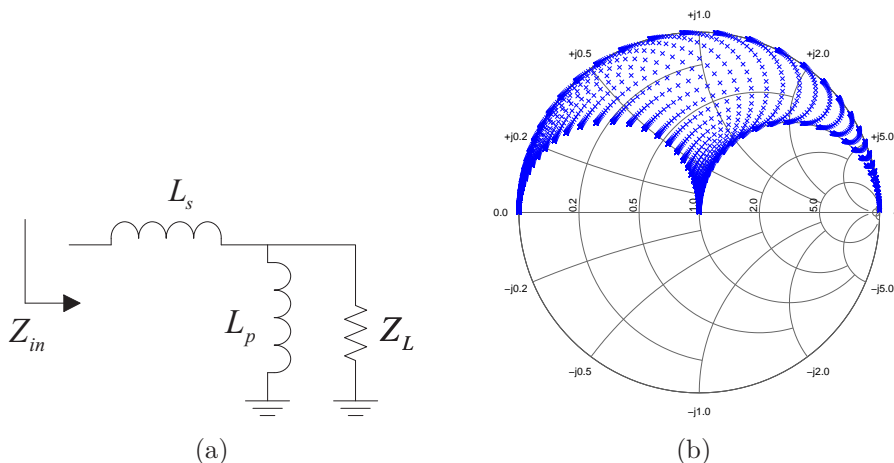


Figura 2.6: Red de adaptación basada en inductancia serie y condensador paralelo. El circuito equivalente se muestra en (a), y la constelación de Z_{in} que se puede adaptar a una carga de $Z_L = 50 \Omega$ se muestra en (b). Ambos componentes L_s y L_p son variados y considerados ideales para producir la constelación mostrada en (b). Esta combinación genera el mismo dominio que inductancia paralelo e inductancia serie.

paralelo, condensador (o inductancia) serie. En todos los casos la región de adaptación es menor que en las cuatro topologías anteriores, ya que como se puede ver no llegan a alcanzar la mitad del área de la carta de Smith. Esto hace que sean menos interesantes que las redes en L que incluyen los dos tipos de componentes reactivos (inductivo y capacitivo).

Finalmente, se puede generalizar o expandir el concepto de red en L incluyendo un elemento adicional. Esto nos lleva a las clásicas redes en Π (o equivalentemente en T), como se puede observar en la figura 2.7. La característica fundamental de este tipo de red es que puede cubrir toda la carta de Smith mediante la variación de todos sus componentes. La red que se ha mostrado incluye dos componentes capacitivos en paralelo y uno inductivo en serie. Este tipo de red ha sido ampliamente usada [17–19] en el diseño de redes de adaptación reconfigurables bien basadas en varactores o en elementos de conmutación. La combinación de dos inductancias paralelo y una capacidad serie también permite cubrir toda la carta de Smith, pero es menos interesante debido a la necesidad de dos elementos inductivos ajustables, que como se ha mencionado resultan difíciles de realizar.

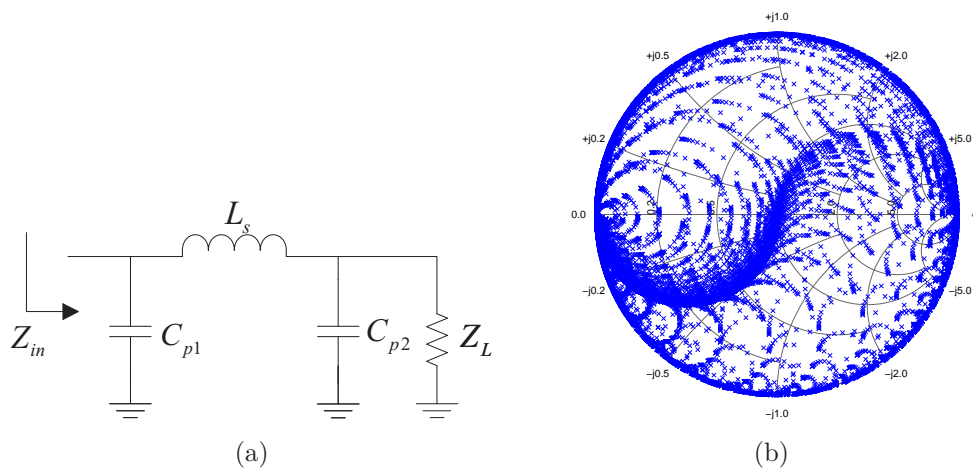


Figura 2.7: Red de adaptación basada en Π basada en condensadores paralelos e inductancia serie. El circuito equivalente se muestra en (a), y la constelación de Z_{in} que se puede adaptar a una carga de $Z_L = 50 \Omega$ se muestra en (b). Todas las componentes C_{p1} , L_s y C_{p2} son variados y considerados ideales para producir la constelación mostrada en (b).

2.2.2. Redes basadas en líneas de transmisión

El otro gran grupo de redes de adaptación son aquellas basadas en líneas de transmisión, fundamentalmente stubs series y paralelo. Estos stubs a su vez se pueden presentar bien terminados en un cortocircuito o en circuito abierto. En este apartado considera-

remos únicamente los stubs finalizados en abierto, ya que son más fáciles de realizar en tecnología microstrip y además son los más comunes, aunque los mismos principios se podrían aplicar para los stubs acabados en un corto.

En primer lugar se va a analizar una estructura con un stub serie y un stub paralelo acabado en abierto, como se ve en la figura 2.8. En esta situación se han modificado las longitudes eléctricas de ambos stubs de 0 a 180 grados, considerando una impedancia característica $Z_o = 50 \Omega$. Esta topología permite una cobertura total de la carta de Smith. Para hacer ajustable esta estructura requiere por un lado lograr una longitud variable en el stub paralelo, algo complicado pero que se puede realizar mediante tramos de línea de transmisión y switches, y por otro el stub serie de longitud variable. Esto último resulta complejo de hacer, aunque se puede realizar con una línea de transmisión cargada o de impedancia variable [20] o mediante un desfaseador [21]. Sin embargo ambas alternativas son poco prácticas, difíciles de realizar y no muy comunes en la literatura.

Otra alternativa que ofrece más viabilidad sería la consistente en dos stubs acabados en abierto, de longitudes ajustables y un stub serie de longitud fija. Esta estructura evitaría el problema del stub serie ajustable, aunque tiene la desventaja de presentar una región prohibida de impedancias. La estructura y el dominio de impedancias se puede ver en la figura 2.9. La región prohibida se va a encontrar siempre dentro del círculo de conductancia definido por $g = 1$, y va a depender de la longitud eléctrica θ_1 . La región prohibida alcanza su máximo tamaño para $\theta_1 = 90^\circ$ y disminuye conforme la longitud eléctrica decrece. Sin embargo, la disminución de la región prohibida tiene lugar a costa de un aumento de la sensibilidad de los parámetros θ_2 y θ_3 , hasta el punto de que el circuito se puede convertir en irrealizable. En caso de usar stubs acabados en corto circuito, la zona prohibida se movería a la zona de circuito abierto de la carta de Smith. De hecho, esta zona prohibida se puede rotar hasta la localización que se desee añadiendo otro tramo de línea de transmisión antes del stub θ_3 . Para eliminar la región prohibida se puede implementar un triple stub, topología que cubriría toda la carta de Smith.

Las topologías basadas en líneas de transmisión o elementos distribuidos se suelen combinar con el uso de elementos concentrados dando lugar a topologías híbridas. Dada su similitud con las presentadas anteriormente no se va a profundizar en este tipo de estructuras.

Finalmente, otro tipo de mecanismos basados en líneas de transmisión para conseguir impedancias variables serían aquellos basados en slugs [22]. Estas redes se implementan habitualmente de manera mecánica, con bloques dieléctricos (slugs) que se desplazan mecánicamente sobre una línea de transmisión para modificar su impedancia característica. Este tipo de mecanismos se suele emplear en los sistemas load-pull automáticos, y se puede ver su descripción más detallada en [23]. Una posible implementación ajustable

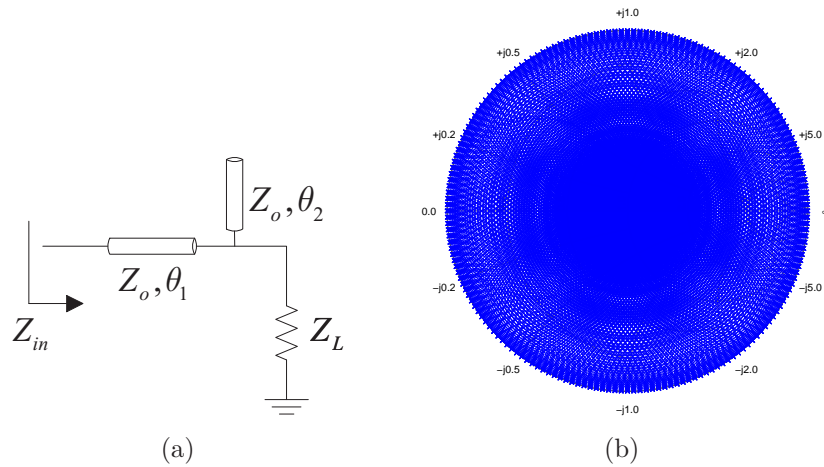


Figura 2.8: Red de adaptación basada en un stub serie de longitud θ_1 y otro stub paralelo de longitud θ_2 . Ambos stubs presentan una impedancia característica de $Z_o = 50 \Omega$. Se han variado ambas longitudes eléctricas entre $0 - 180^\circ$. El circuito se muestra en (a) y el dominio de impedancias en (b).

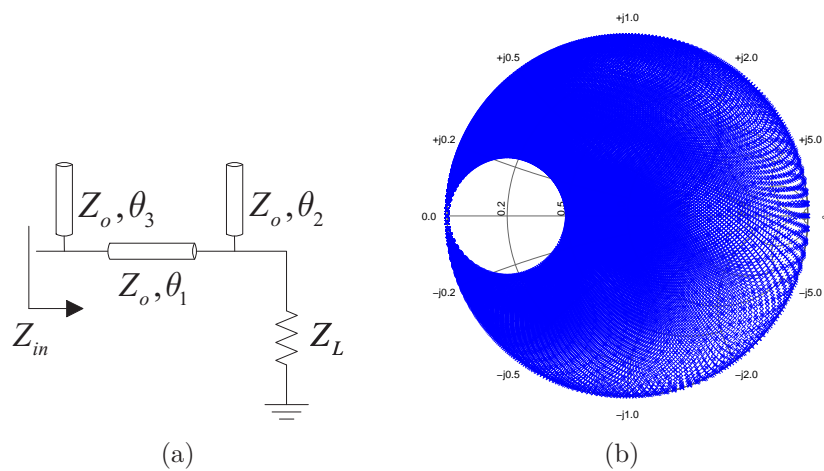


Figura 2.9: Red de adaptación basada en stub serie de longitud fija $\theta_1 = 45^\circ$ y dos stubs paralelos de longitud θ_2, θ_3 . Todos los stubs presentan una impedancia característica de $Z_o = 50 \Omega$. Se han variado las longitudes eléctricas θ_2 y θ_3 entre $0 - 180^\circ$, mientras que el stub θ_1 tiene una longitud fija. El circuito se muestra en (a) y el dominio de impedancias en (b).

de este tipo de adaptadores se podría realizar en base a una línea de transmisión con bancadas de switches conectados a tierra.

2.3. Tecnologías para circuitos de RF reconfigurables

Como se ha visto en la introducción, los dispositivos de RF y microondas reconfigurables suponen un importante avance tecnológico que puede ayudar en la integración de funciones, aumento de los rangos frecuenciales y anchos de banda, así como la disminución del tamaño de los sistemas de comunicaciones móviles y mayor inmunidad frente a condiciones de entorno variables. Las aplicaciones de estos circuitos reconfigurables en los *front-ends* y sistemas de RF van desde las redes de adaptación reconfigurables, filtros sintonizables, PAs reconfigurables, osciladores controlados por voltaje, hasta incluso acopladores y divisores ajustables [24].

Para conseguir un circuito reconfigurable bastaría en principio con sustituir alguno de los elementos fijos que lo conforman por sus equivalentes reconfigurables o sintonizables. En la práctica no resulta tan sencillo, ya que cada componente reconfigurable requiere de algún mecanismo de control (tensión o corriente de polarización, señal digital de control), va a aumentar la complejidad de los circuitos y los rangos de variación van a ser acotados. Además, estos componentes presentan generalmente limitaciones en cuanto a pérdidas de inserción, sensibilidad con respecto a las señales de control, velocidad de ajuste o rangos de potencia permitidos.

Independientemente del enfoque de diseño para desarrollar circuitos reconfigurables va a ser necesario disponer de componentes variables o ajustables. Los componentes basados en semiconductores (transistores, diodos varactores, diodos PIN, diodos Schottky) han sido históricamente los más usados. En cuanto a las tendencias más actuales y de cara al futuro, la tecnología MEMS, que permite el diseño tanto de conmutadores como de varactores, parece muy prometedora. Por último, se tratará de manera breve el uso de otras tecnologías, como los dispositivos ferroeléctricos.

En la figura 2.10 se puede ver un cuadro resumen de las tecnologías más habituales para el diseño de circuitos de RF y microondas reconfigurables, así como la división entre las que dan lugar a redes de adaptación reconfigurables continuas o controladas analógicamente y las que generan redes discretas o controladas digitalmente.

2.3.1. Dispositivos basados en semiconductores

Dentro de los elementos reconfigurables basados en semiconductores se van a describir esencialmente aquellos basados en transistores, en diodos varactores, en diodos PIN y diodos Schottky. Estos componentes son típicamente más fiables y con ciclos de vida

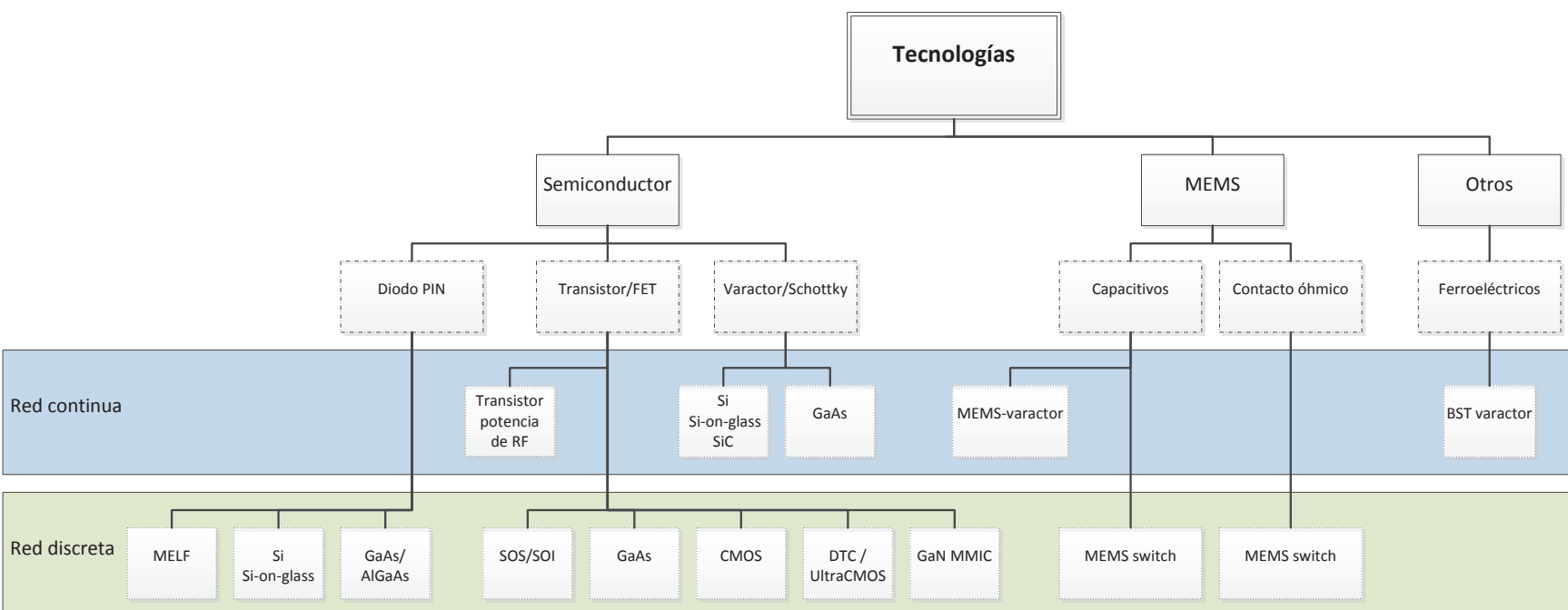


Figura 2.10: Diagrama conceptual con las tecnologías más habituales en el diseño de redes de adaptación reconfigurables.

mayores que los sistemas electro-mecánicos debido fundamentalmente a la mayor madurez de los procesos tecnológicos, lo que hace también que en general sus precios sean más bajos. Por contra estos sistemas suelen presentar mayores pérdidas y mayor distorsión armónica (comparados con los sistemas electro-mecánicos).

2.3.1.1. Diodos varactores

Un diodo varactor es una unión P-N en la que su capacidad y su resistencia serie se puede modificar mediante la aplicación de una tensión de bias. Es la variación de dicha capacidad la que lo hace útil para su uso en circuitos reconfigurables. Un modelo simple de un varactor incluyendo los parásitos de su encapsulado se puede ver en la figura. 2.11. En dicha figura, $C_J(V_r)$ es la capacidad de unión variable del diodo, dependiente de la tensión en inversa de bias V_r y $R_s(V_r)$ es la resistencia serie del diodo, también dependiente de la tensión, aunque generalmente se puede considerar constante. C_p es la capacidad parásita asociada al encapsulado, hilos de bonding, soldadura, etc. a la que contribuye también la inductancia parásita L_p . Ambos se suelen considerar constantes.

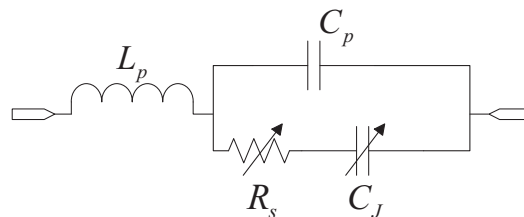


Figura 2.11: Modelo simplificado de un varactor incluyendo los parásitos del encapsulado.

Los parámetros eléctricos fundamentales de un varactor son:

- Tensión inversa de ruptura V_B y corriente de fuga inversa I_R .
- Relación entre la capacitancia C_j y la tensión inversa V_r .
- Factor de calidad Q .

La tensión de inversa de ruptura y la corriente de fuga son típicamente medidas de la calidad intrínseca de un diodo, si bien sólo afectan de manera indirecta al comportamiento del mismo. Generalmente la tensión de ruptura se especifica para una corriente de fuga de $10 \mu\text{A}$, y ocurre cuando el campo eléctrico en el diodo alcanza el límite que causa un efecto avalancha de conductores a través del mismo. Este parámetro es un de los factores que define la potencia que puede soportar un varactor ya que la excursión de la señal de RF junto con la tensión de bias no debe superar el valor de breakdown.

La relación entre la capacidad y la tensión de bias es función de la estructura dopante introducida durante el proceso de fabricación del varactor. En los diodos de unión abrupta, el perfil del dopaje es uniforme, lo que resulta en una dependencia con el inverso de la raíz cuadrada. Otros perfiles pueden dar a lugar a otras curvas características, como los varactores con unión hiper-abrupta. De modo genérico, la expresión de la capacidad como función de la tensión de bias se puede escribir como

$$C_j(V_r) = \frac{C_0}{\left(1 + \frac{V_r}{V_J}\right)^\gamma} \quad (2.1)$$

donde C_0 indica la capacidad cuando se aplica una tensión nula, V_J es el llamado *built-in potential*, y γ indica la pendiente de la curva de capacitancia-voltaje. Este parámetro suele estar alrededor de 0.5 para las uniones abruptas y por encima de 0.5 para las hiper-abruptas. En la figura 2.12 se muestra a modo de ejemplo la curva característica de capacitancia en función de la tensión de bias para el diodo de Skyworks SMV1413¹.

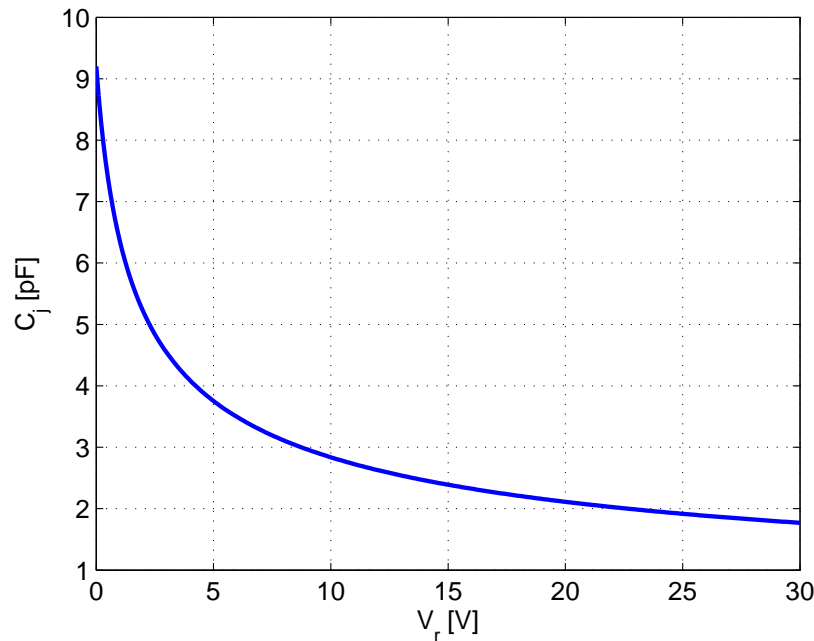


Figura 2.12: Curva característica de un diodo varactor. El modelo es el SMV1413 de Skyworks, $C_p=0.13$ pF, $L_s=0.7$ nH, $R_s=0.35$ Ω , $C_0=0.92$ pF, $V_J=0.79$ V, $\gamma=0.45$.

Otro parámetro importante en los varactores es el rango de variabilidad (*tuning range*), que se define como el cociente entre la capacidad máxima y la mínima que se puede conseguir. En el ejemplo de la figura 2.12, el rango de ajuste es aproximadamente de 5.2. Habitualmente es interesante tener rangos de ajuste elevados, aunque estos suelen llevar

¹<http://www.skyworksinc.com/uploads/documents/200068M.pdf>

casi siempre un aumento en la resistencia serie R_s y por tanto un aumento en las pérdidas de inserción.

La tensión de ruptura o breakdown es un factor muy importante especialmente en aplicaciones de potencia, hasta el punto que puede ser el factor limitante en aplicaciones de alta potencia. De este modo, se debe de verificar que la suma de la tensión de bias más la excursión de RF sean menores que la tensión de breakdown. Esto nos dará un valor máximo en la tensión de bias y análogamente un valor mínimo que reducirán el margen efectivo de ajuste y por tanto los rangos efectivos también de la capacitancia [25].

El factor de calidad Q es una figura de mérito para los varactores ya que determina la frecuencia límite de aplicabilidad y da una idea de las pérdidas que este va a introducir en el circuito. Para una configuración serie como la mostrada en la figura 2.11, se define el factor de calidad como

$$Q = \frac{1}{2\pi f R_s C} \quad (2.2)$$

donde f es la frecuencia. Generalmente los fabricantes especifican el factor de calidad para una frecuencia de 50 MHz, aunque se puede extrapolar de manera sencilla a otros valores frecuenciales mediante la relación

$$Q(f_1) = Q(f_2) \frac{f_2}{f_1} \quad (2.3)$$

Cuanto más alto sea el factor de calidad del diodo, menor será la disipación y mayor la máxima frecuencia de operación.

En cuanto a los procesos de fabricación para frecuencias de microondas, los más habituales son en Si, GaAs o Si-on-glass. Sin embargo en los últimos años están apareciendo varactores basados en SiC [26] con elevados valores de voltaje de breakdown (en torno a los 100 V) y reducidos valores de resistencia serie que los hacen muy adecuados para aplicaciones de alta potencia [26]. Los diodos Schottky también se pueden usar como varactores, aunque el rango de variación de capacidad es limitado.

2.3.1.2. Transistores de potencia como varactores

Otra alternativa para conseguir una capacidad variable mediante una tensión de control en aplicaciones de potencia es utilizar un transistor de RF de potencia como un varactor. Cortocircuitando la puerta y la fuente del transistor y dejando el drenador como terminal donde se aplica la tensión de control, se puede conseguir una capacidad variable que en esencia es la combinación del paralelo de las capacidades no-lineales C_{gd} y C_{gs} [27]. Variando la tensión de drenador a fuente en esta configuración, se pueden conseguir curvas $C - V$ similares a las que se pueden obtener con varactores de silicio de

unión abrupta, pero con valores de tensión de ruptura muy elevados. El esquema típico de configuración se puede ver en la figura 2.13. Este tipo de configuración se demostró en [27] utilizando un transistor LDMOS de NXP de 10 W. para una aplicación de modulación dinámica de carga, obteniendo un factor de calidad incluso superior a un diodo varactor de silicio [25].

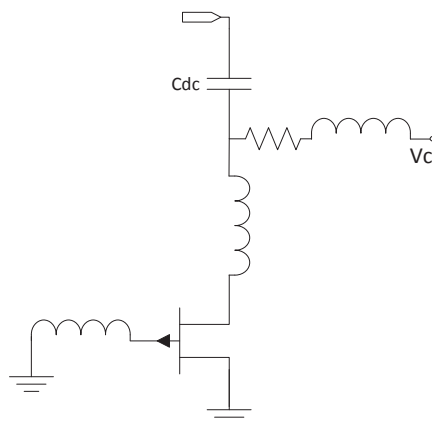


Figura 2.13: Esquema para un transistor de potencia empleado como varactor.

2.3.1.3. Diodos PIN

Un diodo PIN es un dispositivo semiconductor capaz de trabajar como una resistencia variable a las frecuencias de RF y microondas. Se trata de un dispositivo controlado por corriente, al contrario que un varactor, que es un dispositivo controlado por tensión. Se comenzaron a usar en los años 50 como la primera tecnología de conmutación a las frecuencias de microondas y su uso todavía sigue muy extendido hoy día. Sus principales ventajas son su capacidad de trabajar a muy altas frecuencias, en aplicaciones de muy alta potencia y con valores de pérdidas de inserción relativamente bajos. Sus capacidades de manejo de potencia son todavía claramente superiores en comparación con otras tecnologías como varactores, conmutadores integrados basados en FET o MEMS.

El diodo PIN está formado por una estructura de tres capas, siendo la intermedia un semiconductor intrínseco (I) ligeramente dopado y las externas una de tipo P y otra de tipo N altamente dopados. Esta capa intermedia es la que diferencia a un diodo PIN de un diodo clásico de unión PN, y la que le confiere sus características fundamentales como resistencia variable o switch en frecuencias de microondas.

El funcionamiento de un diodo PIN es sencillo. Aumentando la corriente en directa a través de la unión, la resistencia entre sus terminales puede variar desde valores del orden de $k\Omega$ para corrientes nulas, hasta valores de resistencia menores de 1Ω conforme aumenta la corriente. En su uso como switch, en el estado de conducción, *on*, interesa

que la resistencia serie R_s presentada sea tan pequeña como sea posible para reducir las pérdidas de inserción, mientras que en el estado de *off* interesa que la resistencia R_p sea elevada para conseguir un buen aislamiento. Los modelos equivalentes en los dos estados de conducción se pueden ver en la figura 2.14.

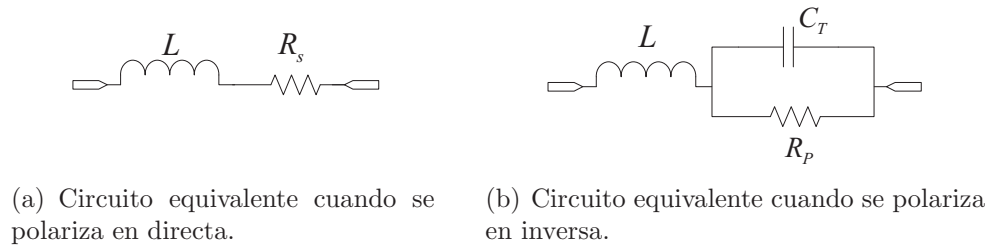


Figura 2.14: Modelo equivalente de un diodo PIN.

En comparación con los varactores o switches basados en FET, los diodos PIN no suelen trabajar en todo el margen de frecuencias inferiores hasta dc, y necesitan valores de corriente en torno a los 10–100 mA. Esto último puede ser un handicap en aplicaciones móviles, aunque su ventaja en términos de altas potencias manejables los hacen muy usados en aplicaciones militares y satélite. Además, para conseguir estas corrientes generalmente se necesitan drivers adicionales, así como la circuitería de polarización (chokes de RF, bloqueos de dc...).

En cuanto a tecnologías y dispositivos disponibles en el mercado existe mucha variedad. Aeroflex/Metelics² ofrece diodos PIN de montaje superficial capaces de aguantar hasta 100 W (CW) y con pérdidas de inserción de 0.2 dB y aislamientos superiores a 50 dB. Skyworks³ tiene diodos PIN en encapsulado QFN que soportan potencias de hasta 50 W (CW) y pérdidas de inserción de 0.45 dB a 6 GHz. M/A-COM⁴ también ofrece diodos encapsulados y en tecnología MMIC. Además fue pionero en la tecnología GMIC (Glass Microwave Integrated Circuit) y el proceso HMIC (Heterolithic Microwave Integrated circuit), que fusiona Silicio y cristal. Estos diodos de silicon-glass son capaces de soportar potencias de hasta 50 W (CW) con pérdidas de inserción muy reducidas, buenos valores de aislamiento y un tamaño muy reducido.

2.3.1.4. Switches basados en transistores

Desde los años 80, cuando los circuitos MMIC comenzaron a estar disponibles a relativos bajos precios, los conmutadores basados en FET de GaAs comenzaron a ser una alternativa. Los conmutadores basados en FET son muy estables, y fácilmente replicables

²www.aeroflex.com/ams/metelics/micro-metelics-prods.cfm

³www.skyworksinc.com/Products_Diodes.aspx

⁴www.macomtech.com/pin-switch-and-attenuator-diodes

debido al buen control de la resistencia drenador-fuente. Este tipo de switches son controlados por tensión, lo que implica que consumen muy poca potencia y suelen poseer un tamaño muy reducido, si bien suelen presentar una resistencia en *on* más elevada que los diodos PIN. Además, éstos suelen tener grandes anchos de banda y relativamente buena linealidad.

Los GaAs MMIC basados en FET han ido dando paso a otros procesos como PHEMT MMIC, que tienen menor resistencia *on* aunque son más lentos conmutando, si bien M-A/COM ha conseguido conmutaciones del orden de decenas de ns utilizando PHEMT. Los FET basados en tecnología estándar Si CMOS no han sido clásicamente utilizados como switches de RF, ya que sufren de significativas pérdidas de inserción, bajo aislamiento y conmutaciones en el rango de los μ s, aunque ofrecen mejores oportunidades de integración. Sin embargo las tecnologías basadas en CMOS Si-on-Sapphire (SOS) y Si-on-Insulator (SOI) están ganando cuota de mercado debido a la mejoras introducidas que permiten rangos de potencia más elevados, y menores pérdidas de inserción. Por ello, están compitiendo en algunos segmentos de mercado con los switches de GaAs. Peregrine⁵ ha desarrollado switches en su tecnología patentada UltraCMOS® SOS, capaces de aguantar 50 W con unas características muy interesantes y creen poder llegar a conmutaciones menores de 200 fs de producto $R_{on} \cdot C_{off}$, que suele ser una figura de mérito habitual en switches. Por su parte RFMD⁶ ha demostrado switches SOI con $R_{on} \cdot C_{off}$ de 250 fs. Recientemente Triquint ha presentado una nueva serie de switches de RF basados en GaN MMIC⁷, que combinan altas capacidades de manejo de potencia (hasta 40 W), elevada velocidad de conmutación (25–35 ns) y moderadas pérdidas de inserción (0.8–1.5 dB), hasta los 18 GHz.

Los dispositivos basados en MMIC GaAs son más complicados de integrar con circuitos lógicos que los basados en Si, y además para alimentarlos y controlarlos suele ser necesaria circuitería adicional. En términos de tolerancia a ESD, CMOS suele tener valores de 2000 V (HBM), mientras que GaAs MMIC suele estar en 200 V, lo que los hace más susceptibles a daño por ESD, al igual que sucede con los MEMS switches. En cuanto al coste, el Si también aventaja a GaAs, y aunque los substrato SOS eran caros, los precios se están reduciendo considerablemente. En cualquier caso ninguno de ellos llega a los bajos costes de los switches SOI, que usan proceso de Si estándar y grandes obleas.

2.3.1.5. Condensadores configurables digitalmente

Dentro de este apartado vamos a incluir a una solución cerrada de reciente aparición que consiste en condensadores configurables digitalmente. Entre estos se encuentra la tec-

⁵www.psemi.com/content/ultracmos/ultracmos_process_tech.html

⁶<http://www.rfmd.com/Switches.aspx>

⁷<http://www.triquint.com/products/p/TGS2351>

nología DuNE™ DTC (Digitally Tunable Capacitor) de Peregrine⁸, basada en la tecnología UltraCMOS®[®], proporciona una solución MMIC que permite tener un condensador de capacidad variable y configurable digitalmente. Este producto, presente en el mercado desde 2011, consiste en un banco de cinco condensadores conmutados y conectados en paralelo como se ve en la figura 2.15.

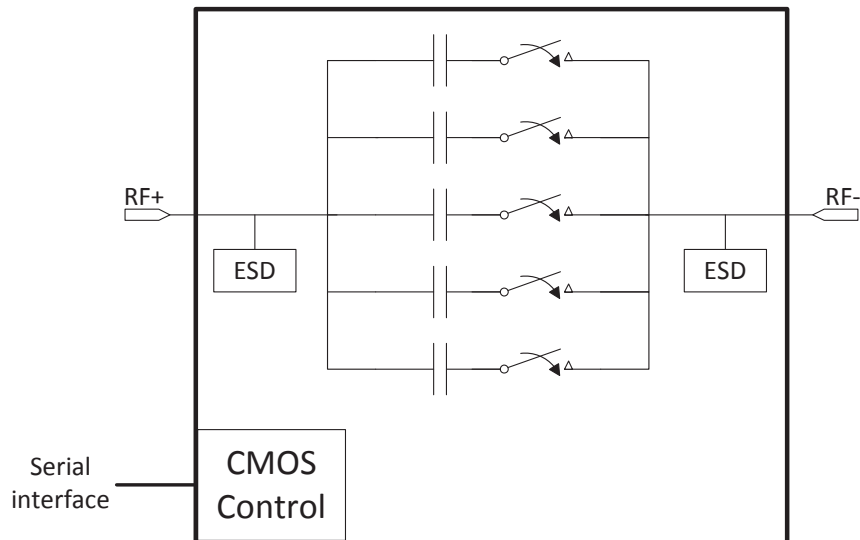


Figura 2.15: Diagrama de bloques funcional para los dispositivos DTC de Peregrine.

Mediante la activación y desactivación de los switches por medio del interfaz de control digital, el efecto que consigue es que se vaya añadiendo la capacidad individual de cada componente a la capacidad global, de modo que podemos obtener un incremento lineal en la capacidad de 0.6–4.6 pF en configuración serie y 1.15–5.10 pF en configuración paralelo. El máximo nivel de potencia es de 38 dBm y presenta buenos niveles de linealidad, lo que le convierte en un candidato ideal para el diseño de redes de adaptación reconfigurables.

2.3.1.6. Inductancias variables

Aunque no existen elementos semiconductores tal y como los varactores que permitan obtener una inductancia variable, si que se pueden obtener inductancias sintonizables mediante el uso de algunas tecnologías de semiconductor.

Un método habitual para conseguir inductancias variables es la conmutación (por medio de switches) de varias inductancias, lo cual se puede conseguir mediante elementos discretos y switches, o cambiando el número de vueltas efectivas entre los dos terminales en MMIC [14]. Como switches se suelen emplear transistores FET, y se pueden obtener rangos de variación de decenas de nH, aunque a costa de obtener factores de calidad

⁸<http://www.psemi.com/content/products/DTC/>

bastante bajos. Otros métodos para conseguir inductancias variables se basan en el acople mutuo entre dos inductores [28], uno de ellos alimentado por la señal de RF y otro por una señal de control, mediante la cual se puede conseguir un efecto de inductancia variable cambiando la fase y la atenuación con respecto a la señal de RF. Con este método se pueden conseguir factores de calidad bastante elevados y rangos de ajuste superiores al 100 %, aunque el mecanismo de control es complicado.

Por último cabe mencionar los inductores activos sintonizables [13] (TAI). Utilizando elementos activos, como transistores FET en una configuración de cascodo o topologías en bucle, se puede conseguir un efecto de inductancia variable. Esta técnica permite circuitos muy compactos y de elevado factor de calidad, aunque como contrapartida estos sistemas consumen potencia, y presentan problemas de no-linealidad.

2.3.2. Tecnología MEMS

La tecnología MEMS ofrece la posibilidad de utilizar partes móviles mecánicamente a escalas micrométricas, que puede ser controladas de manera electrónica, con aplicaciones en RF y microondas. Aunque la tecnología MEMS ya se venía aplicando en los años 70 para el diseño de acelerómetros y sensores (temperatura, gas, presión), no fue hasta 1991 cuando se presentó el primer switch MEMS para aplicaciones de microondas [29]. Actualmente se pueden encontrar multitud de publicaciones relativas a diseño y caracterización de los dispositivos MEMS [30,31] y parece la tecnología del futuro, si bien todavía no han alcanzado su madurez tecnológica, lo que hace que todavía sean relativamente caros, que no existan muchas alternativas comerciales, y que su fiabilidad no sea muy buena. Una introducción más profunda y extensa sobre la tecnología MEMS, componentes y circuitos se puede encontrar en [6].

En este apartado nos vamos a centrar en las aplicaciones de la tecnología MEMS para su uso en circuitos de RF reconfigurables. Fundamentalmente existen dos tipos de MEMS switches: (1) los de contacto óhmico (metal-to-metal) y (2) los de contacto capacitivo. En los primeros, dos láminas de metal se unen mediante una fuerza electrostática para crear un contacto de muy baja resistencia (figura 2.16). En los capacitivos, una membrana de metal es empujada contra una capa de dieléctrico para formar un contacto capacitivo (figura 2.17).

Los MEMS de contacto óhmico se suelen modelar por su resistencia en estado de conducción, R_{on} , y su capacidad en estado off, C_{off} de manera similar a los diodos PIN, y también se puede definir una frecuencia de corte como

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_{\text{on}} C_{\text{off}}} \quad (2.4)$$

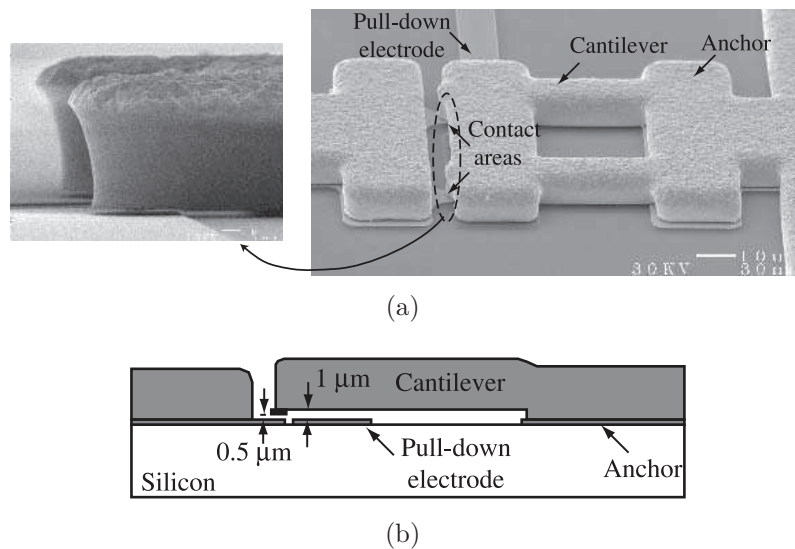


Figura 2.16: Ejemplo de MEMS de contacto óhmico, (SEM The Northern University/Radant MEMS) [2].

que puede alcanzar valores realmente elevados (del orden de THz). Algunos de los problemas que presenta esta tecnología son el desgaste y el posible atascamiento de la lámina móvil [7]. Estos problemas se ven reducidos con el uso de los switches capacitivos. En cuanto a la cuestión de qué tipo de alternativa es mejor, resulta difícil contestar. En la literatura especializada se pueden encontrar ambas alternativas, pero DARPA (Defense Advanced Research Project Agency) está apostando por los switches de tipo óhmico, así como HRL y Rockwell⁹.

Los MEMS switches se suelen encontrar en configuraciones serie o paralelo. En la configuración serie, cuando se aplica una tensión la lámina se desplaza y se crea un camino entre los dos terminales del mismo (idealmente sin pérdidas), mientras que cuando la tensión se libera, la lámina vuelve a su posición original observándose idealmente un aislamiento infinito. En esta configuración serie se suelen usar MEMS de contacto óhmico. Este tipo de switches suelen presentar, cuando conducen, valores de resistencia muy reducidos (pérdidas de inserción de -0.1 a -0.2 dB en rangos frecuenciales de 0.1 a 40 GHz [6]) y buenos aislamientos (-50 dB a 1 GHz y -20 dB a 20 GHz [6]).

En la configuración paralelo, el switch se coloca entre la línea de transmisión y tierra, de modo que dependiendo de la activación del mismo, se verá la línea de transmisión sin ninguna perturbación (cuando este abierto) o una conexión a tierra (cuando esté cerrado). Esta configuración suele ser más típica de los MEMS capacitivos. En éstos, lo que se observaría en el estado de conducción sería una capacidad, variable con la tensión aplicada. En estos switches paralelos aparece una inductancia parásita a masa que

⁹www.microwaves101.com/encyclopedia/MEMS2.cfm

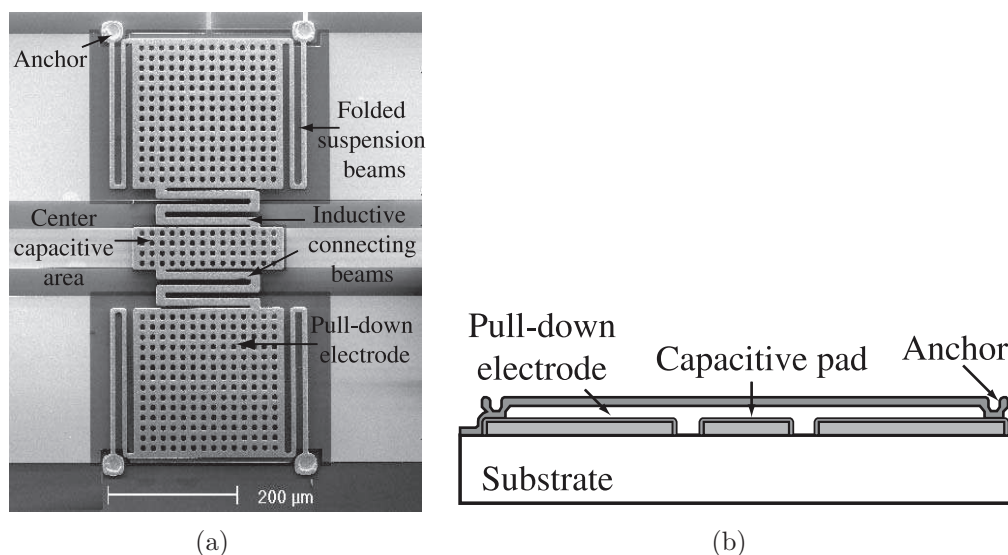


Figura 2.17: Ejemplo de MEMS de tipo capacitivo, microfotografía de la Universidad de Michigan [3].

limita la frecuencia máxima de éstos, si bien esta configuración es más adecuada para su uso a frecuencias elevadas (5–200 GHz) [32] y tiene capacidad para manejar niveles de potencia más elevados. En los MEMS de tipo capacitivo una figura de mérito es el ratio de capacitancia, definido entre la capacitancia cuando el switch esta en estado *on* y *off* respectivamente.

Los MEMS switches suelen requerir de elevadas tensiones para conmutar, por lo que suelen precisar de drivers y circuitería adicional para conseguir estos valores. Los MEMS de Radant requieren, por ejemplo, señales de 100 V para conmutar. Otros requieren de señales de control bipolares, como en [33], donde se necesitan ± 35 V. Se está llevando a cabo investigación para conseguir tensiones de control más reducidas [34], para facilitar la integración y el control. Así, podemos encontrar ejemplos más recientes con tensiones de control de 6.8 V [35] para un MEMS de tipo capacitivo. Otro de los problemas asociados a los MEMS es la velocidad de conmutación, debido a su inherente naturaleza mecánica. Esto hace que los tiempos de conmutación varíen entre 1 μ s y 1 ms. Radant MEMS, por ejemplo, presenta unos tiempos de conmutación del orden de 10 μ s. Recientemente, en [36] se demostró un condensador conmutado en tecnología MEMS con tiempos del orden de 100 ns. Otra de las limitaciones es la capacidad de manejo de potencia, que además suele limitar el tiempo de vida de los dispositivos. Los MEMS de tipo capacitivo suelen soportar mayores niveles de potencia que los de contacto óhmico [6], y los valores típicos suelen rondar los 100-500 mW. Sin embargo, es posible encontrar algunos ejemplos capaces de aguantar niveles superiores a 1 W [37] e incluso existen unos modelos de Radant¹⁰ que

¹⁰www.radantmems.com/radantmems.data/Library/Radant-Datasheet200HP_1.4.pdf

aseguran soportar potencias de hasta 10 W. No obstante, los niveles de potencia elevados suelen influir en el ciclo de vida de los dispositivos. Por ejemplo, Radant asegura para ese mismo MEMS switch, más de 10^{10} ciclos de vida conmutado en frío (sin señal de RF) para 36 dBm de potencia, pero tan solo 10^3 para 42 dBm. El ciclo de vida se reduce más todavía si consideramos conmutación en caliente (con señal de RF presente), que reduce a 10^3 los ciclos de vida para una señal de 20 dBm de potencia. De hecho, la fiabilidad y los tiempos de vida es uno de los grandes problemas que todavía presentan estos dispositivos.

En términos de distorsión no-lineal, los MEMS suelen ofrecer muy buenas prestaciones, y su consumo suele ser prácticamente despreciable. Entre sus talones de aquiles, a parte de la velocidad de conmutación ya mencionada, y los problemas con la fiabilidad y los ciclos de vida, está también la sensibilidad a ESD, que suele estar en torno a 100–200 V. En teoría, un diseño cuidadoso en este aspecto puede ayudar a evitar problemas de muerte prematura por ESD en los dispositivos MEMS.

También es posible encontrar diseños de inductancias variables basadas en MEMS. Estos diseños se basan en el uso de los switches para modificar el número de vueltas de un inductor en espiral [38], aunque proporciona bajos factores de calidad. Otros métodos se basan en el movimiento de dos bobinas a fin de modificar el acoplo magnético entre ellos [39]. Este movimiento se puede realizar por expansión térmica debido al calentamiento generado por una corriente. Este método genera variaciones muy limitadas. Por último se pueden encontrar métodos consistentes en el uso de una placa metálica móvil sobre un inductor de manera que en base al acoplo puede cambiar la inductancia [40]. Con estos métodos se consiguen buenos rangos de variación y buenos factores de calidad aunque el tamaño es grande y son necesarias tensiones muy elevadas.

Entre los fabricantes que actualmente están fabricando switches en tecnología MEMS, se puede incluir: Radant MEMS, DelfMEMs, WiSpry, TDK-Epcos, Analog Devices, XCOM Wireless y MEMtronics, aunque de ellas, son pocas las que disponen de productos comerciales para el desarrollo y prototipaje de circuitos reconfigurables.

En la tabla 2.1 se presenta una comparativa entre los tres tipos más comunes de switches: diodo PIN, MEMS y FET. Se trata de una comparativa basada en valores habituales y es de carácter orientativo.

2.4. Estado del arte en redes de adaptación reconfigurables y sus aplicaciones

Una vez vistas las topologías de redes de adaptación más habituales y las tecnologías para conseguir circuitos reconfigurables, se va a realizar una revisión del estado del arte en cuanto a redes de adaptación reconfigurables se refiere. En este sentido se tendrán en

Tabla 2.1: Comparación de prestaciones de switches de RF basados en FET, diodo PIN y MEMS. Se trata de valores orientativos, extraídos de [6] y [7].

Parámetro	RF MEMS	PIN	FET
Voltaje [V]	20–100	± 3 –5	3–5
Corriente [mA]	0	3–20	0
Consumo ^a [mW]	0.05–0.1	5–100	0
Conmutación	1–300 μ s	1–100 ns	1–100 ns
C_{up} [fF]	1–6	40–80	70–140
R_s [Ω]	0.5–2	2–4	4–6
Capacitance ratio ^b	40–500	10	n/a
Frecuencia corte ^c [THz]	20–80	1–4	0.5–2
Aislamiento (1–10 GHz)	Muy alto	Alto	Medio
Aislamiento (10–40 GHz)	Muy alto	Medio	Bajo
Pérdidas (1–100 GHz) [dB]	0.05–0.3	0.3–1.2	0.4–2.5
Potencia [W]	<5	<50	<10
IP3 [dBm]	66–80	27–45	27–45
Coste	Alto	Medio	Bajo
Tolerancia ESD	Baja	Media	Alta
Ciclo de vida	Medio	Elevado	Elevado

^a Incluye el voltaje de convertidores y circuitos de alimentación.

^b Para MEMS switches capacitivos. Un ratio de 500 se puede obtener con dieléctricos de alto ϵ_r .

^c Definida como $f_c = \frac{1}{2\pi R_s C_{up}}$.

cuenta por un lado los trabajos que únicamente presentan diseños de redes reconfigurables basadas en distintas tecnologías y topologías, y por otro diseños o sistemas de mejora de eficiencia o adaptación de antena basados en circuitos reconfigurables.

Hoarau *et al.* [41] cita como primera red de adaptación reconfigurable la publicada por Bischof [42] en 1994, que presenta una estructura repetitiva en tecnología MMIC, cargada con condensadores conmutables mediante transistores HEMT a 27 GHz. Sin embargo, nos podemos remontar muchos años atrás para encontrar las primeras patentes en sistemas de adaptación automática (y electrónica) de antena [43,44] y los primeros artículos científicos publicados [45]. La red del trabajo de Bischof tenía 16 estados y una cobertura reducida, pero sirvió como demostración del concepto. Más tarde en 1997, Sinsky [46] presentó una red reconfigurable basada en una topología en Π con dos condensadores (varactores)

paralelo y una inductancia serie. Como es complicado obtener inductores ajustables, proponía substituir la inductancia por dos inversores de impedancia y otro condensador paralelo. Esta estrategia fue luego utilizada por otros autores [19], aunque proporciona un ancho de banda reducido. Este diseño de Sinsky era capaz de adaptar cargas en un margen de 4 a 392Ω .

Después de estos trabajos han sido numerosas las propuestas de redes reconfigurables utilizando diversas tecnologías y topologías, incluyendo varactores [47–52], switches en MMIC [53–55] y tecnología CMOS [56–59], varactores MEMS [50, 60–63], condensadores conmutados mediante diodos PIN [19, 64–66], condensadores conmutados por MEMS [67–70], líneas de transmisión ajustables [20, 65, 71] y varactores ferroeléctricos [51, 72–74]. En esta sección se van a revisar algunos de los trabajos más importantes.

Hay que tener en cuenta en la revisión que se va a realizar a continuación, las limitaciones y compromisos de las redes reconfigurables que se van a presentar. Esto quiere decir que no es posible encontrar una red con muy bajas pérdidas, con gran cobertura en carta de Smith, gran ancho de banda, de tamaño compacto y capaz de soportar elevados niveles de potencia. Van a existir compromisos, de tal modo que redes que destaquen en alguno de los aspectos, penalizarán muy probablemente en alguno de los otros. Este apartado pretende, simplemente, dar una visión de dónde están los límites actuales en los diseños de redes reconfigurables y ver hacia dónde pueden ir dirigidas las nuevas tendencias.

2.4.1. Redes reconfigurables basados en semiconductores

Las redes basadas en semiconductores se pueden encontrar tanto en forma de IC (RFIC o MMIC) [54] como en circuitos con componentes concentrados y/o distribuidos [19]. Esto hace que haya prototipos en tamaños notablemente distintos, desde unos pocos mm^2 [42] para los RFIC y MMIC, hasta placas de dimensiones de cm^2 para los circuitos híbridos [19]. Las frecuencias de funcionamiento suelen ir desde UHF hasta decenas de GHz, y suelen estar limitadas fundamentalmente por los parásitos en los encapsulados en los componentes discretos (bobinas, condensadores, varactores, diodos PIN). Para frecuencias más bajas (< 2 GHz), se pueden utilizar elementos concentrados (bobinas, condensadores) y podemos encontrar prototipos basados en diodos PIN [19] (380–400 MHz), [64] (300–800 MHz) y varactores [25, 71] (900–1000 MHz), llegando incluso hasta los 1.75 GHz [75] y los 2.1 GHz [76]. En [27] se llega hasta los 2.65 GHz pero empleando un transistor LDMOS de potencia como varactor. Los diseños a frecuencias más elevadas suelen estar basados en MMIC. Se pueden encontrar diseños CMOS a 2.4 GHz [59], MMIC a 5 GHz con transistores HEMT [55] y llegando incluso hasta los 20–25 GHz [42, 54], aunque frecuencias tan elevadas suelen ser excepcionales.

En términos de pérdidas de inserción, éstas van a estar relacionadas con la frecuencia de trabajo, el factor de calidad de los elementos discretos y substratos de bajas pérdidas, aunque dependerán también de manera muy importante del número de elementos ajustables. Cuantos más componentes ajustables sean usados en las redes, mayores serán los rangos de cobertura de impedancias pero también aumentarán las pérdidas. En tecnología híbrida se pueden encontrar circuitos con pérdidas entre 0.6–0.9 dB [46], 0.5 dB [48], 0.2 dB [65], y valores más elevados de entre 3.5–5.8 dB [55] y entre 5–10 dB para [54], que se basa en tecnología CMOS. En esta tecnología los factores de calidad de las líneas de transmisión son bajos (5–10) [16] debido a las pérdidas del metal y el dieléctrico, por lo que su uso está restringido por debajo de los 20 GHz. En cualquier caso, hay que ser muy cauteloso con el tema de las pérdidas de inserción que se aseguran en muchas publicaciones, fundamentalmente porque la definición de las mismas no está siempre clara en este tipo de dispositivos, como veremos en el capítulo 3, pero en cualquier caso pérdidas por encima de 3 dB en estas redes se deben de considerar inadmisibles. Por ello, en un diseño cuidado habrá que minimizar el número de elementos ajustables y utilizar en el caso de diseños híbridos elementos con altos factores de calidad y substratos de bajas pérdidas.

Las señales de control para estos dispositivos varía entre los pocos voltios para los diodos PIN (± 3 –5 V típicamente, aunque bipolares en ocasiones), hasta valores más elevados para los varactores. En éstos se pueden encontrar algunos modelos con tensiones de breakdown de 60 V [25], que permiten mayores excursiones de RF pero que dificultan el control, aunque típicamente las tensiones suelen estar en torno a los 15–30 V [52]. En circuitos CMOS y MMIC basados en transistores, las tensiones suelen ser de 3–5 V y además suelen ser compatibles con estándares digitales facilitando la integración. Respecto al consumo, éste suele ser muy reducido y prácticamente nulo para los FETs y varactores, pero no para los diodos PIN. Éstos suelen necesitar corrientes de polarización en torno a 20–30 mA [64], lo que suele llevar a consumos de en torno a 100–200 mW por cada PIN activo por lo que se suelen necesitar drivers. Las velocidades de conmutación suelen ser elevadas, entre los 1 y 100 ns y son dispositivos altamente fiables.

En términos de capacidad de potencia, las redes basadas en PIN son capaces de soportar potencias de 40 dBm [19] y 50 dBm CW [64]. Las basadas en varactores y MMIC suelen andar entre los 15–25 dBm [46], aunque recientemente se han demostrado integraciones con PAs trabajando a 7 W (38.4 dBm), apilando hasta ocho varactores en configuración antiparalela [25]. En términos de distorsión no-lineal las redes basadas en varactores presentan una linealidad moderada y aunque existen configuraciones adecuadas para mejorarla [77], en general es necesario el uso de técnicas de linealización como la DPD para cumplir los requerimientos de los estándares [78]. La distorsión generada por

los diodos PIN actuando como switches también es bien conocida [79], y sus valores son relativamente moderados. El coste asociado a las redes basadas en semiconductores suele ser de moderado a bajo debido a la madurez tecnológica, aunque los dispositivos basados en novedosos procesos tecnológicos no son baratos.

2.4.2. Tecnología MEMS

La reconfigurabilidad usando tecnología MEMS se puede conseguir usándola bien como switch [67,68,70,80] o bien como varactor [50,60–62]. La configuración como switch está generalmente más asociada a los MEMS de contacto óhmico, mientras que la de varactor con los switches capacitivos y generalmente en su configuración paralelo.

En general es la tecnología adecuada para diseños de muy alta frecuencia, y se pueden encontrar ejemplos hasta los 220 GHz [32]. Además suelen alcanzar anchos de banda muy elevados. En [81] se presenta un diseño basado en condensadores conmutados de 4–18 GHz, y en [69] uno similar de 20–50 GHz (85 % de ancho de banda fraccional). Su uso sin embargo no está limitado a muy altas frecuencias, y también se utilizan en diseños en aplicaciones en torno a 900 MHz [82] ó 1 GHz [68]. De nuevo hay que ser cauteloso con las definiciones de los anchos de banda en este tipo de redes reconfigurables, ya que no existe una definición cerrada y generalizada. Por ello, muchas veces se suele definir el ancho de banda en base a una inspección visual de la constelación de puntos o impedancias adaptables por la red, y se suele considerar que el límite del ancho de banda sucede cuando la nube de impedancias se empieza a colapsar o a confinar en una región muy reducida de la carta de Smith. Esta manera de definir el ancho de banda no siempre es realista ya que no tiene en cuenta las pérdidas.

Una de las características fundamentales de las redes basadas en MEMS son sus teóricas pérdidas de inserción reducidas, consecuencia del contacto óhmico o capacitivo de muy bajas pérdidas de estos dispositivos. En la literatura se aseguran en promedio pérdidas inferiores a 2.5 dB. Así podemos encontrar diseños con pérdidas entre 0.15–0.3 dB en 4–18 GHz [81], o menores de –2.5 dB en el margen 5–30 GHz utilizando varactores basados en MEMS [62]. En [57] se presenta un diseño basada en líneas de transmisión distribuida con MEMS con valores mínimos de ganancia de transducción mejores que –4 dB para el margen 1–15 GHz y mejor que –5 dB hasta los 30 GHz, y en [83] se presenta una red para GSM/EDGE/WCDMA basado en condensadores conmutados por MEMS en serie con una inductancia, con pérdidas de inserción menores de –1 dB hasta 5 GHz, aunque no se indican todos los estados de la red. De nuevo tenemos que ser muy cautelosos con la definición de pérdidas, ya que en muchos artículos no están definidas de manera correcta y en algunos prácticamente no se analizan [60,61], o se analizan simplemente para alguna situación concreta del adaptador (todos switches *on* o todos

los switches *off*). A pesar de ello, está bastante aceptado el hecho de que con un diseño cuidadoso basado en MEMS se pueden conseguir pérdidas muy reducidas a frecuencias muy altas.

Las topologías que se suelen utilizar en los diseños basados en MEMS suelen ser distribuidas, con líneas de transmisión uniformes cargadas con condensadores conmutados [63, 69] o graduales [84], basados en un único stub [69] o stubs dobles o triples [60, 70], líneas de transmisión de MEMS distribuidas (DMTL) sencillas [57] o con un doble slug [62], o bancos de condensadores [83] similares a los DTC de Peregrine (figura 2.15). En general los diseños suelen ser integrados y muy compactos, que pueden ir desde los $0.32 \times 0.64 \text{ mm}^2$ [32] hasta $11 \times 18 \text{ mm}^2$ [70], y aunque en muchos casos son diseños híbridos basados en soluciones multichip [61, 62, 83], se pueden encontrar ya soluciones integradas en tecnologías como CMOS [57].

Los niveles de potencia soportados por las redes basadas en MEMS son en general reducidos, aunque se pueden encontrar ejemplos de potencias de 1 W [60], 1–2 W [70] y hasta 4 W [61], aunque lo habitual suelen ser valores en torno a los 25 dBm [63]. En cuanto a la generación de distorsión no-lineal también suelen ofrecer muy buen resultado. En términos de IP3 podemos encontrar valores de hasta 87 dBm [62].

En cuanto a los aspectos negativos ya comentados, encontramos las elevadas tensiones necesarias para la actuación de los MEMS, que pueden ir desde los 30 V [60], 70 V [81] hasta los 100 V [85], y los tiempos de conmutación que rondan habitualmente las centenas de μs . La fiabilidad o tiempo de vida no suele ser, sin embargo, un asunto que se suele tratar en las publicaciones científicas a pesar de que es uno de los aspectos más negativos de esta tecnología [86].

2.4.3. Otras tecnologías: dispositivos ferroeléctricos

Recientemente una tecnología basada en condensadores variables de material ferroeléctrico está comenzando a aparecer y aplicarse en el diseño de redes de adaptación reconfigurables. Se suele tratar de circuitos híbridos con varactores ferroeléctricos de BST (Barium-Strontium-Titanate) sobre distintos sustratos de RF [72–74]. Se han demostrado redes desde los 500 MHz [73] hasta los 1.95 GHz [51, 72], con pérdidas de inserción relativamente bajas, prácticamente por debajo de 1 dB [51, 72]. Uno de los principales inconvenientes son las elevadas tensiones necesarias para controlar los varactores, con valores de hasta 100 V [51]. También presentan problemas en términos de distorsión no-lineal.

2.5. Redes reconfigurables para amplificadores de potencia

En la sección anterior se ha realizado una revisión del estado de arte de redes de adaptación reconfigurables en sus diferentes tecnologías y en sus aplicaciones de lo que podríamos llamar propósito general. Una de los objetivos fundamentales de este tipo de redes es incrementar la eficiencia del sistema en que se encuentren incluidas. Lo más habitual es que estas redes formen parte de sistemas transmisores, y más concretamente suelen encontrarse después del amplificador de potencia, del que algunas veces forman parte también.

Una de las principales aplicaciones con PAs se fundamenta en el diseño de amplificadores multibanda o de banda ancha, de manera que el uso de redes o elementos reconfigurables ayuda a reducir tamaño y coste, permitiendo el reaprovechamiento de la mayor parte de los componentes, contribuyendo además mejoras importantes en la eficiencia. En [63] se presenta un diseño de 8–12 GHz utilizando cinco MEMS switches y un varactor. Diseños cubriendo las bandas típicas 850–900 MHz y 1800–1900 usando elementos configurables también son habituales [53, 72, 82, 87]. En [53] se mantienen eficiencias por encima del 40 % en las dos bandas utilizando diodos PIN y en [82] con un simple sistema de un stub conmutado por MEMS es capaz de obtener 40 % de eficiencia en la banda de 900 y 60 % en la de 1900.

Otra aplicación de las redes reconfigurables para la mejora de las eficiencias consiste en la aplicación de la técnica de modulación de carga dinámica. Esta técnica permite incrementar la eficiencia del PA para valores bajos de *back-off*, y consiste en presentarle al PA la impedancia óptima desde el punto de vista de eficiencia para cada valor de potencia de entrada [25, 75, 76, 88–90]. Recientemente se han presentado varios trabajos basados en redes con varactores mostrando resultados muy prometedores. En [76] se presenta un PA de 28 dBm, multibanda (1.8, 1.9 y 2.1 GHz) con modulación de carga donde se observan mejoras de más de 15 % para valores de 5 dB de OBO en las tres bandas, aunque la distorsión no-lineal es bastante elevada. Fu y Mortazawi [75] presentan otro PA con modulación de carga y 22 dBm de potencia de salida, con mejoras del 5 % de eficiencia bajo condiciones de *back-off* y con una mejora también de la linealidad. Nematy *et al.* [25] presentaron en 2009 un diseño de un PA de 7 W con modulación de carga a 1 GHz, con un 10 % de mejora de eficiencia a 10 dB de OBO. Posteriormente se presentó un diseño a 2.65 GHz y 6 W de salida usando un transistor LDMOS como varactor, e integrando la red ajustable junto con el PA en un diseño modular mejorando los valores de eficiencia anteriores, y posteriormente en [78] incluyeron un esquema de linealización completo para reducir la distorsión no-lineal. Con esta técnica se han demostrado valores de eficiencia

muy importantes, 44 % de eficiencia promedio para una señal de 38.4 MHz tipo WCDMA de 7 dB PAPR [27] y 53 % para una single-carrier WCDMA con 7 dB de PAPR [78]. En [91] se presenta una versión simplificada de la modulación de carga consistente en el uso de un switch que permite conmutar entre alta y baja potencia para mejorar la eficiencia en situaciones de baja potencia.

También es posible encontrar aplicaciones de redes reconfigurables para la mejora de la linealidad [92,93] de amplificadores de potencia. En [92] utilizando un sistema con dos condensadores conmutados se puede mejorar la linealidad para ciertos valores de *back-off* en un transmisor a 2.4 GHz. Por su parte en [93] se presenta un trabajo donde se usa una red reconfigurable para preservar la linealidad de un PA bajo condiciones de desadaptación.

El uso de redes para mejorar la eficiencia en condiciones de desadaptación en la carga es una de las aplicaciones más usadas [19, 59, 93–95]. En estas aplicaciones el objetivo es reducir el impacto en el PA como consecuencia de la variación de la impedancia de carga, que generalmente es la impedancia de entrada de una antena en entornos inalámbricos [96]. En [19] se presenta una red a 390 MHz basada en diodos PIN como adaptador automático de antena, en un sistema en lazo cerrado utilizando un ASIC para ejecutar algoritmos de búsqueda de óptimos en términos de minimización de potencia reflejada. En [94] se presenta un sistema adaptativo con un PA alimentado por una fuente adaptativa y una red reconfigurable basada en dos varactores a la salida del PA, que junto con un detector de desadaptación es capaz de reconfigurar el sistema en lazo cerrado. En [93] se analizan tres métodos distintos para tratar con las desadaptaciones: (1) mediante el ajuste de la alimentación del PA, (2) adaptando de la potencia de salida del PA y (3) ajustando de la línea de carga del PA usando una red reconfigurable. La conclusión del trabajo es que el último método es el que proporciona mejores prestaciones, siempre que se puedan sintetizar redes reconfigurables de bajas pérdidas. En general los sistemas para la mejora de la adaptación bajo carga variable emplean la misma estructura: PA, red reconfigurable y sistema detector de desadaptaciones (típicamente acoplador y detectores de potencia) [97]. En [95] se presenta una arquitectura con una red MMIC basada en condensadores conmutados por MEMS y un sistema en lazo cerrado para detectar las desadaptaciones. Un sistema similar es usado en [98], donde se usan tres detectores de potencia para estimar la desadaptación, aunque la red reconfigurable se emula con un sistema de load-pull. Además, en estos sistemas hay que ser cuidadoso porque muchas propuestas se basan únicamente en la minimización del coeficiente de reflexión a la entrada de la red, o lo que es lo mismo, en presentarle al PA 50Ω , algo que no siempre garantizará la máxima potencia entregada a la carga.

Finalmente, y aunque este uso está menos extendido, también se pueden encontrar en

la literatura alguna aplicación de este tipo de redes en sistemas de recepción. Así en [58] se puede ver una red basada en tecnología CMOS pensada para la recepción en sistemas DVB-H, y en [99] se estudia el uso de una red reconfigurable a la entrada de un LNA.

2.6. Conclusiones

En este capítulo se ha llevado a cabo una revisión exhaustiva de las tecnologías para circuitos de RF reconfigurables así como del estado del arte en cuanto a diseño, prestaciones y aplicaciones de las redes de adaptación reconfigurables. Se ha visto como las tecnologías basadas en semiconductor todavía siguen teniendo mucha vigencia y aplicabilidad, a pesar de que las tecnologías basadas en MEMS siguen avanzando a un ritmo considerable. En cualquier caso la elección de un tipo u otro dependerá fundamentalmente de los requerimientos de la aplicación concreta en la que la red vaya a usarse, ya que cada tecnología tiene sus ventajas así como sus puntos débiles.

Por último, se ha podido comprobar como el uso y aplicaciones de estos dispositivos está creciendo de manera muy importante en los últimos años, así las mejoras que éstos pueden aportar en términos de mejora de eficiencia energética. Todo ello hace pensar que el uso de circuitos reconfigurables y en particular de redes de adaptación va a tener un futuro prometedor en el desarrollo de transmisores y receptores de RF y microondas.

Capítulo 3

Diseño, caracterización y medida de prestaciones de redes de adaptación reconfigurables

3.1. Introducción

En este capítulo se va a estudiar aspectos relacionados con el diseño, optimización, caracterización y medida de prestaciones de las redes de adaptación reconfigurables. Inicialmente se van a revisar las métricas más habituales para la caracterización de este tipo de redes, especialmente la cobertura en carta de Smith y la definición de las pérdidas. Posteriormente, se presentarán algunos de los diseños llevados a cabo durante el desarrollo de esta tesis, así como un método de optimización para redes controladas digitalmente, que permite generar redes cuasi-óptimas con el mínimo número de elementos conmutables. Por último, se estudiarán algunos mecanismos de estimación de impedancia de carga compleja para la rápida y precisa configuración de este tipo de redes.

3.2. Caracterización y medida de prestaciones en redes de adaptación reconfigurables

En este apartado se va a realizar un repaso exhaustivo de las técnicas de caracterización y medida de prestaciones en redes de adaptación reconfigurables. Para ello, se van a comparar distintas métricas y figuras de mérito habitualmente empleadas en la literatura, discutiendo su aplicabilidad y precisión a la hora de medir las prestaciones de estas redes. Para ilustrarlo, se va a emplear un diseño de red reconfigurable basado en 8 diodos PIN.

Hay que mencionar que, más allá de los resultados concretos obtenidos para esta red, se trata de establecer una metodología y un marco común para la caracterización de este tipo de redes. Por ello, todas las métricas y figuras de mérito aquí presentadas serán

aplicables para redes reconfigurables, independientemente de la tecnología en que estén basadas.

3.2.1. Descripción de la red

La red que se va a utilizar para ilustrar las diferentes métricas y figuras de méritos es una red basada en 8 condensadores conmutados mediante diodos PIN. El esquemático de la red se puede ver en la figura 3.1. La topología usada emplea condensadores paralelo conmutados por diodos PIN junto con inductancias serie. Esta topología se puede ver como una concatenación de topologías en Π o una basada en redes en L, donde el elemento condensador paralelo se ha substituido por dos condensadores conmutados. En cualquier caso, es una topología flexible y con potencial de banda ancha.

Dado que existen 8 elementos conmutables, el número de estados distintos de la red será de $2^8 = 256$. Cada uno de los estados consistirá en la activación o desactivación de cada uno de los diodos PIN. Este mecanismo de control se llevará a cabo mediante una FPGA. En una idealización de la red, la activación del diodo PIN conectará el correspondiente condensador a tierra, mientras que la desactivación hará que el condensador vea un circuito abierto. La red se ha diseñado mediante AWR Microwave Office. Los valores finales de los componentes reactivos siguen una estructura simétrica y se pueden ver en la tabla 3.1.

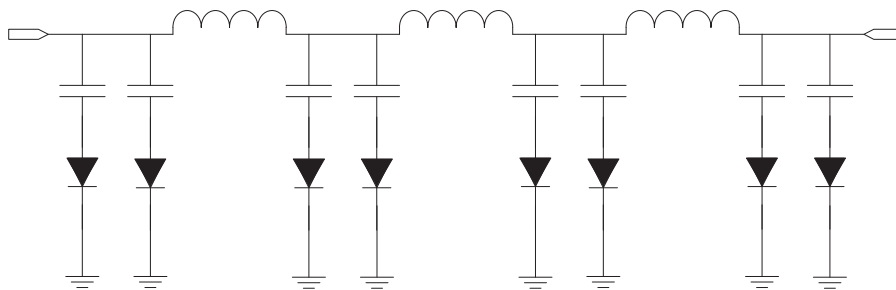


Figura 3.1: Esquemático de la red reconfigurable basada en 8 condensadores conmutados mediante diodos PIN. En este esquemático no se muestran los circuitos de bias de los diodos.

Los condensadores utilizados, tanto en simulación como en montaje, son de la serie 600S de ATC¹ y las inductancias de la serie 0603CS de Coilcraft². Los elementos de conmutación son diodos PIN de la serie MADP-017015-1314 de M/A-COM³. Estos diodos en tecnología *silicon-glass* de montaje superficial presentan interesantes propiedades, especialmente en cuanto a la reducida resistencia serie (0.6Ω a 1 GHz, 45 mA), bajos

¹www.atceramics.com/Userfiles/600s.pdf

²www.coilcraft.com/0603cs.cfm

³[www.macomtech.com/datasheets/MADP-017015\(2\).pdf](http://www.macomtech.com/datasheets/MADP-017015(2).pdf)

Tabla 3.1: Valores seleccionados para los condensadores e inductancias de la red de adaptación reconfigurable.

Elemento	Valor
L_1, L_2, L_3	6.8 nH
C_1, C_8	2 pF
C_2, C_4, C_5, C_7	3.9 pF
C_3, C_6	5.6 pF

parásitos y los elevados niveles de potencia que puede manejar (50 dBm CW). Los diodos son conmutados mediante un circuito de bias basado en una red RC, una inductancia que funciona como choke de RF y un condensador a masa. El circuito de bias para la rama i -ésima se puede ver en la figura 3.2. La resistencia de 75Ω limita la corriente que consume el diodo PIN cuando conduce, mientras que el condensador afecta a la velocidad máxima de conmutación. La bobina de 180 nH y el condensador de 10 nF evitan la fuga de la RF. El propio condensador de RF, C_i , actúa como bloqueo de dc para la tensión de polarización. Este circuito de bias es alimentado por una señal de ± 5 V generada por un driver, también de M/A-COM, (MADR-007097-000100)⁴.

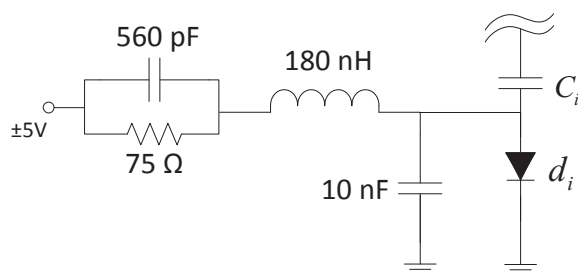


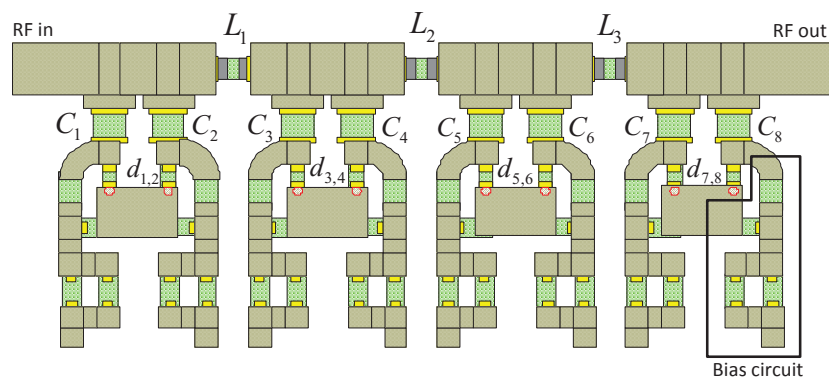
Figura 3.2: Circuito de bias para cada uno de los diodos PIN que conforman la red. En ella se puede ver el diodo PIN, d_i , junto con el condensador, C_i .

Se han separado, por simplicidad y reusabilidad, la parte correspondiente a la RF y la de control (drivers de los PIN). El layout del diseño final de la placa de RF se puede ver en la figura 3.3(a), y el prototipo construido sobre substrato FR4 ($\epsilon_r = 4.5$, $\tan \delta = 0.03$) y tamaño 5×3.5 cm, en la figura 3.3(b).

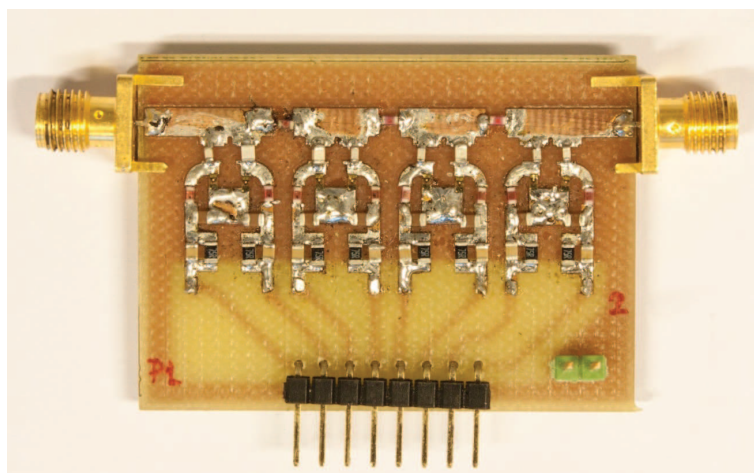
3.2.2. Medida de los parámetros de scattering

La caracterización lineal de las redes de adaptación reconfigurables comienza con la medida de los parámetros de scattering, habitualmente conocidos como matriz de

⁴www.macomtech.com/datasheets/MADR-007097-000100.pdf



(a) Layout.



(b) Montaje.

Figura 3.3: Prototipo de red reconfigurable con 8 diodos PIN, sobre sustrato FR4 ($\epsilon_r = 4.5$, $\tan \delta = 0.03$).

parámetros S . A diferencia de los circuitos clásicos de RF, en los sistemas reconfigurables no es suficiente con obtener la medida de la matriz de scattering para distintas frecuencias. En este caso, aparece una nueva dimensión: el estado de la red. El proceso de medida en estas nuevas condiciones implica la repetición en la captura de los parámetros de scattering en función de la frecuencia, para cada uno de los estados de la red.

El esquema de montaje para el proceso de medida se muestra en la figura 3.4. Un PC controla una placa de control digital con una FPGA a través del puerto serie. La FPGA es la encargada de activar y desactivar los drivers que conmutan los diodos PIN. El PC es capaz de controlar el VNA a través del puerto GPIB permitiendo la captura y almacenamiento de los parámetros de scattering para cada uno de los estados. El VNA se configura para la captura de datos en el margen frecuencial 300–800 MHz, que es el ancho de banda en el que la red previsiblemente funcionará de manera adecuada. Previamente a la captura de datos, el VNA es calibrado utilizando una calibración SOLT (short-

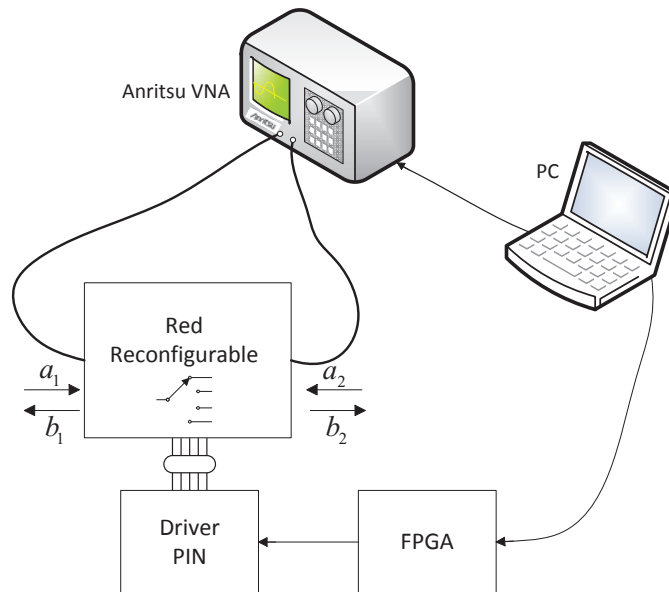


Figura 3.4: Esquema de medida para la red reconfigurable. Un PC controla el VNA y la FPGA, permitiendo la medida recursiva de todos los estados.

open-line-through). Después del proceso de captura, obtenemos una matriz de tamaño $[4 \times 401 \times 256]$, correspondiente a los parámetros de scattering $[S_{11}, S_{12}; S_{21}, S_{22}]$, los 401 valores de frecuencia y los 256 estados de la red. La red es recíproca por lo que se verifica que $S_{21} = S_{12}$.

En la figura 3.5 se muestran los parámetros de scattering (módulo y fase) S_{11} , S_{21} , S_{22} ($S_{21} = S_{12}$), para los 256 estados de la red. El objetivo de presentar estas medidas es mostrar, en primer lugar, la complejidad en este tipo de dispositivos, ya que de manera efectiva es como si se dispusiera de 256 redes de dos puertos diferentes. En segundo lugar, se puede observar como las matrices de scattering en sí mismas no aportan una información realmente útil de cara a conocer el funcionamiento del dispositivo, es decir, observando dichas gráficas es complicado extraer las características de la red reconfigurable, a diferencia de lo que pasa con la mayoría de circuitos (fundamentalmente pasivos) de RF y microondas, en los que las matrices de scattering suelen plasmar las características y el comportamiento fundamental del dispositivo. Además, hay que tener en cuenta que las matrices de scattering son referidas a una impedancia de referencia, típicamente 50Ω , y estos circuitos están pensados para tratar con impedancias de carga y fuente distintas a la de referencia.

Es fundamentalmente por ello que este tipo de redes requieren de otro tipo de métricas y figuras de mérito para caracterizar y obtener de manera real y precisa sus prestaciones. Aunque la medida de los parámetros de scattering sirve como punto de partida para extrapolar el comportamiento de la red ante distintas condiciones de impedancia de fuente

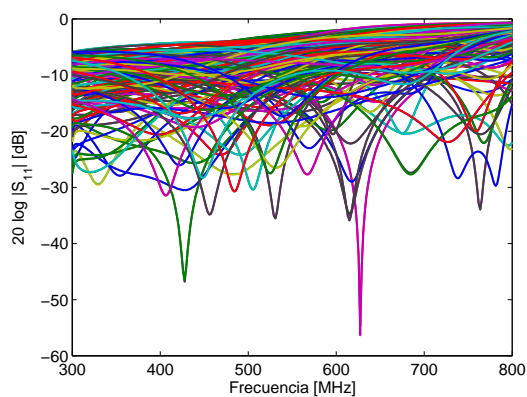
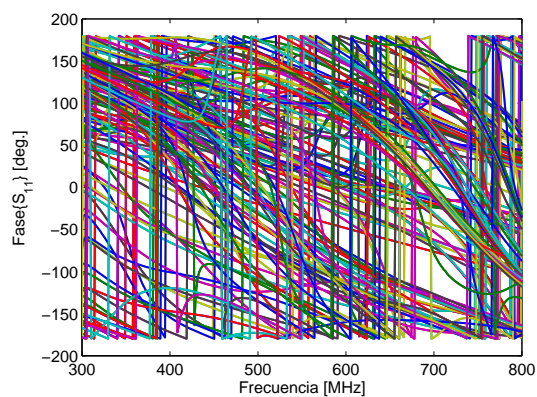
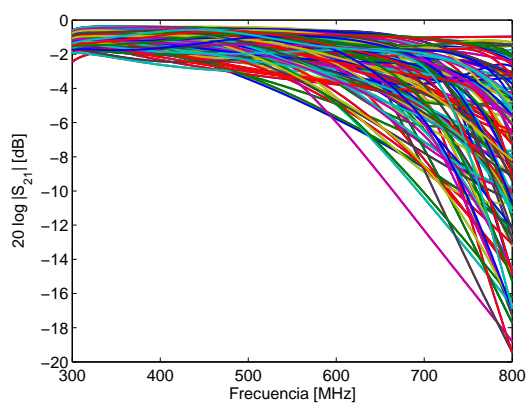
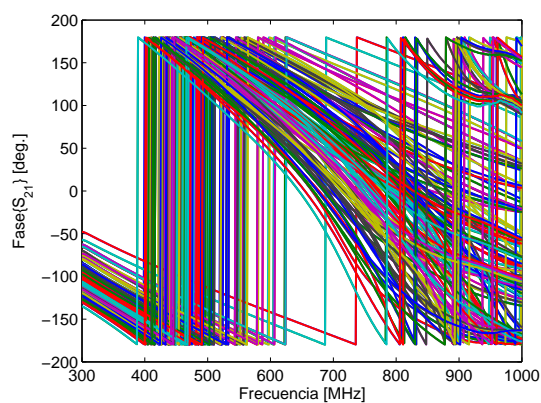
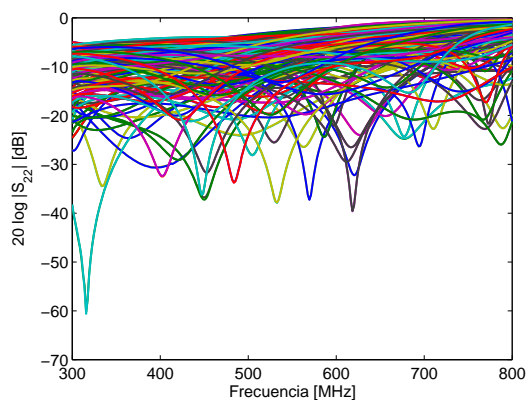
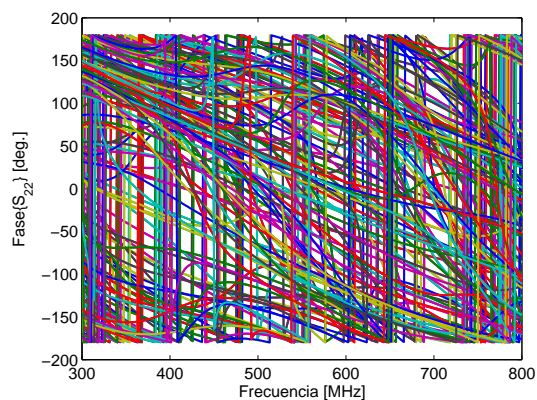
(a) S_{11} módulo (dB).(b) S_{11} fase (deg).(c) S_{21} módulo (dB).(d) S_{21} fase (deg).(e) S_{22} módulo (dB).(f) S_{22} fase (deg).

Figura 3.5: Parámetros de scattering medidos para la red reconfigurable basada en 8 diodos PIN.

y carga (asumiendo la linealidad de la red) veremos como es necesario definir nuevas métricas, como por ejemplo la cobertura en carta de Smith.

3.2.3. Cobertura en carta de Smith

Uno de los parámetros más habituales y utilizados en la caracterización de las redes de adaptación reconfigurables es la llamada cobertura en carta de Smith. En este apartado se pretende dar una visión de qué es lo que significa, cómo se interpreta y cómo se puede cuantificar dicha cobertura. Se analizarán algunos de los métodos utilizados en la literatura, observando las ventajas y problemas que éstos presentan, y se intentará desarrollar métodos que permitan solventar los mismos y que ayuden a definir y cuantificar de manera precisa y correcta dicha métrica.

3.2.3.1. Impedancias adaptables: definición y relación con S_{11} , S_{22}

En general, cuando se habla de cobertura en carta de Smith, lo habitual es observar una nube de puntos o constelación (en redes basadas en elementos conmutables) distribuida en la carta de Smith. En las llamadas redes de síntesis continua, esta constelación se transforma en una región, aunque habitualmente también se representa como una nube de puntos puesto que lo normal es discretizar la variable de control analógica. Esta representación se suele dar a una frecuencia dada.

Es muy habitual en la literatura que al hablar de cobertura de carta de Smith, la constelación que se represente a cada frecuencia se corresponda con el valor de S_{11} ó S_{22} [100], y que en base de esa nube de puntos se juzgue si la red trabaja de manera adecuada. Típicamente se representa el parámetro S_{11} y S_{22} , argumentando que esas impedancias presentadas en carta de Smith se corresponden con las impedancias cuyo complejo-conjugado son adaptables de manera perfecta por la red, cuando el otro puerto está cargado con 50Ω . Esta afirmación, sin embargo no es incondicionalmente cierta, y es válida sólo para el caso de redes sin pérdidas.

La definición adecuada para encontrar las impedancias que son adaptables de manera perfecta se puede obtener a partir de la definición de la impedancia de entrada de la red (o equivalentemente su coeficiente de reflexión)

$$\Gamma_{\text{in}} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}, \quad (3.1)$$

de modo que las impedancias Γ_L perfectamente adaptables serán aquellas que verifiquen $\Gamma_{\text{in}} = 0$, esto es,

$$\Gamma_{\text{in}} = 0 \Leftrightarrow \Gamma_L = \frac{S_{11}}{S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}}. \quad (3.2)$$

En esta situación, se puede verificar que en una red sin pérdidas, estas impedancias coincidirán con S_{22}^* , donde $(\cdot)^*$ indica el complejo conjugado (Ver apéndice A).

Para establecer la comparación, en la figura 3.6 se presentan el parámetro S_{11} para todos los estados de la red y distintas frecuencias en el margen 300–800 MHz. En la figura 3.7 se representan de forma análoga las impedancias adaptables (definidas por la ecuación 3.2) en el mismo margen de frecuencias y para todos los estados de la red.

Se observa como la nube de impedancias presenta un mayor confinamiento en bajas frecuencias y tiende a expandirse conforme esta aumenta, hasta prácticamente llegar a colapsarse en algunos únicos puntos cuando estamos en 800 MHz. Este efecto de dispersión con la frecuencia es típico en este tipo de redes, y de una manera visual puede ayudar a intuir el límite de funcionamiento.

Otro efecto que claramente llama la atención es que en la figura 3.7, la dispersión de la constelación de puntos con la frecuencia hace que algunas de las impedancias adaptables aparezcan fuera de la carta de Smith, y que por tanto se correspondan con impedancias con parte resistiva negativa, o lo que es lo mismo $|\Gamma_L| > 1$. Este efecto no se debe a ningún error de calibración y es perfectamente explicable, como se comenta en [101]. Simplemente, estas impedancias adaptables no presentarán interés desde el punto de vista de la red reconfigurable. En este sentido sí que existe diferencia con la representación de los parámetros S_{11} ó S_{22} , ya que éstas siempre van a estar confinadas dentro de la carta de Smith en el plano complejo, puesto que $|S_{11}| < 1$ y $|S_{22}| < 1$, por ser una red pasiva. Sin embargo habrá que tener en cuenta que ésta no es la representación de las impedancias adaptables, excepto para la condición de red sin pérdidas.

Para observar más claramente la diferencia entre ambas medidas, en la figura 3.8 se ve una comparación entre las impedancias adaptables Γ_L , dadas por la ecuación 3.2 y el parámetro S_{22}^* , a 300 y 800 MHz. Estos valores deberían de ser idénticos en el caso de que la red no tuviera pérdidas. Se observa como para 300 MHz ambas constelación de impedancias son muy similares y siguen la misma tendencia, si bien no son idénticas. Por contra, en 800 MHz la diferencia entre ambas es mucho mayor, aunque también hay cierta correlación. Esta mayor discrepancia se debe a que las pérdidas en 300 MHz son claramente menores que a 800 MHz, y de ahí que el parecido entre ambas medidas sea mucho mayor. Se observa de nuevo como para 800 MHz, S_{22}^* permanece confinado dentro de la carta de Smith, mientras que empiezan a aparecer algunas impedancias adaptables Γ_L fuera de ella, como ya se comentó.

Se ha podido ver la diferencia entre ambas métricas en términos de impedancias adaptables y su representación, viendo cómo la definición de la ecuación 3.2 es más precisa que simplemente representar S_{11} ó S_{22} , aun cuando esta ecuación puede conducir a valores de impedancias adaptables fuera de la carta de Smith. Hay que tener en cuenta

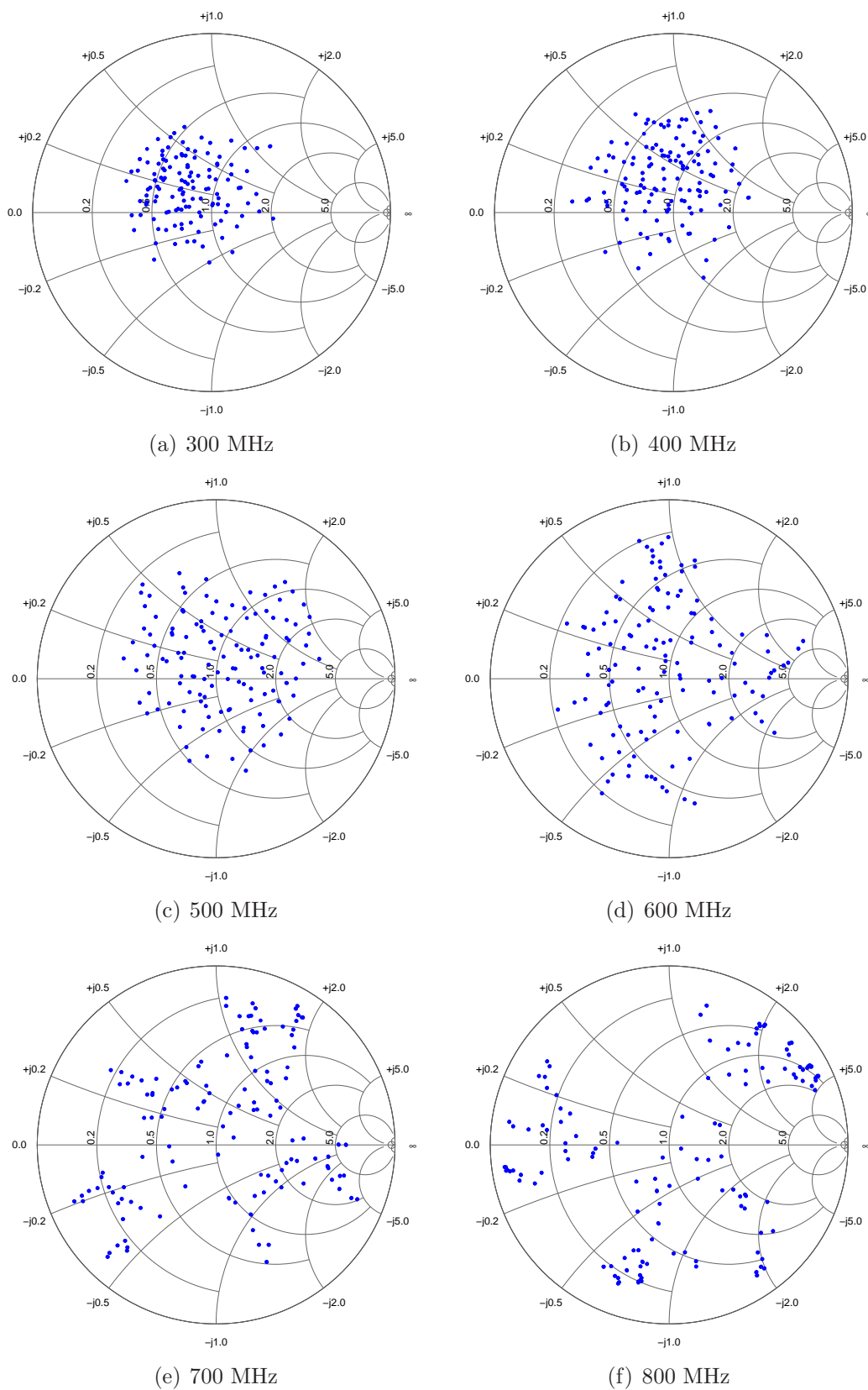


Figura 3.6: Parámetro S_{11} medido para distintas frecuencias en el margen 300–800 MHz.

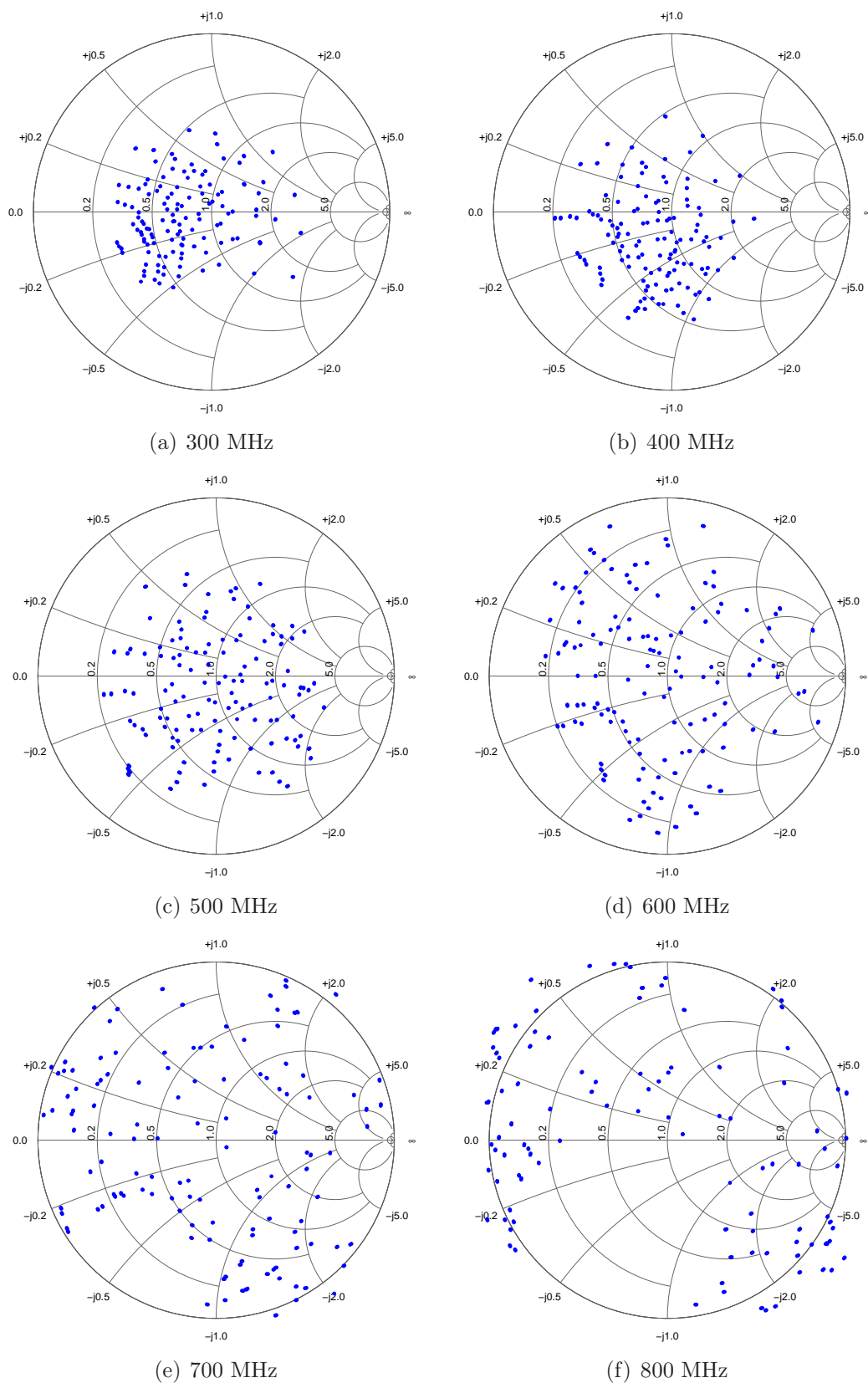


Figura 3.7: Impedancias adaptables obtenidas según la ecuación 3.2 en el margen 300–800 MHz.

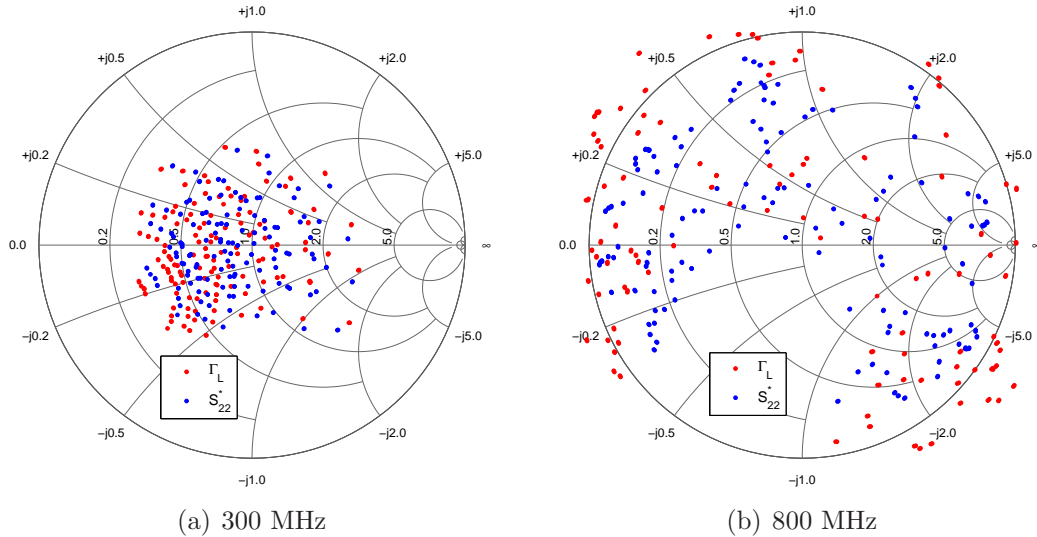


Figura 3.8: Comparación entre las impedancias adaptables Γ_L (definidas según la ecuación 3.2) y el parámetro S_{22}^* a 300 y 800 MHz.

también que la red reconfigurable también se puede utilizar de la manera inversa, es decir renombrando el puerto 1 como puerto 2 y viceversa, de modo que en este caso la definición de impedancias adaptables se podría escribir como

$$\Gamma_S = \frac{S_{22}}{S_{22}S_{11} - S_{21}S_{12}}. \quad (3.3)$$

Aunque la red diseñada presenta simetría y no va a haber prácticamente diferencia, en algún tipo de redes puede ser que el funcionamiento sea ligeramente diferente al invertir los puertos, pero no de una manera decisiva.

3.2.3.2. Cuantificación de la cobertura

Independientemente de la métrica empleada para representar la nube de impedancias adaptables, ambas representaciones sólo permiten una inspección visual pero no una medida cuantitativa de cómo se está comportando la red. Es por ello que hay que buscar maneras más adecuadas para medir la cobertura en carta de Smith.

Criterio χ^2

Entre los intentos por cuantificar la cobertura en carta de Smith, Domingue *et al.* [100] propone una medida cuantitativa de la uniformidad de las impedancias adaptables basada en el criterio χ^2 [102], utilizado habitualmente para determinar la uniformidad en distribuciones de datos. El método es modificado para adaptarse al plano complejo de la carta de Smith, de modo que ésta se divide a modo de pastel en $N_i \times N_j$ secciones

no uniformes como se puede ver en la figura 3.9 y se cuentan el número de impedancias $N(i, j)$ presentes en cada sección. El criterio χ^2 se puede calcular entonces como

$$\chi^2 = \sum_{i=1}^{N_i} \sum_{j=1}^{N_j} \frac{\left(N(i, j) - \frac{N_t}{N_i N_j} \right)^2}{\frac{N_t}{N_i N_j}} \quad (3.4)$$

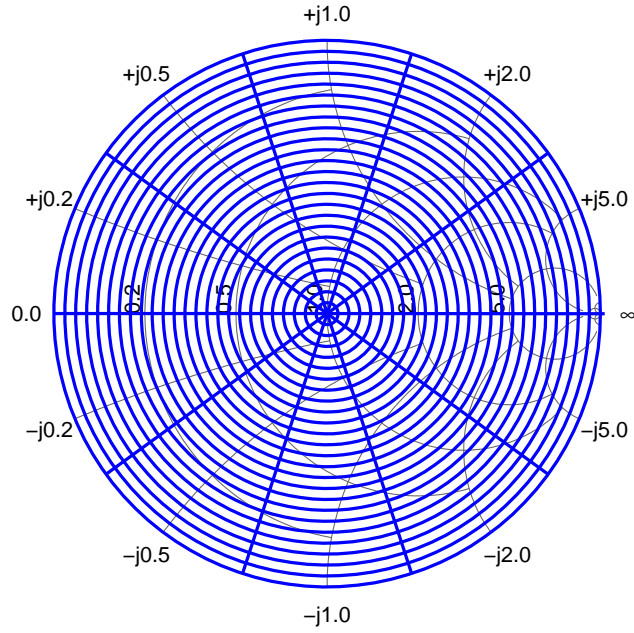


Figura 3.9: División de la carta de Smith para la aplicación del criterio χ^2 , con $N_i = 10$, $N_j = 25$.

donde N_t es el número total de impedancias, N_i es el número de secciones angulares y N_j el número de secciones radiales. Un valor pequeño de χ^2 representa una mejor uniformidad en las impedancias adaptables.

Proponemos evaluar la red reconfigurable presentada mediante esta métrica, utilizando los valores de referencia propuestos en [100], con $N_i = 10$, $N_j = 25$. Según este trabajo, valores de χ^2 por debajo de 1000 representarían una buena cobertura, aunque la argumentación de este valor es bastante empírica. En la figura 3.10 se presenta el valor de χ^2 en función de la frecuencia, y el límite de 1000. Según este criterio, tendríamos en una buena cobertura en el margen 400–800 MHz, donde el valor de χ^2 está aproximadamente por debajo de 1000.

Esta métrica es útil para cuantificar la dispersión de las impedancias, pero sigue siendo un tanto arbitraria dado que la definición del umbral para estimar que hay una buena cobertura no es sencilla. Además se basa en el parámetro S_{11} y no en las impedancias

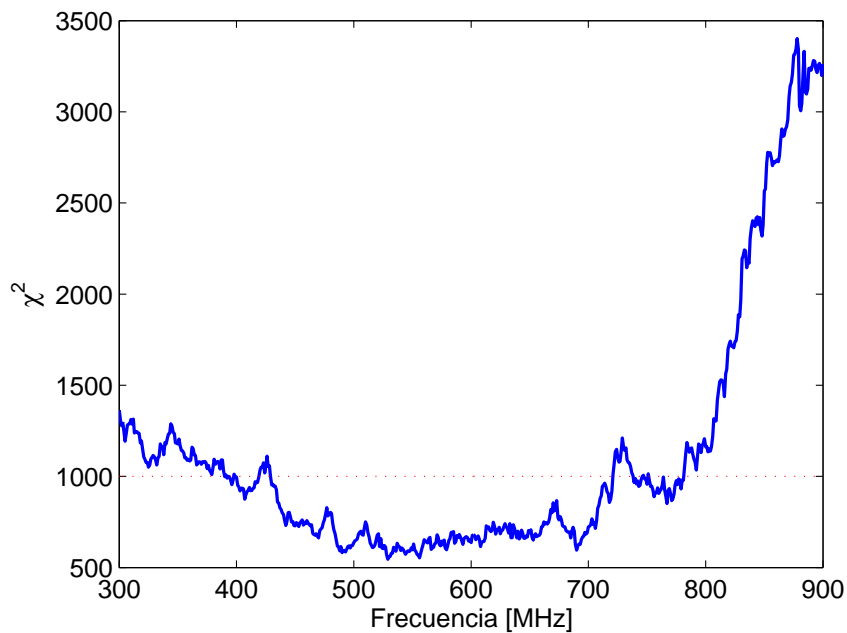


Figura 3.10: Criterio χ^2 según la ecuación 3.4 evaluado para distintas frecuencias, con $N_i=10$, $N_j=25$.

perfectamente adaptables (ecuación 3.2). A pesar de estos inconvenientes puede ser una métrica interesante al menos como prospección inicial, ya que como se verá más adelante la predicción de ancho de banda es relativamente acertada.

Por otro lado, existen algunos autores que consideran que el máximo módulo de las impedancias adaptables, $|\Gamma_{\text{máx}}|$ es una figura de mérito en redes reconfigurables [33, 103]. Esta medida no indica en ningún caso por sí misma si la red reconfigurable va a trabajar de manera correcta. De hecho, podemos observar en la figura 3.6 como para las frecuencias más altas, se obtienen los mayores valores en términos de $\max\{|S_{11}|\}$. Sin embargo esto no asegura un buen funcionamiento de la red, ya que vemos que en esas frecuencias la nube de puntos empieza a colapsarse y el funcionamiento no va a ser muy bueno.

Círculos de cobertura

En la búsqueda de métricas más adecuadas para verificar el funcionamiento de estos dispositivos, ha empezado a ser habitual ver la definición de unas regiones de cobertura, y ya no sólo una constelación de impedancias.

La argumentación es muy sencilla: en lugar de definir únicamente las impedancias que van a ser perfectamente adaptables, se pueden obtener los conjuntos o regiones de impedancias que van a ser adaptables con unas pérdidas de retorno mejores que un determinado umbral. Es decir, ya no sólo van a interesar las impedancias adaptables con $\Gamma_{\text{in}} = 0$, sino todas aquellas que verifiquen $|\Gamma_{\text{in}}| < |\Gamma_{\text{in,máx}}|$. Este umbral, $|\Gamma_{\text{in,máx}}|$, se

suele definir en dB, y suele estar en torno a los -10 dB, valor ampliamente aceptado en microondas para considerar una buena adaptación (de la potencia incidente se refleja aproximadamente el 10 %).

Siguiendo el análisis de Bell [23], dado un nivel de VSWR, el módulo del coeficiente de reflexión se puede expresar como

$$|\Gamma| = \frac{\text{VSWR} - 1}{\text{VSWR} + 1}. \quad (3.5)$$

En el plano complejo Γ , se puede asociar una circunferencia de radio $|\Gamma|$ que contenga todas las posibles impedancias que verifican ese valor de VSWR y que denotaremos por Γ_Ψ , definido por

$$\Gamma_\Psi = |\Gamma| e^{j\phi} \quad (3.6)$$

donde ϕ toma valores en el dominio $0-2\pi$. Esto quiere decir que todas las impedancias incluidas dentro de esa circunferencia van a verificar unos valores de relación de onda estacionaria iguales o menores que VSWR. Si ahora nos movemos del plano de la carga definido por Γ_Ψ al plano de la red reconfigurable, definido por $\Gamma_{in,\Psi}$, según vemos en la figura 3.11, la circunferencia definida por Γ_Ψ se transformará en otra circunferencia $\Gamma_{in,\Psi}$, aunque con centro y radio diferentes, y que vendrán definidos por la transformación bilineal entre el plano de carga y el plano de la entrada de la red.

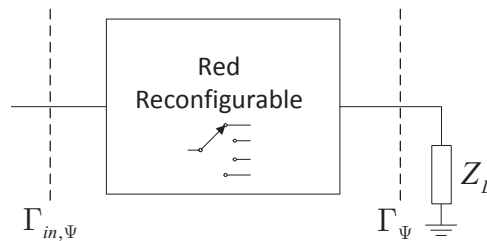


Figura 3.11: Transformación de impedancias entre el plano de carga Γ_Ψ y el plano de la red reconfigurable $\Gamma_{in,\Psi}$.

La relación entre ambos planos vendrá dada por la matriz de parámetros de scattering y es bien conocida

$$\Gamma_{in,\Psi} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_\Psi}{1 - S_{22}\Gamma_\Psi} \quad (3.7)$$

Sin embargo, para seguir en concordancia con la definición de impedancias adaptables, es más correcto partir del plano de entrada de la red, definir en él un umbral de adaptación, y ver cómo éste se transforma en otra circunferencia en el plano de carga, de modo que las impedancias contenidas en ella podrán ser adaptadas con pérdidas de retorno mejores

que las definidas por el umbral de adaptación. Por tanto, si se define una circunferencia de impedancias en la entrada de la red limitada por unas pérdidas de retorno de, por ejemplo -15 dB (VSWR=1.43), esta se transformará para cada uno de los estados de la red en otra circunferencia, con distinto centro y radio en el plano de la carga, de modo que todas las impedancias contenidas en el interior de esa circunferencia serán adaptables con pérdidas de retorno mejores que -15 dB.

Si admitimos un coeficiente de reflexión máximo en la entrada $|\Gamma_{\text{in,máx}}|$, y por tanto una circunferencia definida como

$$\Gamma_{\text{in},\Psi} = |\Gamma_{\text{in,máx}}| e^{j\phi}, \quad (3.8)$$

con ϕ variando $0 - 2\pi$, las impedancias de carga que verifiquen esta condición serán

$$\Gamma_{L,\Psi} = \frac{\Gamma_{\text{in},\Psi} - S_{11}}{S_{12}S_{21} - S_{11}S_{22} + S_{22}\Gamma_{\text{in},\Psi}} \quad (3.9)$$

expresión que para $\Gamma_{\text{in},\Psi} = 0$, conduce a la ecuación 3.2.

Utilizando esta expresión podemos obtener las regiones de impedancias adaptables en función de la frecuencia. En la figura 3.12 se muestran los círculos de impedancias adaptables con pérdidas de retorno mejores que -15 dB para distintas frecuencias en el margen 300–800 MHz. Se observa como hasta los 600 MHz, el aspecto de estas gráficas es muy similar al de las anteriores. A partir de los 700 MHz es cuando se empiezan a observar más cambios. En primer lugar, se puede ver de nuevo impedancias adaptables fuera de carta de Smith, como ya sucedía en la figura 3.7. Estas impedancias aunque dijimos que no tenían sentido físico considerarlas, llevarán consigo también un círculo de adaptabilidad y en muchas de las situaciones este círculo también estará total o parcialmente fuera de la carta de Smith. En términos de computabilidad del área, sólo deberíamos tener en cuenta las regiones o áreas de círculos que se encuentren dentro del círculo unidad de la carta de Smith.

Para ver el efecto del umbral de pérdidas de retorno, en la figura 3.13 se pueden ver los círculos a una frecuencia de 600 MHz para distintos valores de pérdidas de retorno de -10 , -15 , -20 y -25 dB. Conforme el criterio se hace más estricto, el tamaño de los círculos se va reduciendo, y como se observa en el caso más restrictivo de -25 dB, llegan a no superponerse y prácticamente se limitan a la propia impedancia perfectamente adaptable. Escogiendo el criterio clásico de los -10 dB, se cubre un gran porcentaje del área de la carta de Smith. Esta representación sigue siendo visual pero aporta más información ya que se puede cuantificar.

Para objetivar más las anteriores representaciones, resultará muy interesante cuantificar la superficie que ocupan los círculos de cobertura en carta de Smith en las gráficas

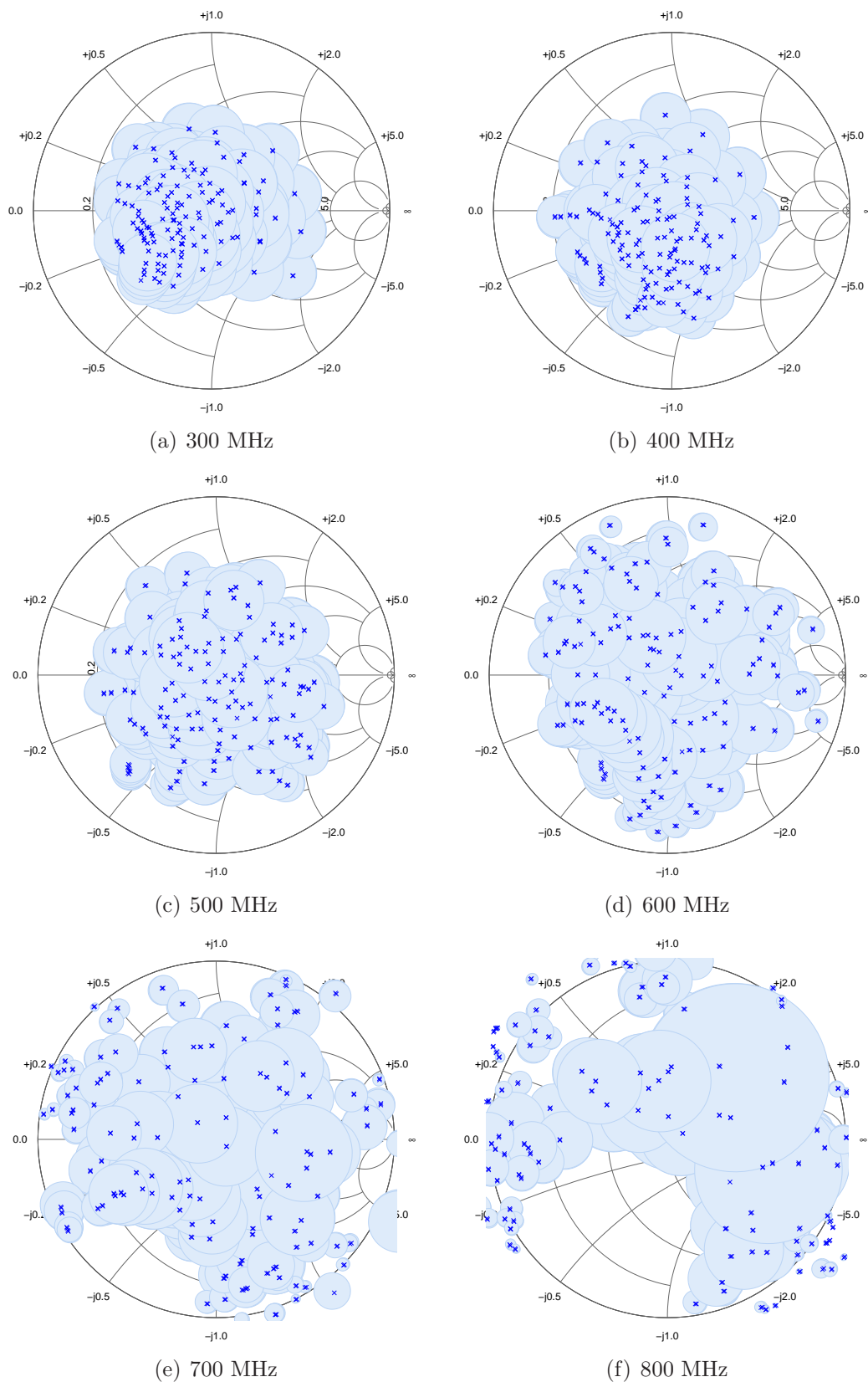


Figura 3.12: Círculos con regiones adaptables con pérdidas de retorno mejores de -15 dB. Las impedancias perfectamente adaptables han sido también representadas.

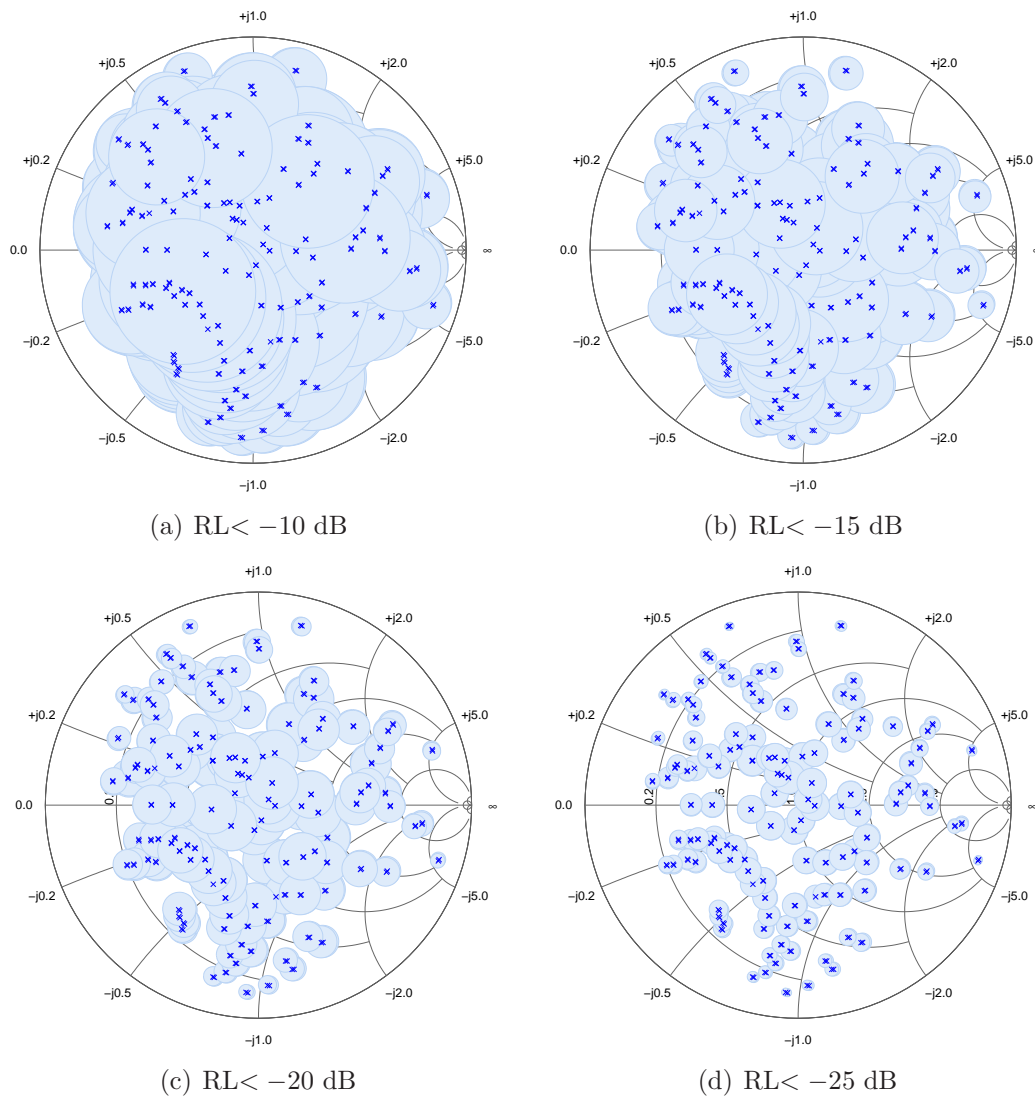


Figura 3.13: Círculos a 600 MHz, con regiones adaptables con distintos umbrales de pérdidas de retorno. Las impedancias perfectamente adaptables han sido también representadas.

anteriores, permitiendo ver su variación en función de la frecuencia. Sin embargo, la cuantificación de la superficie en las gráficas anteriores no es una tarea sencilla, ya que la mayoría de los círculos se encuentran superpuestos y el cálculo, aunque posible, dista de ser trivial.

Una simplificación que se puede llevar a cabo para cuantificar el área en cada frecuencia es realizar la predicción de las pérdidas de retorno para distintas impedancias de carga, en un proceso tipo load-pull, de manera que se pueda calcular una estimación del porcentaje de área en carta de Smith como el ratio entre el número de impedancias de carga que verifiquen unas pérdidas de retorno mejores que el umbral dado y el número total de impedancias que se utilicen en este proceso de load-pull. Cuanto más elevado sea

el número de impedancias del proceso de load-pull, este ratio se aproximará con mayor precisión al área real.

Este proceso se puede realizar en simulación utilizando las matrices de scattering medidas y sería el equivalente al proceso de medida utilizando un sistema automático de load-pull, que debería arrojar los mismos resultados asumiendo la linealidad de la red.

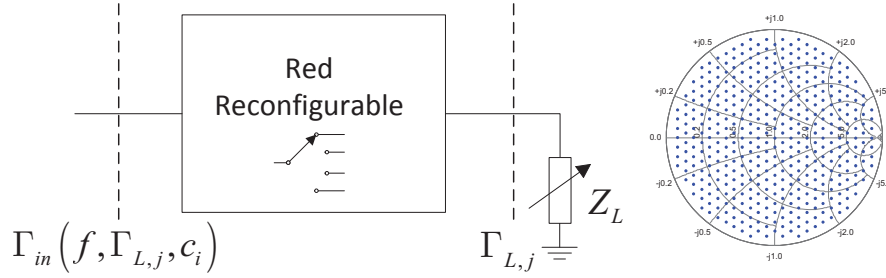


Figura 3.14: Esquematación del proceso tipo load-pull para estimar el área de cobertura con pérdidas de retorno mejores que un determinado umbral.

El proceso se puede esquematizar de la siguiente manera. Consideramos un conjunto de posibles impedancias de carga $\Gamma_{L,j}$ con $j = 1 \dots N_L$, siendo N_L el número total de impedancias. Estas impedancias están uniformemente distribuidas en la carta de Smith, y fijamos un número N_L , lo suficientemente elevado para que la estimación del área sea precisa. Para cada una de estas impedancias se puede calcular el coeficiente de reflexión a la entrada de la red $\Gamma_{in}(f, \Gamma_{L,j}, c_i)$, que dependerá de la impedancia de carga $\Gamma_{L,j}$, de la frecuencia f y del estado de la red c_i .

Para cada frecuencia, se realizará un barrido de todos los estados c_i de la red y se verificará si hay algún estado para esa frecuencia y esa carga que presente unas pérdidas de retorno mejores que el umbral fijado. Cuando se finalice todo el proceso, se calculará el ratio de las impedancias que ha verificado dicho criterio con respecto al número total de impedancias N_L .

$$Area(f) = \frac{\sum_{j=1}^{N_L} \left(\min_i \{ |\Gamma_{in}(f, \Gamma_{L,j}, c_i)| \} < |\Gamma_{in,máx}| \right)}{N_L} \quad (3.10)$$

donde $\min_i \{ |\Gamma_{in}(f, \Gamma_{L,j}, c_i)| \} < |\Gamma_{in,máx}|$, será igual a 1 si existe algún estado c_i que verifica la desigualdad ó 0 en caso en caso contrario.

Las impedancias de prueba Z_L se generan mediante una teselación de la carta de Smith utilizando celdas hexagonales. En este trabajo se han utilizado celdas de radio 0.03, lo que da un total de 1393 impedancias, limitando el coeficiente de reflexión máximo a $|\Gamma_L| < 0.99$. Este número de impedancias es suficientemente grande para que la aproximación de área sea adecuada. En la figura 3.15 se puede ver la representación del grid hexagonal

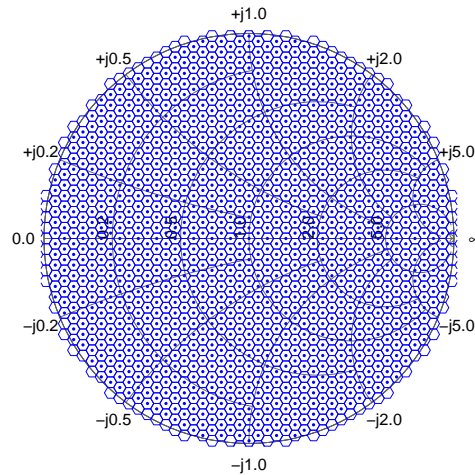


Figura 3.15: Impedancias utilizadas en la evaluación de las prestaciones de las redes reconfigurables.

y las impedancias utilizadas para los tests tipo load-pull.

La representación de la cobertura definida en la ecuación 3.10 en función de la frecuencia y para distintos umbrales de pérdidas de retorno $\Gamma_{in,m\acute{a}x}$ se pueden ver en la figura 3.16. Los umbrales que se han elegido son -10 , -15 y -20 dB, que representan distintos niveles de exigencia en cuanto a la potencia reflejada por la red. Según esta representación el óptimo de funcionamiento de la red se situará en torno a los 700 MHz, donde bajo el criterio de -10 dB se alcanzan coberturas del 90 %. Aumentando el nivel de exigencia, se alcanzan valores en torno al 75 % para -15 dB y en torno a 50 % para los estrictos -20 dB.

Con esta gráfica, se puede establecer una definición del ancho de banda, aunque de nuevo hay que realizar una valoración de qué tanto por ciento de cobertura es adecuado. Si consideramos un 70 % por ejemplo, el ancho de banda con el criterio de -10 dB irá desde los 525 MHz hasta más allá de los 800 MHz. El ancho de banda se reduciría si consideramos los -15 dB como umbral. En general con asegurar unas pérdidas de -10 dB será suficiente, de modo que este será el criterio que se use de ahora en adelante.

El cálculo de la cobertura en términos de las pérdidas de retorno aporta una medida cuantitativa y objetiva a diferencia de la representación de las impedancias discretas perfectamente adaptables o la simple representación del S_{11} y S_{22} . Dichas representaciones, en concreto la de las impedancias perfectamente adaptables son todavía útiles, especialmente debido a la sencillez de su cálculo y a que pueden proporcionar una primera impresión de las prestaciones de la red.

En un análisis más profundo será necesario calcular la cobertura en términos de superficie de carta de Smith, y aunque el cálculo de ésta en términos de pérdidas de retorno

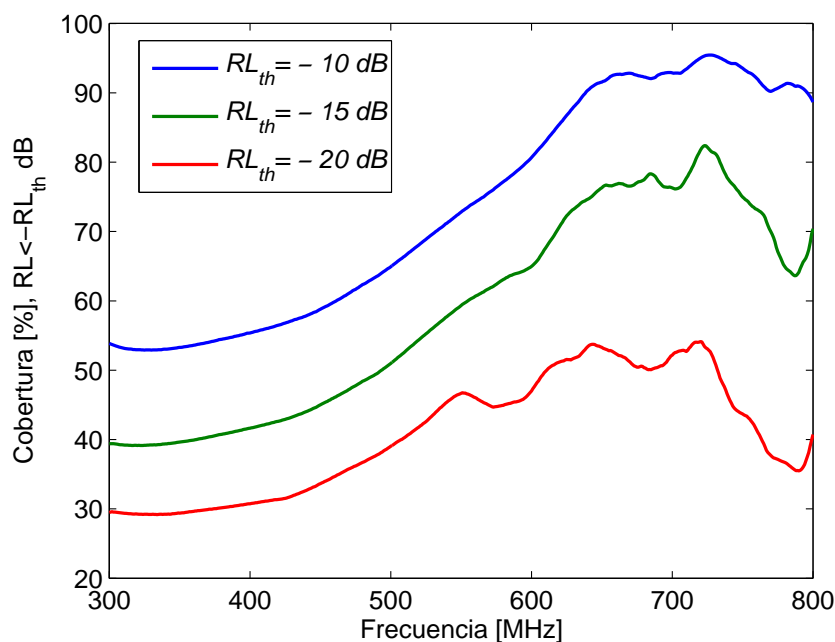


Figura 3.16: Cobertura bajo el criterio de pérdidas de retorno mejores que un determinado umbral RL_{th} [dB] en función de la frecuencia.

es útil, tiene un gran inconveniente: que no tiene en cuenta de manera directa las pérdidas existentes en la red. Por ello, se ha de ser cauteloso con la representación basada sólo en pérdidas de retorno cuando se trata con redes con pérdidas (en redes ideales sin pérdidas, sería suficiente para garantizar un funcionamiento correcto), ya que una buena adaptación en términos de pérdidas de retorno no son garantía de una transmisión de potencia óptima. Cuando en el siguiente apartado se hable de la definición de pérdidas, se retomará la definición de cobertura en carta de Smith introduciendo también como criterio un límite en las pérdidas admitidas en la red.

Otra representación que puede ser útil es la de las pérdidas de retorno en la carta de Smith, utilizando diferentes colores para indicar las pérdidas de retorno para cada impedancia de carga. En la figura 3.17 se pueden ver las pérdidas de retorno para los 300–800 MHz. En esta representación se ha utilizado un grid más fino que el de la figura 3.15, para intentar captar las impedancias perfectamente adaptables. Estas presentarían en teoría unas pérdidas de retorno de menos infinito (en dB), pero dado el grid discreto de impedancias, se puede ver en la figura como estas alcanzan valores alrededor de los -60 dB, que en cualquier caso es suficiente para visualizar dichas impedancias adaptables, que ya se habían presentado en la figura 3.7.

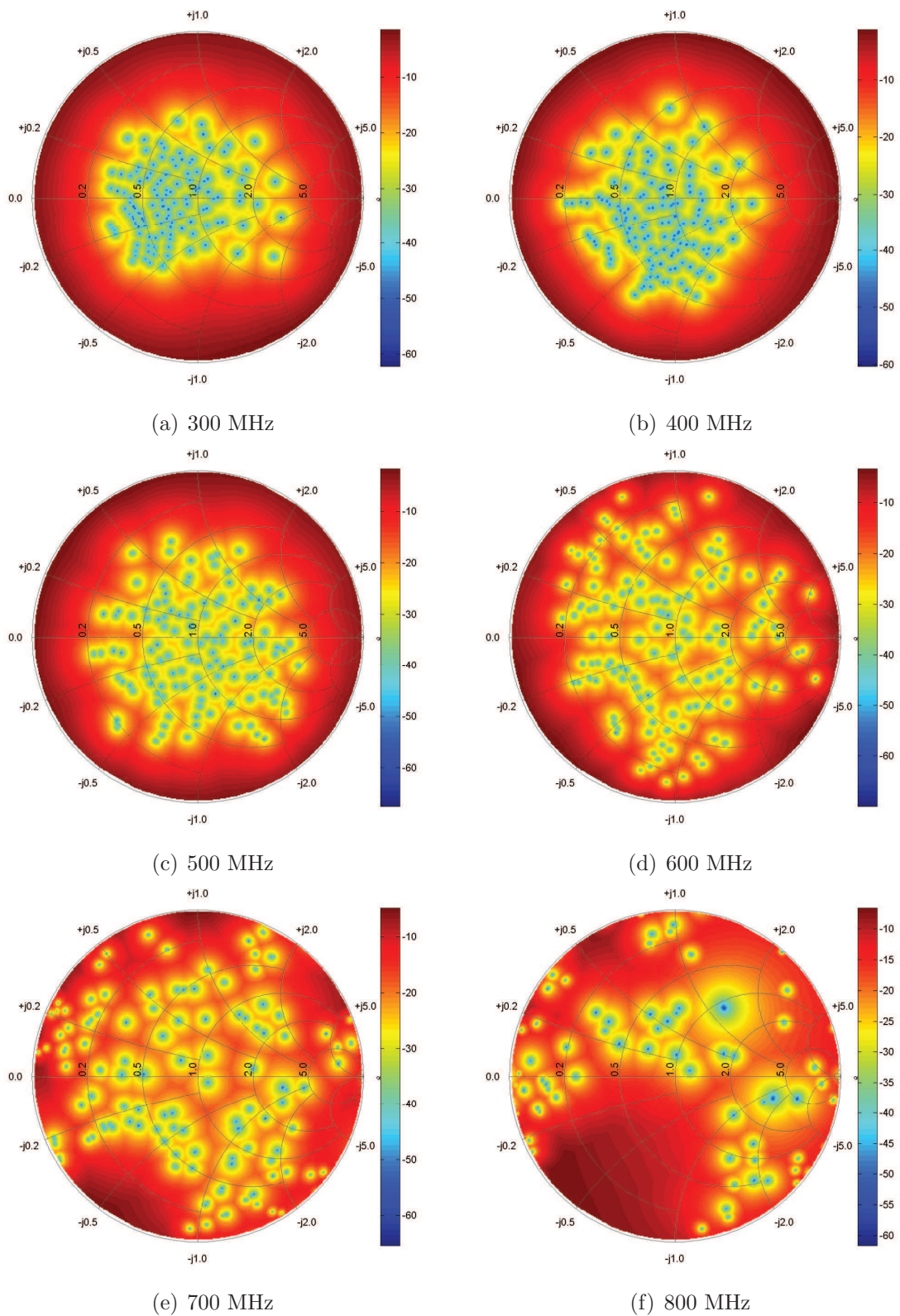


Figura 3.17: Representación de las pérdidas de retorno [dB] en carta de Smith para distintas frecuencias.

3.2.4. Definición de las pérdidas

Sin duda uno de los aspectos más controvertidos en la caracterización de las redes de adaptación reconfigurables es la definición de las pérdidas. El hecho de disponer de múltiples estados y configuraciones, y de que se trate de dispositivos en los que las impedancias de fuente y/o carga pueden ser variables hacen que la definición de las pérdidas sea un tema complejo.

En general, cuando hablemos de pérdidas en este tipo de dispositivos, consideraremos la cantidad de potencia que no llega a entregarse a la carga, y por tanto estas incluirán tanto la potencia disipada debido a pérdidas óhmicas como la potencia reflejada en algunas partes del circuito y por tanto tampoco entregada a la carga.

Una definición habitual en la literatura para expresar las pérdidas es la siguiente [6, 85, 104–106]

$$Loss = 1 - |S_{11}|^2 - |S_{21}|^2 \quad (3.11)$$

donde *Loss* indicaría el porcentaje de pérdidas de potencia, que se puede expresar en dB mediante

$$L = 10 \log(1 - Loss) \quad (3.12)$$

Esta medida de eficiencia sólo es válida en caso de que el dispositivo a caracterizar este adaptado a la fuente [23], y puede ser útil para caracterizar algún tipo de dispositivos, pero no redes de adaptación reconfigurables. Para solventar este problema algunos autores proponen otras alternativas. En [23], son partidarios de usar la definición estándar de pérdidas de inserción

$$IL = \frac{P_L}{P_{in}} \quad (3.13)$$

como el cociente entre potencia entregada a la carga, P_L y potencia de entrada al dispositivo, P_{in} . Utilizando el formalismo y la teoría básica de redes de dos puertos de microondas, podemos expresar esta definición en función de los parámetros S de la red, como [107]

$$IL = \frac{1}{1 - |\Gamma_{in}|^2} |S_{21}|^2 \frac{1 - |\Gamma_L|^2}{|1 - S_{22}\Gamma_L|^2} \quad (3.14)$$

Esta definición es más completa que la anterior, y cuantifica de una manera más precisa las pérdidas introducidas por la red reconfigurable, si bien se considera como referencia la potencia de entrada en la red, lo que no tiene en cuenta las posibles pérdidas por reflexión en la entrada del dispositivo.

Esta expresión de las pérdidas de inserción en el caso de carga adaptada ($\Gamma_L = 0$) se reduce a

$$IL|_{\Gamma_L=0} = 10 \log \left(\frac{|S_{21}|^2}{1 - |S_{11}|^2} \right), \quad (3.15)$$

incluyendo la conversión a dB. Esta expresión también se encuentra ampliamente difundida en la literatura [57, 62, 100], pero es derivada de la consideración de carga adaptada, asunción que podría ser útil para caracterizar la mayoría de dispositivos activos y pasivos de microondas (filtros, atenuadores, desfasadores, acopladores...), pero que no es adecuada para las redes reconfigurables, ya que en estos dispositivos están pensados, entre otras funciones, para tratar con desadaptaciones. Además, esta definición sigue sin tener en cuenta las desadaptaciones en la entrada de la red al igual que la ecuación 3.14.

En nuestra consideración, la definición más precisa para caracterizar las pérdidas (tanto óhmicas como desadaptaciones) en este tipo de redes es medir el cociente entre la potencia entregada a la carga y la potencia disponible desde la fuente, definición que se corresponde con la ganancia de transducción [107] (TPG), y que se puede expresar como

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}}, \quad (3.16)$$

expresión que en términos de las matrices de scattering de una red de dos puertos, se puede escribir como

$$G_T = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_S|^2) (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - \Gamma_S \Gamma_{in}|^2 |1 - S_{22} \Gamma_L|^2} \quad (3.17)$$

y que para el caso de fuente adaptada $\Gamma_S = 0$ se puede simplificar a

$$G_T|_{\Gamma_S=0} = \frac{|S_{21}|^2 (1 - |\Gamma_L|^2)}{|1 - S_{22} \Gamma_L|^2}. \quad (3.18)$$

La TPG es una métrica ampliamente utilizada en el mundo de las microondas, especialmente en el diseño de amplificadores [108]. Es por ello que recibe el nombre de ganancia, ya que en ese contexto se trata de un valor positivo y mayor que la unidad. Al aplicarlo en las redes de adaptación reconfigurables, este valor se convertirá en una ganancia menor que uno (o negativa si la expresamos en dB), de modo que más que ganancia podrían llamarse pérdidas de transducción. Sin embargo, por conservar la nomenclatura la seguiremos llamando ganancia de transducción, y en el caso de las redes de adaptación reconfigurables verificará siempre $G_T \leq 0$ dB.

La definición de la TPG está de hecho muy ligada con la de las pérdidas de inserción definidas en 3.14, pero teniendo en cuenta la desadaptación a la entrada de la red. La relación entre ambas medidas vendrá dada por el factor de desadaptación M_{in}

$$G_T = IL \cdot M_{\text{in}} \quad (3.19)$$

donde M_{in} se puede escribir como

$$M_{\text{in}} = 1 - |\Gamma'_{\text{in}}|^2 \quad (3.20)$$

donde Γ'_{in} sería el coeficiente de reflexión generalizado a la entrada de la red, que se puede definir como

$$\Gamma'_{\text{in}} = \frac{Z_{\text{in}} - Z_S^*}{Z_{\text{in}} + Z_S} \quad (3.21)$$

con Z_{in} la impedancia de entrada de la red, Z_S la impedancia de fuente y Z_S^* su conjugada. El coeficiente de desadaptación también se puede escribir en función de los coeficientes de reflexión de entrada Γ_{in} y fuente Γ_S como

$$M_{\text{in}} = \frac{(1 - |\Gamma_{\text{in}}|^2)(1 - |\Gamma_S|^2)}{|1 - \Gamma_{\text{in}}\Gamma_S|^2} \quad (3.22)$$

donde Γ_{in} y Γ_S se definen como

$$\Gamma_{\text{in}} = \frac{Z_{\text{in}} - Z_o}{Z_{\text{in}} + Z_o} \quad (3.23)$$

$$\Gamma_S = \frac{Z_S - Z_o}{Z_S + Z_o} \quad (3.24)$$

en términos de la impedancia de referencia Z_o .

La TPG va a dar siempre una medida más conservadora de las pérdidas de la red con respecto a la definición de IL. Es fácil verificar que para cualquier condición de adaptación

$$G_T \leq IL \quad (3.25)$$

desigualdad que se igualará en el caso de que la entrada esté adaptada, $Z_{\text{in}} = Z_S^*$.

El uso de la TPG como medida para evaluar las pérdidas de las redes de adaptación reconfigurables no ha sido muy habitual, aunque empieza en cierto modo a generalizarse [57, 100, 109].

Utilizando un sistema de evaluación como el de las pérdidas de retorno, se puede obtener los valores de TPG para distintas impedancias de carga, que adquirirán forma de contornos similares a los que aparecen en los procesos de load-pull de amplificadores de potencia. Para ilustrar este ejemplo se propone calcular la TPG para la red que se está estudiando. Asumiendo una impedancia de fuente $Z_S = 50 \Omega$, y por tanto aplicando la expresión 3.18, los contornos de ganancia de transducción en dB para distintos valores

de frecuencia entre los 300 y 800 MHz se pueden ver en la figura 3.18. Lo deseable es que los contornos con pérdidas reducidas ocupen la mayor parte de impedancias posibles. Se ve como en las bajas frecuencias los contornos de -1 y -2 dB tienen aspecto casi circular, aunque éstos se van reduciendo y tomando formas más irregulares conforme aumenta la frecuencia y por tanto las pérdidas, asociadas a la disminución de los factores de calidad de bobinas, condensadores y diodos PIN, así como las mayores pérdidas en el sustrato.

Al igual que con las pérdidas de retorno, se puede cuantificar en términos de porcentaje de área en carta de Smith aquellas impedancias que verifican unas pérdidas menores que un determinado umbral. En la figura 3.19 se puede ver esta representación para tres umbrales distintos: -1.5 , -2 y -3 dB. Con el umbral más estricto (-1.5 dB) la cobertura está por encima del 50 % hasta los 750 MHz. Bajo el criterio de -2 dB, la cobertura aumenta notablemente, estando por encima del 55 % en todo el ancho de banda, y alcanzando el 70 % alrededor de los 600 MHz. Relajando las condiciones hasta los -3 dB, la cobertura se incrementa hasta el 75 % con un pico por encima del 80 %.

Sin embargo, a nuestro parecer, pérdidas de -3 dB son muy elevadas, y estableceremos el umbral entre los -1.5 y -2 dB. El óptimo en términos de TPG está en todos los casos entre los 600 y 650 MHz, lo que contrasta con la cobertura en términos únicamente de pérdidas de retorno, donde se situaba en torno a los 700 ó 750 MHz.

Como ya se comentó en el apartado anterior, la definición de la cobertura únicamente en términos de pérdidas de retorno no parece la más adecuada y precisa. Ya se indicó la necesidad de incluir también unos criterios en términos de pérdidas, y para ello utilizaremos la TPG.

La definición más precisa para la cobertura en carta de Smith será por tanto la de aquellas impedancias de carga Z_L , que sean adaptables con unas pérdidas de retorno mejores que -10 dB y con una ganancia de transducción en el proceso mejor que un umbral (-1.5 ó -2 dB). Podemos repetir el proceso de representar el porcentaje de área que verifica estas condiciones en función de la frecuencia tal y como se ha hecho anteriormente incluyendo ambos criterios.

En la figura 3.20 se puede ver la cobertura para distintos umbrales de ganancia de transducción. Esta gráfica es bastante similar a la figura 3.19, donde sólo se tenía en cuenta la TPG, aunque en todos los casos se ha reducido la cobertura al introducir el criterio de las pérdidas de retorno. La cobertura ahora para $G_T > -2$ dB está por encima del 60 % hasta los 750 MHz, a partir de donde empieza a decrecer dramáticamente. El máximo de cobertura se mantiene entre los 600 y 650 MHz. Esto indica que de alguna manera, el criterio de la ganancia de transducción prevalece sobre las pérdidas de retorno, y aunque estas también influyen, como se puede ver en la disminución de la cobertura, parece que afectan de igual manera a todas las frecuencias.

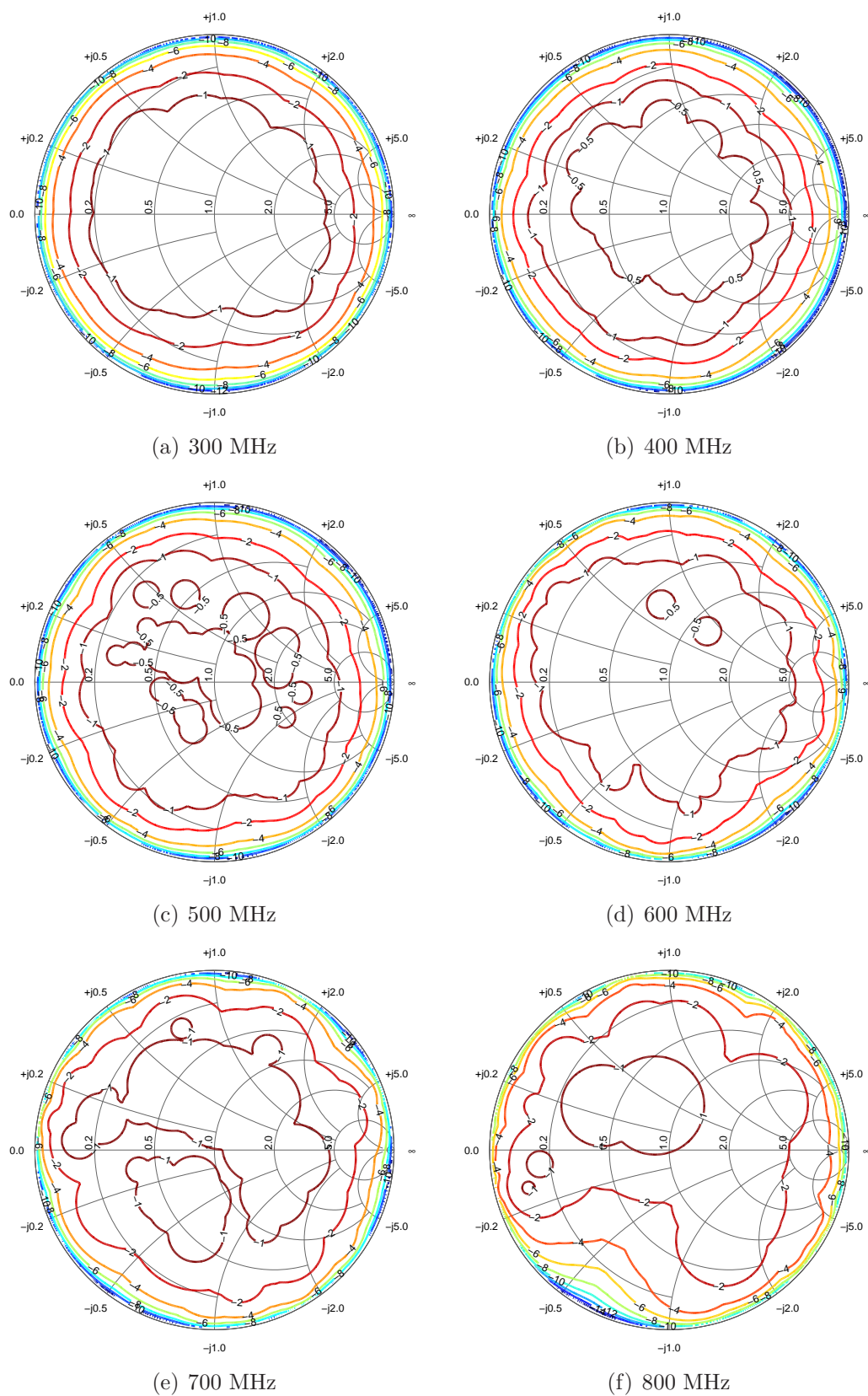


Figura 3.18: Representación de la ganancia de transducción [dB] en carta de Smith para distintas frecuencias.

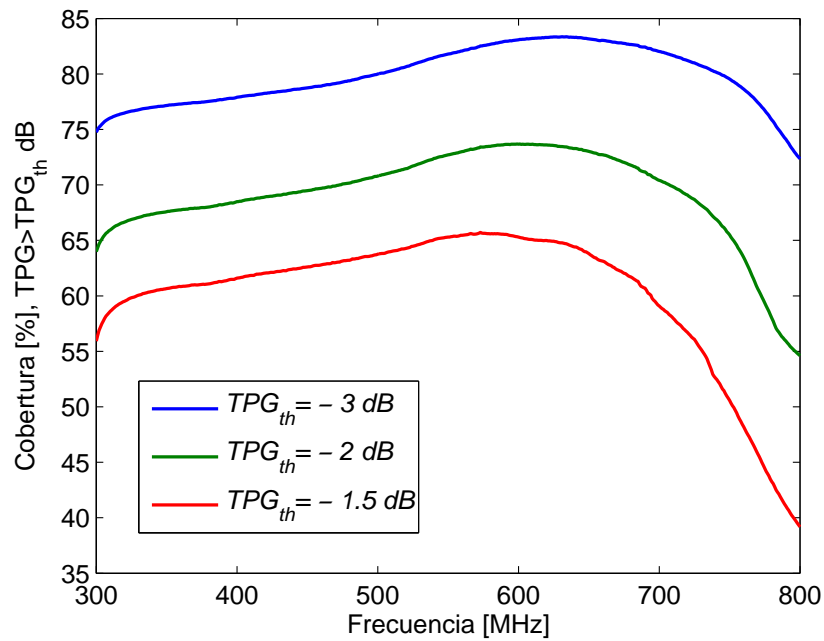


Figura 3.19: Cobertura bajo el criterio de ganancia de transducción mejor que un determinado umbral TPG_{th} [dB] en función de la frecuencia.

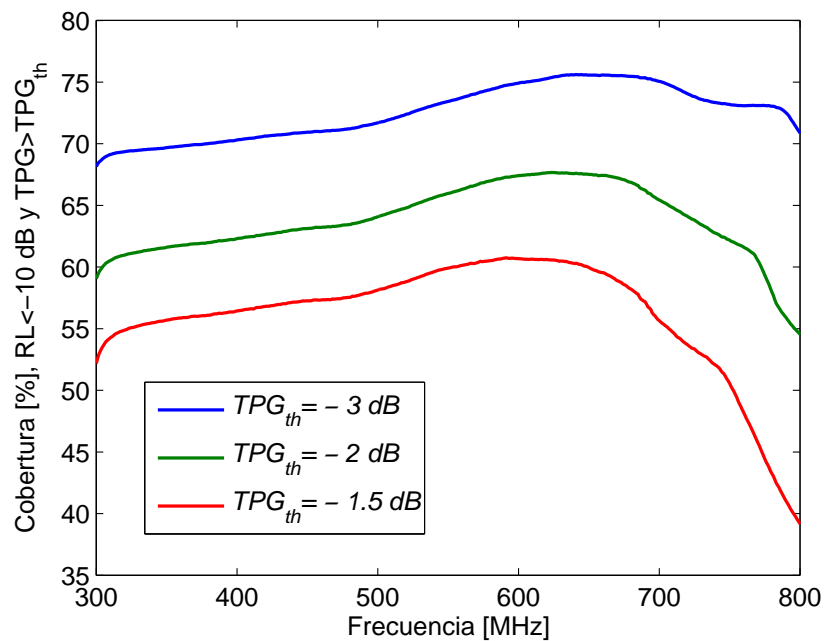


Figura 3.20: Cobertura en carta de Smith, definida como el porcentaje de impedancias adaptables con unas pérdidas de retorno mejores que -10 dB y una ganancia de transducción mejor que un umbral TPG_{th} [dB] en función de la frecuencia.

Por último, también puede ser interesante una representación en carta de Smith de

las impedancias que verifiquen simultáneamente ambos umbrales (TPG y RL). En la figura 3.21 se puede ver dicha representación con umbrales de -10 dB para pérdidas de retorno y -1.5 para TPG.

Relación entre pérdidas de retorno y ganancia de transducción

En el apartado anterior se ha estudiado la cobertura en carta de Smith utilizando las pérdidas de retorno como criterio para definir las regiones adaptables y cuantificar en términos de porcentaje de carta de Smith dicha cobertura. Sin embargo, tener unas buenas pérdidas de retorno no es garantía de una buena transferencia de potencia en redes con pérdidas. Por ello, el criterio de las pérdidas de retorno como elemento único para definir la cobertura en carta de Smith o las prestaciones de una red reconfigurable no parece suficiente. Imponer también una restricción en las pérdidas asociadas con cada posible impedancia de carga y/o fuente, junto con unas mínimas pérdidas de retorno parece una solución viable. Después de ver diversas definiciones para las pérdidas, la métrica que utilizaremos será la de la TPG. Entre ambas métricas, pérdidas de retorno y TPG existe además relación. Si partimos de la definición de TPG, podemos derivar la potencia entregada a la carga en función de ésta

$$G_T = \frac{P_L}{P_{avs}} \Rightarrow P_L = P_{avs} G_T \quad (3.26)$$

Por otro lado, la potencia que entra a la red se puede calcular en términos de la potencia disponible P_{avs} y el coeficiente de reflexión a la entrada, Γ_{in}

$$P_{in} = P_{avs}(1 - |\Gamma_{in}|^2) \quad (3.27)$$

A su vez, podemos afirmar sin pérdida de generalidad, que la potencia entregada a la carga será menor o igual que la potencia de entrada, lo que nos lleva a

$$P_L \leq P_{in} \Rightarrow P_{avs} G_T \leq P_{avs}(1 - |\Gamma_{in}|^2) \Rightarrow |\Gamma_{in}| \leq \sqrt{1 - G_T} \quad (3.28)$$

y expresado en dB

$$20 \log |\Gamma_{in}| \leq 10 \log(1 - G_T) \quad (3.29)$$

Esta relación se puede expresar gráficamente mediante la figura 3.22. En ella, la curva en sí misma representa la situación en la que $P_L = P_{in}$. En todos los demás casos nos moveremos por debajo de esa curva, de modo que dadas unas pérdidas de retorno quedan fijadas unas pérdidas (G_T) mínimas y al revés, fijado un valor de pérdidas (G_T), quedan definidas unas pérdidas de retorno máximas.

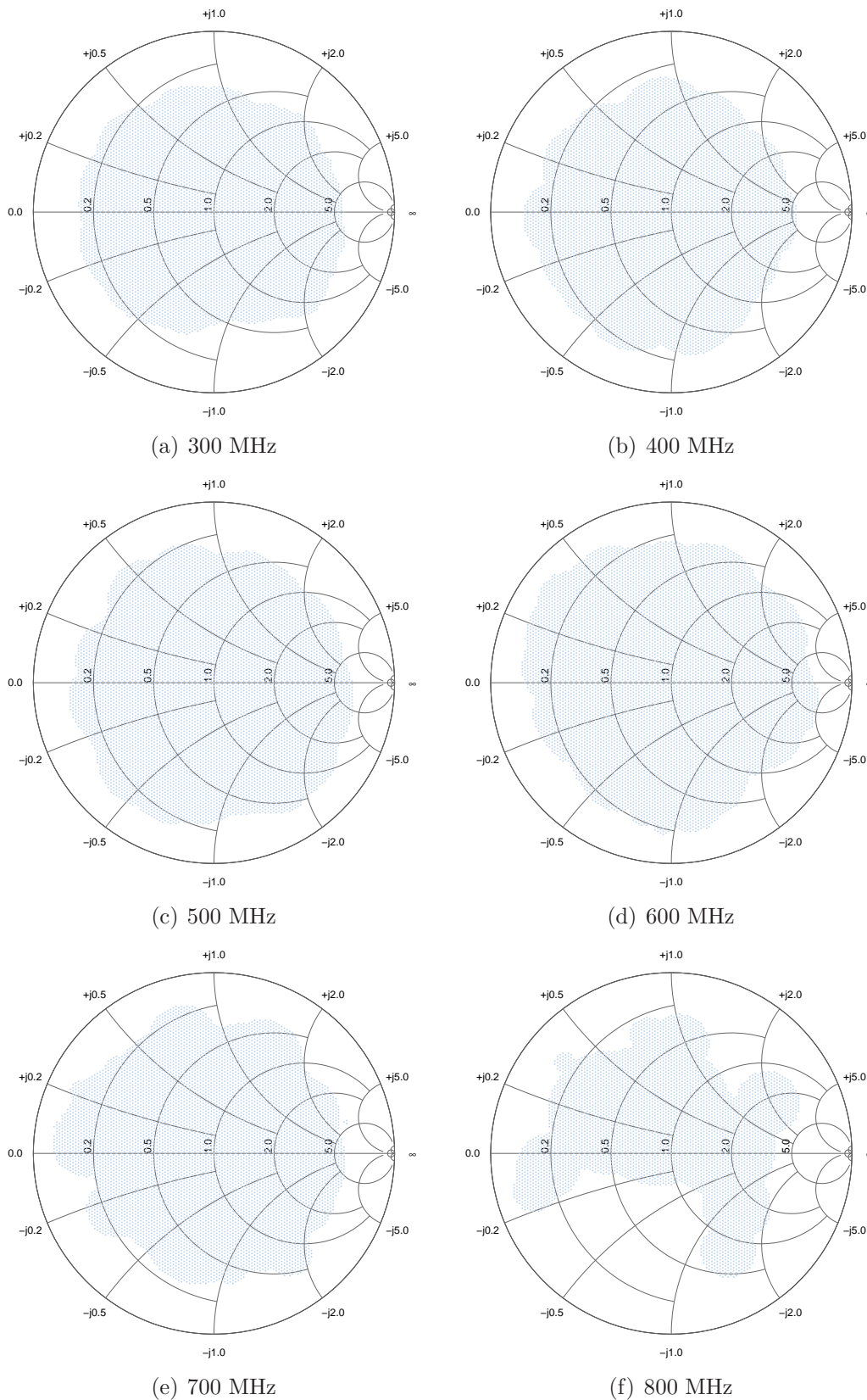


Figura 3.21: Impedancias adaptables con $RL < -10$ dB y $G_T > 1.5$ dB para distintas frecuencias.

Visto esto podría parecer que con fijar un umbral de TPG y considerar la cobertura en base a las impedancias que verifiquen una TPG igual o mejor que dicho umbral sería suficiente. Esto es en parte cierto, pero es importante fijar un límite en las pérdidas de retorno, para minimizar la potencia reflejada, y evitar por tanto problemas en otras partes del circuito, como las etapas de potencia.

Aunque es cierto que fijando un umbral de TPG de -1 dB se aseguran unas pérdidas de retorno máximas de -6.8 dB, que en muchas situaciones es un valor aceptable, es preferible subir un poco el nivel de exigencia y considerar al menos un umbral de -10 dB. El umbral para la TPG es más complicado de fijar, pero a nuestro parecer y al de otros autores [16], valores de $G_T < -3$ dB son inadmisibles, y por ello se ha considerado que ese valor habría que fijarlo entre -1.5 y -2 dB. Esta región delimitada por los -10 dB de pérdidas de retorno y los -2 dB de TPG está marcada en la figura 3.22, y por tanto al realizar los cálculos de cobertura en carta de Smith, cualquier posible impedancia de carga que caiga dentro de esa región, será contabilizada como positiva para el computo de la cobertura.

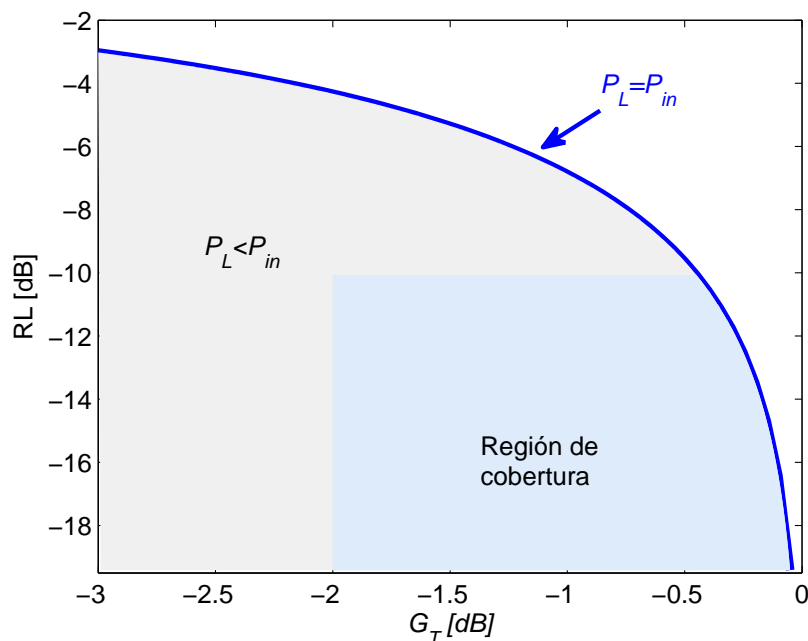


Figura 3.22: Relación entre TPG y RL.

3.2.4.1. Ganancia máxima

El concepto de ganancia máxima también aparece ligado al diseño de amplificadores de microondas [107], y como sucedía con la TPG puede ser aplicable a las redes de adaptación reconfigurables como método de cuantificación de pérdidas.

La ganancia máxima se obtiene cuando se consigue una adaptación perfecta tanto en la entrada como en la salida del dispositivo, lo que se traduce como

$$\Gamma_{\text{in}} = \Gamma_S^* \quad (3.30)$$

$$\Gamma_{\text{out}} = \Gamma_L^*. \quad (3.31)$$

Bajo estas condiciones, se puede escribir la ganancia máxima como

$$G_{T_{\text{máx}}} = \frac{S_{21}}{S_{12} (K - \sqrt{K^2 - 1})} \quad (3.32)$$

con K el factor de estabilidad de Rollet [107], definido como

$$K = \frac{1 - |S_{11}|^2 - |S_{22}|^2 + |\Delta|^2}{2|S_{12}S_{21}|} \quad (3.33)$$

y Δ como

$$\Delta = S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}. \quad (3.34)$$

Lo bueno de esta medida es que no depende ni de Γ_L ni de Γ_S , lo que simplifica el cálculo para este tipo de redes, pero por otro lado estas impedancias suelen ser parámetros de importancia en las redes reconfigurables. Por ello, asumir que va a existir adaptación complejo-conjugada en ambos puertos es algo que no parece muy realista, cuando las impedancias de carga y/o fuente van a ser desconocidas y en ocasiones variables. En cualquier caso esta métrica puede ser útil ya que da una cota de las pérdidas mínimas que se pueden obtener.

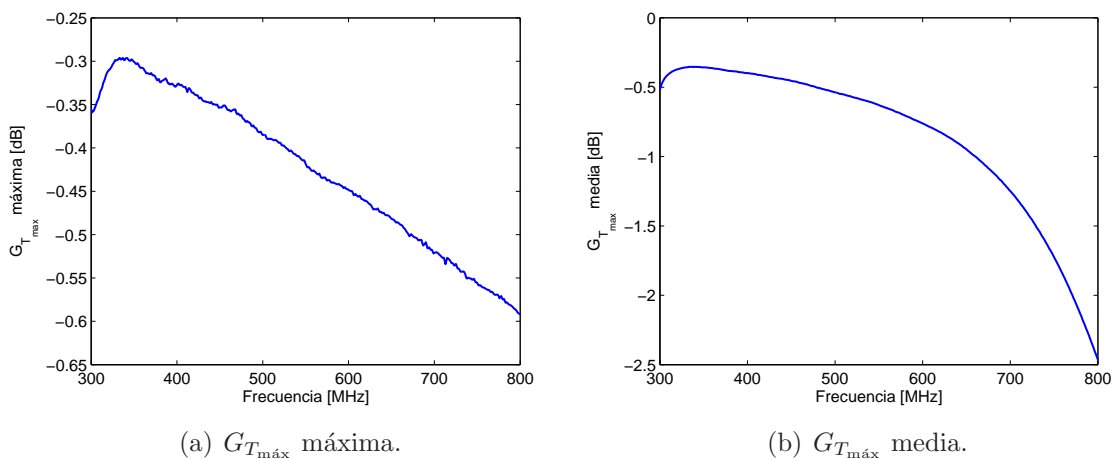


Figura 3.23: Ganancia máxima y promedio [dB] en función de la frecuencia.

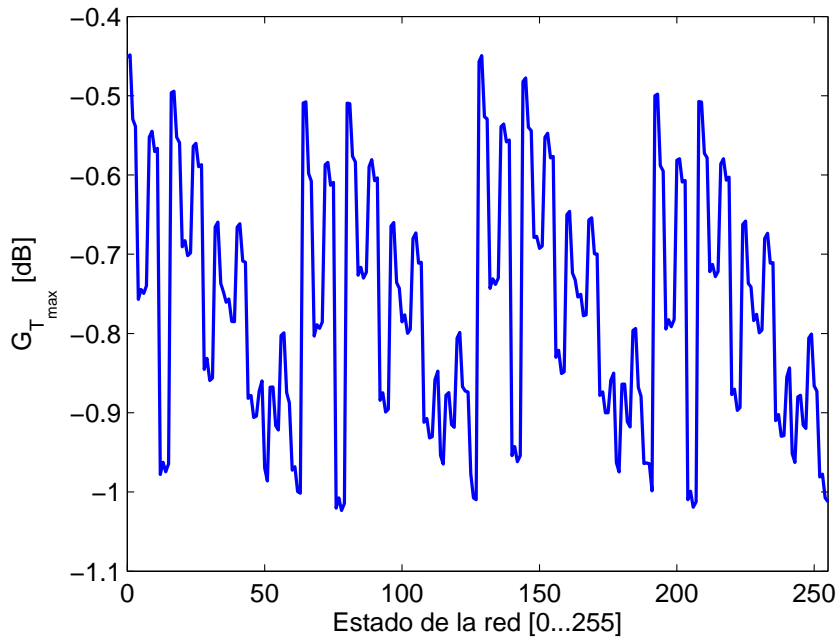


Figura 3.24: $G_{T_{\text{máx}}}$ para los 256 estados de la red a la frecuencia de 600 MHz.

En la figura 3.23 se pueden ver la $G_{T_{\text{máx}}}$ máxima y el valor medio. Estos valores máximo y promedio se han realizado promediando y buscando el máximo para cada frecuencia a lo largo de los 256 estados de la red.

Observando el valor máximo (figura 3.23(a)), se ve como este valor va desde los -0.3 dB para los 300 MHz hasta aproximadamente -0.8 dB para 1 GHz. Este valor nos da una cota de las mínimas pérdidas que vamos a poder obtener con la red, y por tanto tiene que ser un valor pequeño. El aumento con la frecuencia es lógico debido al aumento de las pérdidas en las pistas, substratos y la disminución de los factores de calidad de los elementos reactivos y los diodos PIN. Observando la $G_{T_{\text{máx}}}$ media, se puede ver como está por debajo de -2 dB hasta casi los 800 MHz, y a partir de ese valor se desploma hasta alcanzar valores de -8 dB, lo que nos hace indicar que muchos de los estados de la red van a presentar pérdidas elevadas. En el margen 300–700 MHz los valores promedios se encuentran por encima de los -1.5 dB, lo que resulta muy positivo. En la figura 3.24 se presenta la ganancia máxima para los distintos estados de la red a una frecuencia de 600 MHz. En ella se puede observar variaciones de hasta 0.5 dB de unos estados a otros.

La métrica de la ganancia máxima no es muy habitual aunque se puede ver en algunas publicaciones [106, 110], y aunque no tiene en cuenta los efectos de desadaptaciones en la entrada o la salida, es útil para darnos una idea de los pérdidas de la red en condiciones de adaptación perfecta y del margen de frecuencias en que la red puede dejar de ser útil

debido al incremento de las mismas.

3.2.4.2. Ganancia de red

Las redes de adaptación reconfigurables son dispositivos que se van a incluir en sistemas de transmisión y/o recepción con el objeto de mejorar la eficiencia. Por tanto, será muy importante definir una figura de mérito que cuantifique el beneficio de usar la red en un sistema, con respecto a la situación de no usarla.

Como ya se ha visto, una de las maneras más útiles y objetivas de medir las prestaciones de la red en términos de balance de potencias es el uso de la TPG. Ésta nos indica la cantidad de potencia entregada a la carga conectada a la red con respecto a la potencia disponible en la fuente. Utilizando esta métrica, podemos definir la ganancia de la red como la relación entre la TPG obtenida cuando se utiliza la red y cuando no se utiliza, lo que matemáticamente podemos escribir en dB así

$$\mathcal{G} = 10 \log \left(\frac{G_{T_w}}{G_{T_{w/o}}} \right) \quad (3.35)$$

donde G_{T_w} representa la TPG calculada con la inclusión de la red y $G_{T_{w/o}}$ la TPG obtenida sin ella. La expresión para G_{T_w} en función de la matriz de scattering es la descrita en la ecuación 3.17, mientras que $G_{T_{w/o}}$ se puede expresar en función del coeficiente de reflexión generalizado como

$$G_{T_{w/o}} = 1 - |\Gamma_g|^2 \quad (3.36)$$

con Γ_g definido como

$$\Gamma_g = \frac{Z_L - Z_S^*}{Z_L + Z_S} \quad (3.37)$$

Además, dado que la potencia disponible en la fuente no va a ser dependiente de la red reconfigurable, ya que solo depende de la impedancia de fuente Z_S (que podemos asumir constante), la ecuación 3.35 se puede escribir también como

$$\mathcal{G} = 10 \log \left(\frac{P_{L_w}}{P_{L_{w/o}}} \right) \quad (3.38)$$

donde P_{L_w} es la potencia entregada a la carga cuando la red esta presente y $P_{L_{w/o}}$ es la potencia entregada a la carga sin la red.

Tal y como está definida la ganancia de red en la ecuación 3.35, un valor positivo indicará que la presencia del dispositivo reconfigurable introducirá una mejora en la transferencia de potencia a la carga con respecto al no uso de la red, mientras que un valor

negativo de la misma, indicará que la red reconfigurable esta degradando las prestaciones del sistema original, ya que está reduciendo la potencia entregada a la carga.

Es evidente que ante una situación de $\mathcal{G} < 0$ dB, el uso de la red reconfigurable no tiene sentido, pero hay que tener en cuenta que este parámetro va a ser dependiente de la frecuencia, así como de las impedancias de fuente y carga. Por tanto van a existir situaciones (combinaciones de Z_S y Z_L a frecuencias determinadas) en los que la ganancia será negativa. Pensemos en el supuesto más sencillo, una impedancia de fuente y carga $Z_S = Z_L = 50 \Omega$ conectadas sin ninguna red. En estas condiciones la TPG será 0 dB, es decir, toda la potencia de la fuente irá a la carga. En este caso existe una adaptación perfecta, por lo que no hace falta ningún tipo de red de adaptación (reconfigurable o no), y cualquier circuito real (y con pérdidas) que introduzcamos entre fuente y carga, degradará la potencia entregada. Lo mismo sucederá siempre que se verifique $Z_S = Z_L^*$.

Esta situación habrá que asumirla en determinadas frecuencias, aun cuando el objeto del uso de las redes reconfigurables está enfocado a situaciones con impedancias desconocidas y posiblemente variables. En cualquier caso habrá que asegurar que en estas situaciones las pérdidas introducidas por la red sean muy pequeñas, y que el beneficio introducido por la red en otras situaciones (otras posibles combinaciones de Z_S y Z_L), compensen las situaciones triviales de adaptación complejo-conjugada de máxima transferencia de potencia.

En la figura 3.25 se presentan los contornos de ganancia de red en dB, para distintas impedancias de carga, asumiendo $Z_S = 50 \Omega$. Los contornos se han obtenido con un conjunto de 1393 impedancias distribuidas uniformemente en carta de Smith, con límite $|\Gamma| < 0.99$ (figura 3.15).

En ellos se puede ver como el contorno de 0 dB, que delimita la región de impedancias de carga con las que la red aporta una mejora o un empeoramiento, existe para todas las frecuencias, y se sitúa en torno al centro de la carta de Smith, debido a que hemos asumido $Z_S = 50 \Omega$. Conforme las pérdidas de la red aumentan y nos movemos a frecuencias más altas, se ve como este contorno de 0 dB aumenta de tamaño, lo que indica una degradación en las prestaciones de la red. Fuera del contorno de 0 dB, se observan ganancias positivas tanto mayores cuanto más nos alejamos del centro de la carta de Smith, es decir, conforme más aumenta la desadaptación (con respecto a $Z_S = 50 \Omega$). Las mejoras llegan a alcanzar los valores de 4, 5 y hasta 6 dB en las zonas más alejadas de la carta de Smith. Esto nos indica que la mejora en transferencia de potencia usando redes reconfigurables será mejor cuanto mayor sea la desadaptación. Es obvio que si no existe tal desadaptación, el uso de la red no tiene sentido.

Para evaluar la degradación por el uso de la red en las zonas cercanas al centro de la carta de Smith, es interesante ver los valores mínimos (máximas pérdidas) de la

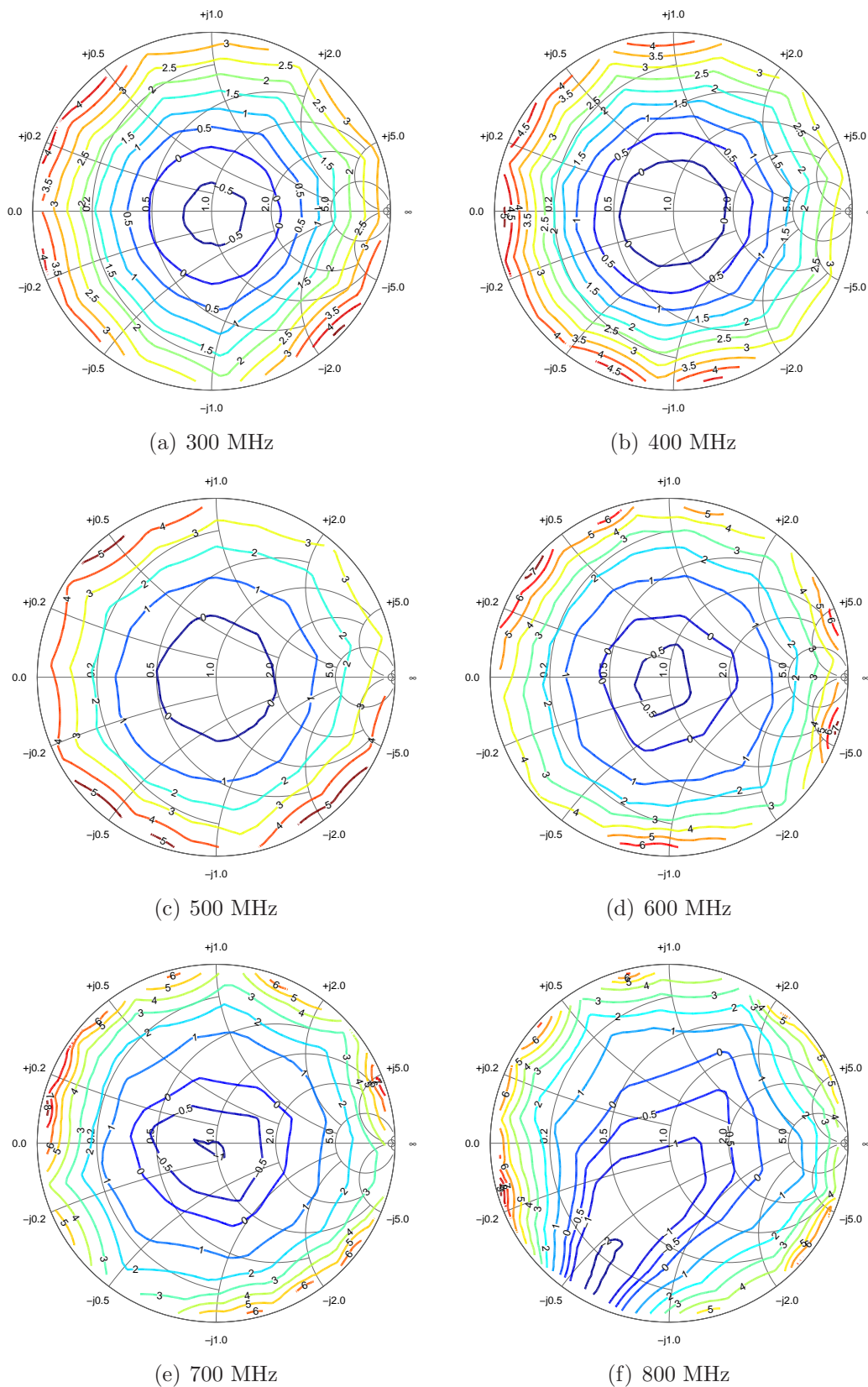


Figura 3.25: Contornos de ganancia de red [dB] para distintas impedancias Z_L , asumiendo $Z_S = 50 \Omega$.

mejor ganancia de la red, en función de la frecuencia. En la figura 3.26 se puede ver esta situación. Estos valores se encontrarán en alguna impedancia cerca del centro de la carta de Smith (donde $G_{T_{w/o}} = 0$ dB), y vemos como se mueven entre los -0.4 dB hasta los -1.2 dB hasta los 750 MHz. Estos valores de pérdidas son reducidos y aceptables, aunque vemos como a partir de los 800 MHz este valor aumenta superando los -2 dB.

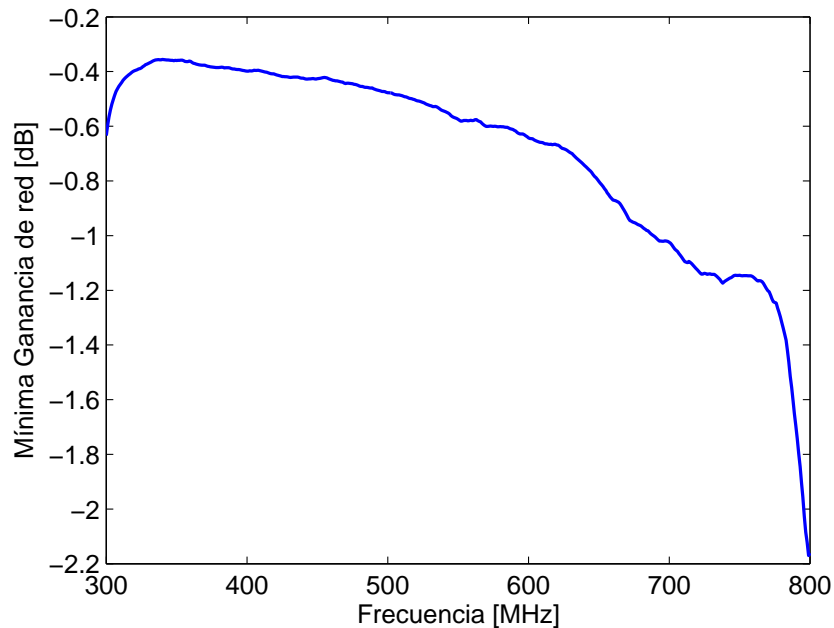


Figura 3.26: Valores mínimos de \mathcal{G} [dB] en función de la frecuencia.

Otra manera de evaluar la ganancia de red consistirá en la evaluación del porcentaje de superficie de carta de Smith con valores positivos de ganancia de red, es decir, el porcentaje de impedancias de carta de Smith, para los que el uso de la red reconfigurable supone una mejora en la transferencia de potencia a la carga. En la figura 3.27 se puede ver esta representación en el ancho de banda 300–800 MHz. Allí se observa como se obtienen coberturas por encima del 80% hasta los 700 MHz, aunque a partir de esta frecuencia comienza a descender de manera notablemente pronunciada. De nuevo, no existe ningún criterio fijo para definir el porcentaje de cobertura que asegure un funcionamiento correcto, o que permita una definición específica del ancho de banda de la red, pero a nuestro parecer, el funcionamiento adecuado de esta red podría alcanzar hasta una frecuencia de 800 MHz aproximadamente.

Atendiendo al máximo en esta gráfica, el funcionamiento óptimo desde el punto de vista de transferencia de potencia se situaría en torno a los 350 MHz, frecuencia inferior a los 600–650 MHz que había arrojado la representación de la cobertura en términos de impedancias adaptables con umbrales de pérdidas de retorno y TPG. No obstante

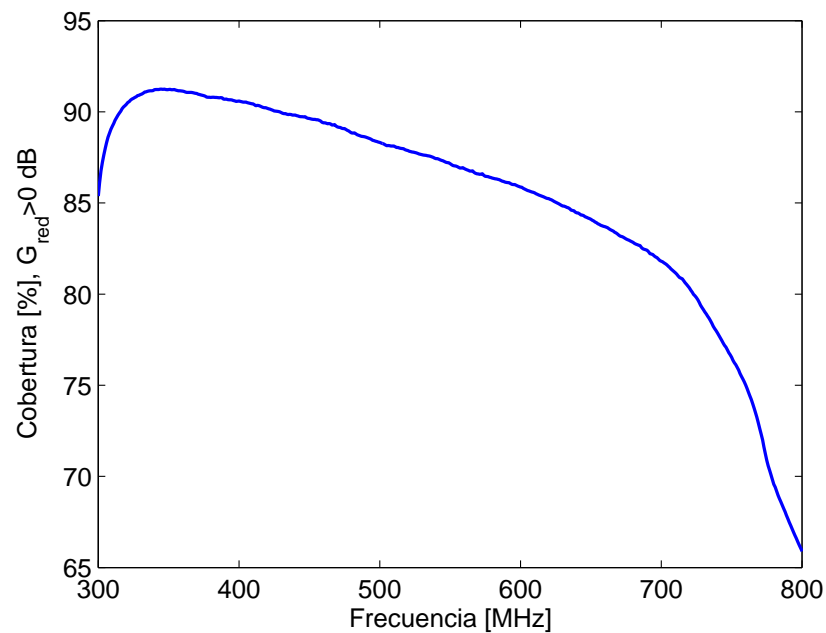


Figura 3.27: Cobertura de carta de Smith [%] de área con valores de $\mathcal{G} > 0$ dB en función de la frecuencia.

hay que observar que la cobertura de ganancia de red positiva a 600 MHz está por encima del 85 %, por lo que el funcionamiento en esa frecuencia es bueno. De hecho ambas representaciones parece que arrojan datos contradictorios, aunque no así. La cobertura con ganancia de red positiva, incluye fundamentalmente las impedancias más desadaptadas, donde se consigue más ganancia de red, mientras que la cobertura basada en umbrales de TPG y pérdidas de retorno incluye impedancias en torno al centro de la carta de Smith. Ambas ideas no son exclusivas: hay que conseguir una buena adaptación de cuantas más impedancias posibles, con bajas pérdidas, especialmente en las zonas cercanas al centro de la carta de Smith, pero sin embargo dónde vamos a obtener más ganancia va a ser con las impedancias más desadaptadas, aun cuando con la red no seamos capaces de adaptarlas con TPG mejores que -1.5 dB.

Finalmente, también puede resultar interesante evaluar la ganancia de red promedio en función de la frecuencia. El promedio se lleva a cabo en las diferentes impedancias de la carta de Smith, y se puede observar en la figura 3.28. En ella se puede ver como el valor promedio es superior a los 1.8 dB, y alcanza un máximo de 2.5 dB. Este máximo está en torno a los 650 MHz, valor para el que la cobertura en carta de Smith también presentaba un máximo. Esta métrica viene a especificar la ganancia, en términos de potencia entregada a la carga cuando se usa la red (con respecto a no usarla), esperable en promedio, si suponemos que la probabilidad de cada posible impedancia de carga es igual, es siempre positiva y ronda los 2 dB en todo el ancho de banda.

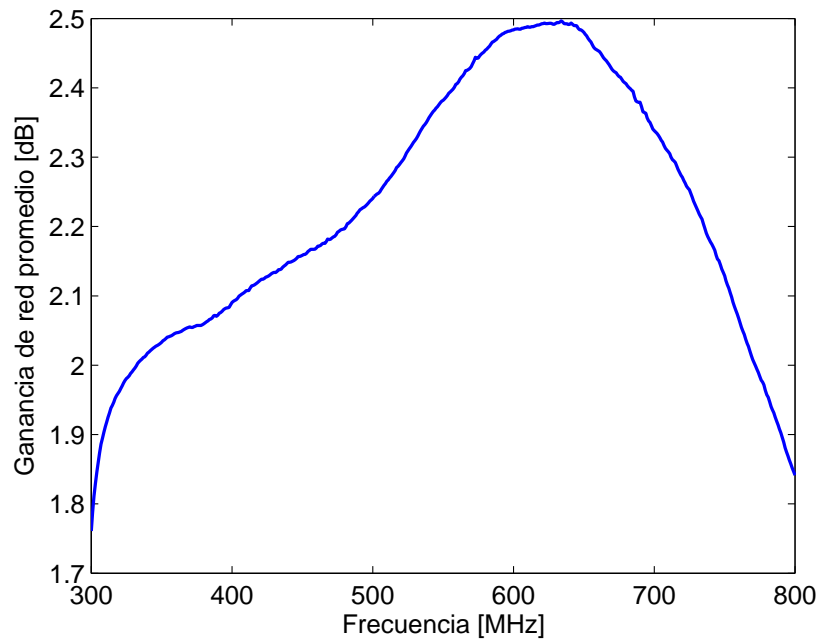


Figura 3.28: Ganancia promedio [dB] en función de la frecuencia. El promedio se ha realizado para todas las posibles impedancias de carga en carta de Smith.

3.2.5. Selección del estado de la red

La configuración del estado de la red se lleva generalmente a cabo mediante un sistema en lazo cerrado, empleando la información de las potencias reflejadas e incidentes mediante un acoplador y sendos detectores de potencia. Los algoritmos de control suelen estar enfocados a la minimización de la potencia reflejada, o del cociente entre reflejada e incidente. Sin embargo, como se verá más adelante resulta más preciso llevar a cabo la configuración en base a la TPG, siempre que se conozca la impedancia de carga. En este apartado partimos del supuesto de que somos capaces de realizar una estimación perfecta de dicha impedancia. La elección del estado se puede basar entonces en los cálculos *off-line* basados en los parámetros de scattering medidos. De tal modo podemos saber qué estado de la red maximiza la TPG para cada posible Z_L .

Lo que puede resultar también muy interesante es ver cuántos estados diferentes son necesarios para cada frecuencia. En la figura 3.29 se muestra dicho porcentaje en función de la frecuencia, teniendo en cuenta todos los posibles valores de Z_L . Resulta muy interesante observar como los porcentajes de estados diferentes está por debajo del 44% en todo el ancho de banda. Esto implica que de los 256 posibles estados, menos de la mitad son los mejores estados para una determinada frecuencia. Dicho de otro modo, aun sin tener ningún conocimiento de Z_L , el espacio de búsqueda quedaría reducido de manera automática a menos de la mitad, e incluso a un tercio para muchas frecuencias.

No hay que confundir la gráfica anterior con el hecho de que sólo sean necesarios un tercio de los estados de la red. Se han representado para cada frecuencia el porcentaje de estados diferentes que aportan la máxima TPG, pero eso no quiere decir que esos sean los mismos para otra frecuencia. De hecho se puede comprobar que en todo el ancho de banda hay 244 estados únicos que para alguna impedancia y alguna frecuencia proporcionan un máximo de TPG. Esto supone un 95 % de los estados de la red.

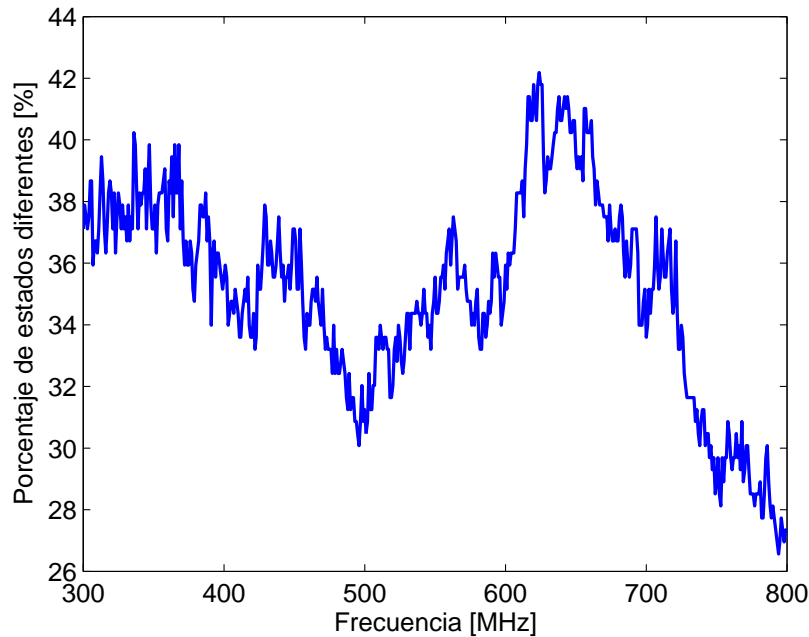


Figura 3.29: Porcentaje de estados diferentes que maximizan la TPG.

Un estudio más profundo en las técnicas de estimación de la impedancia de carga y la configuración de la red se verá en la sección 3.5.2

3.3. Prototipos construidos

En esta sección se van a presentar algunas de las redes reconfigurables simuladas y, en la mayoría de los casos evaluadas mediante la construcción de prototipos, durante el desarrollo de la presente tesis doctoral. En la caracterización de estos diseños, no se van a presentar todas las métricas que se han visto en el apartado anterior, sino que nos centraremos en las más importantes: dominio de impedancias adaptables, cobertura en carta de Smith para unos niveles de pérdidas de retorno y ganancia de transducción, y ganancia de red.

Entre las redes que se van a presentar se han evaluado distintas tecnologías. Se han realizado pruebas empleando RF IC switches, MEMS switches, varactores y condensado-

res ajustables digitalmente (DTC). Prototipos basados en diodos PIN serán presentados en el apartado de optimización, además del ya presentado para ilustrar las métricas en la sección anterior.

3.3.1. Red reconfigurable basada en GaAs MMIC switches

El primer prototipo que se diseñó estaba basado en conmutadores GaAs MMIC de Hittite [111]. La topología que se utilizó fue la misma que se usó en [19], que consiste en tres bancos de 4 condensadores cada uno, separados entre ellos por inversores de impedancias. De este modo, el banco de condensadores del centro ejerce un efecto inductivo y la topología global se puede ver como una red en Π , tipo C-L-C, donde cada uno de esos componentes sería sustituido por un banco de 4 condensadores conmutados mediante los RF switches.

Los inversores de impedancias se realizaron utilizando elementos discretos mediante una red tipo-J. Los componentes de dicha red se calculan para la frecuencia de 450 MHz. El esquemático de este circuito se puede ver en la figura 3.30. Los switches empleados son el modelo HMC197 de Hittite⁵, de tipo single-pole double-throw (SPDT) reflectivo, es decir el puerto común de RF conmuta entre dos posibles salidas, de modo que el puerto que queda aislado se queda en abierto.

En el diseño, los condensadores de RF encargados de dar la reconfigurabilidad son conectados a uno de los terminales mientras que el otro se deja en circuito abierto. El switch conmuta entre el camino principal de RF entre el condensador de RF a tierra y un circuito abierto. Hacen falta condensadores de bloqueo de dc en todas las patas del circuito, por lo que es necesario utilizar también uno en la de la señal de RF común.

El diseño es inherentemente de banda estrecha debido a la presencia de los inversores de impedancias, y es esperable que fuera de los 450 MHz su funcionamiento no sea adecuado. Al disponer de 12 elementos conmutables, el número de estados de la red será de $2^{12} = 4096$.

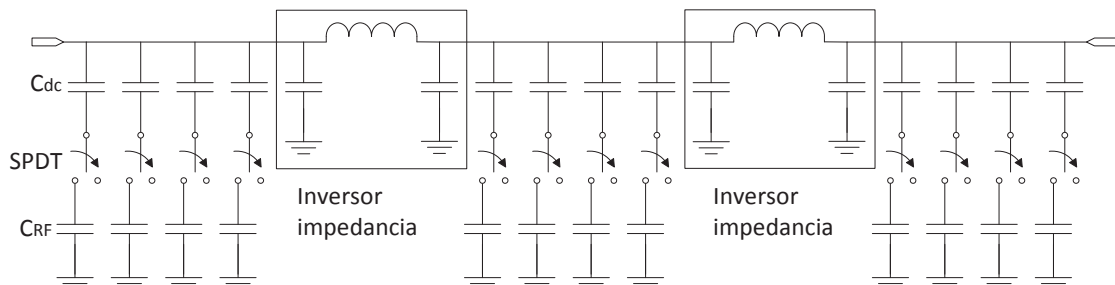


Figura 3.30: Esquemático de la red de 12 condensadores conmutados mediante GaAs MMIC switches.

⁵http://www.hittite.com/content/documents/data_sheet/hmc197.pdf

En la figura 3.31 se puede ver una fotografía del prototipo construido sobre FR4 ($\epsilon_r = 4.5$, $\tan \delta = 0.03$), utilizando condensadores de AVX y bobinas de Coilcraft. Los valores de condensadores utilizados en cada banco se puede ver resumido en la tabla 3.2. El prototipo, que incluye los drivers para alimentar los switches, tiene un tamaño de $6 \times 6.5 \text{ cm}^2$.

Tabla 3.2: Valores de los condensadores empleados en la red reconfigurable.

Banco	Valor C [pF]
Banco 1	1–2–3.9–8.2 pF
Banco 2	1–2–2–3.9 pF
Banco 3	2–3.9–8.2–18 pF

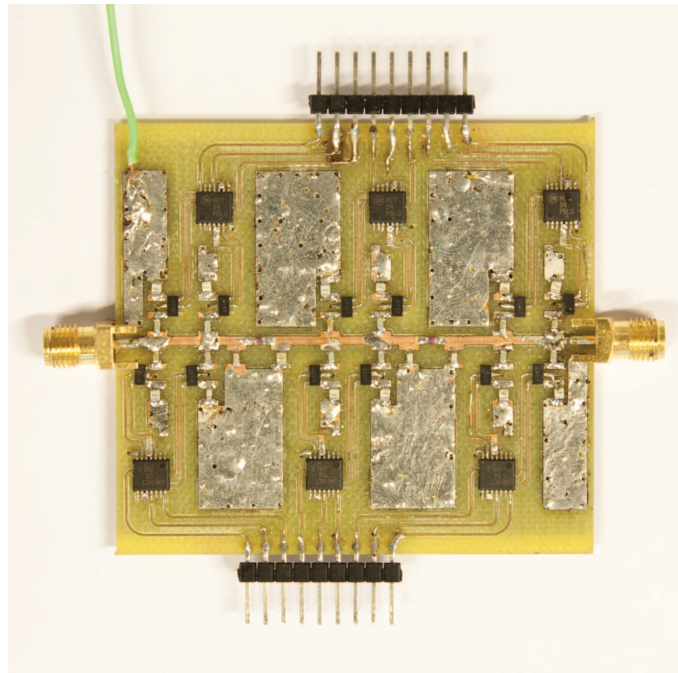


Figura 3.31: Prototipo construido basado en 12 GaAs MMIC switches de Hittite. La placa incluye también los drivers para los switches.

La medida del prototipo se lleva a cabo utilizando el VNA usando el proceso descrito en la figura 3.4. El prototipo es sólo evaluado a la frecuencia de 450 MHz dado el carácter de banda estrecha del mismo. En la figura 3.32 se muestra los parámetros S_{11} y S_{22} a la frecuencia de interés. Lo primero que llama la atención en esta representación es la elevada concentración de “puntos” en zonas muy reducidas de la carta de Smith. El hecho de disponer de 4096 estados haría esperar una mejor distribución de los valores discretos de S_{11} y S_{22} , cubriendo una zona más amplia de la carta de Smith, cosa que no sucede.

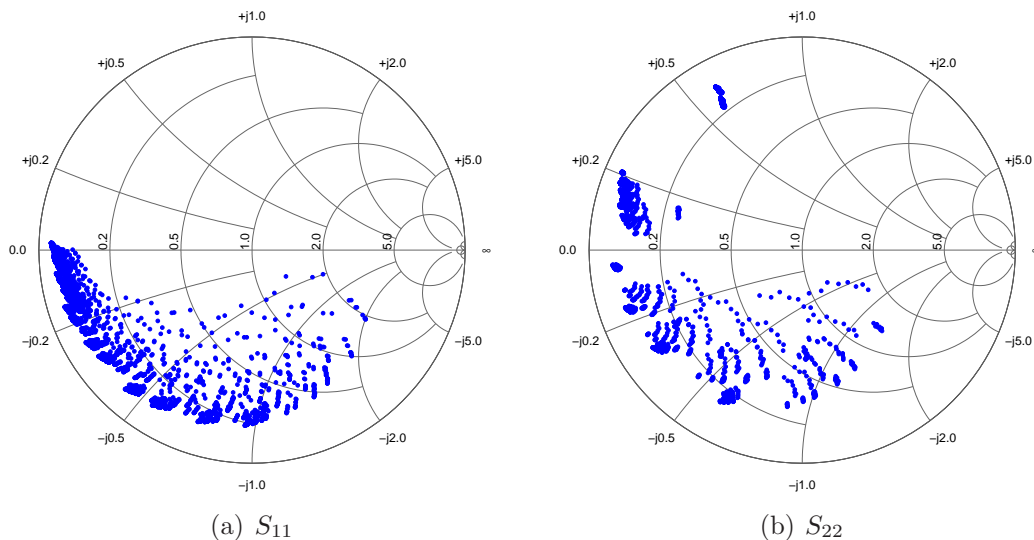


Figura 3.32: Parámetros de scattering de reflexión medidos en ambos puertos a 450 MHz para el prototipo basado en GaAs MMIC.

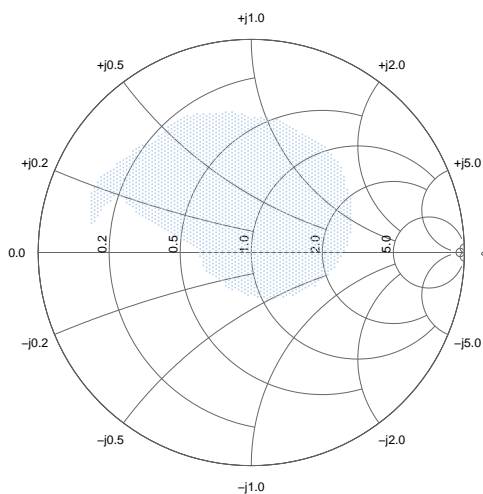


Figura 3.33: Impedancias adaptables con pérdidas de retorno mejores que -10 dB y ganancia de transducción mejor que -3 dB a 450 MHz para el prototipo basado en GaAs MMIC.

Para realizar una evaluación más objetiva de las prestaciones de la red, se propone evaluar la cobertura en carta de Smith de impedancias adaptables con pérdidas de retorno mejores que -10 dB y pérdidas (ganancia de transducción) mejores que -3 dB (figura 3.33).

El porcentaje de área cubierto bajo estas condiciones es del 23.11 %, un valor no demasiado elevado. De hecho, si observamos la figura 3.33, se ve claramente como la zona cubierta no es muy grande, y está distribuida principalmente en la zona inductiva. Además, se ha fijado como criterio para las pérdidas -3 dB, un umbral que como ya se

ha comentado es demasiado bajo.

Las conclusiones a la vista de esta evaluación es que el funcionamiento del prototipo es bastante limitado. Se trata de un diseño de banda estrecha, y las pérdidas en el circuito son demasiado elevadas lo que limita su utilidad. Éstas pueden ser debidas a varias razones: el número de elementos de conmutación es muy elevado (12 MMIC switches), aun cuando las pérdidas de inserción en éstos no son muy elevadas (unos 0.4 dB a 450 MHz). Además de los switches se han utilizado muchos elementos concentrados, para los inversores de impedancias, los condensadores de bloqueo de dc así como los condensadores de RF propiamente dichos, contribuyendo todos ellos a aumentar las pérdidas en la red. Además, se ha visto que a pesar de disponer de 12 elementos conmutables, la “nube de puntos” de la figura 3.32 no está distribuida uniformemente en la carta de Smith sino que existe una elevada concentración en regiones muy concretas.

Otra razón para las pérdidas es achacable al diseño de los bancos de condensadores. Se podrían haber reducido las pérdidas situando los condensadores de RF en el puerto común del switch, y haber terminado los otros dos puertos del switch en un corto circuito y un abierto, lo que habría reducido el número de componentes y habría ayudado a reducir las pérdidas.

Finalmente, se evaluó el comportamiento no-lineal del dispositivo mediante un test con una portadora a 450 MHz modulada AM, observándose niveles de ACPR de 42 dBc con una potencia de entrada de 10 dBm. El punto de compresión de los switches es de 28–30 dBm, por lo que tampoco es una red apta para potencias elevadas (por encima de 1 W).

3.3.2. Red reconfigurable basada en RF MEMS switches

La tecnología MEMS es una de las más prometedoras y más extendidas en los últimos años para el diseño de redes de adaptación reconfigurables [112]. Por esta razón se pretende evaluar dicha tecnología utilizando dispositivos MEMS switches disponibles en el mercado y fabricando un prototipo.

Aunque existen en la literatura muchos diseños basados en MEMS switches, en la mayoría de los casos se trata de diseños MMIC utilizando librerías de alguna foundry o de diseños que se han realizado en diversos centros de investigación y universidades [6]. En la actualidad no existen muchas alternativas comerciales para adquirir dispositivos MEMS switches, aunque unas pocas compañías, como Radant MEMS Inc. llevan algunos años vendiendo dispositivos semi-encapsulados preparados para prototipaje.

Dado que Radant MEMS es de las únicas compañías que ofrecen MEMS switches comerciales, se escogió el modelo RMSW101⁶ para el diseño y evaluación de esta tecnología

⁶http://www.radantmems.com/radantmems.data/Library/Radant-Datasheet101_1.3.pdf

aplicada al diseño de redes reconfigurables. Este switch (figura 3.34) es de tipo single-pole single-throw (SPST) reflectivo, y como se ve en la figura consta de tres terminales, denominados en analogía con los transistores como puerta, drenador y fuente. El funcionamiento es muy sencillo: aplicando una tensión en la puerta (90–100 V) el camino entre puerta y drenador (intercambiables) queda cerrado, mientras que al liberar la tensión, el camino queda abierto. En el estado de conducción las pérdidas de inserción son menores de 0.2 dB para 1 GHz y en el otro estado el aislamiento es de unos 30 dB para 1 GHz. Las dimensiones del switch son $1.9 \times 1.85 \text{ mm}^2$ y una altura de $650 \text{ }\mu\text{m}$, y se ha de ensamblar a la placa mediante la aplicación de epoxy conductora de plata y wire bonding.

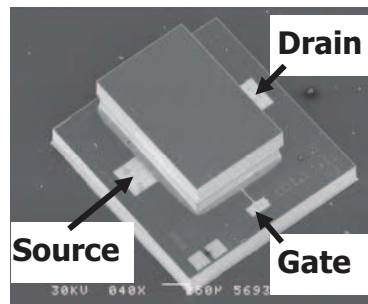


Figura 3.34: Fotografía del MEMS switch de Radant Inc.

El prototipo diseñado se basa en la topología presentada en la sección 3.2.1. Ésta se basa en un diseño con 8 condensadores conmutados mediante los MEMS switches, y tres inductancias series tal y como se muestra en la figura 3.35, donde los MEMS switches se han representado como un transistor FET para seguir con la analogía de puerta, drenador y fuente mostrada en la figura 3.34. Esta topología es más sencilla que la usada con los GaAs MMIC switches anteriores y además es potencialmente de banda ancha, al eliminar los inversores de impedancia. Los MEMS switches necesitarán una tensión de 100 V para conmutar, tensión que será generada utilizando unos drivers suministrados también por el fabricante Radant MEMS. El consumo de estos dispositivos es prácticamente despreciable, y el de los drivers será bastante reducido (5 mA con todas las salidas activas).

El modelo circuital de los MEMS empleados se puede ver en la figura 3.36, y han sido extraídos de [4]. Allí se ve como en el estado de conducción el circuito se modela mediante una resistencia de $0.7 \text{ }\Omega$, mientras que cuando el switch está abierto se modela mediante una capacidad de 80 fF .

La red está diseñada y optimizada utilizando AWR Microwave Office, y en el proceso de simulación que se va a presentar a continuación se han incluido los modelos de todos los componentes. Los parámetros S medidos para los MEMS switches han sido proporcionados por el fabricante y también se han usado los modelos reales de los condensadores

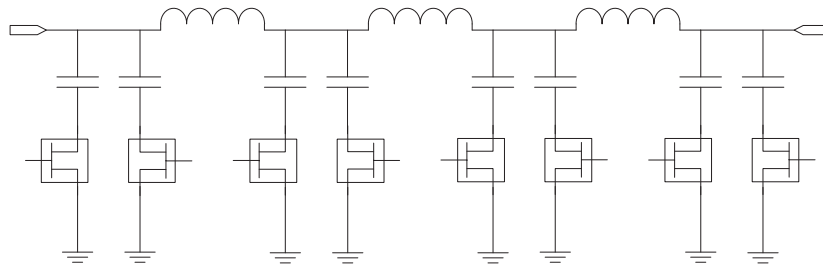
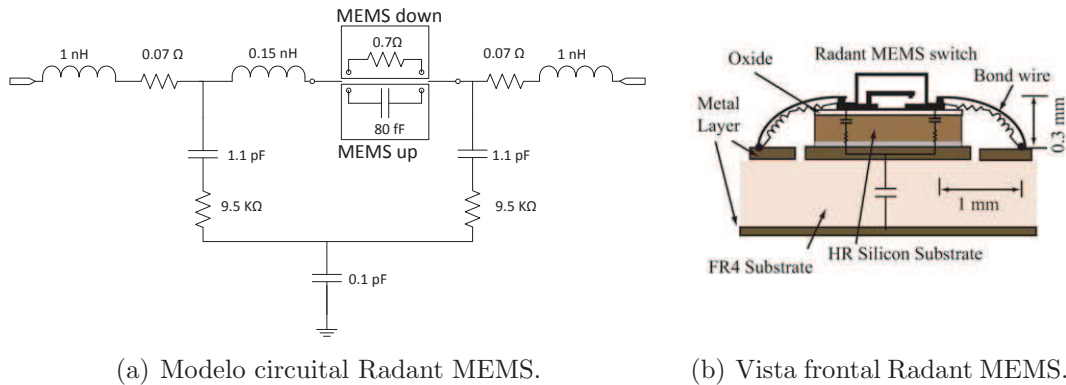


Figura 3.35: Esquemático de la red reconfigurable basada en 8 condensadores conmutados mediante MEMS switches.



(a) Modelo circuital Radant MEMS.

(b) Vista frontal Radant MEMS.

Figura 3.36: Modelo circuital para el MEMS de Radant y vista lateral del mismo [4].

de AVX y las bobinas de Coilcraft. También se han tenido en cuenta todos los efectos de las líneas de transmisión sobre un sustrato FR4. Los valores de los elementos reactivos utilizados en el diseño se resumen en la tabla 3.3.

Tabla 3.3: Valores de los elementos reactivos utilizados en la red reconfigurable basada en MEMS switches.

Componentes	Valor
C_1, C_8	2 pF
C_2, C_4, C_6, C_7	3.9 pF
C_3, C_5	5.6 pF
L_1, L_2, L_3	15 nH

Los dominios de impedancias adaptables vistas desde el puerto 1 para el margen de frecuencias 300–800 MHz se pueden ver en la figura 3.37. Se puede observar un comportamiento similar al de la red basada en diodos PIN. En frecuencias bajas la constelación de impedancias adaptables está más confinada, y ésta se va extendiendo conforme la frecuencia aumenta, y colapsando en pequeñas agrupaciones para los valores más altos de frecuencia. También se observa como existen algunas impedancias adaptables fuera de

la carta de Smith, al igual que sucedía con con la red basada en diodos PIN. En este apartado, estas impedancias adaptables se basan en simulaciones lineales, lo que verifica la idea ya expresada anteriormente de que esta situación no es errónea y no se debe a errores de medida.

La cobertura en términos de porcentaje de impedancias adaptables con pérdidas de retorno mejores de -10 dB y ganancia de transducción mejor que un umbral, se representan en la figura 3.38. En ella, se observa como para un umbral de -2 dB la cobertura es superior al 50 % en el margen 300–700 MHz, con un máximo cercano al 70 % a 500 MHz. Restringiendo más la definición de cobertura a -1.5 dB, el ancho de banda al 50 % llega sólo hasta los 600 MHz, con un máximo del 60 % a 450 MHz. En cualquier caso, parece evidente que por encima de los 700 MHz las prestaciones de la red no van a ser adecuadas para su uso.

Finalmente, se presentan las simulaciones para la ganancia de red en función de la impedancia de carga para distintas frecuencias 3.39, así como el porcentaje de impedancias de carta de Smith con ganancia de red mayor que 0 dB. Es interesante observar como la cobertura, según la ganancia de red, es decreciente desde los 300 MHz, con un 90 % hasta los 900 MHz en los que llega a un 25 %.

El prototipo fabricado utilizando los MEMS de Radant Inc. se puede ver en la figura 3.41. Desafortunadamente no disponemos de los datos medidos del prototipo, ya que no fue posible llevar a cabo dichas medidas por problemas de funcionamiento de los MEMS switches. Como ya se comentó en el capítulo 2, la tecnología MEMS todavía presenta bastantes problemas en términos de fiabilidad (ciclos de vida limitados, en especial bajo condiciones de hot-switching) debido a la madurez de la tecnología, así como problemas de ESD. Estas pueden ser algunas de las razones para los problemas técnicos que se han detectado para este tipo de dispositivos en el desarrollo de esta tesis.

Por último, resulta interesante comparar esta red con la basada en diodos PIN, ya que ambas están diseñadas para las mismas frecuencias y ambas cuentan con 8 elementos configurables y 256 estados. Los resultados muestran que la red basada en diodos PIN ofrece un comportamiento mejor, especialmente en altas frecuencias, si nos fijamos en la ganancia de red y la cobertura. Además hay que tener en cuenta que los resultados de la red basada en PIN son medidos y los basados en MEMS son simulados. En contra de la red basada en diodos PIN, está el consumo de éstos (35 mA), frente al consumo despreciable de los MEMS. Por su parte, la red basada en PIN es capaz de soportar valores elevados de potencia mientras que la basada en MEMS no. Basándonos en estos argumentos parece más interesante la alternativa de los diodos PIN, sobre todo en bajas frecuencias (< 2 GHz) y aplicaciones de alta potencia donde el consumo de los diodos no influya de manera decisiva en la eficiencia. Es posible que moviéndonos a frecuencias

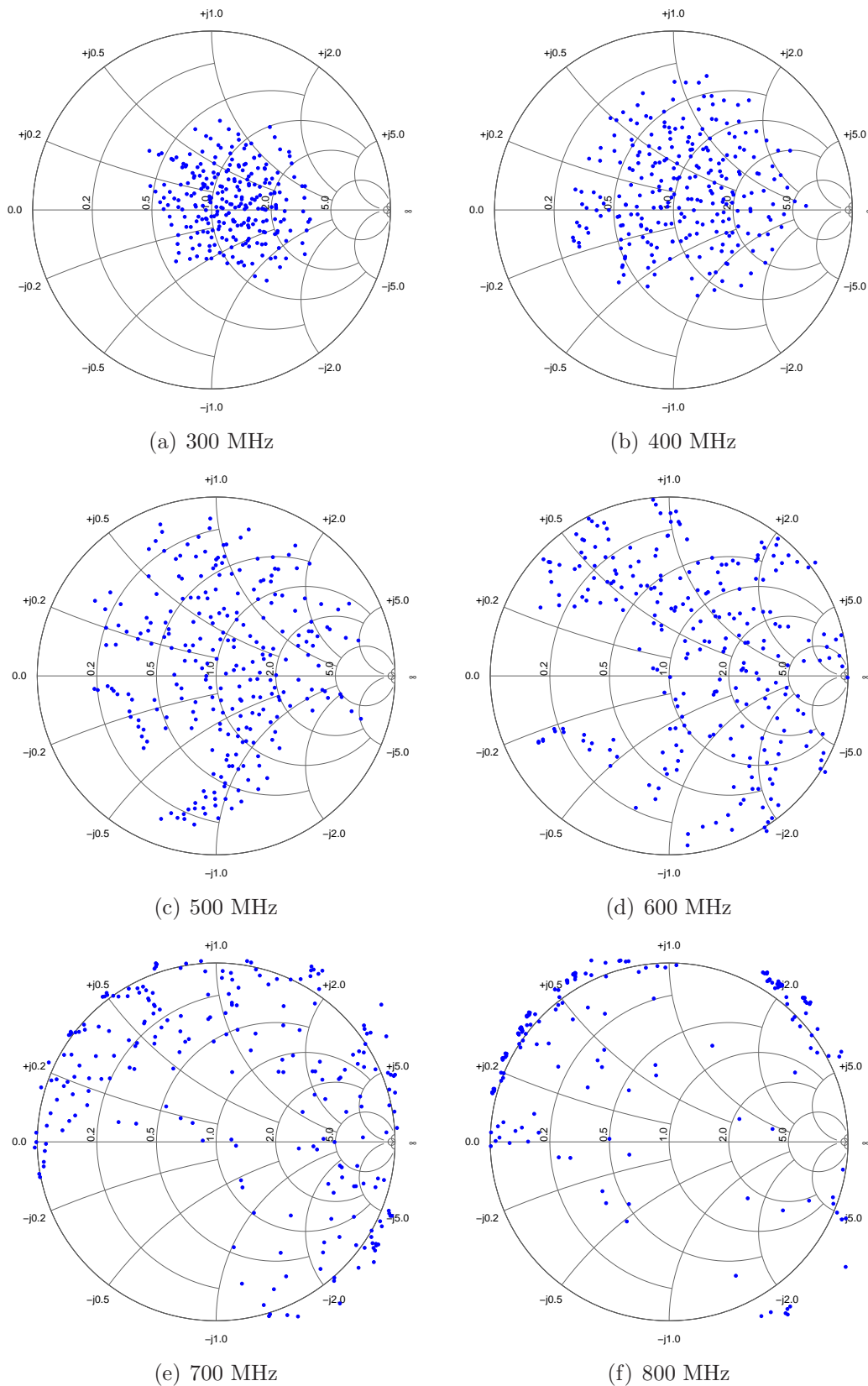


Figura 3.37: Impedancias adaptables según ecuación 3.2, para el prototipo basado en MEMS.

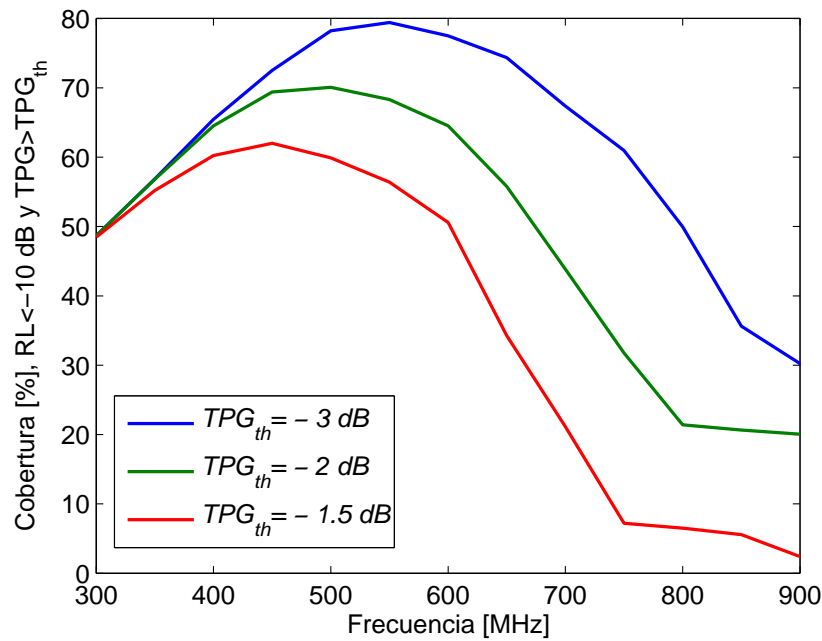


Figura 3.38: Cobertura en carta de Smith, definida como el porcentaje de impedancias adaptables con unas pérdidas de retorno mejores que -10 dB y una ganancia de transducción mejor que un umbral TPG_{th} en función de la frecuencia para el prototipo basado en MEMS.

más altas (por encima de 2 GHz) los MEMS ofrezcan mejor comportamiento que los PIN debido a sus menores pérdidas de inserción. De nuevo, la aplicación final de la red será determinante en la elección de una tecnología u otra.

3.3.3. Red reconfigurable basada en varactores

Las redes basadas en varactores han sido ampliamente utilizadas en el diseño de redes de adaptación reconfigurables. En este apartado vamos a presentar un diseño a 900 MHz utilizando varactores de Skyworks (SMV-1413).

La topología empleada está basada en líneas de transmisión con dos stubs acabados en sendos varactores, tal y como se ve en la figura 3.42. Es necesario añadir dos condensadores para bloquear la tensión de dc de control de los varactores, así como dos chokes para evitar la fuga de la RF. La tensión de ruptura de los varactores está en torno a los 30 V. El rango de impedancias adaptables se puede ver en la figura 3.44. En ella se ha representado la región de impedancias adaptables obtenida en simulación, y la correspondiente a las medidas del prototipo barriendo la tensión de control de los varactores con pasos de 1 V. La cobertura de impedancias perfectamente adaptables en simulación, barriendo las dos tensiones de control entre los 0 y los 30 V cubre alrededor del 83 % de la carta de Smith. Una fotografía del prototipo se puede ver en la figura 3.43.

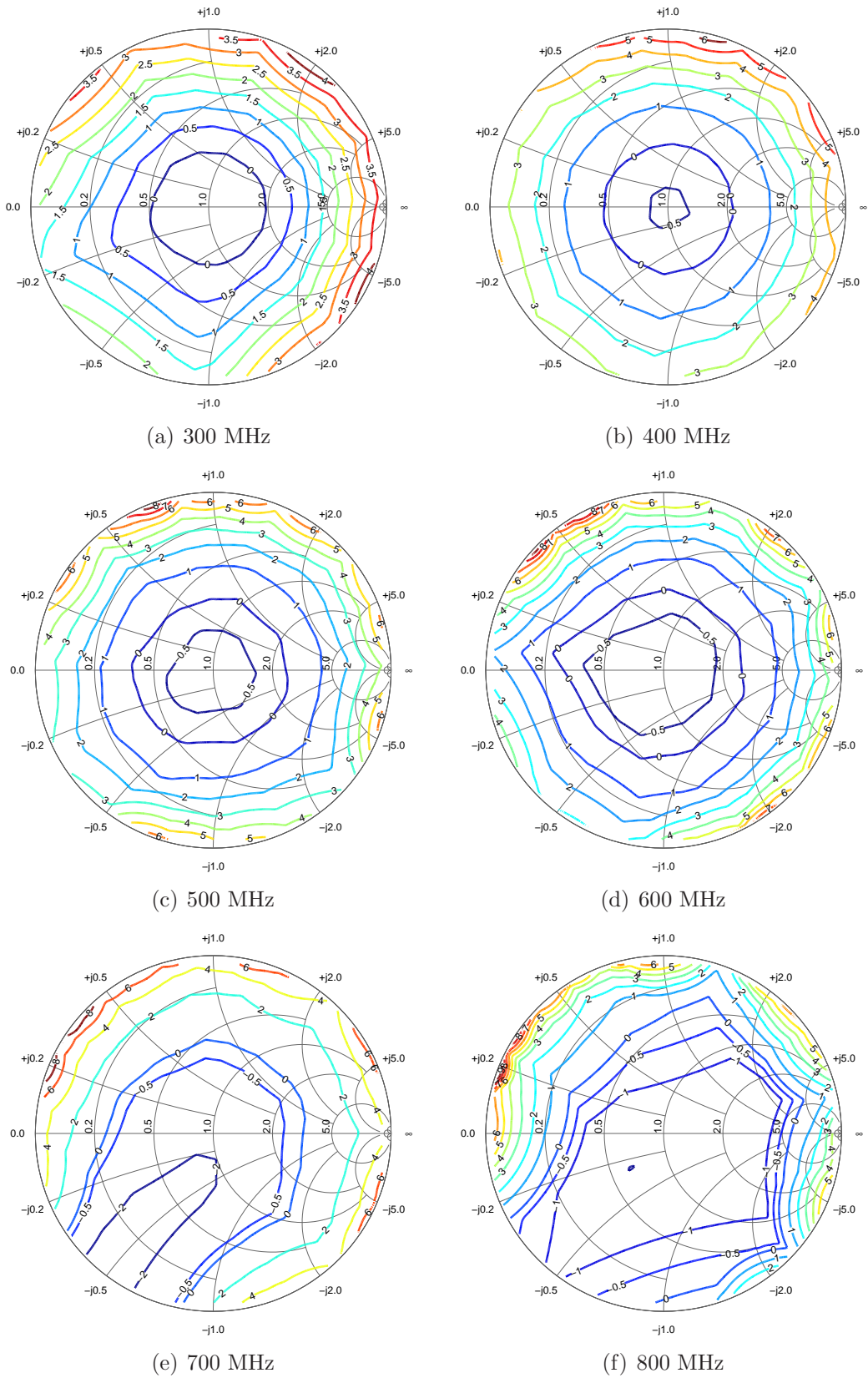


Figura 3.39: Contornos de ganancia de red [dB] para distintas impedancias Z_L , asumiendo $Z_S = 50 \Omega$, para el prototipo basado en MEMS.

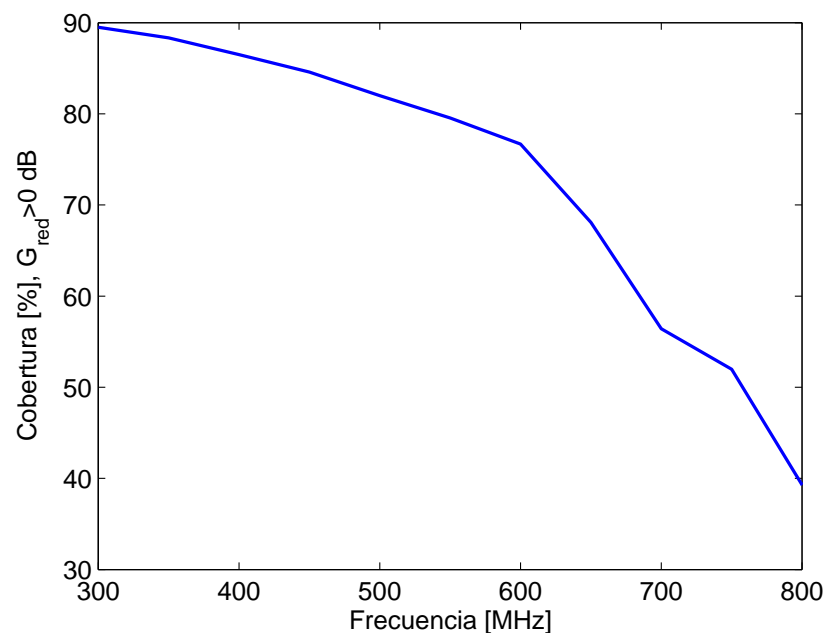


Figura 3.40: Cobertura en términos de porcentaje de impedancias con ganancia de red positiva para el prototipo basado en MEMS.

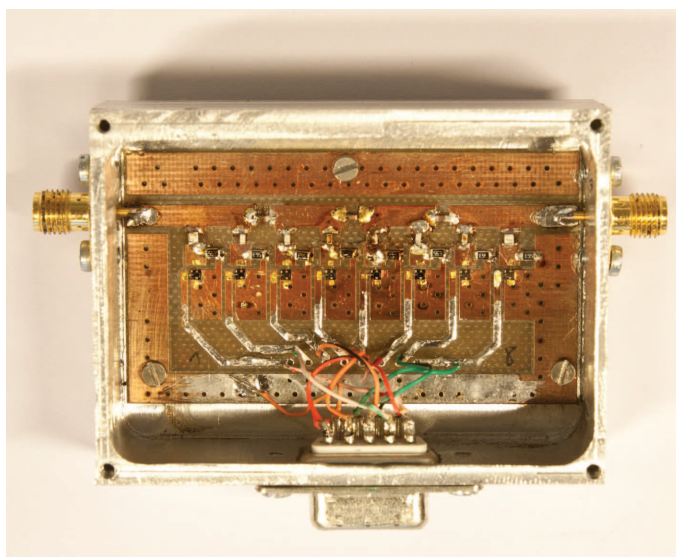


Figura 3.41: Prototipo basado en 8 MEMS switches de Radant MEMS.

En la figura 3.45 se puede ver las pérdidas de retorno de red para distintas condiciones de carga. Éstas siguen el patrón mostrado en las impedancias perfectamente adaptables en la figura 3.44, aunque en este caso se ha calculado con las medidas obtenidas a tensiones discretizadas de los varactores. Es por ello que se pueden observar los puntos como si se tratase de una red discreta. Se observa una buena concordancia entre los datos simulados y medidos, siendo la diferencia una ligera rotación de la constelación.

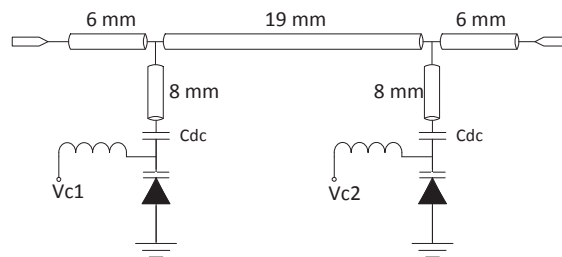


Figura 3.42: Circuito basado en varactores.

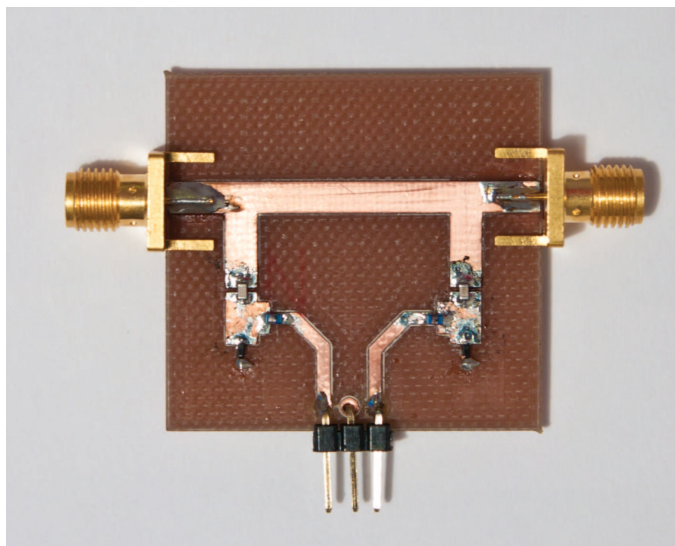


Figura 3.43: Fotografía del prototipo basado en varactores.

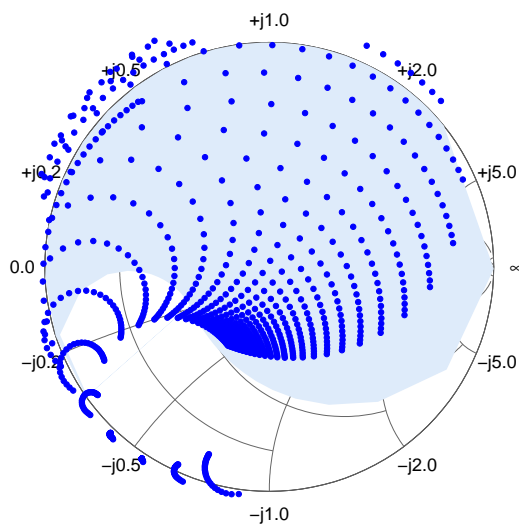


Figura 3.44: Región de impedancias perfectamente adaptables (simulación) para el diseño basado en dos varactores a 900 MHz. Las impedancias adaptables medidas (círculos azules) han sido superpuestas sobre la región obtenida en simulación.

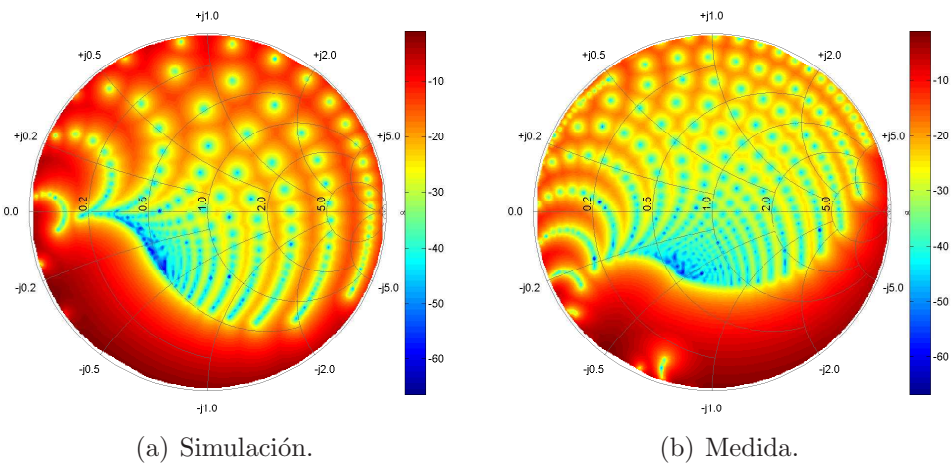


Figura 3.45: Pérdidas de retorno a 900 MHz para la red basada en varactores.

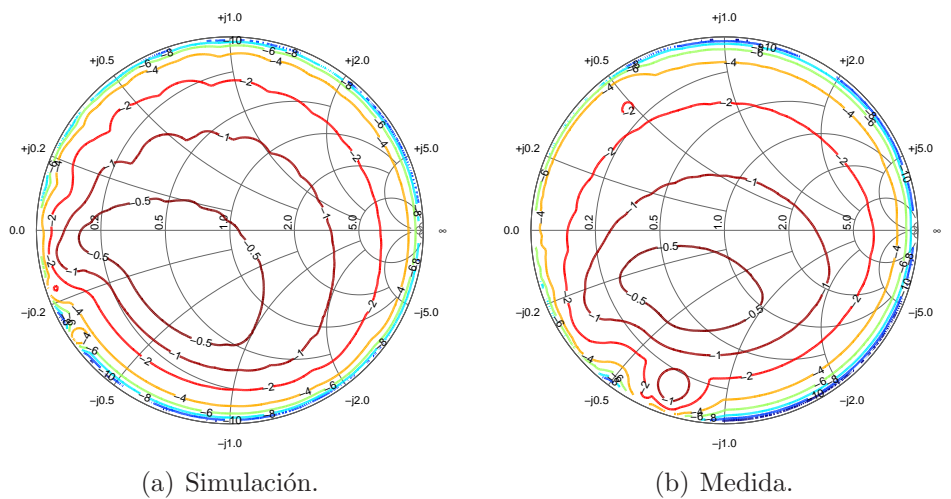


Figura 3.46: Ganancia de transducción a 900 MHz para la red basada en varactores.

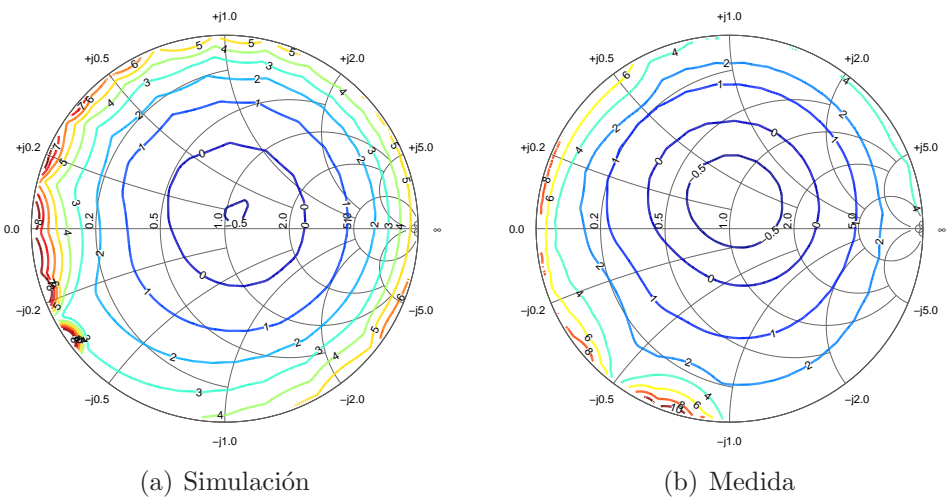


Figura 3.47: Ganancia de red a 900 MHz para la red basada en varactores.

En la figura 3.46 se muestra la comparación en términos de TPG. Ésta se mantiene por encima de -2 dB para un amplio margen de impedancias, aunque las mínimas pérdidas se localizan en la zona capacitiva. Para $Z_L = 50 \Omega$, las pérdidas son algo inferiores a -0.5 dB en la red simulada y ligeramente superiores a -0.5 dB para la red medida. La cobertura en carta de Smith para las redes simulada y medida se puede ver en tabla 3.4. Aunque se observa que existe buena concordancia entre los datos medidos y simulados, se puede ver como conforme se hace más estricto el umbral de TPG, la discrepancia en la cobertura es mayor. Así, bajo el criterio de -3 dB, la discrepancia es de un 3%, y sube hasta más de un 10% para los -1.5 dB. Este efecto también se puede ver en la figura 3.46, donde se ve que los contornos de TPG mayores que -2 dB son muy similares, mientras que para los de -1 dB e inferiores existe más discrepancia. Esto se debe a que la magnitud que estamos midiendo es una superficie, por lo que una pequeña diferencia en los contornos de TPG puede dar lugar a una diferencia substancial en el área computada.

Tabla 3.4: Porcentaje de cobertura en carta de Smith para pérdidas de retorno mejores que -10 dB y diferentes umbrales de TPG.

Umbral TPG [dB]	Simulado [%]	Medido [%]
-3 dB	72.64	69.48
-2 dB	63.36	55.28
-1.5 dB	55.65	44.80

En la ganancia de red se observa también una amplia zona con valores positivos, con unas pérdidas de alrededor de -0.5 dB para el centro de la carta de Smith. La cobertura en términos de porcentaje de carta de Smith con ganancia de red positiva llega al 86.6% para la simulación y el 81.03% para la red medida.

Se puede concluir que el diseño de este prototipo es bastante satisfactorio. Se han conseguido buena concordancia entre el circuito simulado y medido, obteniéndose valores de cobertura por encima del 60%. Para manejar potencias más elevadas se podrían apilar varios varactores sin aumentar de manera significativa las pérdidas. Por la simplicidad de los diseños con varactores, éstos siguen siendo una alternativa muy usada, aunque el control es complicado por requerir elevados voltajes y en determinadas aplicaciones una muy alta precisión. Nuevos diseños con menos parásitos y mayor capacidad de manejo de potencia pueden ayudar a solventar algunos de estos problemas.

3.3.4. Red reconfigurable basada en DTC

Una de las tecnologías más novedosas son los recientemente aparecidos condensadores ajustables digitalmente, basados en tecnología Dune™ UltraCMOS® de Peregrine. Se trata de un producto encapsulado que permite obtener una capacidad controlable digitalmente en el rango 100-3000 MHz. Esta solución integrada presenta interesantes propiedades debido a su compacto tamaño, reducidas pérdidas y fácil control e interfaz con sistemas digitales. Además, estos dispositivos pueden manejar valores de potencia de hasta 38 dBm.

El modelo circuital equivalente del DTC se puede ver en la figura 3.48, donde se incluyen todos los parásitos asociados al encapsulado, y donde la capacidad C_s y la resistencia R_s son dependientes del estado del dispositivo, mediante la expresión

$$C_s = 0.129 \cdot state + 0.6 \text{ [pF]} \quad (3.39)$$

$$R_s = \frac{20}{state + \frac{20}{state + 0.7}} + 0.7 \text{ [\Omega]} \quad (3.40)$$

con $state = 0 \dots 31$, la variable que representa el estado del DTC.

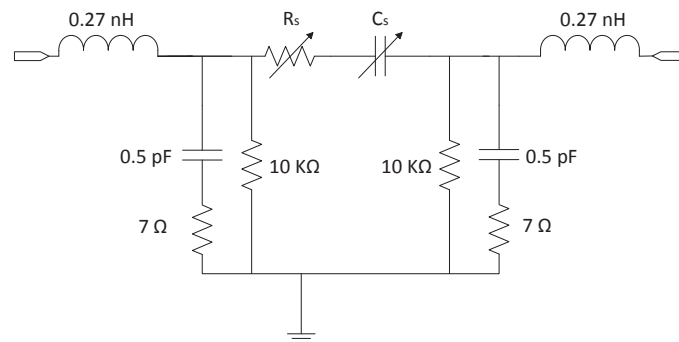


Figura 3.48: Esquemático del modelo circuital equivalente de un DTC de Peregrine.

En la figura 3.49 se puede ver la variación de la capacidad y resistencia serie variables con el estado del DTC. La capacidad varía linealmente entre los 0.6 pF y los 4.6 pF, lo que da un rango de capacitancia de 7.6. La resistencia serie tiene un máximo para los estados 3–5 y luego es decreciente conforme se incrementa el estado. El valor máximo de la resistencia serie es de unos 3 Ω, descendiendo luego hasta los 1.3 Ω. Este valor será el que limite fundamentalmente las prestaciones de las redes basadas en DTC, ya que es de donde las pérdidas en el dispositivo van a venir principalmente.

Este tipo de dispositivos se pueden ver como versiones discretas de los varactores, de modo que todas las técnicas, topologías y estrategias de diseño, se podrán aplicar para

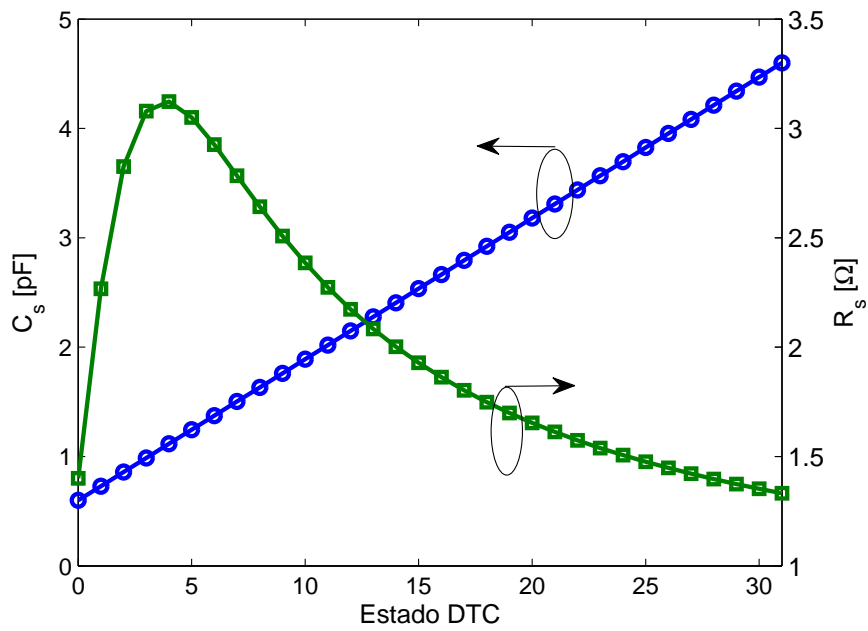


Figura 3.49: R_s y C_s en función del estado del DTC.

estos dispositivos. Por ello, vamos a utilizar una topología basada en dos stubs al igual que se presentó para los varactores, substituyendo éstos por los DTCs. Los parámetros del circuito (longitud de las líneas de transmisión) se han optimizado para maximizar la cobertura a 900 MHz. El circuito simulado se puede ver en la figura 3.50.

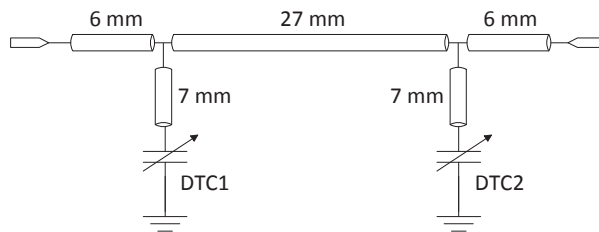


Figura 3.50: Circuito basado en DTCs.

El rango de impedancias adaptables a la frecuencia de 900 MHz se puede ver en la figura 3.51. Dado que hay dos DTC en el circuito, el número de estados será $32^2 = 1024$. En la figura se han indicado también a cuál de los DTCs corresponden las trayectorias observadas en el patrón de impedancias adaptables, indicando la dirección en la que la variable *state* va aumentando.

Se observa una buena cobertura en la carta de Smith, aunque existe una región donde existe una gran acumulación de puntos. Con la topología escogida y en general dadas las características de los dispositivos DTC, va a ser complicado obtener una distribución de las impedancias adaptables más uniforme. Diseños con más de 2 DTC son posibles, pero

el número de estados ($32^3 = 32768$ para 3 DTC) empieza a ser muy elevado, con lo que se incrementa también la complejidad de los sistemas de control, así como las pérdidas.

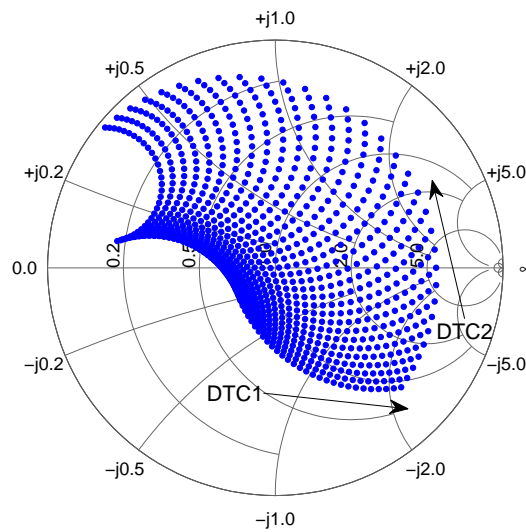


Figura 3.51: Impedancias adaptables por el circuito basado en DTCs a 900 MHz.

Las prestaciones en términos de pérdidas de retorno, ganancia de transducción y ganancia de red a la frecuencia de 900 MHz se presenta en la figura 3.52. Las pérdidas de retorno siguen el patrón de las impedancias adaptables de la figura 3.51, y se puede ver como la región de -10 dB es amplia y ocupa gran parte de la carta de Smith. Los contornos de ganancia de transducción ofrecen una región mejor que -2 dB también bastante amplia, consiguiendo un 51 % de carta de Smith con pérdidas de retorno mejores que -10 dB y $G_T > -2$ dB. Por último se presenta la ganancia de red, también con una amplia zona con ganancia positiva, que llega a ocupar el 83.2 % de la carta de Smith, y llegando a valores de 3 dB para las regiones más alejadas del centro.

A la vista de los resultados, se puede concluir que las redes basadas en DTC son una interesante alternativa para el diseño de redes reconfigurables. Entre los aspectos más atractivos figuran su fácil integración con sistemas digitales, la capacidad de crear circuitos muy compactos y sin necesidad de circuitos de bias, y los niveles de potencia relativamente elevados que pueden soportar (38 dBm según el fabricante). Entre sus inconvenientes hay que incluir la complejidad cuando se incluyen más de dos elementos DTC, y las pérdidas del circuito, que pueden ser limitantes a frecuencias más elevadas. En comparación con una red equivalente basada en varactores, se puede observar que las prestaciones obtenidas en términos de cobertura son ligeramente superiores usando varactores. Sin embargo existen otras características que pueden hacer más interesante el uso de los DTC, como su manejo de potencia o su fácil control y configuración, de modo que la elección de un tipo de dispositivo u otro tiene que llevarse a cabo en base a los

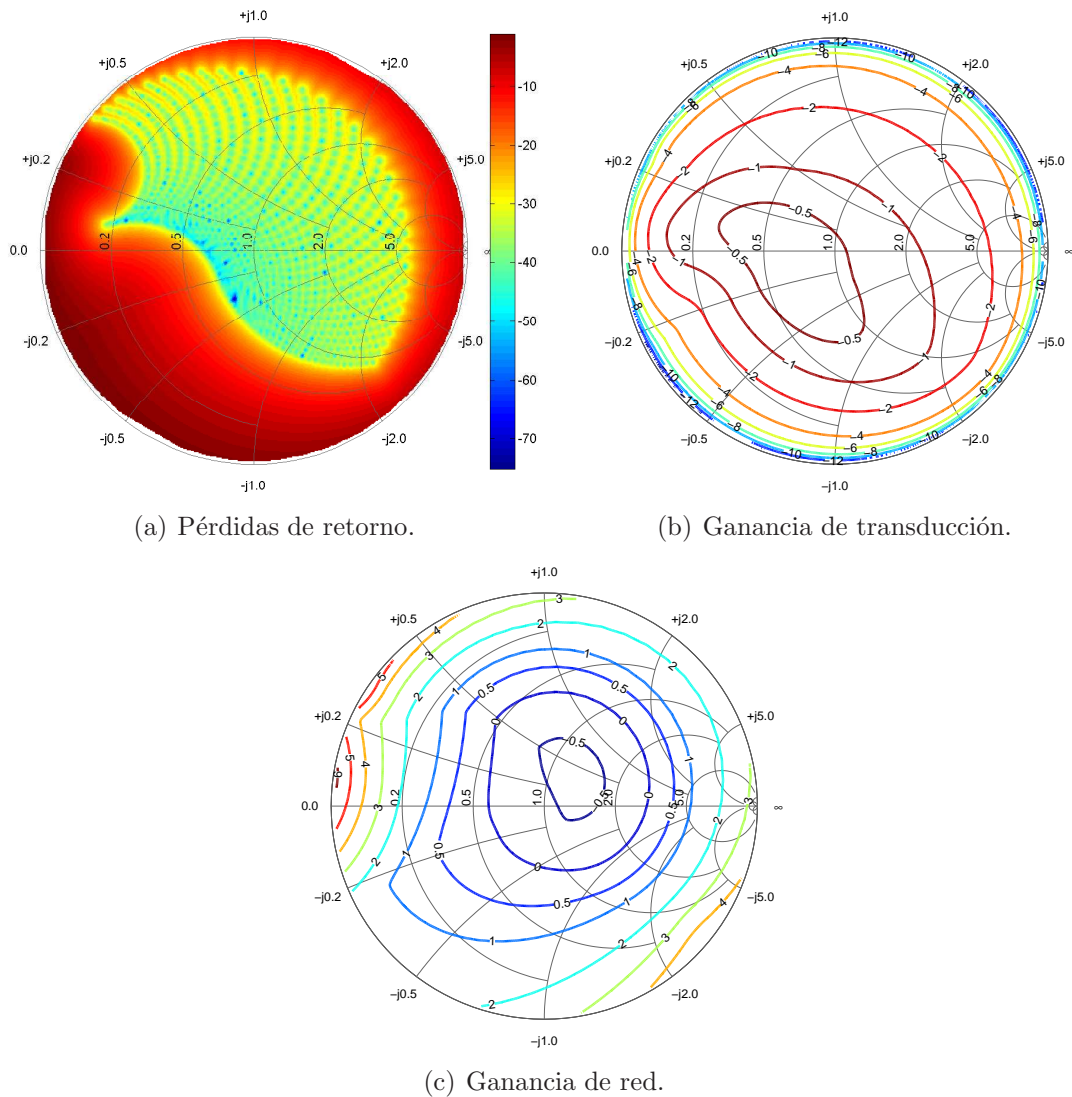


Figura 3.52: Pérdidas de retorno, ganancia de transducción y ganancia de red a 900 MHz para la red basada en DTCs.

distintos criterios que, desde el punto de vista de la aplicación final, sean más interesantes.

3.4. Automatización del proceso de diseño y optimización de redes reconfigurables

La teoría analítica para el diseño de redes de adaptación fijas de banda ancha fue establecida hace ya tiempo por Fano [113]. Más tarde, una nueva visión de este problema fue establecida mediante la introducción de un nuevo método de diseño llamado *Real Frequency Technique* (RFT) [114]. Todas estas técnicas han contribuido ampliamente a la investigación en este campo con resultados muy interesantes, pero de aplicabilidad limitada a las redes de adaptación fijas.

Cuando se trata de redes de adaptación reconfigurables, no existe mucha literatura al respecto de análisis teóricos y optimización de dichas redes, fundamentalmente debido a la complejidad que éstas entrañan. En [109] se utiliza un método derivado de RFT para sintetizar redes reconfigurables multibanda, si bien no hay mucha información respecto a las pérdidas de la red. En [101] se presenta un método de optimización para redes basadas en MEMS en el ancho de banda 20–50 GHz, pero no se realiza un análisis profundo sobre la topología y el único criterio de optimización son las pérdidas de retorno.

La problemática del diseño, optimización y automatización de las redes de adaptación reconfigurables estriba en la existencia de múltiples y diferentes estados de la red. Aunque la mayoría de simuladores de circuitos de RF y microondas (Agilent ADS, AWR Microwave Office) disponen de herramientas para simular este tipo de circuitos, el proceso de automatización y de optimización puede resultar tedioso debido a la naturaleza multiestado de los circuitos. La definición de metas de optimización resulta compleja y además los algoritmos de optimización de que disponen no ofrecen las prestaciones necesarias, cuando la función objetivo es compleja y/o existen muchas variables a optimizar.

Para intentar solventar estos problemas, se podrían adaptar técnicas de diseño teórico de redes fijas al diseño de redes reconfigurables, pero estos métodos generalmente asumen componentes ideales, y además la inclusión de los elementos de ajuste (switches, varactores) no es sencillo. Por ello, se va a proponer aquí un novedoso método de diseño y optimización de redes reconfigurables controladas digitalmente.

La propuesta parte de la definición de una celda básica de conmutación, que es repetida un cierto número de veces hasta que se cumplen las metas fijadas en la optimización. El proceso de simulación, automatización y optimización se llevará a cabo utilizando Matlab, modelando de manera precisa todos los componentes utilizados incluidas las líneas de transmisión. Como método de optimización se emplearán algoritmos genéticos usando el toolbox de Matlab. Esta técnica permitirá asegurar el diseño más sencillo de una red reconfigurable que cumpla las especificaciones fijadas, esto es, utilizando el mínimo número de celdas y por tanto de componentes. Como elementos de conmutación se emplearán los diodos PIN previamente presentados, aunque el método sería extensible al uso de otras tecnologías de conmutación.

Respecto a la definición de metas de optimización, de manera general se distinguirá entre diseños genéricos, y diseños específicos. Los primeros estarán pensados para la generación de redes que cubran la mayor superficie posible en la carta de Smith, entendiendo la cobertura de carta de Smith en los términos anteriormente descritos. Los diseños específicos serán aquellos que se centren en una región o trayectoria específica en la carta de Smith, situación útil en los casos en que se disponga de manera previa de dicha información. Además, estos diseños podrán ser calculados como de banda ancha o banda

estrecha. La banda de frecuencias en la que nos centraremos será en UHF.

3.4.1. Proceso de diseño

Se propone definir una celda básica de conmutación como elemento primario para el diseño de redes más complejas. Esta celda tiene que ser una estructura simple, pero lo suficientemente versátil como para permitir la generación de redes más complejas. Como nos estamos centrando en aplicaciones en UHF, la red consistirá en elementos concentrados reactivos: condensadores y bobinas, y los conmutadores que proporcionarán la reconfigurabilidad. Con esta premisa, creemos que una sección en L de dos elementos, posicionando el switch en serie con el elemento paralelo, puede ser una buena elección. Un esquemático de la celda básica se puede ver en la figura 3.53.

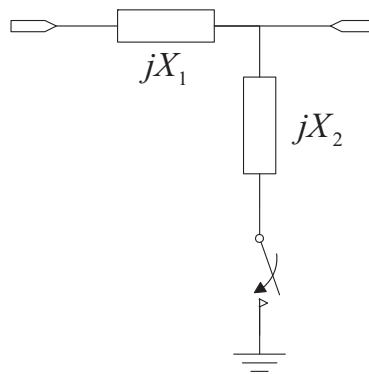


Figura 3.53: Esquemático simplificado de la celda básica de conmutación. Consta de dos elementos reactivos $Z_1 = jX_1$ y $Z_2 = jX_2$, con X_1 y X_2 , positivos o negativos y el elemento de conmutación en serie con el componente paralelo.

Para tener una predicción precisa de las pérdidas en la red, los elementos reactivos se van a modelar utilizando los mismos modelos que se usan en Microwave Office. En concreto usaremos los modelos de ATC (American Technical Ceramics) para los condensadores y los de Coilcraft para los inductores. La figura 3.54(a) muestra el modelo de condensador proporcionado por ATC. Además de los componentes que aparecen en la figura, se definen la frecuencia de resonancia serie F_r , el factor de calidad $Q(f)$ y la frecuencia a la que se define el factor de calidad, F_Q . La impedancia del condensador se puede calcular mediante la siguiente expresión

$$Z = \frac{1}{2\pi f C \left(\frac{1}{Q(f)} + j \right)} + j2\pi f L \quad (3.41)$$

con $Q(f)$ definido como

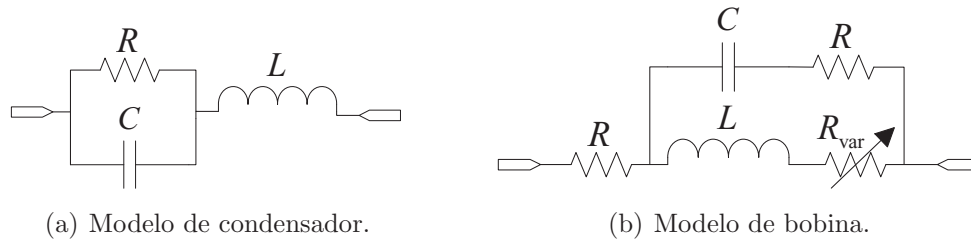


Figura 3.54: Modelos circuitales empleados en la simulación para los elementos reactivos, condensador y bobina.

$$Q(f) = Q \left(\frac{f}{F_Q} \right)^{-1}. \quad (3.42)$$

Se dispondrá de un conjunto de condensadores de 42 valores comerciales en el rango 0.1 pF – 101 pF.

Para las bobinas se utilizará el modelo de Coilcraft de la figura 3.54(b). En este modelo es sencillo calcular la impedancia de la misma teniendo en cuenta la expresión de la resistencia variable R_{var} , que se puede expresar como

$$R_{\text{var}} = K \sqrt{f} \quad (3.43)$$

donde f es la frecuencia y K es la coeficiente de resistencia suministrado por el fabricante. Se emplearán de nuevo 42 posibles valores comerciales en el rango 1 nH – 100 nH.

Adicionalmente a estos 84 posibles valores reactivos, se considerarán dos situaciones especiales: el corto circuito y circuito abierto, que se usarán como componentes virtuales para dotar de mayor flexibilidad al diseño. De este modo, si el elemento corto circuito aparece tanto en la rama serie como en la paralelo, no se montará ningún componente (o en su defecto una resistencia de 0 Ω). El elemento circuito abierto sólo tendrá sentido en las ramas en paralelo, y anulará el efecto del switch correspondiente. En la rama serie el uso de un circuito abierto anularía toda la operación de la red, por lo que no se considerará.

Los elementos de conmutación que se usarán son los descritos en la sección 3.2.1. Los diodos PIN irán en serie con el elemento reactivo paralelo, de modo que cada celda básica presentará dos estados distintos, y si lo extendemos a una red con N celdas, el número total de estados será 2^N . En la simulación se incluirán los parámetros de scattering medidos para los diodos PIN en ambos estados, teniendo en cuenta también los circuitos de bias. Habrá que tener en cuenta que, en caso de que el elemento reactivo paralelo resulte ser una inductancia, habrá que añadir un condensador en serie para

bloquear la componente dc del circuito de bias de los diodos PIN. Este condensador será lo suficientemente grande para que la señal de RF vea prácticamente un cortocircuito.

Finalmente, también se tendrá en cuenta el efecto de las líneas de transmisión. Los prototipos se construirán sobre un sustrato FR4. En la figura 3.55 se puede ver una representación 3D del layout de la celda básica con todos sus componentes.

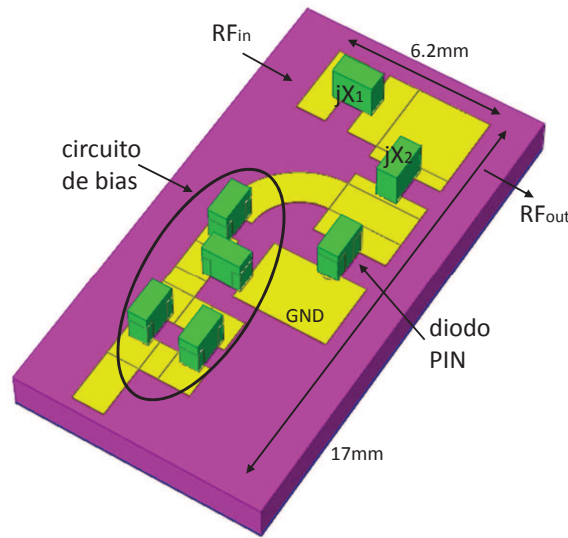


Figura 3.55: Layout de la celda básica de conmutación.

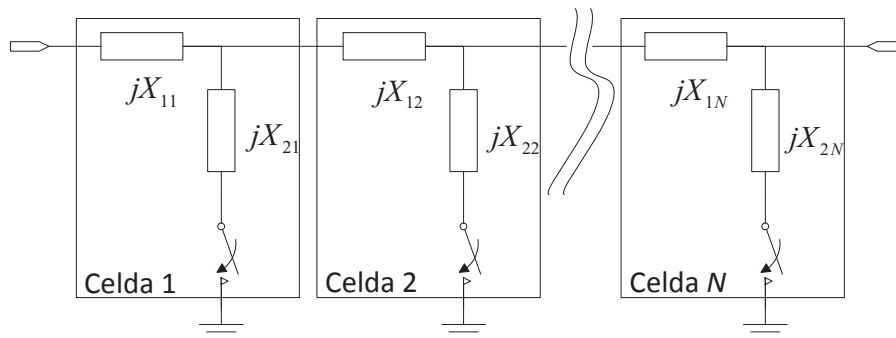


Figura 3.56: Ejemplo de concatenación de N celdas básicas de conmutación para generar la red final.

La generación de redes más complejas se llevará a cabo mediante la concatenación de las celdas básicas previamente descritas, como se puede observar en la figura 3.56. En ella vemos como el elemento serie de la celda i -ésima es denotado por su impedancia $Z_{1i} = jX_{1i}$, donde X_{1i} será positivo en caso de ser una inductancia y negativo en caso de una capacitancia. El elemento paralelo se denota por la impedancia $Z_{2i} = jX_{2i}$. Yendo un poco más allá, podemos agrupar este elemento reactivo junto con el diodo PIN, y caracterizarlo

mediante una admitancia que denotaremos como Y_{2i}^0 para el estado *off* del PIN y Y_{2i}^1 para el estado *on*. Dada esta representación simplificada, la celda quedará totalmente caracterizada por las dos matrices de transmisión ABCD, denotadas por T_i^0 y T_i^1

$$T_i^0 = \begin{pmatrix} 1 + Z_{1i}Y_{2i}^0 & Z_{1i} \\ Y_{2i}^0 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.44)$$

$$T_i^1 = \begin{pmatrix} 1 + Z_{1i}Y_{2i}^1 & Z_{1i} \\ Y_{2i}^1 & 1 \end{pmatrix}. \quad (3.45)$$

Una de las ventajas del uso de las matrices de parámetros ABCD es que el resultado de la concatenación de varias celdas, se puede calcular mediante el producto de las matrices de parámetros ABCD de cada celda individual. De este modo, si suponemos una red de N celdas, con $N_e = 2^N$ estados, donde el estado k -ésimo se puede escribir como un vector $\mathbf{k} = \{k(1), k(2), \dots, k(C)\}$ y cada elemento $k(i)$, es 1 ó 0 dependiendo de la activación o desactivación del switch, la matriz $T_{\mathbf{k}}$ resultante de la concatenación se podrá formular como

$$T_{\mathbf{k}} = \prod_{n=1}^N T_n^{k(n)}. \quad (3.46)$$

La transformación entre las matrices de parámetros ABCD y S se puede llevar a cabo fácilmente utilizando las relaciones correspondientes [107]. Una vez obtenido el conjunto de matrices de scattering, se podrán llevar a cabo los cálculos pertinentes para evaluar cada solución.

3.4.2. Optimización de la red

3.4.2.1. Algoritmos genéticos

El problema de optimización se puede formular del siguiente modo. Asumamos que se tiene una red compuesta por N celdas, o lo que es lo mismo 2^N estados diferentes. El número de elementos reactivos a optimizar en la red será $2 \cdot N$, y el espacio de posibles valores para cada uno de esos elementos es de 86 elementos (42 capacitivos, 42 inductivos, corto circuito y circuito abierto). El proceso de optimización consistirá en encontrar los valores de esos $2 \cdot N$ elementos dentro de los posibles 86, que minimice (o maximice) una determinada función de coste, en la que se incluirá la meta o metas que queremos que la red cumpla. Conforme aumente el número de celdas N el problema de optimización se volverá más complejo, ya que aunque el número de variables a optimizar aumenta linealmente con N , el número de estados de la red aumenta exponencialmente con N , y hay que tener en cuenta que en el proceso de optimización se evaluarán todos los posibles estados de la red.

Como algoritmo de optimización en este trabajo se propone el uso de algoritmos genéticos (GA). Los algoritmos genéticos son algoritmos de optimización y búsqueda que se basan en los principios de la genética y selección natural, de manera que una población compuesta por muchos individuos evoluciona bajo unas reglas de selección hasta un estado que maximice la función objetivo, o equivalentemente, minimiza la función de coste.

Este método fue desarrollado por John Holland en los años 60 y 70 y posteriormente popularizado por David Goldberg. Desde entonces los GAs han sido ampliamente estudiados, experimentados y aplicados en diferentes campos de la ingeniería como el diseño de antenas o la optimización de circuitos de microondas [115]. Entre las características más interesantes de los GAs están las siguientes:

- Permite funciones de optimización de variable continua o discreta.
- Evalúa simultáneamente una gran cantidad de soluciones posibles.
- Permite la búsqueda en un espacio multidimensional.
- Permite optimizar variables con funciones de coste muy complejas.
- Pueden devolver una lista de posibles óptimos, y no sólo uno.

Por estas ventajas, los GA producen resultados sorprendentes donde otros algoritmos fallan. Entre los inconvenientes están la lentitud del proceso, pero en aplicaciones como ésta donde no es necesario un procesado en tiempo real no supone una gran desventaja.

3.4.2.2. Función de coste

La definición de la función de coste va a ser uno de los aspectos claves para la optimización de las redes. Ésta definición será dependiente del tipo de red que se quiera sintetizar y del comportamiento en términos de ancho de banda que se busque.

Si el objetivo es diseñar una red reconfigurable de propósito general, ésta deberá de ser capaz de adaptar la mayor cantidad de posibles impedancias posibles con un mínimo de pérdidas. Ya se estudió en la sección anterior la manera de definir la cobertura en carta de Smith como el número de impedancias adaptables con unas pérdidas de retorno mejores que un determinado umbral (típicamente -10 dB) y con una ganancia de transducción mejor que otro umbral (típicamente -1.5 dB). El proceso consistirá, por tanto, en el cálculo para cada solución de los parámetros S para todos los estados a una frecuencia dada y calcular la cobertura utilizada con cada solución, que se correspondería con la función de *fitness* a maximizar.

Para evaluar la cobertura se emplearán un total de 511 posibles impedancias uniformemente distribuidas en carta de Smith. Hay que tener en cuenta que cuanto mayor sea

este número mayor será el tiempo empleado por el algoritmo, pues habrá que evaluar las pérdidas de retorno y ganancia de transducción para cada impedancia, para cada estado de la red, para cada frecuencia y para cada una de las posibles soluciones (cromosomas) del GA. Por ello consideramos que 511 es un buen número en términos de compromiso prestaciones-complejidad.

En el caso de sintetizar una red de banda estrecha ($BW < 100$ MHz), lo habitual será evaluar la función de *fitness* cobertura en una única frecuencia. Si se desea un diseño de banda ancha habrá que calcular la cobertura para distintas frecuencias, y generar una función de *fitness* que sea la ponderación de los valores de cobertura a distintas frecuencias. De nuevo habrá que establecer un compromiso en el número de frecuencias a evaluar para que el coste computacional no se dispare. Evaluando en tres frecuencias distintas, los extremos de frecuencia superior e inferior y en la frecuencia central, ponderando igualmente la cobertura en cada una de ellas, es esperable obtener un comportamiento de banda ancha adecuado.

Otro comportamiento que puede ser deseado es el de multibanda. En esta situación, nos interesará cumplir unas prestaciones en determinadas frecuencias (considerando que en torno a cada una de ellas un comportamiento de banda estrecha). La definición en este caso será similar a la de banda ancha, especificando las frecuencias de interés, pero con el componente adicional de que no nos interesará que fuera de estas frecuencias el funcionamiento de la red no sea el adecuado.

Si el objetivo es diseñar una red reconfigurable de propósito específico, habrá que redefinir la función de *fitness*. Si se pretende optimizar una red reconfigurable para una antena de la que se conoce su variabilidad en la impedancia de entrada, en vez de evaluar toda la carta de Smith, la función de *fitness* se ceñirá únicamente a la región en la que sabemos que la impedancia de entrada de la antena va a tomar valores.

3.4.2.3. Número de celdas

Una de las ventajas a destacar de este proceso de automatización y optimización es la del diseño de una red mínima, es decir, con el mínimo número de elementos, que cumpla las especificaciones propuestas. La manera de establecer el número de celdas se realizará de la siguiente manera. Se comenzará con una celda básica, se llevará a cabo la optimización de dicha red compuesta por una celda básica, hasta que se verifique la función de *fitness* o se alcance el número máximo de iteraciones. Si no se han cumplido los requisitos propuestos en la función de *fitness* se aumentará el tamaño de la red, añadiendo otra celda básica. El proceso se repetirá añadiendo celdas básicas hasta que se cumplan los criterios propuestos. De esta manera aseguraremos la red de tamaño mínimo que verifique la función de *fitness* propuesta.

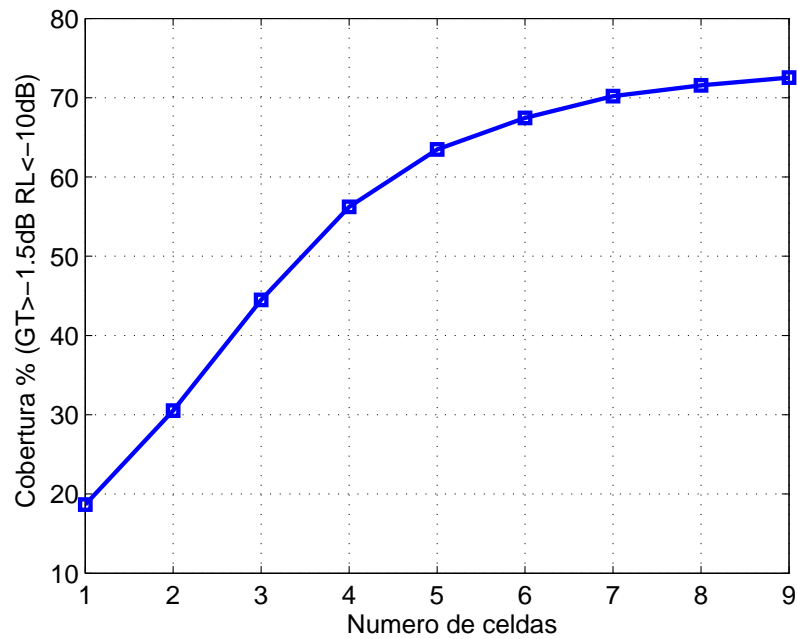


Figura 3.57: Evolución de la cobertura en función del número de celdas para una red de banda ancha 400–700 MHz.

Para ilustrar la idea se lleva a cabo un proceso de optimización para una red genérica en el ancho de banda 400–700 MHz. Se pretende evaluar la evolución de la cobertura en carta de Smith ($RL < -10$ dB y $G_T > -1.5$ dB) en función del número de celdas. La función de *fitness* se evaluar en las frecuencias de 400, 550 y 700 MHz y posteriormente es ponderada de manera equitativa.

En la figura 3.57 se puede ver el resultado de la cobertura obtenida hasta un total de 9 celdas. Inicialmente, la cobertura aumenta de manera prácticamente lineal entre 1 y 4 celdas. Esta tendencia cambia a partir de las 5 celdas, donde se observa que la curva tiende a saturar. Este efecto es debido al aumento de las pérdidas que conlleva el incremento de celdas. De hecho, es esperable que si se siguiera aumentando el número de celdas, la cobertura comenzará a descender, debido a que las pérdidas adicionales que aporta el añadir una celda son mayores que el beneficio en términos de cobertura.

Supongamos ahora que la meta de nuestro diseño es alcanzar una cobertura del 60%. Con una red de 5 celdas sería suficiente, mientras que si quisiéramos un 70% deberíamos utilizar 7 celdas. Hay que tener también en cuenta que la complejidad de la red en términos de número de estados aumenta exponencialmente con el número de celdas, de modo que hay que valorar el compromiso entre la mejora en términos de cobertura que puede aportar añadir una celda más y la complejidad en términos de número de estados, configurabilidad o consumo. Así, pasar de 7 a 9 celdas aporta alrededor de un 4% de mejora de la cobertura, pero a costa de pasar de una red de 128 estados a una de 512.

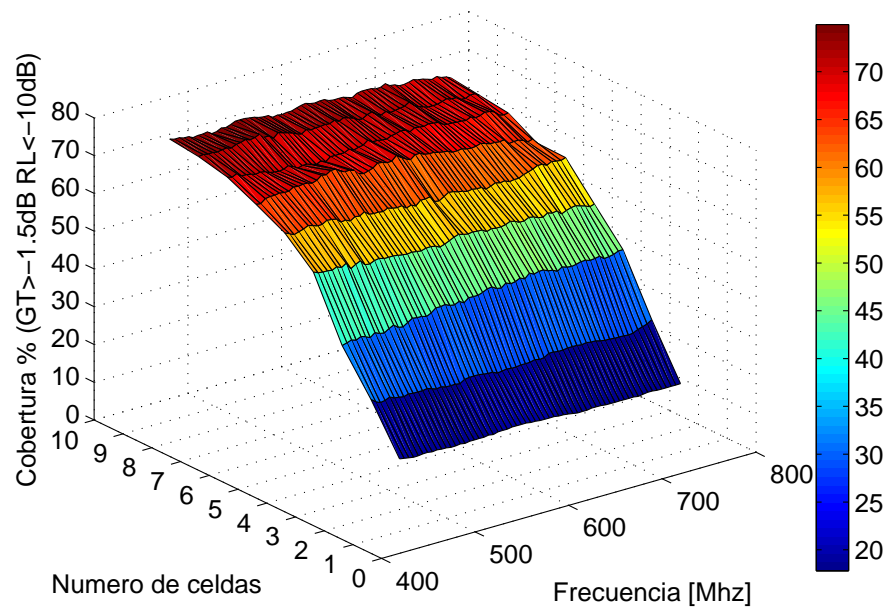


Figura 3.58: Representación 3D de la cobertura en función de la frecuencia y el número de celdas para una red de banda ancha 400–700 MHz.

En la figura 3.58 se puede ver una representación de la cobertura en función de la frecuencia y el número de celdas. En ella se puede observar como la cobertura se mantiene en los valores deseados y relativamente plana a lo largo del ancho de banda de diseño de la red.

3.4.3. Ejemplos de diseño

En esta sección se van a mostrar dos ejemplos de redes optimizadas utilizando el método anteriormente descrito. El primero de ellos es un diseño genérico de banda ancha optimizado para su funcionamiento en el ancho de banda 300–800 MHz, que podría ser útil por ejemplo, para sistemas DVB-H. El segundo de ellos es un diseño específico atendiendo a la impedancia de entrada de una antena de tipo ranura previamente caracterizada.

3.4.3.1. Red genérica 300–800 MHz

En este ejemplo se propone el diseño de una red genérica para cubrir el ancho de banda 300–800 MHz [116]. El criterio de optimización es la maximización de la cobertura ($RL < -10$ dB y $G_T > -1.5$ dB) en carta de Smith, calculada en tres frecuencias y ponderada equitativamente para obtener la función de *fitness*. Para obtener el número de celdas necesarias en la red se lleva a cabo una simulación equivalente a la de la

figura 3.57, y se concluye que un número de 7 celdas proporciona un buen compromiso entre complejidad y prestaciones en términos de cobertura. Para este número de celdas las simulaciones predicen una cobertura por encima del 60 % para casi todo el ancho de banda. Los elementos sintetizados para esta red así como los valores se pueden ver en la figura 3.59. El algoritmo de optimización ha sintetizado 6 condensadores, 7 inductancias y un corto circuito en la última celda.

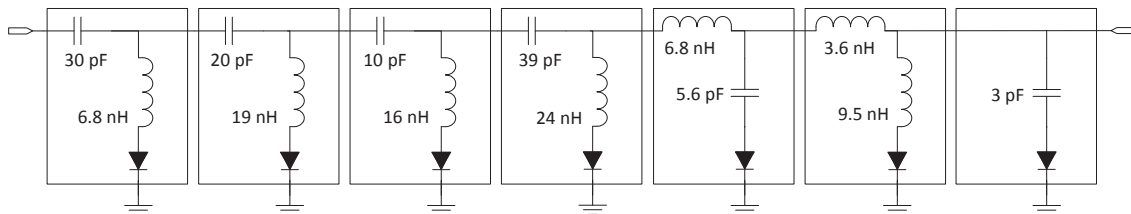


Figura 3.59: Esquemático para la red genérica de banda ancha y 7 celdas.

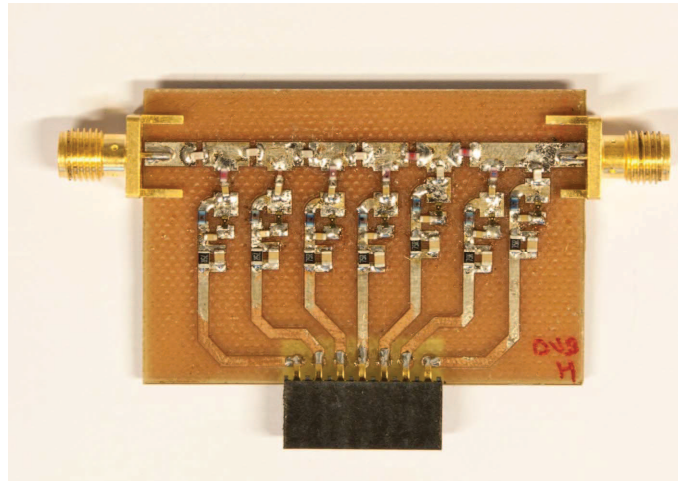


Figura 3.60: Fotografía del prototipo genérico de 7 celdas construido.

Para verificar que el algoritmo de optimización funciona de manera correcta se ha construido un prototipo sobre FR4 (figura 3.60), con los componentes obtenidos mediante el GA. En la figura 3.61 se muestra la comparativa entre los datos medidos y simulados relativos a la cobertura de la red en función del ancho de banda, considerando como límite para las pérdidas de retorno -10 dB y para la TPG valores de -1.5 y -2 dB. Se puede ver como existe muy buena concordancia entre los datos medidos y simulados en todo el ancho de banda, lo que indica que todo el mecanismo de automatización y optimización funciona de manera correcta. Respecto a la cobertura para $G_T > -1.5$ dB, se puede ver como esta está por encima del 50 % para el ancho de banda 300–800 MHz, alcanzando casi el 70 % en el margen 400–700 MHz. Relajando las condiciones hasta -2 dB, se obtiene una cobertura del 60 % en todo el ancho de banda llegando casi al 75 % en el

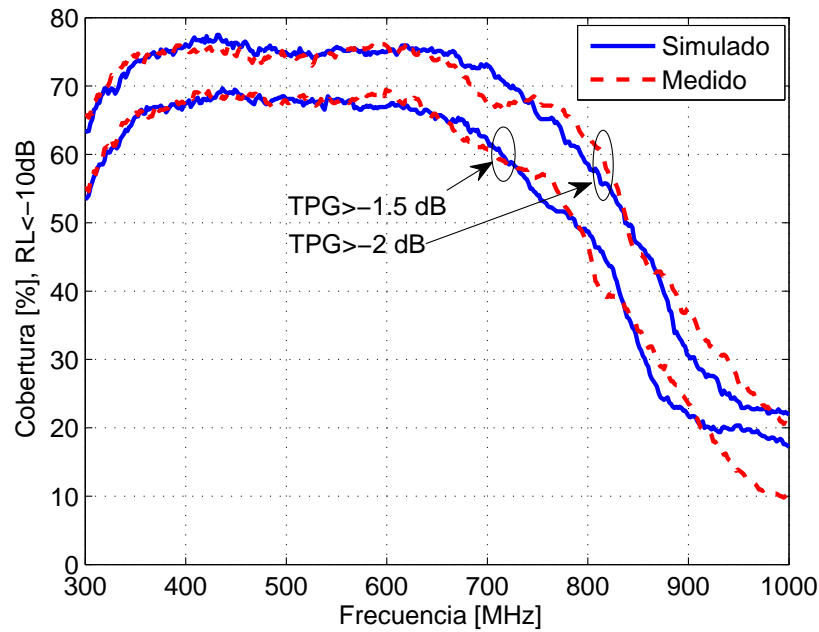


Figura 3.61: Cobertura para la red optimizada de 7 celdas, para $RL < -10$ dB y varios umbrales de TPG.

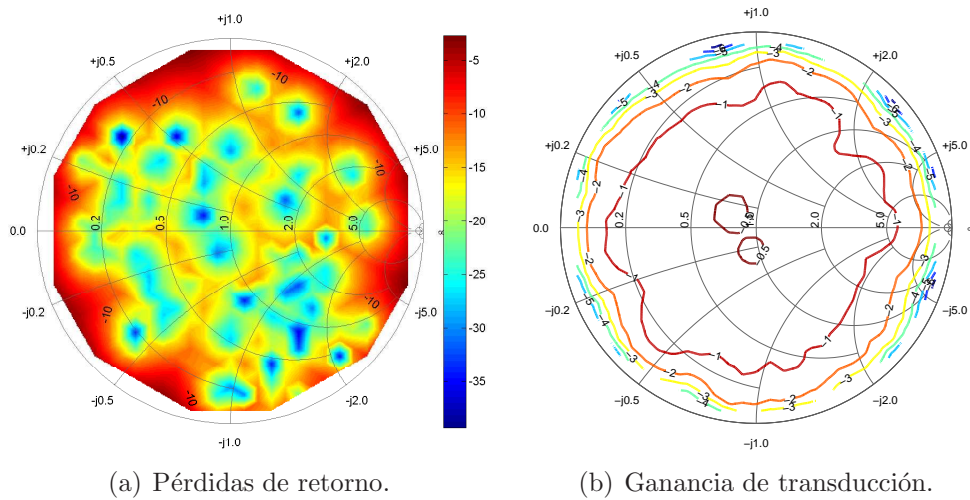


Figura 3.62: Pérdidas de retorno y TPG medida para la red genérica de 7 celdas a 500 MHz.

centro. En este punto, resulta interesante comparar este diseño optimizado con el diseño basado en 8 diodos PIN empleado al principio del capítulo para ilustrar las figuras de mérito y medidas. En términos de cobertura, dicha red basada en 8 diodos PIN presentaba valores de cobertura por encima del 60% bajo los umbrales de -10 dB y -1.5 dB. La red optimizada en la misma banda frecuencial, consigue con 7 diodos PIN, un incremento del 10% en la cobertura para todo el ancho de banda (ver figura 3.21). El proceso de optimización basado en GA ha conseguido con un elemento de conmutación menos, y

por tanto una reducción del número de estados del 50 %, unas prestaciones en términos de cobertura superiores, lo que indica la utilidad de los algoritmos de optimización en el diseño.

Finalmente, En la figura 3.62 se puede ver la distribución de las pérdidas de retorno y la ganancia de transducción a 500 MHz para distintas impedancias.

3.4.3.2. Diseño específico 425–525 MHz

Existen situaciones en las que no es necesario una red reconfigurable que cubra toda la carta de Smith. Si estamos en una aplicación de adaptación de antena y conocemos de antemano los valores que con mayor probabilidad la impedancia de entrada de la antena va a tomar, no es necesario una red que cubra toda la carta de Smith, si no que con cubrir sólo la región deseada es suficiente. Esto permitirá una simplificación del diseño de ésta y un incremento de las prestaciones debido a las menores pérdidas asociadas con una red más sencilla.

En este contexto se propone el diseño de una red reconfigurable de propósito específico [116], en el ancho de banda 425–525 MHz (que puede ser considerado de banda estrecha) para cubrir la variabilidad de la impedancia de entrada de una antena de tipo ranura (figura 3.63), que previamente ha sido estudiada y caracterizada, para obtener dicha distribución estadística [117]. La variación de la impedancia en carta de Smith para el ancho de banda 425–525 MHz se puede ver en la figura 3.64.

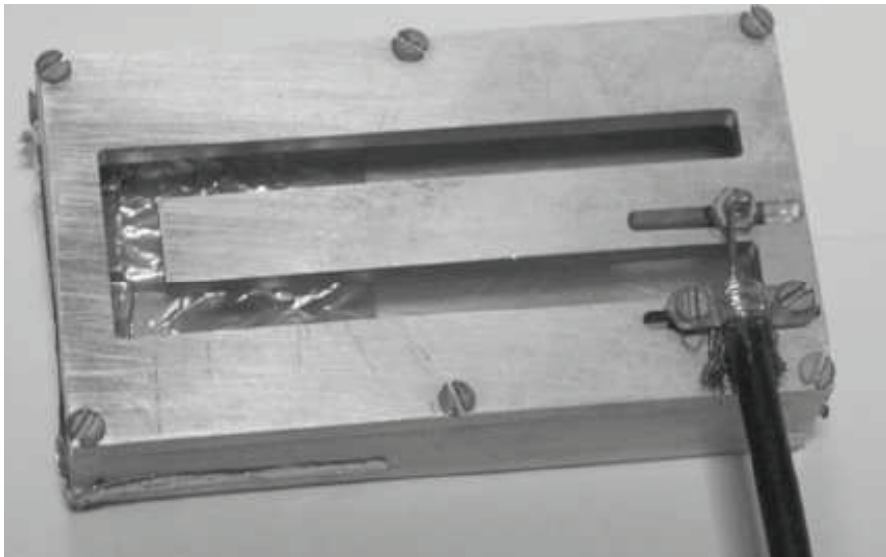


Figura 3.63: Fotografía de la antena tipo ranura.

Observando dicha variación resulta evidente que el diseño de la red reconfigurable puede quedar simplificado con respecto al de una red genérica, ya que no es necesario

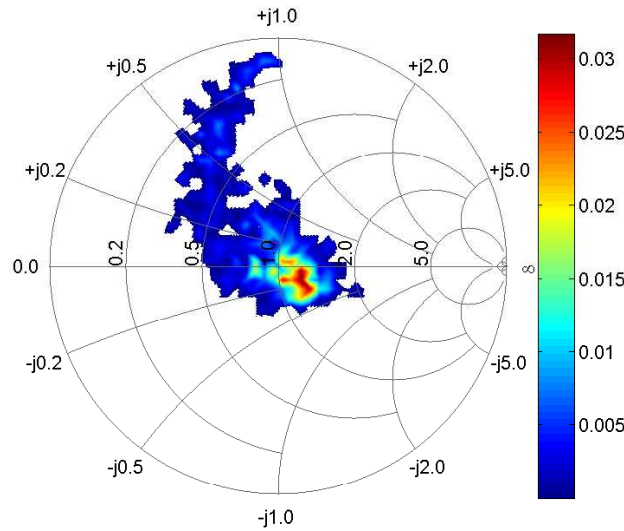


Figura 3.64: Caracterización de la variación de la impedancia de entrada de la antena tipo ranura en el margen 425–525 MHz.

cubrir toda la carta de Smith si no la zona de variación, que se sitúa principalmente en la zona inductiva. La función de *fitness* en esta situación se define como el valor esperado de la TPG en la región de la carta de Smith en que la impedancia de antena toma valores. Para determinar el tamaño de la red se realizan simulaciones con distintos números de celdas de manera análoga a la situación anterior. Después de este proceso se concluye que una red de 3 celdas ofrece un buen compromiso en términos de TPG promedio y complejidad de la red. Los valores sintetizados en esta red de tres celdas se puede ver en el esquemático de la figura 3.65. Se observa como entre los componentes, se han obtenido dos corto circuitos en el proceso de optimización, así como 2 condensadores y 2 inductancias.

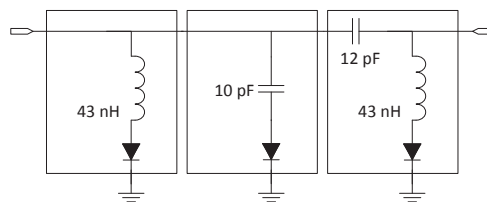


Figura 3.65: Esquemático para la red reconfigurable específica de 3 celdas.

Los resultados en términos de ganancia de transducción para distintas impedancias obtenidos en simulación y medidos en el prototipo se pueden ver en la figura 3.67. De nuevo se observa como existe una buena concordancia entre lo simulado y lo medido, y además vemos como la región de TPG con pérdidas menores que -1 dB se adapta de manera bastante precisa a la zona que interesa cubrir dada la información de la impedancia

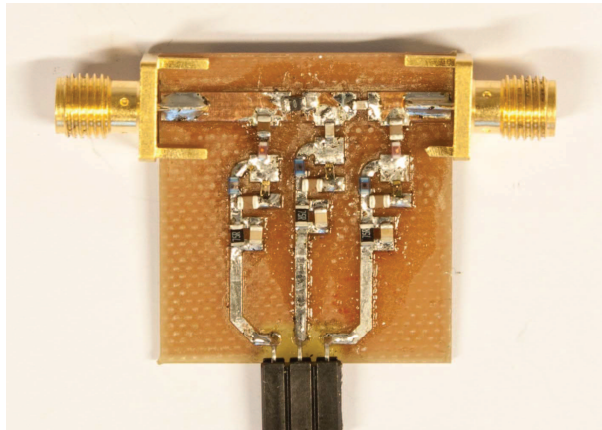


Figura 3.66: Fotografía del prototipo específico de 3 celdas construido.

de entrada de antena vista en la figura 3.64.

3.5. Estimación de la impedancia de carga

De manera general, cuando se lleva a cabo la caracterización de las redes de adaptación reconfigurables y se estima su comportamiento bajo distintas condiciones de carga Z_L , siempre se está asumiendo que vamos a ser capaces de configurar la red de manera óptima. Esto quiere decir que dada una impedancia Z_L , vamos a ser capaces de encontrar el estado o configuración de la red óptimo, de tal modo que se consiga maximizar la potencia transferida a dicha carga.

Sin embargo este proceso de configuración de la red no es una tarea simple, y si se lleva a cabo de manera incorrecta o no-óptima, puede conducir a un funcionamiento no adecuado o incluso perjudicial (pérdida de potencia). Para solventar estos problemas, diversos algoritmos de búsqueda y seguimiento se han propuesto en la literatura, como los algoritmos genéticos [118], algoritmos de optimización como el Simplex [19], el algoritmo de recocido simulado [119] o incluso mediante fuerza bruta [120] (recorriendo todos los posibles estados de la red). Estos esquemas se basan habitualmente en el uso de acopladores y detectores de potencia para decidir la configuración de la red. Otros sistemas emplean circuitería adicional más compleja para estimar la configuración de la red. En [121] se emplea un detector de potencia en cuadratura para estimar la impedancia de la red además de circuitería analógica para la configuración final de los componentes. En [98] se utilizan tres detectores de potencia para estimar la impedancia compleja así como en [122], donde éstos se espacian $\lambda/8$. Otros sistemas demodulan una muestra acoplada de la señal incidente y reflejada hasta IF para obtener la impedancia de carga [123].

Algunos de estos métodos de búsqueda basados en algoritmos adaptativos pueden ser muy lentos, en especial si el espacio de búsqueda es muy largo, y además pueden converger

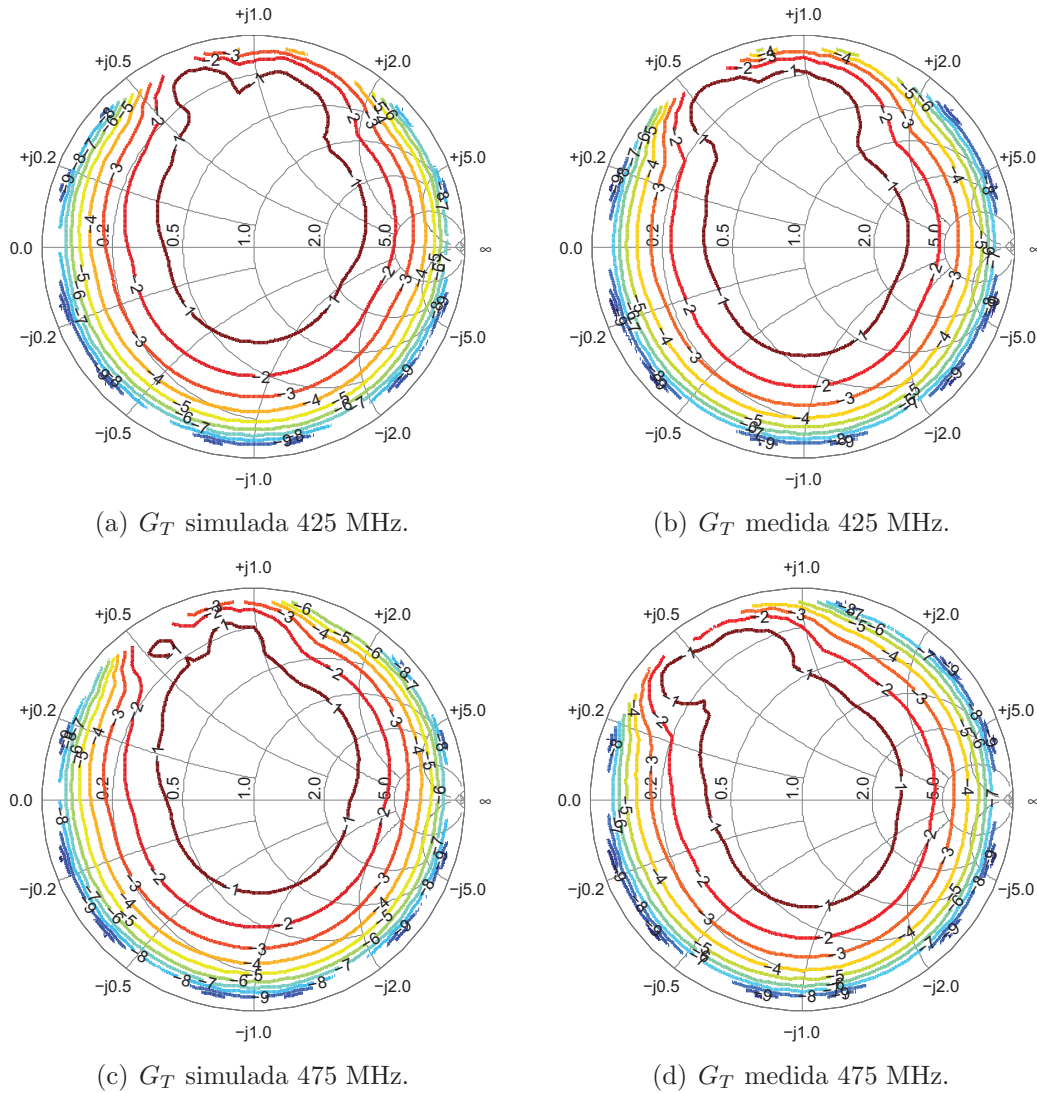


Figura 3.67: Ganancia de transducción simulada y medida a 425 y 475 MHz.

a mínimos locales. Además en el proceso de búsqueda el coeficiente de reflexión presentado al PA puede ser en algún momento muy elevado, lo que puede degradar o incluso dañar el módulo de potencia. Hay que tener en cuenta también que los mecanismos de adaptación basados en la minimización del coeficiente de reflexión pueden llevar a soluciones no óptimas, ya que como se ha visto, una minimización del coeficiente de reflexión de entrada sólo conduce a una maximización de la potencia entregada a la carga en el caso de que la red no tenga pérdidas.

Para evitar estos problemas y asegurar una correcta configuración de la red, el mecanismo que proponemos consiste en primer lugar estimar la impedancia de carga conectada a la red reconfigurable, y en base a ella calcular la configuración de la red. La configuración de la red se realizará en base a una *look-up-table* previamente calculada *off-line* en base a la ganancia de transducción. Es decir, se realiza un cálculo de la TPG para

distintas cargas utilizando los parámetros S medidos de la red, y se elabora una tabla en la que se empareja la impedancia de carga con el estado de configuración de la red. Una vez estimada la impedancia de carga, se busca el valor más próximo en la tabla y se fija el estado indicado para esa entrada.

Este método, partiendo de una correcta estimación de la carga permitirá la configuración óptima de la red, maximizando la potencia entregada a ésta. El principal problema estriba por tanto en el desarrollo de métodos rápidos y precisos para la estimación de la impedancia de carga.

En esta sección se van a explorar algunos métodos para la estimación vectorial de la impedancia de carga.

3.5.1. Estimación basada en la similitud con el coeficiente de reflexión

Este método se basa en la estimación de la impedancia de carga mediante la similitud entre varias medidas de la estimación del coeficiente de reflexión y los valores esperados de dicho coeficiente basados en las matrices de scattering medidas.

El proceso de estimación se podría resumir en los siguientes pasos:

1. Se mide la matriz de parámetros S de la red para todos los N_e estados de la misma.
2. Se calcula el módulo del coeficiente de reflexión de entrada Γ_{in} dado por

$$|\Gamma_{in}| = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| \quad (3.47)$$

para distintos valores de Γ_L y todos los N_e estados de la red. El conjunto de N_L impedancias de carga para los que se calcula el módulo del coeficiente de reflexión, se obtienen, como ya se ha comentado, mediante la teselación de la carta de Smith en celdas hexagonales con radio r . El tamaño de r fija el número de impedancias N_L , como se observa en la tabla 3.5. El resultado de este proceso es una matriz $[\Psi]_{N_L \times N_e}$ de tamaño $N_L \times N_e$, a una frecuencia dada.

3. El sistema de medida propuesto en la figura 3.70 es capaz de estimar una medida del módulo del coeficiente de reflexión, de manera que en N_m medidas se puede obtener un vector $[\Phi]_{1 \times N_m}$, con las N_m estimaciones del módulo de coeficiente de reflexión en N_m distintos estados de los N_e posibles ($N_m \leq N_e$). La estimación del módulo del coeficiente de reflexión se realiza como el cociente entre las potencias reflejadas e incidentes obtenidas mediante el acoplador y previamente filtradas.

4. La impedancia de carga estimada será aquella cuya distancia entre el vector $[\Phi]$ y la matriz $[\Psi]$, en la secuencia de estados e_i , con $i = 1 \dots N_m$, sea mínima, lo que se puede escribir como

$$Z_L = \min_{\forall k \in \Omega_{Z_L}} \sum_{i=1}^{N_m} d_H(\Phi(e_i), \Psi(k, e_i)) \quad (3.48)$$

donde d_H es la distancia hiperbólica definida en [124] y Ω_{Z_L} es el conjunto de las posibles N_L impedancias de carga.

Tabla 3.5: Relación entre el radio del hexágono (r) en la discretización de la carta de Smith y el número de impedancias generadas N_L .

r	Número de impedancias N_L
0.1	127
0.05	511
0.03	1393
0.01	12175

Si el proceso de estimación del módulo del coeficiente de reflexión estuviera libre de errores, el proceso de estimación de la carga estaría únicamente sometido a la incertidumbre asociada con que distintas cargas den lugar a idénticos módulos de coeficiente de reflexión. Esta incertidumbre será más pequeña conforme mayor sea el número de medidas N_m a diferentes estados, aunque ello conllevará un aumento del tiempo de cálculo. Además, cuanto más fina sea la discretización del espacio de impedancias Ω_{Z_L} , más fiable será la impedancia estimada, a costa de nuevo de un incremento del coste computacional.

Para evaluar este método, proponemos realizar unas simulaciones basadas en las siguientes premisas:

- La elección de los N_m estados a los que se realiza la medida es aleatoria en cada realización.
- Se realizan simulaciones con distintas impedancias de carga Z_L . Dichas impedancias son generadas uniformemente en el plano complejo Γ , de manera aleatoria mediante la expresión

$$\Gamma_L = \sqrt{rand()} \cdot e^{(2\pi j \cdot rand())} \quad (3.49)$$

donde $rand()$ es una variable aleatoria uniforme (0–1).

- La estimación del coeficiente de reflexión medido se modela como el coeficiente de reflexión real más un error aleatorio ε . Esta variable aleatoria ε la modelamos como una gaussiana de media cero y potencia variable σ_m^2 (parámetro en simulación). La consideración de variable gaussiana es acorde con los errores típicos en los sistemas de medida.
- Se llevan a cabo 50000 realizaciones (Z_L aleatorias) para cada simulación.
- Utilizamos una red reconfigurable de 256 estados.

Los parámetros fundamentales en la simulación van a ser el número de medidas N_m realizadas para la estimación y el error ε , asociado con el sistema de medida en la estimación del módulo del coeficiente de reflexión, mediante la definición de su varianza σ_m .

En base a ello calcularemos la impedancia estimada, y obtendremos el error entre la impedancia de carga real y la que se ha estimado.

$$\varepsilon = |Z_{L,real} - Z_{L,estimada}| \tag{3.50}$$

Para apreciar el efecto del error, podemos representar los círculos de incertidumbre asociados a distintos niveles de error ε . En la figura 3.68 se representan esos círculos hasta $\varepsilon = 0.4$ para una impedancia arbitraria. Observando las zonas de incertidumbre, parece claro que errores mayores de 0.2 son inadmisibles en la estimación de la impedancia de carga, y que sería deseable que estuvieran acotados por $\varepsilon < 0.1$.

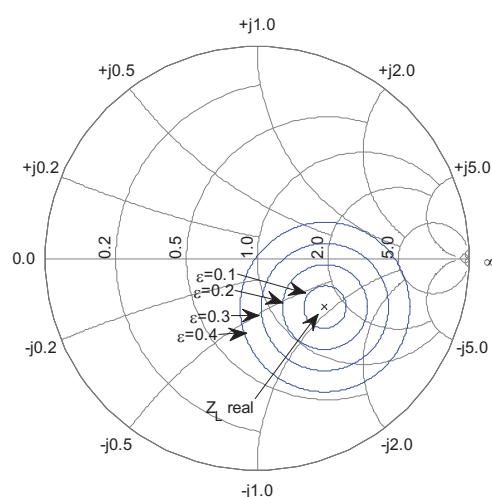


Figura 3.68: Circunferencias de incertidumbre asociadas con el error ε en la estimación de una impedancia de carga Z_L genérica.

En la figura 3.69 se muestran las curvas de error obtenido en la estimación de Z_L para distinto número de medidas N_m de 1 a 10, y distintos niveles en la potencia del error σ_m^2 . Se han considerado varias discretizaciones de la carta de Smith, con $r = 0.1$, $r = 0.05$, $r = 0.03$ y $r = 0.01$ que dan lugar a 127, 511, 1393 y 12175 impedancias respectivamente, según se ve en la tabla 3.5. Se ha considerado también el caso de ausencia de error en la estimación del coeficiente de reflexión, para ver la cota mínima de error que podemos obtener.

Bajo este último supuesto, se pueden obtener estimaciones de Z_L con errores menores de 0.1 para $N_m = 4$, en el caso de $r = 0.05$. Hay que subir hasta $N_m = 8$ para obtener el mismo nivel de error con $r = 0.1$. Sin embargo, se observa que en cuanto existe una potencia de error $\sigma_m^2 = 0.005$, los niveles de error se disparan y es necesario 7 medidas para $r = 0.05$ para obtener un error menor que 0.2. Estas gráficas nos indican por un lado que el lado del hexágono en la discretización de la carta de Smith debe de ser pequeño, menor que $r = 0.05$ a ser posible, y que el error en el sistema de medida influye de manera definitiva en el error en la estimación.

Sin embargo, aunque el lado del hexágono se disminuya hasta valores de $r = 0.03$ ó $r = 0.01$, se observa que incluso para errores en la estimación del coeficiente de reflexión muy pequeños, por ejemplo $\sigma_m^2 = 0.005$, sigue haciendo falta un número elevado de medidas para conseguir errores menores de 0.2 y ni con $N_m = 10$ es posible llegar a la cota de error de 0.1 ni para el caso de $r = 0.01$.

Como posible causa de esta gran sensibilidad al error de estimación, se pensó en realizar una elección de los estados de medidas de manera inteligente y no aleatoria. Por ello se realizaron pruebas seleccionando estados que a priori iban a ser menos sensibles al error. Bajo estas condiciones se consiguen mejorar las prestaciones anteriores, pero de manera no muy significativa, y se siguen observando grandes errores en la estimación de carga bajo condiciones de errores muy pequeños en el proceso de estimación del coeficiente de reflexión.

Este método por tanto no parece el más adecuado para la estimación de la carga compleja, ya que pequeños errores en el sistema de medida nos van a llevar a importantes errores en la estimación de la carga. Por ello se va a proponer investigar otros métodos más robustos.

3.5.2. Estimación basada en la intersección de circunferencias en el plano complejo

En este apartado vamos a presentar un método de estimación de carga compleja o vectorial en base a medidas escalares [125]. Este concepto de obtención de medidas vectoriales a partir de medidas escalares es la base de los reflectómetros de seis puertos [126].

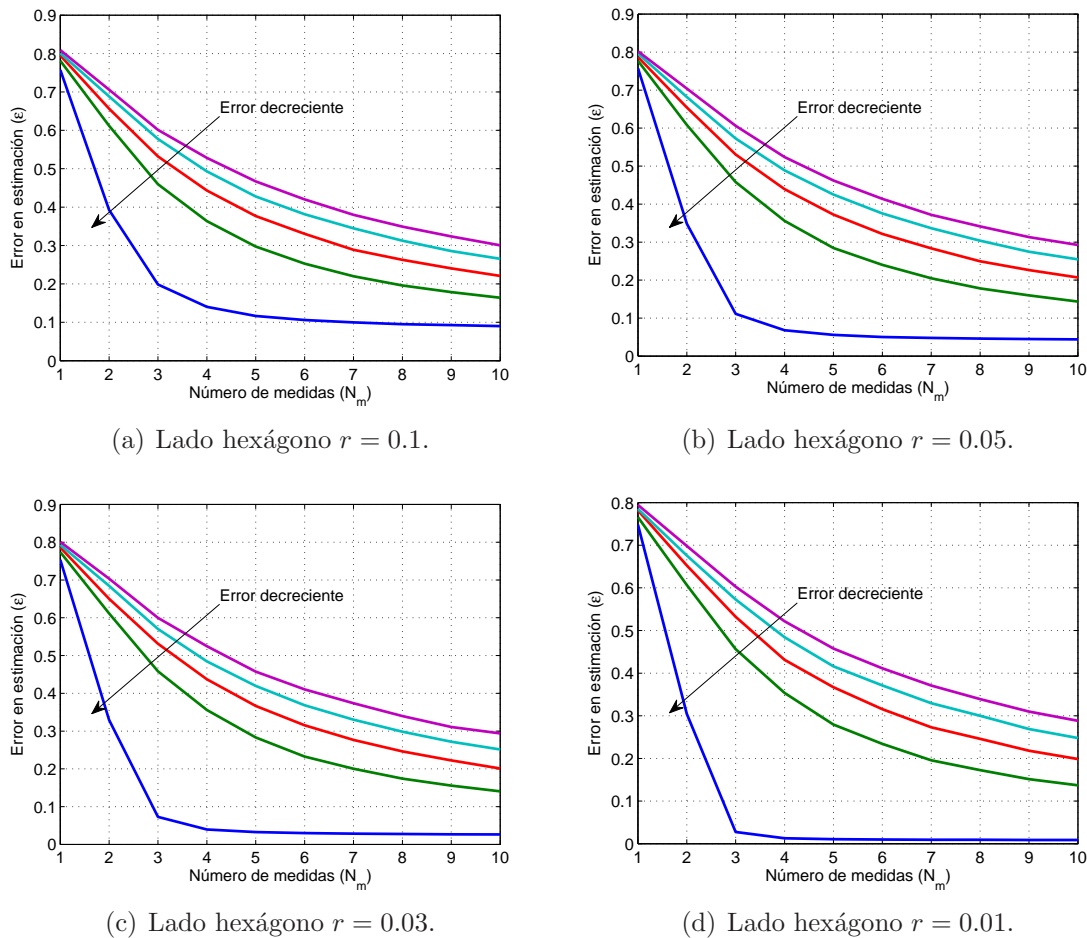


Figura 3.69: Error asociado a la estimación de la impedancia Z_L para distinto número de medidas N_m y distintos niveles de error $\sigma_m^2 = 0, 0.005, 0.01, 0.015, 0.02$.

Otro enfoque distinto, pero conceptualmente similar es el uso de redes de dos puertos de perturbación multi-estado (PTPN) [127]. En estos sistemas, midiendo solo magnitudes escalares del coeficiente de reflexión en diferentes estados de la red PTPN, es posible estimar la impedancia de carga compleja. En esencia, una red de adaptación reconfigurables se puede ver como una red PTPN, aunque su propósito y entorno de trabajo sea distinto. La idea de este método consistirá en explotar las propiedades de nuestra red, como si se tratara de una red PTPN para llevar a cabo la estimación de la impedancia compleja.

3.5.2.1. Descripción del test setup

La red de adaptación reconfigurable que vamos a utilizar en el trabajo es la red basada en 8 diodos PIN que ha servido para ilustrar la Sección 3.2. El esquema del sistema implementado se puede ver en la figura 3.70. En el test se emplea un generador vectorial (Agilent ESG4438C) para generar un tono a 450 MHz y -10 dBm. La señal pasa a través de un acoplador direccional (20 dB de acoplo) y llega hasta la red reconfigurable que

está conectada a una carga desconocida. La muestra de señal acoplada e incidente son filtradas y detectadas mediante sendos detectores de potencia (ZX47-60 Minicircuits). La tensión proporcional a la potencia incidente es capturada y promediada mediante un osciloscopio (Agilent Infiniium 90804A). La cadena compuesta de los filtros y detectores es previamente calibrada de modo que obtenemos una curva (tensión-dc en función de la potencia de entrada), de la que podemos calcular un coeficiente de reflexión escalar, medido como el cociente entre las dos potencias detectadas por las cadenas detectoras

$$\rho = \sqrt{\frac{P_{\text{ref}}}{P_{\text{inc}}}} \quad (3.51)$$

donde P_{ref} y P_{inc} son las estimaciones de potencia incidente y reflejada medida en los puertos 4 y 2 del acoplador. Toda la instrumentación, así como la placa con la FPGA que controla la red reconfigurable, son controladas mediante un PC. En este sistema no es necesario tener caracterizado y medidos previamente ni el acoplador ni la red reconfigurable.

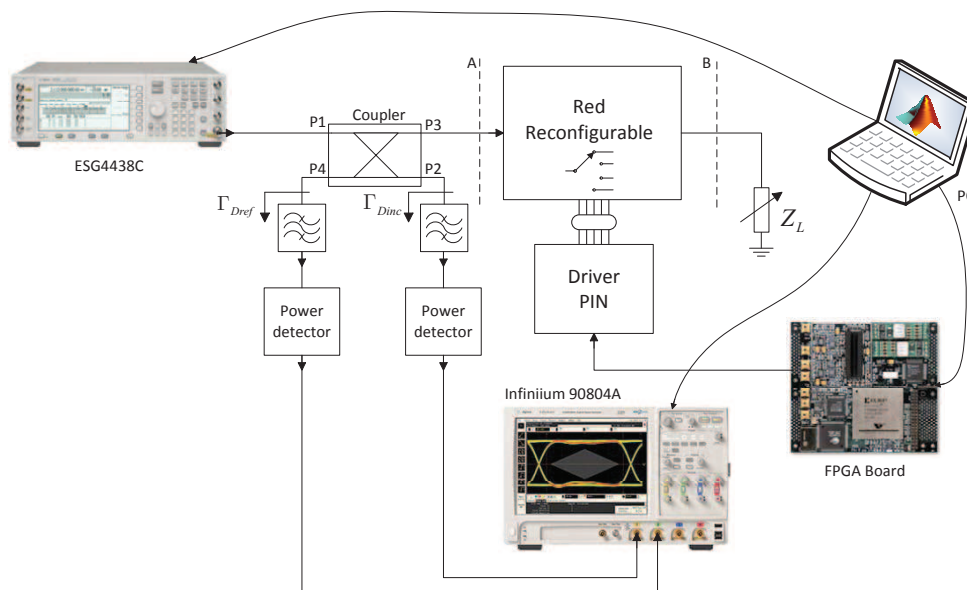


Figura 3.70: Diagrama de bloques del sistema de estimación de impedancia compleja de carga propuesto.

3.5.2.2. Razonamiento teórico

Si nos centramos en el acoplador direccional, la matriz de scattering asociada a él se puede escribir como

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \\ b_3 \\ b_4 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ b_2 \cdot \Gamma_{Dinc} \\ b_3 \cdot \Gamma_{in,TMN} \\ b_4 \cdot \Gamma_{Dref} \end{pmatrix} \quad (3.52)$$

donde se han escrito las ondas de potencia reflejadas a_2, a_3 y a_4 en función de las incidentes b_2, b_3 y b_4 y los correspondientes coeficientes de reflexión en la entrada del detector de potencia incidente Γ_{Dinc} , de potencia reflejada Γ_{Dref} , y de la red reconfigurable $\Gamma_{in,TMN}$ (plano A).

$$a_2 = b_2 \cdot \Gamma_{Dinc} \quad (3.53)$$

$$a_3 = b_3 \cdot \Gamma_{in,TMN} \quad (3.54)$$

$$a_4 = b_4 \cdot \Gamma_{Dref} \quad (3.55)$$

Los parámetros de scattering S_{ij} se corresponden con los del acoplador. Siguiendo el análisis descrito por de Mingo [19], se pueden obtener las expresiones teóricas para las ondas de potencia b_2 y b_4 . Estas expresiones son complejas y dependen de a_1 , $[S]$, Γ_{Dinc} , Γ_{Dref} , y $\Gamma_{in,TMN}$, donde $[S]$ indica los parámetros S del acoplador. El cociente entre b_4 y b_2 , que representa una estimación del cociente entre potencia reflejada e incidente, a su vez no depende de a_1 . En [19] se demuestra también que bajo la condición de acoplador ideal, esto es, cero pérdidas de inserción, entradas perfectamente adaptadas, aislamiento infinito y detectores de potencia perfectamente adaptados, se puede obtener que

$$\frac{P_{ref}}{P_{inc}} = \frac{|b_4|^2}{|b_2|^2} = |\Gamma_{in,TMN}|^2. \quad (3.56)$$

Es decir, en estas condiciones, con el cociente entre las potencias captadas por los detectores de potencia obtenemos el coeficiente de reflexión en la entrada de la red al cuadrado, $|\Gamma_{in,TMN}|^2$.

Sin embargo en un acoplador real, la igualdad 3.56 dejará de ser cierta. El aislamiento finito, la directividad, el comportamiento asimétrico así como las adaptaciones no-perfectas en los puertos deberán ser tenidas en cuenta en la anterior expresión. Como consecuencia, asumir que ρ , tal como se definió en 3.51 es igual al módulo del coeficiente de reflexión, esto es $\rho = |\Gamma_{in,TMN}|$, puede llevar a resultados incorrectos y a una mala configuración de la red. Además ya se ha visto que la minimización de ρ como criterio para la configuración de la red, aunque ampliamente extendido, no es una buena aproximación por dos razones: en primer lugar $\rho \neq |\Gamma_{in,TMN}|$ y además la minimización de $|\Gamma_{in,TMN}|$ sólo garantiza la máxima transferencia de potencia en condiciones de redes sin pérdidas. De ahí la necesidad de encontrar un método de estimación de la carga compleja que nos lleve a una solución correcta.

Volviendo al principio, el método aquí presentado está basado en la teoría clásica de los reflectómetros de seis puertos y el uso de redes PTPN como analizadores de redes vectoriales. La red reconfigurable puede, de hecho, ser vista como una red PTPN, y aunque el propósito no es construir un analizador de redes vectoriales, sí que podemos explotar las propiedades de nuestra red reconfigurable para realizar medidas vectoriales y llevar a cabo la estimación de la carga.

La medida escalar que hemos denominado como ρ se corresponde con una estimación del coeficiente de reflexión en el plano A (figura 3.70). Esta medida se puede representar como una circunferencia en la carta de Smith con centro en $\Gamma = 0$ y radio ρ . Esta circunferencia se transformará en otra circunferencia en el plano B (con diferente radio y centro), puesto que la transformación entre el plano A y B es bilineal. La circunferencia que aparece en el plano B se corresponderá con el conjunto de posibles impedancias Z_L , que generan un módulo de coeficiente de reflexión en el plano A igual a ρ . Existirán por tanto infinitas posibles Z_L que darán lugar al mismo módulo del coeficiente de reflexión en el plano A. Es evidente que para tener una única impedancia Z_L en el plano B harán falta al menos tres circunferencias diferentes cuya intersección única será Z_L . Por tanto, si en tres estados diferentes de la red medimos tres estimaciones del coeficiente de reflexión ρ , éstas se traducirán en tres circunferencias en el plano B que nos darán lugar a la Z_L buscada.

Existen, no obstante, varias limitaciones en este método: (1) la medida ρ es sólo una estimación de $|\Gamma_{\text{in, TMN}}|$ en el plano A y (2) las tres circunferencias en el plano B no se interceptarán en un único punto debido a los errores de medida y calibración y existirá una zona de incertidumbre en la que se encontrará Z_L . Para solucionar el primer problema se propone un método de calibración para eliminar los errores asociados al sistema de medida y a las no-idealidades del acoplador, de manera similar a como se realiza en un VNA convencional. Para solventar el segundo, se aplicará un algoritmo de mínimos cuadrados para estimar la impedancia más probable.

3.5.2.3. Proceso de calibración

La medida realizable del módulo del coeficiente de reflexión ρ con el sistema propuesto verificará la ecuación

$$\rho = \left| S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \right| \quad (3.57)$$

donde la matriz de scattering de la ecuación 3.57 se correspondería con la del sistema calibrado, que incluiría la red reconfigurable (en un estado dado) y los efectos del acoplador y otros errores de la instrumentación. Esta matriz de scattering es por tanto desconocida, y además existirán 256 matrices distintas, una para cada estado de la red.

Si nos centramos en un único estado de la red, y asumiendo reciprocidad en el sistema, existirán seis variables escalares desconocidas: $|S_{11}|, \angle S_{11}, |S_{12}|, \angle S_{12}, |S_{22}|, \angle S_{22}$. Para estimar estos parámetros proponemos un sistema de calibración utilizando seis patrones conocidos y medidos como impedancias de carga.

Aun así, la solución no va a ser simple, puesto que se trata de resolver un sistema de ecuaciones no lineales $f(S_{11}, S_{21}, S_{22}) = 0$, con $S_{ij} \in \mathbb{C}$, o lo que es lo mismo

$$f(S_{11}, S_{21}, S_{22}) = \left\{ \rho_i - \left| S_{11} + \frac{S_{12}^2 \Gamma_{L,i}}{1 - S_{22} \Gamma_{L,i}} \right| \right\}_{i=1\dots 6} \quad (3.58)$$

donde ρ_i se corresponde con el cociente entre potencias reflejadas e incidentes medidas con el sistema propuesto para los seis patrones, y $\Gamma_{L,i}$ son dichos patrones. Para resolver este sistema de ecuaciones no-lineales se utiliza Matlab.

Los patrones de calibración empleados se muestran en la tabla 3.6. Después del proceso de medida, se puede resolver la ecuación 3.58 para los 256 estados de la red. Sin embargo, para los procesos de estimación de carga sólo es necesario llevar a cabo la solución para un mínimo de tres estados diferentes. Dado que el problema es complejo y no-lineal, no todas las soluciones (para los diferentes estados) son igual de precisas. La diversidad de las soluciones nos da la oportunidad de seleccionar aquellas que sean más precisas.

También se podría optar por un criterio geométrico, en el sentido de elegir aquellos estados cuya solución va a tener menor sensibilidad a los errores, en términos de la región de incertidumbre que se va a generar. Como ya se ha dicho las tres circunferencias no se cruzarán en un único punto, y existirá una región de incertidumbre. Esta región es dependiente de la localización de los centros y radios de cada circunferencia, por lo que una selección estudiada de los estados puede ayudar a minimizar esta problemática.

Se podrían utilizar más de tres estados para la estimación de la carga, y aunque el sistema estaría de alguna manera sobredimensionado, sería de ayuda para la obtención de Z_L . En este trabajo utilizaremos únicamente tres medidas en tres estados diferentes, y escogeremos dichos estados en base a la precisión en la solución del sistema de ecuaciones definido en 3.58.

3.5.2.4. Búsqueda de la solución

Si seguimos la derivación utilizada para la obtención de los círculos de estabilidad [107] en el diseño de amplificadores, la ecuación 3.57 se puede escribir como

$$\left| \Gamma_L - \frac{(S_{22}|\rho|^2 - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}\rho|^2 - |\Delta|^2} \right| = \left| \frac{S_{12}S_{21}\rho}{|S_{22}\rho|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (3.59)$$

donde $\Delta = S_{11}S_{22} - S_{12}S_{21}$. En el plano complejo Γ una ecuación de la forma $|\Gamma_L - C| = R$, representa una circunferencia con centro C (complejo) y radio R (escalar).

Tabla 3.6: Valores de las impedancias utilizadas en calibración a modo de patrón.

Patrón	Valor Z_L
Broadband	50 Ω
Open	65-1183j Ω
Short	0.1 +1.96j Ω
Offset open	3.66-47.8j Ω
Offset short	4.41 +52.68j Ω
Arbitraria	6.5 +7.89j Ω

Comparando con la ecuación 3.59, se puede obtener los valores de C y R

$$C = \frac{(S_{22}|\rho|^2 - \Delta S_{11}^*)^*}{|S_{22}\rho|^2 - |\Delta|^2} \quad (3.60)$$

$$R = \left| \frac{S_{12}S_{21}\rho}{|S_{22}\rho|^2 - |\Delta|^2} \right| \quad (3.61)$$

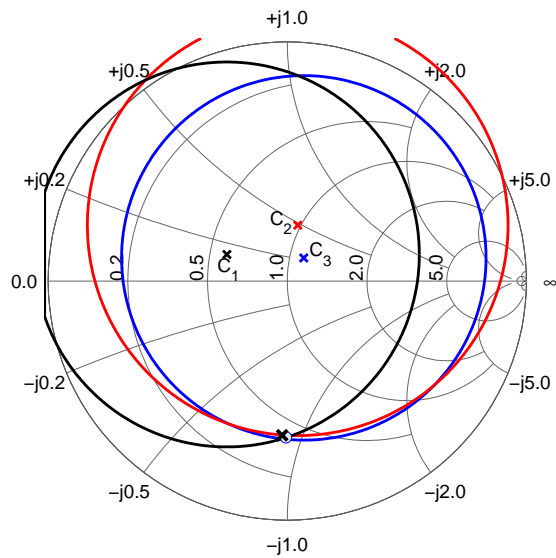
En este punto, dado que disponemos del valor de ρ , obtenido mediante las medidas de los detectores de potencia, y los parámetros S del sistema obtenidos en calibración, la solución se convierte en un problema geométrico, que consiste en encontrar la intersección de tres circunferencias con centros C_i y radios R_i con $i = 1 \dots 3$.

Como se ha comentado, si no hubiera errores las tres circunferencias se interceptarían limpiamente en un único punto fácilmente calculable, pero los errores de medida en ρ y en la calibración hará que exista una región de incertidumbre. El problema es conocido en la literatura como trilateración, y es un clásico en otros campos de la ingeniería como en sistemas de localización y en robótica [128]. La solución geométrica basada en la búsqueda del *radical center* es la más sencilla, pero no es muy precisa y puede llevar a importantes errores. La solución propuesta aquí se basa en la aplicación de una solución de mínimos cuadrados, que consiste en encontrar el Γ_L que minimiza la siguiente expresión $S(\Gamma_L)$

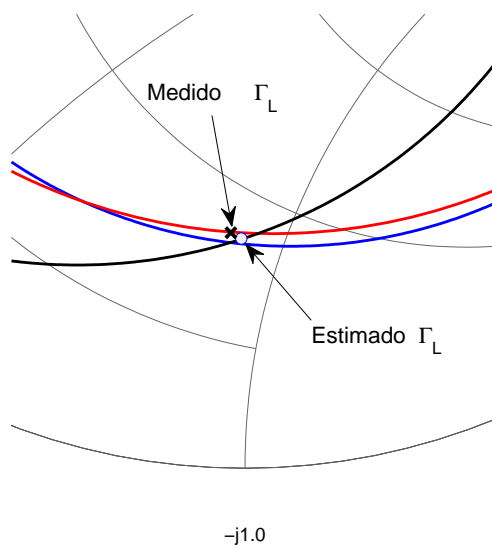
$$\text{mín}\{\mathbf{S}(\Gamma_L)\}, \Gamma_L \in \mathbb{C}, \mathbf{S}(\Gamma_L) = \sum_{i=1}^3 \{ \|\Gamma_L - C_i\|^2 - R_i \}^2 \quad (3.62)$$

Esta solución proporciona un resultado mucho más preciso, aunque es computacionalmente más costosa.

En la figura 3.71 se muestra el ejemplo de la intersección de tres circunferencias. Como se observa no existe un único punto de intersección, sino una región de incertidumbre en la que probablemente se hallará la solución. En este caso la solución de LS (Γ_L estimada) está muy próxima a la real (Γ_L medida).



(a) General.



(b) Detalle.

Figura 3.71: Ejemplo de intersección de tres circunferencias.

3.5.2.5. Resultados experimentales

Para verificar el sistema de estimación de impedancia compleja de carga propuesto, proponemos realizar una serie de pruebas con una serie de impedancias de carga arbitrarias y previamente medidas con el VNA. La figura 3.72 se muestran dichos resultados. Se observa en general que existe una buena precisión en la estimación de las impedancias, con un ligero aumento del error en algunas cargas en la zona capacitiva y para valores más próximos al abierto. El error medio obtenido teniendo en cuenta todas las cargas es menor que 0.2 dB en módulo y 2.7° en fase. El sistema por tanto funciona dentro de los parámetros previstos con un error más que permisible.

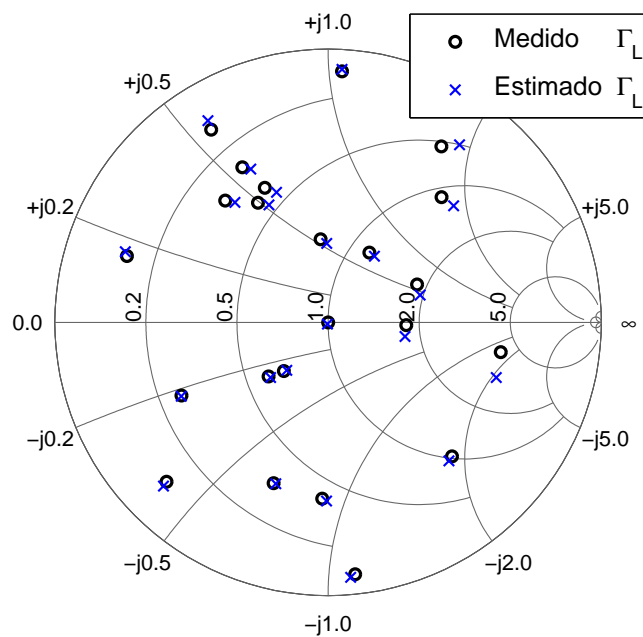


Figura 3.72: Impedancias de carga medidas con el VNA (\circ), y estimadas con el sistema de medida propuesto (\times).

Una vez llevado a cabo el proceso de la estimación de la impedancia de carga, la selección del estado es bastante sencilla. El estado escogido será la de aquél que maximice la ganancia de transducción para la impedancia estimada Z_L . A la frecuencia de 450 MHz se han encontrado 84 estados de los 256 posibles que funcionan como mejor estado para alguna de las posibles impedancias Z_L . Esta información es ya de por sí muy útil, porque nos indica que en un proceso de búsqueda del estado óptimo, incluso sin conocimiento de la impedancia óptima el espacio de búsqueda se reduciría a un tercio del total si realizamos este análisis basado en las simulaciones *off-line*.

El proceso de estimación de carga aquí presentado se ha llevado a cabo con un tono. También se ha evaluado las posibilidades del mecanismo de estimación bajo condiciones

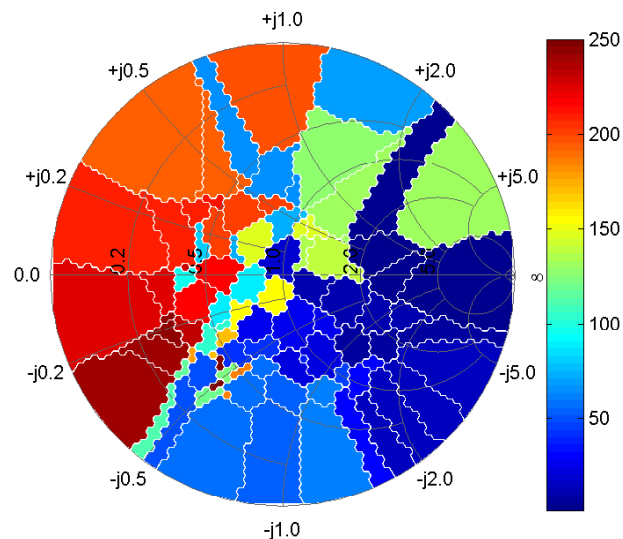


Figura 3.73: Distribución de los mejores estados, en función de la impedancia Z_L a 450 MHz. A cada estado se le ha asignado un código de color.

de una señal compleja modulada. En este caso habrá que modificar los parámetros de integración del detector de potencia, para que en cada estimación integremos una longitud lo suficientemente representativa de señal. Con esta simple condición, que se traduce esencialmente en aumentar los tiempos de integración del detector de potencia, se puede seguir manteniendo las condiciones de estimación presentadas en este apartado para señales sinusoidales.

3.6. Conclusiones

En este capítulo se han presentado diversos aspectos relacionados con el diseño, medida de prestaciones, optimización y automatización de redes de adaptación reconfigurables, así como el estudio de métodos de estimación de carga compleja utilizando dichas redes.

Inicialmente, se han analizado las diversas métricas y figuras de mérito para la caracterización de redes reconfigurables. Se ha estudiado en profundidad el concepto de cobertura en carta de Smith teniendo en cuenta la adaptación y las pérdidas de la red y se han definido medidas precisas para dichas pérdidas. Después, se han presentado varios diseños en diferentes tecnologías: MMIC switches, MEMS switches, varactores, diodos PIN y condensadores ajustables electrónicamente.

Posteriormente, se ha presentado un mecanismo de automatización y optimización para redes controladas digitalmente, mostrando el beneficio potencial que el uso de dichos procesos puede conllevar en el diseño de redes tanto de propósito general como específico. Se ha visto cómo se puede reducir el número de componentes conmutables, y por tanto

las pérdidas, ofreciendo un funcionamiento cercano al óptimo.

Por último, se han analizado varios sistemas de estimación compleja de impedancia de carga. Este proceso es esencial para una configuración óptima de las redes de adaptación reconfigurables. Se ha presentado y verificado un mecanismo consistente en la intersección de circunferencias en el plano complejo que permite la estimación con errores muy reducidos, y que aprovecha la propia naturaleza de las redes reconfigurables para llevar a cabo dicha estimación.

Parte de los resultados obtenidos en este capítulo serán de utilidad en el posterior desarrollo de la presente tesis doctoral.

Capítulo 4

Aplicaciones de las redes de adaptación reconfigurables en receptores

4.1. Introducción

Clásicamente, las aplicaciones de las redes de adaptación reconfigurables han ido enfocadas a transmisores, fundamentalmente en aplicaciones móviles e inalámbricas, como se verá en el capítulo 5. Sin embargo, también éstas pueden ser de utilidad en sistemas de recepción.

En este capítulo se presenta el posible uso de este tipo de redes en aplicaciones de recepción en terminales móviles e inalámbricos, para aplicaciones dentro del estándar de ETSI, DVB-H (Digital Video Broadcasting for Handheld devices) [129].

Inicialmente, se planteará la problemática asociada a los sistemas DVB-H, analizando la posible utilidad de las redes de adaptación reconfigurables para solventar dichos problemas. Para ello, se utilizará una red de propósito genérico capaz de trabajar en todo el ancho de banda que define el estándar, y se mostrará como se pueden conseguir mejoras en el concepto de ganancia realizada, lo que se traduce en una mejora de la eficiencia energética y que puede ayudar de manera decisiva a relajar las condiciones, fundamentalmente el tamaño, de las antenas en estos sistemas receptores.

Posteriormente, se estudiará también desde el punto de vista de figura de ruido del receptor, cómo las red de adaptación reconfigurable pueden influir. Se verá que se puede llegar a un compromiso en términos de relación señal a ruido (SNR) y ganancia realizada, maximizando la figura de mérito de la estación receptora.

4.2. Introducción a DVB-H y motivación de la investigación

Los servicios de difusión de TV móviles para receptores portátiles ha sido uno de los mayores mercados emergentes [130]. Éstos se han ido introduciendo en diversos países por medio de diferentes estándares como DMB (Digital Multimedia Broadcasting) [131] o DVB-H [132]. Este último es un estándar del ETSI [129], basado en la familia de estándares DVB (Digital Video Broadcasting), orientado a proporcionar servicios de televisión móvil en terminales portátiles.

Los sistemas DVB-H están diseñados para operar en la banda de UHF que va de los 470–702 MHz (ancho de banda relativo $\approx 40\%$), definida en el estándar para permitir la interoperabilidad con los sistemas GSM. En este ancho de banda, la longitud de onda es de 640 mm en la parte más bajas de las frecuencias, mientras que el tamaño de los terminales debe de ser tan compacto como sea posible para que resulte atractivo al cliente final.

Sin embargo, no resulta sencillo diseñar una antena compacta e integrada en los terminales en esta banda de UHF, debido a que la longitud de onda a esas frecuencias es mucho mayor que el tamaño de los terminales móviles. Además el ancho de banda de la antena generalmente es estrecho si esta es pequeña y está diseñada para ir dentro de un terminal móvil de tamaño reducido.

Como consecuencia de todo esto, las antenas en estos sistemas suelen presentar grandes desadaptaciones, lo que suele llevar a una disminución en la eficiencia del sistema receptor, que en ocasiones puede no ser aceptable, especialmente en sistemas en los que el consumo de potencia es crítico [133]. El estándar ya prevé de algún modo esta situación y no especifica ninguna adaptación mínima para la antena, pero si que considera una máscara para la ganancia realizada (que tiene en cuenta la adaptación y la ganancia de la antena), que va desde los -10 dBi hasta los -7 dBi en una variación lineal desde los 474 hasta los 702 MHz tal y como se puede ver en la figura 4.1.

La manera clásica de enfrentarse a esta problemática ha sido fundamentalmente el diseño de antenas reconfigurables [134–140]. La mayor parte de estas soluciones están basadas en el uso de varactores como elementos ajustables. De este modo, mediante el ajuste de la tensión de control de los varactores la antena se puede sintonizar en las diferentes frecuencias a lo largo de todo el ancho de banda de DVB-H. Estos sistemas presentan algunos problemas, como la sensibilidad a la tensión de bias de los varactores [139]. Como alternativa a estas soluciones, también se ha presentado el uso de elementos parásitos [141] o elementos conmutables [140, 142]. En cualquier caso, todas estas soluciones tienen algo en común, y es que son implementaciones *ad-hoc* pensadas y diseñadas específicamente

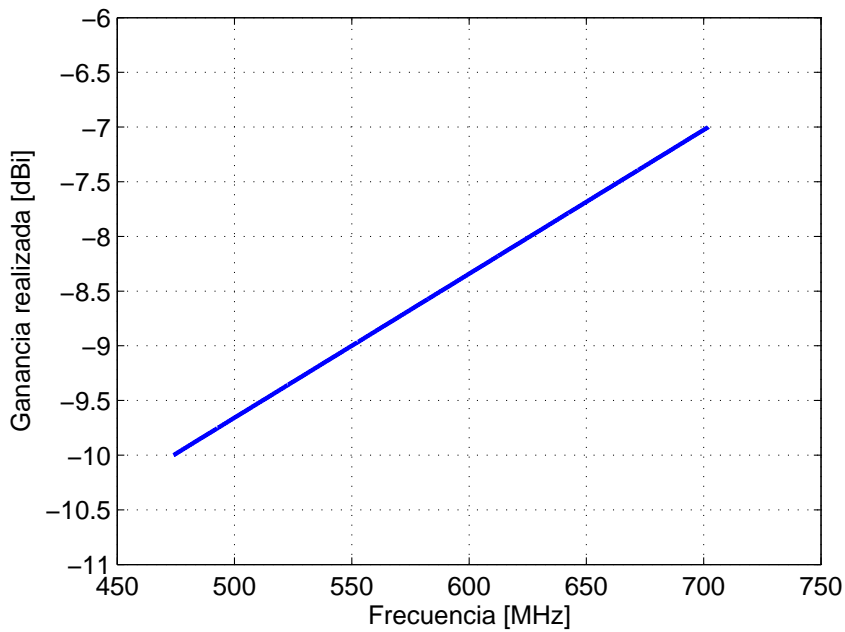


Figura 4.1: Máscara de ganancia realizada a cumplir según el estándar ETSI.

para antenas concretas donde además, la mayoría de esos diseños no tienen en cuenta el efecto del usuario que puede modificar la impedancia de entrada de antena [142].

En este trabajo de investigación se propone usar una red de adaptación reconfigurable para intentar solucionar los problemas asociados a la antena y mejorar la eficiencia del receptor. Algo parecido se propone en [58], aunque se presentan sólo resultados de mejora en términos de VSWR para una antena FM. En este trabajo se pretende estudiar de manera más profunda, para una antena DVB-H real, las mejoras en términos de ganancia realizada, adaptación, potencia entregada a la carga y SNR. Además, esta solución presenta importantes ventajas sobre las otras alternativas mencionadas, fundamentalmente por dos razones: (1) el uso de la red de adaptación reconfigurable se podría usar para un gran número de antenas DVB-H, independientemente del diseño o la tecnología, y (2) ofrece la posibilidad de seguir variaciones en la impedancia de entrada de antena debido a posibles variaciones en el entorno.

4.3. Descripción y caracterización de la red

El diseño de la red reconfigurable utilizada en este apartado ya ha sido descrito en el apartado 3.3.2. Como elementos de conmutación se van a emplear switches tipo SPST basados en tecnología MEMS. Concretamente se propone utilizar unos MEMS switches comerciales RMSW100 de Radant MEMS. Las características de estos switches que los hacen interesantes de cara a la aplicación a sistemas DVB-H se resumen a continuación:

- Bajas pérdidas de inserción (0.16 dB típicos @ 2.4 GHz).
- Elevado aislamiento (23 dB típicos @ 2.4 GHz).
- Distorsión armónica casi nula.
- Sin disipación de potencia.
- Tiempos de conmutación (ON < 10 μ s, OFF < 2 μ s).
- Señal de control (gate-to-source 100 V).

Cabe resaltar las bajas pérdidas de inserción que redundarán en unas pérdidas reducidas en la red, así como el consumo casi despreciable y su buena linealidad. Aunque los tiempos de conmutación son elevados, no parece un requerimiento que vaya a limitar las prestaciones en esta aplicación. Para conseguir las elevadas tensiones de conmutación se empleará un driver suministrado por el fabricante de los switches. El consumo de dicho driver será prácticamente despreciable. El diseño está basado en ocho condensadores conmutados por MEMS, lo que da lugar a un total de 256 estados.

4.3.1. Caracterización de la red

La caracterización de la red ha sido ya presentada en la Sección 3.3.2. Allí se presentó los dominios de impedancias adaptables, la cobertura en carta de Smith y la ganancia de red en el margen de frecuencias 300–800 MHz. Se pudo ver como el funcionamiento en el ancho de banda 400–700 MHz es satisfactorio, lo cual ha hace candidata a su uso para sistemas DVB-H.

Como medida adicional a las ya presentadas en dicho apartado, se propone evaluar la ganancia de red promedio y en tanto por ciento de cobertura para distintas impedancias de fuente y de carga. Esta métrica es equivalente a las ya presentadas, pero considerando también el efecto de Z_S , que generalmente se asume igual a 50 Ω . Como en este contexto de trabajo la impedancia de fuente va a ser la impedancia de antena de DVB-H, proponemos obtener el cálculo de dichos parámetros para todas las posibles combinaciones de pares de impedancias de fuente y carga (Z_S, Z_L). La evaluación de dichas métricas se ha realizado para un conjunto de N_S impedancias de fuente y N_L impedancias de carga, igualmente distribuidas en carta de Smith, tal que $N_S = N_L = 165$ impedancias. Entonces, se puede evaluar el mejor valor de la ganancia de red \mathcal{G} , sobre todos los estados de la red para cada una de las $N_S \times N_L$ posibles combinaciones de impedancias de fuente y carga dada una frecuencia. Si además promediamos para cada valor de frecuencia el mejor valor obtenido para cada combinación de impedancias, podemos definir una ganancia de red promedio dependiente de la frecuencia como

$$\mathcal{G}(f) = \frac{\sum_{\text{all } Z_L} \sum_{\text{all } Z_s} \mathcal{G}(f, Z_S, Z_L)}{N_L \cdot N_S} \tag{4.1}$$

La ganancia promedio expresada en dB en función de la frecuencia se puede ver en la figura 4.2, junto con el porcentaje de los pares de impedancias (Z_S, Z_L) para los que existe una ganancia de red positiva. En cuanto a lo primero, se observa valores promedio rondando los 2.5 dB para todo el margen frecuencial, mientras que en porcentaje, este se mueve entre el 86-90% a lo largo de todo el ancho de banda. De hecho, el resto de porcentaje que no verifica ganancia de red positiva se corresponde esencialmente con aquellos pares que verifican $Z_S \approx Z_L^*$, es decir, a las situaciones en la que ya existe adaptación conjugada sin utilizar la red de adaptación.

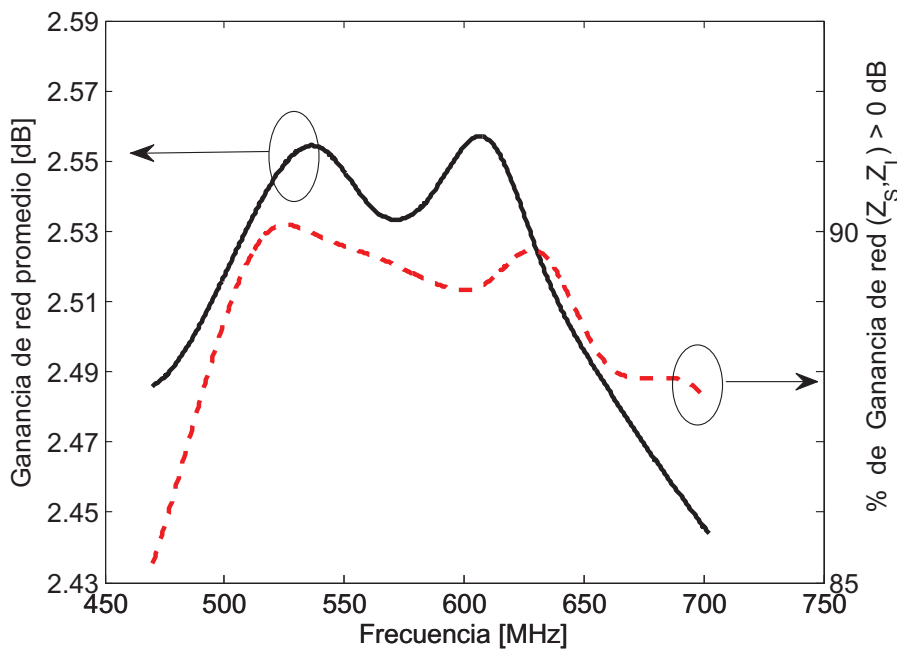


Figura 4.2: Ganancia de red promedio en función de la frecuencia, y porcentaje de pares de impedancia (Z_S, Z_L) que verifican una ganancia de red positiva.

4.4. Antena para DVB-H e integración en el receptor

Una parte importante del sistema a evaluar es la antena DVB-H. En la figura 4.3 se presenta el prototipo de antena diseñado y construido para tal propósito. Es una antena en tecnología biplaca tipo *bow-tie*, diseñada y optimizada utilizando IE3D Zeland y algoritmos genéticos. Una línea biplaca con un balun alimenta la antena de un tamaño aproximado 6×10 cm². El prototipo está construido sobre substrato de bajo coste FR4 ($\epsilon_r = 4.5$, $\tan \delta = 0.03$) [143].



Figura 4.3: Prototipo de la antena construida.

Como ya se comentó en la introducción, debido a la dificultad de realizar un diseño compacto y con buena adaptación en este ancho de banda, el estándar DVB-H define una máscara específica para la ganancia realizada (figura 4.1), que tiene en cuenta tanto la adaptación como la eficiencia de la antena. La ganancia realizada vendrá definida como

$$G_r = \eta D (1 - |\Gamma|^2) \quad (4.2)$$

donde D es la directividad de la antena, Γ el coeficiente de reflexión a la entrada de la antena, y η la eficiencia de la misma. Las medidas del prototipo se muestran en la figura 4.4. Ahí se observa como la adaptación de la antena no es muy buena si tenemos en cuenta el criterio típico de $S_{11} < -10$ dB, pero sin embargo se puede ver como se cumple con la máscara de ganancia realizada especificada en el estándar. La adaptación es peor en la banda baja de frecuencias y mejora en la superior, debido a las dimensiones de la antena. De hecho, en la parte superior de la banda hay casi 8 dB de margen con respecto a lo definido en el estándar.

El diagrama de bloques del sistema de recepción DVB-H incluyendo la red reconfigurable se puede ver en la figura. 4.5. La red de adaptación reconfigurable iría posicionada entre la antena y el amplificador de bajo ruido (LNA). En el diagrama se muestra el sistema en lazo cerrado, que incluiría una toma de muestras mediante un acoplador direccional de los valores de potencia en el canal de RF y la toma de decisiones de cara a la configuración de la red. No obstante, si no se tienen en cuenta las posibles variaciones en la impedancia de entrada de la antena y esta se considera invariable, la configuración

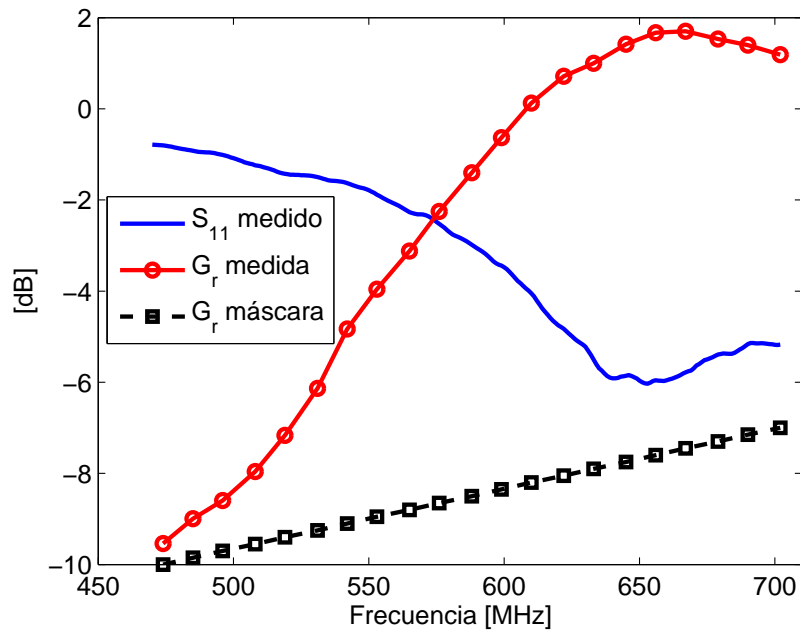


Figura 4.4: S_{11} y ganancia realizada medidos en la antena DVB-H.

de la red se podría hacer simplemente en base al canal de RF sintonizado, en base a la medida y caracterización previa del sistema completo. El algoritmo de control de la red iría encaminado hacia la maximización de la potencia en el canal de RF seleccionado.

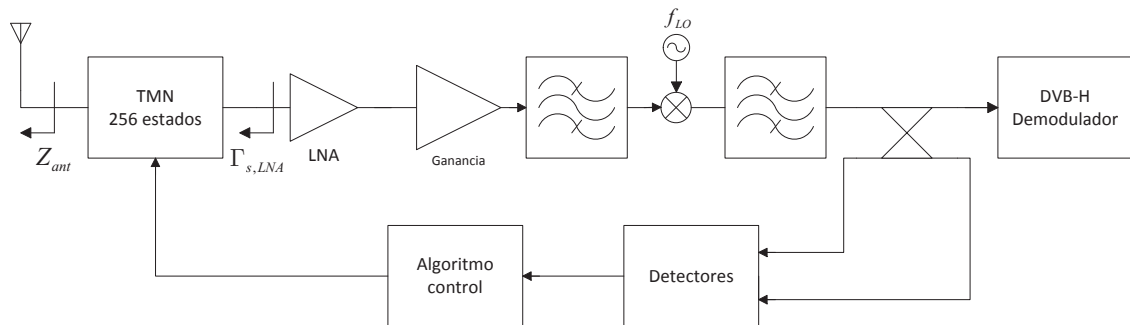


Figura 4.5: Diagrama de bloques del receptor DVB-H incluyendo la TMN.

4.5. Resultados de simulación

En una primera instancia, para simplificar el proceso consideraremos un sistema constituido por la antena y la red de adaptación reconfigurable. El resto de la cadena, encabezado por el LNA será substituido por su impedancia equivalente, típicamente 50Ω . Utilizaremos los parámetros de scattering tanto de la antena DVB-H como de la red reconfigurable basada en los MEMS switches. Para evaluar las prestaciones del nuevo

sistema presentaremos tres métricas: (1) la mejora en pérdidas de retorno, (2) la mejora en ganancia realizada y (3) el análisis en términos de ganancia de transducción.

4.5.1. Pérdidas de retorno

Ya se ha visto en la figura 4.4 las pérdidas de retorno asociadas a la antena en sí misma. La presencia de la red de adaptación reconfigurable sin embargo, va a resultar en una mejora de las pérdidas de retorno. Para evaluar esta previsible mejora se realiza un barrido en todo el ancho de banda con pasos de 1 MHz. Para cada frecuencia, calculamos para todos los estados de la red, y nos quedamos con aquél que minimiza las pérdidas de retorno vistas por el LNA, cuando el otro puerto de la red está cargado con la antena DVB-H, según se puede ver en el diagrama de bloques de la figura 4.5. Estos resultados se pueden ver en la figura 4.6, donde se ha superpuesto además las distintas pérdidas de retorno que se pueden obtener bajo las distintas configuraciones de la red. Se puede ver como no se puede conseguir una adaptación mejor de -10 dB en todo el ancho de banda, aunque sí a partir de los 520 MHz aproximadamente. En cualquier caso se mejora en todos los casos la adaptación obtenida por la antena en sí misma, aunque se sigue verificando que la banda frecuencial inferior es la que presenta mayor complicación desde el punto de vista de adaptación.

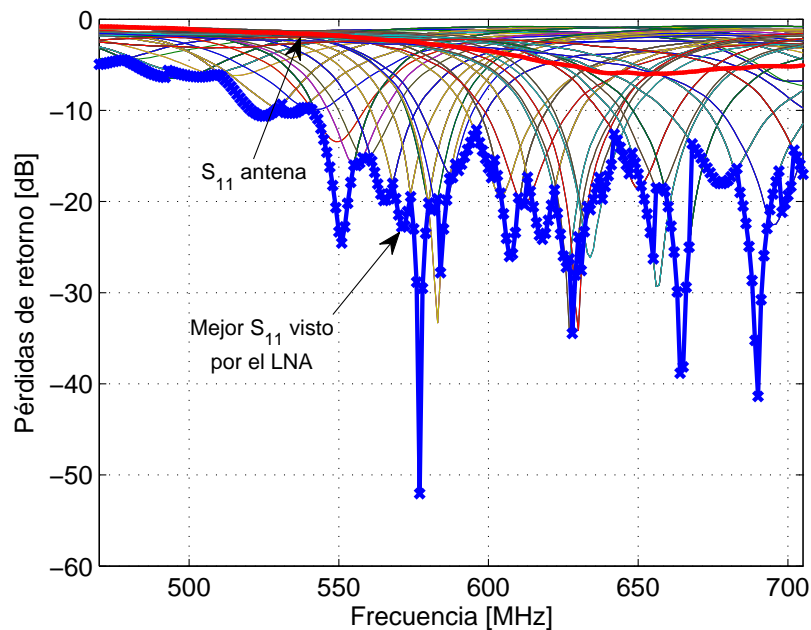


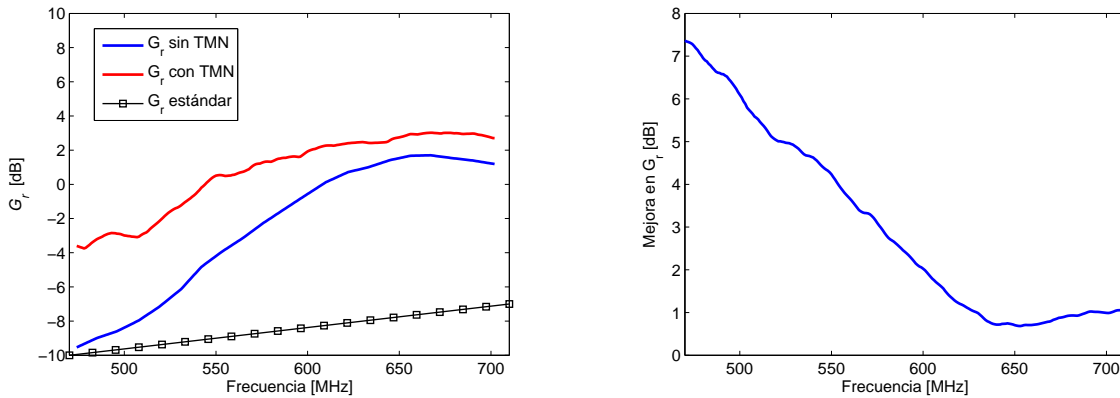
Figura 4.6: Comparación del S_{11} de la antena DVB-H y del mejor S_{11} que puede ver el LNA cuando la red de adaptación reconfigurable es usada.

4.5.2. Mejora en ganancia realizada

Como ya se ha mencionado, la ganancia realizada es una de las figuras de mérito clave de los sistemas DVB-H tal y como se encuentra definido en el estándar. Para evaluar el beneficio de introducir la red de adaptación reconfigurable en el sistema, podemos definir la mejora en ganancia realizada, de manera similar a como definíamos la ganancia de red, esto es, como el cociente entre la ganancia realizada cuando se incluye la red reconfigurable y cuando no, lo que se puede expresar en escala logarítmica como

$$\Delta G_r = 10 \log \left(\frac{1 - |\Gamma_w^{best}|^2}{1 - |\Gamma_{w/o}|^2} \right) \tag{4.3}$$

donde Γ_w^{best} es el mejor coeficiente de reflexión visto por el LNA con la red de adaptación y $\Gamma_{w/o}$ es el coeficiente de reflexión sin la red. Además, esta métrica del incremento en ganancia realizada es muy útil ya que se independiza de la directividad de la antena. En la figura 4.7 se muestra tanto la comparación de los valores de ganancia realizada antes y después de usar la red reconfigurable (figura 4.7(a)), como el incremento en ganancia realizada según lo expresado en la ecuación 4.3 (figura 4.7(b)).



(a) Ganancia realizada G_r con y sin red reconfigurable. (b) Mejora en la ganancia realizada, ΔG_r , en dB.

Figura 4.7: Ganancia realizada y mejora en la ganancia realizada.

Se observa como usando la red de adaptación reconfigurable se mejora la ganancia realizada en todo el ancho de banda de DVB-H, o dicho de otro modo, el uso de la red es beneficioso y útil en todo el ancho de banda. El efecto de mejora es mucho más evidente, no obstante, en las banda baja de frecuencias. Esto es muy interesante ya que se había visto como esa zona de la banda baja de frecuencias era la que más problemas presentaba desde el punto de vista de diseño de la antena y de adaptación, e incluso se ha visto como hasta en el caso de usar la red, no se conseguían valores de adaptación por debajo de

-10 dB. En esta zona se pueden observar como las mejoras ΔG_r van desde los más de 7 dB hasta los 3 dB en la zona de las frecuencias centrales.

Si bien es cierto que la antena ya por sí misma verificaba la máscara de ganancia realizada, con el uso de la red estamos mejorando la recepción de potencia en un factor muy importante, o visto también de otro modo, esta mejora en ganancia realizada podría ser invertida en relajar las condiciones de diseño de la antena, por ejemplo, reduciendo el tamaño de ésta, siempre que se mantenga y se verifiquen los valores de ganancia realizada.

4.5.3. Mejora en potencia entregada

Por último se va a presentar resultados en términos de mejora en potencia entregada al receptor. Para ello, vamos a evaluar la ganancia de transducción asumiendo un receptor con una impedancia de entrada de 50Ω en todo el ancho de banda. Compararemos las situaciones en las que se usa la red reconfigurable y en la que no. Esta medida es muy interesante ya que va a tener en cuenta tanto las pérdidas disipativas asociadas a la red reconfigurable como las pérdidas debidas a las posibles desadaptaciones.

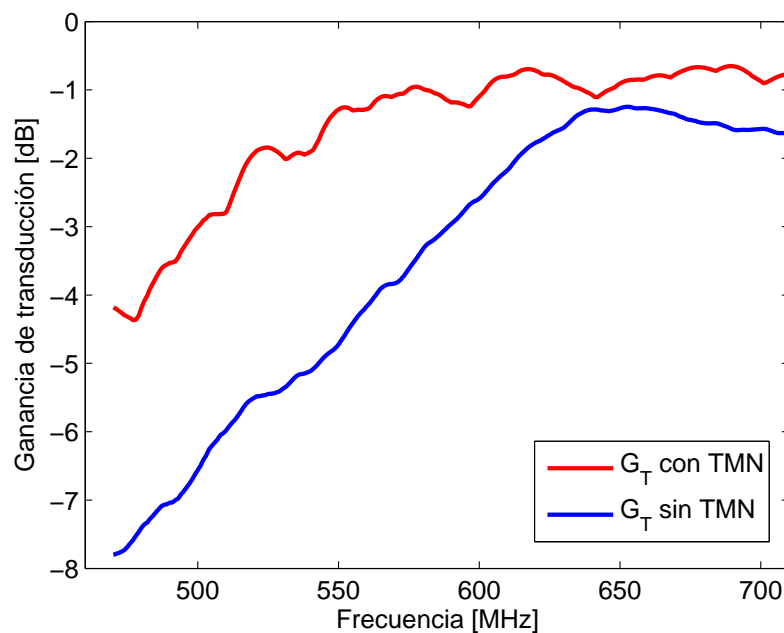


Figura 4.8: Ganancia de transducción en dB para el sistema cuando se usa red reconfigurable y cuando no.

En la figura 4.8 se puede observar la representación de la ganancia de transducción en ambas situaciones. Se puede ver como en todo el ancho de banda se mejoran los valores de ganancia de transducción. Esto se traduce en un incremento de la potencia entregada, que va desde los 4 dB en las zonas bajas del margen frecuencial hasta alrededor de 1 dB

en las zonas de frecuencias más altas. Es importante remarcar que en ninguna frecuencia de todo el ancho de banda el uso de la red es perjudicial, es decir, implica una pérdida de potencia entregada.

4.6. Discusión

Se ha observado como el uso de una red de adaptación reconfigurable puede resultar de gran ayuda en receptores DVB-H debido a la problemática de las antenas y la adaptación. En términos de pérdidas de retorno se ha visto como se pueden claramente mejorar y conseguir valores menores de -10 dB en casi todo el ancho de banda, excepto en la zona más baja de frecuencias. Sin embargo, es esta zona de bajas frecuencias la que experimenta una mayor mejora en términos de ganancia realizada (>5 dB hasta los 520 MHz), que es una de las figuras de mérito más importantes de las antenas DVB-H. Se han podido comprobar también mejoras en todos los casos tanto desde el punto de vista de la mencionada ganancia realizada como de la potencia entregada al receptor.

Todo ello contribuye a una mejora de la eficiencia general del sistema, parte de la cual también se podrá invertir en relajar las condiciones de diseño de la antena, o reducir su tamaño. Además la red que se ha utilizado en este trabajo es de propósito general en el citado ancho de banda y es muy presumible que pueda trabajar con otras antenas (diferentes topologías o tecnologías) en el margen frecuencial de DVB-H. Sin embargo, hasta ahora no se ha considerado los efectos del amplificador de bajo ruido, y en concreto cómo la red de adaptación reconfigurable puede influir en el sistema en términos de relación señal a ruido, parámetro también fundamental en los sistemas de recepción. Tampoco se ha tenido en cuenta el efecto de impedancia variable, típico en entornos móviles y que puede afectar también a estos sistemas receptores. Por esta razón, vamos a proceder a estudiar en primer lugar el efecto del LNA, así como el de variación de impedancia.

4.7. Amplificador de bajo ruido

Para estudiar el efecto desde el punto de vista de la relación señal a ruido en el receptor, proponemos el uso de un LNA comercial de Maxim (MAX2640), que funciona entre 300 y 1500 MHz, con una muy baja figura de ruido (menor de 1 dB) cuando se le presenta en la entrada la impedancia óptima desde el punto de vista de ruido, $\Gamma_{\text{opt,LNA}}$. Es bien conocida la teoría de los LNA, y cómo se puede calcular la figura de ruido del LNA a partir de la mínima figura de ruido del LNA, $F_{\text{mín}}$, y la impedancia presentada al LNA, $\Gamma_{s,\text{LNA}}$, mediante la siguiente expresión [107]

$$F_{\text{LNA}} = F_{\text{mín}} + \frac{4R_N}{Z_o} \frac{|\Gamma_{s,\text{LNA}} - \Gamma_{\text{opt,LNA}}|^2}{(1 - |\Gamma_{s,\text{LNA}}|^2) |1 + \Gamma_{\text{opt,LNA}}|^2} \quad (4.4)$$

donde R_N es la resistencia equivalente de ruido y Z_o es la impedancia de referencia. A modo de ejemplo, podemos representar la figura de ruido de este LNA para distintas impedancias presentadas al LNA, a una frecuencia dada de 470 MHz (figura 4.9). En ella, se puede observar como la figura de ruido mínima de aproximadamente 0.7 dB se obtiene para la impedancia óptima $Z_{\text{opt}} = 110 + 73j \Omega$, a 470 MHz.

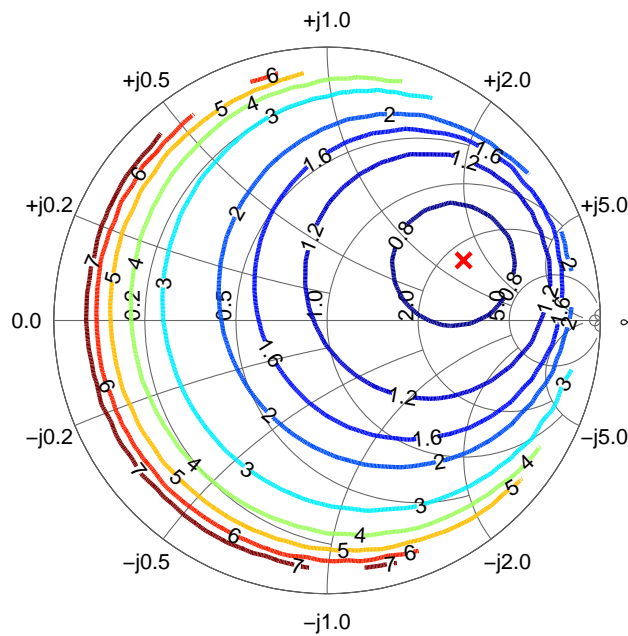


Figura 4.9: Contornos de figura de ruido para el LNA MAX2640 en dB a una frecuencia de 470 MHz.

Si retomamos el esquema de la figura 4.5, se puede ver como la presencia de la red de adaptación reconfigurable, ubicada entre la antena y el LNA, puede modificar la impedancia de fuente que el LNA vé, y por tanto la figura de ruido efectiva de éste. De este modo, considerando de nuevo el sistema constituido por la antena, la red y el LNA, podemos estudiar cómo se modifica la figura de ruido del LNA para los distintos estados de la red de adaptación reconfigurable, y según la frecuencia. Si consideramos sólo como criterio el minimizar la figura de ruido del LNA, podemos escoger el estado de la red en función de la frecuencia como se puede ver en la figura 4.10. Allí se observa como es posible encontrar valores muy próximos al mínimo, lo que quiere decir que con la red reconfigurable somos capaces de transformar la impedancia de entrada de la antena, en la fuente, a valores muy próximos a la impedancia de fuente óptima del LNA desde el punto de vista de ruido.

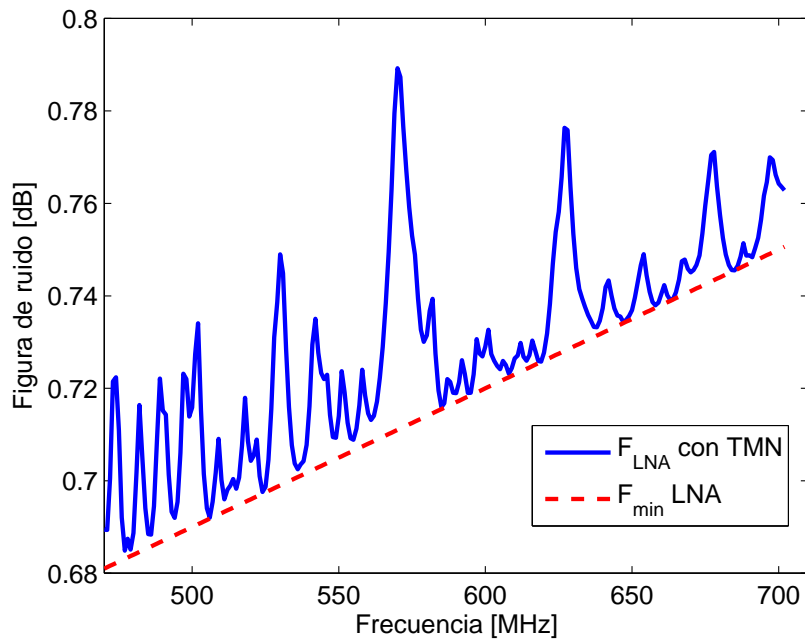


Figura 4.10: Mínima figura de ruido alcanzable mediante el uso de la red reconfigurable, y mínima figura de ruido del LNA.

Sin embargo, ocuparse únicamente de conseguir una impedancia de fuente para el LNA con el objetivo de minimizar el ruido, puede no ser suficiente para conseguir una buena figura de ruido global, y por tanto una potencia de ruido aceptable a la salida del LNA.

Por la conocida y clásica ley de Friis [107], es bien sabido que la presencia de la red reconfigurable justo después de la antena contribuirá de una manera importante a la figura de ruido global del receptor. De este modo, la figura de ruido de la red, que dependerá del estado de ésta y de las pérdidas asociadas a cada uno de ellos, tendrá un impacto definitivo en el sistema global. Puede ser que haya estados que contribuyan a presentar una impedancia óptima para el LNA en términos de ruido, pero cuyas pérdidas asociadas sean mayores que en otros estados y que por tanto la figura de ruido global sea peor. A su vez, estados de la red que minimicen la potencia de ruido pueden conducir a una pobre adaptación en la antena, reduciendo por tanto la potencia de señal útil a la salida del receptor. Por esa razón, la mejor solución para afrontar este compromiso será utilizar la relación señal a ruido (SNR) a la salida del LNA como la métrica a maximizar.

4.8. Análisis teórico de la SNR en presencia de la red reconfigurable

El objetivo del uso de la red va a ser la maximización de la SNR. Por lo tanto, es necesario calcular la expresión teórica de la SNR a la salida del receptor, teniendo en cuenta la red reconfigurable y las desadaptaciones entre los distintos bloques, para posteriormente evaluar las prestaciones y posibles mejoras que ésta introduzca. Antes de proceder con el cálculo de la expresión de la SNR, vamos a introducir algo de nomenclatura:

M_1 Desadaptación entre la antena y la TMN.

M_2 Desadaptación entre TMN y el LNA.

Z_{ant} Impedancia de entrada de la antena, $Z_{ant} = R_{ant} + jX_{ant}$.

Γ_{ant} Coeficiente de reflexión a la entrada de la antena.

$\Gamma_{in, TMN}$ Coeficiente de reflexión a la entrada de la TMN.

$Z_{in, TMN}$ Impedancia de entrada de la TMN.

$\Gamma_{s, LNA}$ Coeficiente de reflexión visto por el LNA, o equivalentemente coeficiente de reflexión de salida de la TMN.

$Z_{s, LNA}$ Impedancia de fuente presentada al LNA.

$Z_{in, LNA}$ Impedancia de entrada del LNA.

F_{LNA} Factor de ruido del LNA.

$\Gamma_{opt, LNA}$ Coeficiente de reflexión óptimo del LNA para mínimo ruido.

R_N Resistencia equivalente de ruido.

$G_{p, TMN}$ Ganancia en potencia de la TMN.

$G_{p, LNA}$ Ganancia en potencia del LNA.

K Constante de Boltzman ($1.38 \cdot 10^{-23}$ J/K).

B Ancho de banda.

T_a Temperatura de antena.

T_o Temperatura de referencia.

S_{in} Potencia de señal a la entrada.

S_{out} Potencia de señal a la salida.

N_{out} Potencia de ruido a la salida.

Para obtener la relación señal a ruido en esta situación, la presencia de la red reconfigurable añade complejidad a la expresión, puesto que el análisis clásico de ruido supone adaptación perfecta entre los diferentes bloques del sistema. Por tanto, ha de llevarse a cabo un análisis más cuidadoso que contemple las desadaptaciones entre los distintos bloques [22].

Sean M_1 y M_2 los coeficientes de desadaptación entre la antena y la TMN y entre la TMN y el LNA respectivamente. Estos coeficientes de desadaptación se pueden escribir como

$$M_1 = \frac{4R_{in, TMN}R_{ant}}{|Z_{in, TMN} + Z_{ant}|^2} = \frac{(1 - |\Gamma_{in, TMN}|^2)(1 - |\Gamma_{ant}|^2)}{|1 - \Gamma_{in, TMN}\Gamma_{ant}|^2} \quad (4.5)$$

$$M_2 = \frac{4R_{in, LNA}R_{s, LNA}}{|Z_{in, LNA} + Z_{s, LNA}|^2} = \frac{(1 - |\Gamma_{in, LNA}|^2)(1 - |\Gamma_{s, LNA}|^2)}{|1 - \Gamma_{in, LNA}\Gamma_{s, LNA}|^2} \quad (4.6)$$

Estas expresiones se pueden escribir de una forma más familiar por medio de la definición del coeficiente de reflexión generalizado, de modo que

$$M_1 = 1 - |\Gamma_1|^2 \quad (4.7)$$

$$\Gamma_1 = \frac{Z_{in, TMN} - Z_{ant}^*}{Z_{in, TMN} + Z_{ant}} \quad (4.8)$$

donde Z_{ant}^* indica el complejo conjugado de la impedancia Z_{ant} . Para el coeficiente de reflexión M_2 , se puede escribir de manera equivalente

$$M_2 = 1 - |\Gamma_2|^2 \quad (4.9)$$

$$\Gamma_2 = \frac{Z_{in, LNA} - Z_{s, LNA}^*}{Z_{in, LNA} + Z_{s, LNA}} \quad (4.10)$$

La expresión para la figura de ruido en función de la impedancia presentada por la fuente al LNA ya se vio en la ecuación 4.4, y la ganancia en potencia de la red reconfigurable se definirá como el cociente entre la potencia entregada al LNA, P_{LNA} , y la potencia de entrada en la red, $P_{in, TMN}$

$$G_{p, TMN} = \frac{P_{LNA}}{P_{in, TMN}}. \quad (4.11)$$

De una manera equivalente, definiremos la ganancia en potencia del LNA como la potencia entregada a la carga conectada al LNA, que supondremos un receptor con resistencia de entrada 50Ω y la potencia disponible a la entrada del LNA, y que definiremos como $G_{p,LNA}$.

Bajo estas condiciones la potencia de señal a la salida del LNA se puede deducir de manera sencilla como

$$S_{out} = S_{in} M_1 G_{p, TMN} G_{p, LNA} \quad (4.12)$$

donde la potencia de señal de entrada, S_{in} , será dependiente del campo incidente, la frecuencia, ganancia de la antena y otros parámetros, si bien en este punto lo consideraremos como un parámetro constante. Por su parte, la contribución a la potencia de ruido puede ser expresada mediante

$$N_{out} = KB G_{p, LNA} \left[\underbrace{T_a M_1 G_{p, TMN}}_{\text{contribucion antena}} + \underbrace{T_o (1 - G_{p, TMN}) M_1}_{\text{contribucion TMN}} + \underbrace{T_o (F_{LNA} - 1) M_2}_{\text{contribucion LNA}} \right] \quad (4.13)$$

expresión en la que para mayor visibilidad se han indicado las contribuciones asociadas a la antena, a la red reconfigurable y al propio LNA. Una vez derivada esta expresión, es simple obtener la relación señal a ruido como

$$\left(\frac{S}{N} \right) = \alpha \frac{M_1 G_{p, TMN}}{[T_a M_1 G_{p, TMN} + T_o (1 - G_{p, TMN}) M_1 + T_o (F_{LNA} - 1) M_2]} \quad (4.14)$$

donde α es una constante definida por

$$\alpha = \frac{S_{in}}{KB}. \quad (4.15)$$

4.9. Resultados

Para evaluar el sistema propuesto, se utilizarán las matrices de scattering medidas para la antena, así como los modelos para la red reconfigurable y el LNA.

Para computar la relación señal a ruido del receptor a lo largo de todo el ancho de banda, se empleará la ecuación 4.14, escogiendo de entre los 256 posibles estados la secuencia que maximice la SNR. Para establecer una comparación se propone evaluar otro sistema consistente del mismo receptor con una red de adaptación fija entre la antena y el LNA. De este modo, es posible también evaluar la SNR usando la misma expresión, simplemente substituyendo la ganancia en potencia $G_{p, TMN}$ por la ganancia en potencia de la red fija. Esta red se realizará utilizando elementos concentrados (condensadores e

inductancias), para obtener las mejores prestaciones en el ancho de banda definido. Por otro lado, se fijará una temperatura de antena de referencia de $10^{1.5}$ y el parámetro α se fijará para obtener una SNR media de 15 dB.

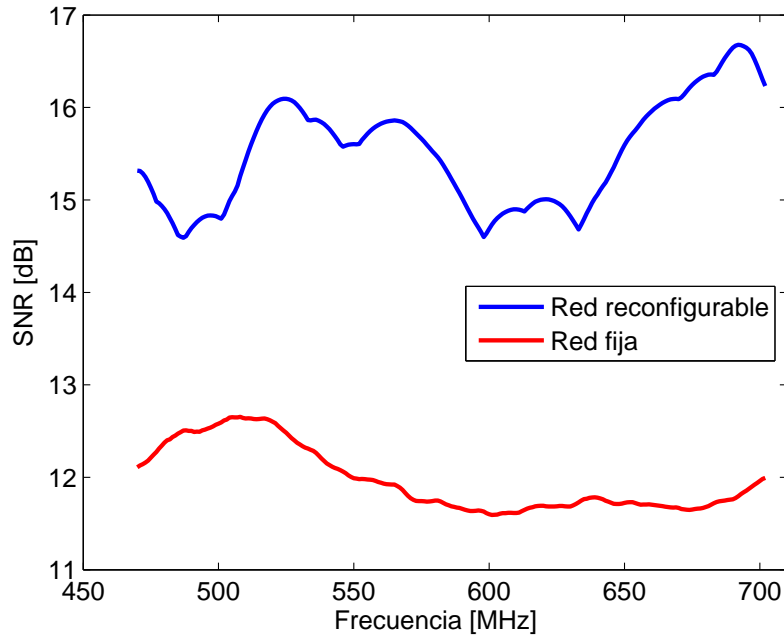
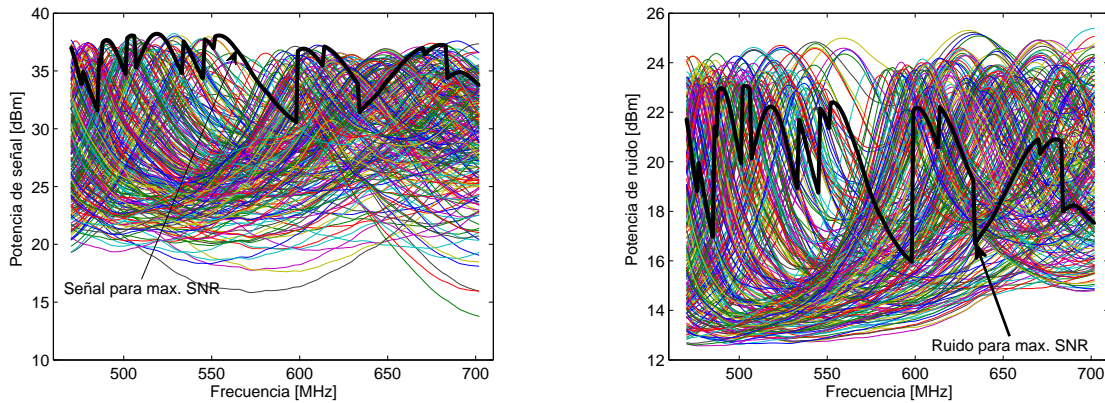


Figura 4.11: Máxima SNR cuando se usa la red reconfigurable, comparada con la situación de usar una red fija.

La figura 4.11 muestra la representación de la SNR para ambas situaciones. Se puede observar como usando la red de adaptación reconfigurable se pueden obtener valores de SNR más elevados en todo el ancho de banda. Esta mejora en SNR es mayor de 2 dB para todo el ancho de banda, y superior a 3 dB para gran parte de ellas.

Resulta también muy interesante ver como el proceso de maximización de la SNR afecta a las componentes de señal y ruido de manera separada. En las figuras 4.12(a) y 4.12(b) se pueden ver todas las posibles trazas (para los 256 estados) de la potencia de señal y ruido en el receptor, indicando qué combinación de valores de señal y ruido son los que maximizan la SNR. Aunque ambas gráficas están de algún modo correladas, se puede observar como en general la maximización de la potencia de señal prevalece sobre la minimización de ruido para gran parte de frecuencias. La secuencia indicada es la que maximiza la SNR, pero se podría buscar otra subsecuencia (con otros estados de la red reconfigurable) que tenga una SNR más plana en todo el ancho de banda.

La maximización de la SNR es un parámetro muy importante para la calidad en el receptor ya que minimiza la BER (tasa de error de bit). Sin embargo, habrá que verificar que esta maximización de la SNR no lleve a empeorar las condiciones de desadaptación



(a) Potencia de señal calculada como $10 \log(\alpha M_1 G_{p, TMN})$

(b) Potencia de ruido calculada como $10 \log(N_{out}/KBG_{p, LNA})$

Figura 4.12: Todas las posibles trazas calculadas para los 256 estados de la TMN. La traza de correspondiente a la máxima SNR está remarcada en negro.

de la antena. Para ello, evaluaremos de nuevo la ganancia realizada, utilizando la expresión 4.2. De nuevo se puede ver en la figura 4.13 como la ganancia realizada está por encima de la marcada por el estándar, e incluso por encima de la de la antena aislada. Comparándola con la situación en la que únicamente se tenía en cuenta este parámetro, se puede observar como ésta se ha reducido. Todo ese margen de mejora perdida se ha invertido en la maximización de la SNR.

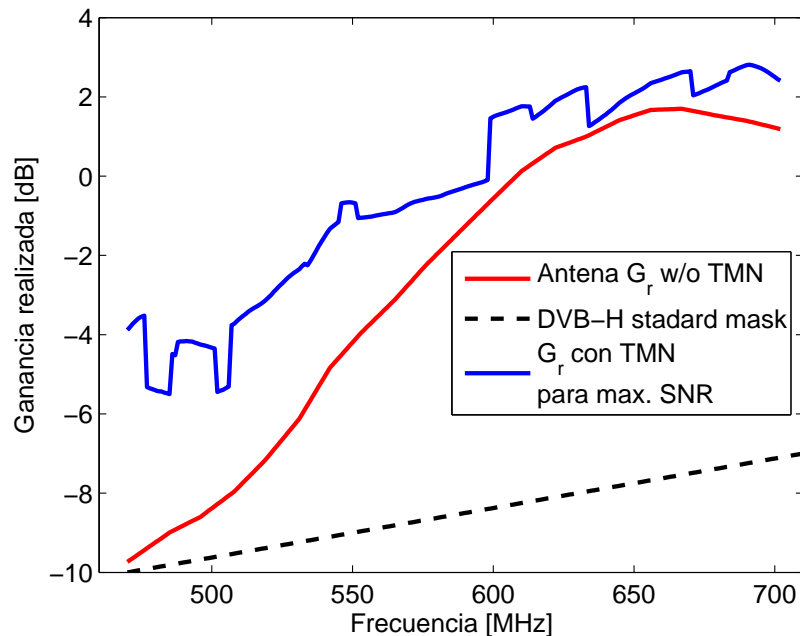


Figura 4.13: Ganancia realizada usando red reconfigurable y usando una red fija.

4.9.1. Variación en la impedancia de entrada de la antena

Uno de los aspectos más interesantes de las redes de adaptación reconfigurables es su capacidad para ajustarse y seguir las posibles variaciones en la impedancia de entrada de antena. Esta capacidad se puede explotar también en esta situación y puede ayudar para mantener o mejorar la SNR bajo condiciones de variabilidad. La variabilidad de la impedancia de antena, debido a los cambios en un entorno DVB-H, se ha estudiado recientemente [144]. Para estudiar dicho efecto en este trabajo de investigación, se ha capturado otra traza de la impedancia de entrada de antena, midiendo el S_{11} con un analizador vectorial bajo la condición de proximidad de la mano con la antena. La traza medida, junto con la impedancia de la antena aislada, se pueden ver en la figura 4.14.

Bajo estas nuevas condiciones se puede calcular de nuevo la relación señal a ruido a la salida del receptor, utilizando la nueva información de la impedancia de entrada de la antena. La figura 4.15 muestra estos resultados para la nueva situación, comparando de nuevo con la red fija. De nuevo se observa la misma tendencia que en la situación anterior, con una mejora en todo el ancho de banda, que es superior a 2 y 3 dB en la mayor parte del ancho de banda. Es esperable que variaciones en la impedancia lleven a mayores desadaptaciones entre la antena y el receptor que con la antena aislada, lo que generará también mayores diferencias entre la red reconfigurable y la red fija, debido fundamentalmente a la capacidad adaptativa de la red de adaptación reconfigurable.

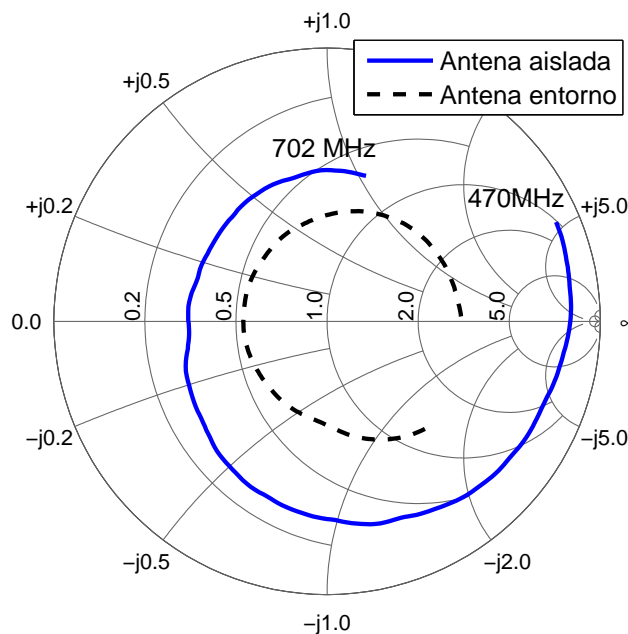


Figura 4.14: Ejemplo de variación de impedancia de entrada de antena. Se presenta también la impedancia de entrada de la antena aislada.

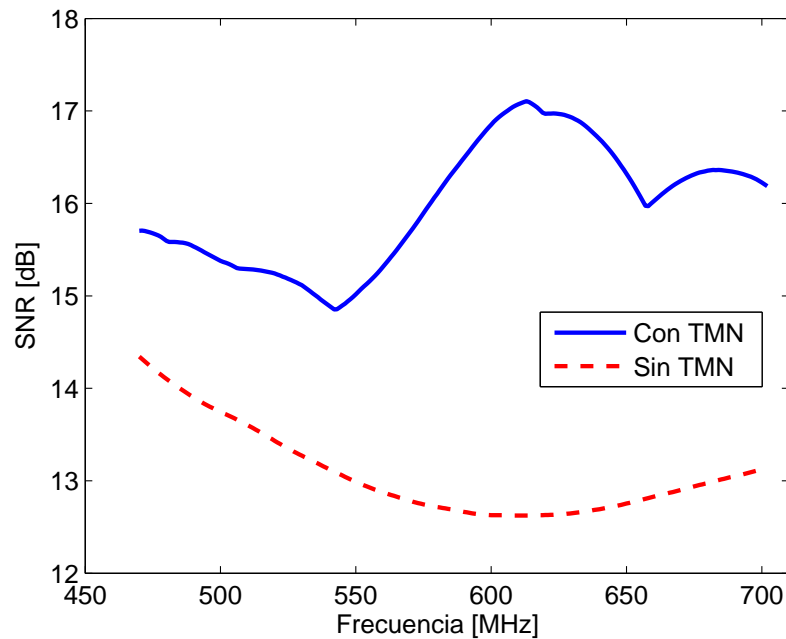


Figura 4.15: Máxima SNR usando la red reconfigurable y una red fija, bajo la condición de impedancia variable.

4.10. Conclusiones

En este capítulo se ha explorado el uso de las redes de adaptación reconfigurables en sistemas de recepción DVB-H.

Se ha comenzado analizando la problemática y cómo podrían ser de utilidad las redes reconfigurables. Posteriormente se ha presentado la red que se va a usar en el trabajo, realizando una caracterización detallada de la misma, empleando diferentes métricas teniendo en cuenta tanto la impedancia de fuente como la de carga. Una vez caracterizada la red se ha analizado el efecto en un sistema DVB-H y las mejoras que puede aportar en términos de adaptación, ganancia realizada y potencia entregada al receptor, viendo cómo es posible conseguir importantes mejoras, especialmente en la zona baja de frecuencias donde la antena está más desadaptada.

Sin embargo, en este estudio inicial no se ha tenido en cuenta la influencia del LNA y el efecto de la red en la relación señal a ruido. Por ello se ha obtenido una expresión teórica para la SNR a la salida del receptor. De este modo se puede establecer como criterio de configuración de la red la maximización de la SNR. Se ha observado cómo se puede mejorar los valores de SNR para todo el ancho de banda, manteniendo unos valores de ganancia realizada por encima de lo establecido por el estándar y mejorando los valores de la antena aislada. Así mismo, también se ha comprobado como el posible efecto de variabilidad de la impedancia de entrada de la antena, que puede influir negativamente

en el sistema, puede ser corregido utilizando la red reconfigurable.

Capítulo 5

Aplicaciones de las redes de adaptación reconfigurables en transmisores

5.1. Introducción

En este capítulo se van a estudiar diversas aplicaciones de redes reconfigurables enfocadas a sistemas de transmisión en entornos móviles e inalámbricos.

Se comenzará estudiando la aplicación a la mejora de la eficiencia en arquitecturas *outphasing*, explorando distintas posibilidades para la mejora de eficiencia bajo condiciones de carga variable y/o señales moduladas complejas con altos valores de PAPR.

Posteriormente, se estudiará un sistema de modulación dinámica de carga y el efecto que sobre éste tiene la desadaptación de antena. También se analizará el efecto de las desadaptaciones en las aplicaciones de predistorsión digital (DPD) y cómo el uso de redes de adaptación reconfigurables puede contribuir a reducir la sensibilidad de ésta ante la variación de la impedancia de carga.

5.2. Arquitecturas *outphasing* para la mejora de la eficiencia

Los arquitecturas tipo *outphasing*, también referidas como LINC (Linear Amplification using Non-linear Components), son bien conocidas para el diseño de amplificadores de potencia capaces de mantener elevadas eficiencias para señales moduladas con un elevado valor de PAPR, así como unos valores de distorsión no-lineal reducidos [8]. Inicialmente introducida por Chireix en 1935 [145] para mejorar tanto la eficiencia como la linealidad en transmisores AM de radiodifusión, esta técnica ha experimentado un creciente interés en los últimos años, debido en parte al auge de los procesadores digitales

tales como DSPs y FPGAs, que ayudan a una implementación relativamente sencilla de estas arquitecturas de amplificación.

5.2.1. Fundamentos de las arquitecturas *outphasing*

El principio fundamental de las arquitecturas LINC consiste en la descomposición de la señal original $s(t)$, habitualmente modulada en fase y amplitud, en dos señales $s_1(t)$ y $s_2(t)$ de envolvente constante, mediante las siguientes ecuaciones [8]:

$$s(t) = r(t) \cdot e^{j\phi(t)} = s_1(t) + s_2(t) \quad (5.1)$$

$$r(t) = r_{\max} \cdot \cos(\theta(t)) \quad (5.2)$$

$$s_1(t) = \frac{r_{\max}}{2} \cdot e^{j(\phi(t)+\theta(t))} \quad (5.3)$$

$$s_2(t) = \frac{r_{\max}}{2} \cdot e^{j(\phi(t)-\theta(t))} \quad (5.4)$$

donde r_{\max} es el valor máximo de la envolvente $r(t)$ y $\phi(t)$ es la fase de la señal banda base. Adicionalmente, $\theta(t)$ es la fase adicional con respecto a la fase de la señal modulada, que viene dada por

$$\phi(t) = \arccos\left(\frac{r(t)}{r_{\max}}\right). \quad (5.5)$$

De manera alternativa, las señales $s_1(t)$ y $s_2(t)$ se pueden calcular mediante estas otras ecuaciones

$$s_1(t) = \frac{1}{2}s(t) [1 + j \cdot e(t)] \quad (5.6)$$

$$s_2(t) = \frac{1}{2}s(t) [1 - j \cdot e(t)] \quad (5.7)$$

donde $e(t)$ viene dada por

$$e(t) = \sqrt{\frac{r_{\max}^2}{r^2(t)} - 1}. \quad (5.8)$$

La idea que subyace bajo este método de amplificación, es que dado que ambas señales descompuestas, $s_1(t)$ y $s_2(t)$, son de envolvente constante, pueden ser eficientemente amplificadas. Finalmente, las dos señales amplificadas son combinadas a la salida de los PAs para reproducir la señal original. De este modo, los PAs pueden ser operados en saturación obteniendo máxima eficiencia en potencia y las señales amplificadas pueden ser

combinadas de manera precisa, lo que llevaría, en principio, a una linealidad perfecta. La figura 5.1 ilustra los principales bloques de un transmisor LINC, mientras que la figura 5.2 muestra una representación vectorial de la separación de componentes.

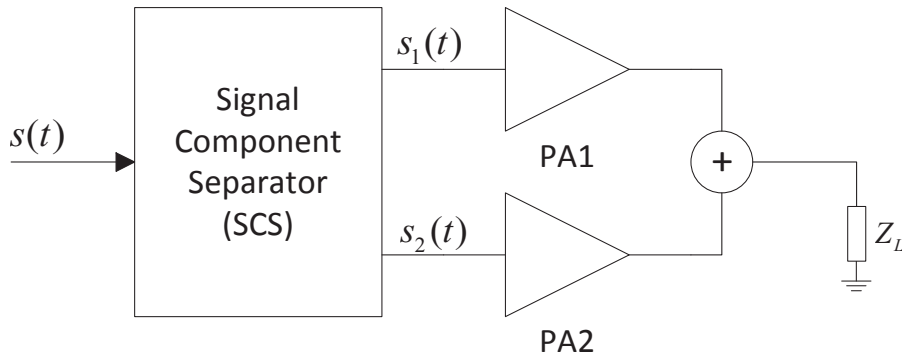


Figura 5.1: Diagrama de bloques simplificado del transmisor LINC.

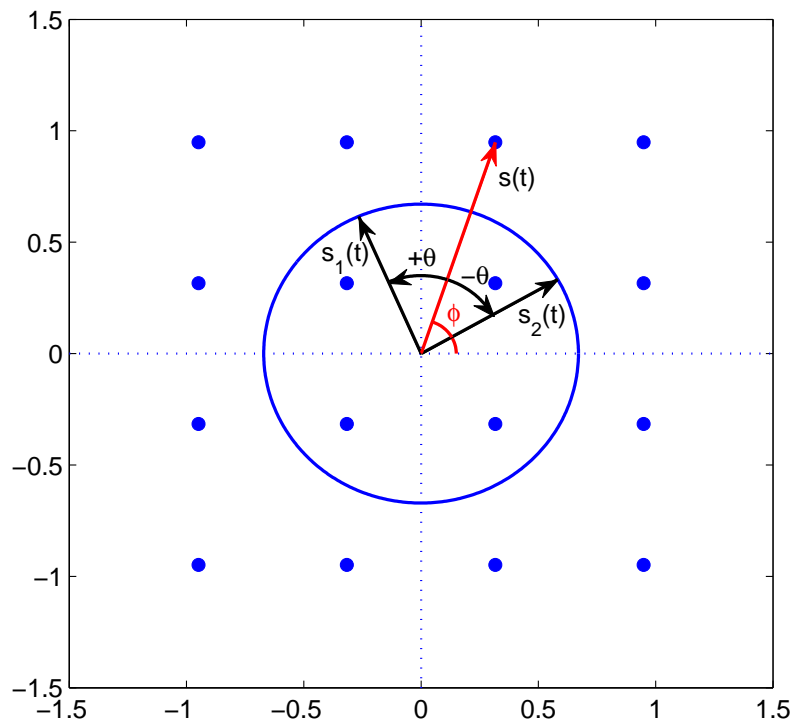


Figura 5.2: Ilustración del principio de funcionamiento del LINC. Utilizando una modulación compleja 16-QAM, se puede ver como cada símbolo complejo $s(t)$ se puede descomponer en dos señales de envolvente constante $s_1(t)$ y $s_2(t)$, cuya suma vectorial nos devuelve el símbolo original.

Los componentes fundamentales del transmisor LINC son el separador de componentes (SCS), los PAs y el combinador. Dado que la arquitectura LINC es muy sensible a

desequilibrios en fase y ganancia entre las dos ramas [146], la precisión al llevar a cabo la separación de componentes es crítica. Aunque se han propuesto algunas técnicas analógicas de separación [147], las implementaciones digitales son las que ofrecen mayor flexibilidad y precisión, así como la posibilidad de implementar diversos algoritmos de corrección [148] para compensar los desequilibrios residuales debidos fundamentalmente a la parte analógica (mezcladores, diferencias entre los PAs. . .).

Los componentes que van a influir de manera decisiva en la eficiencia son los PAs y el combinador. Los PAs se deben diseñar para obtener la mayor eficiencia posible operando en saturación. Aunque clásicamente (y aún actualmente) se vienen utilizando diseños en clase-B [149–151], clase-C o clase-D [152], recientemente se ha demostrado también la viabilidad de emplear amplificadores clase-E con combinadores no aislados [153], así como en clase-F [154].

Sin embargo, el uso de dos PAs operando con señales de envolvente constante de manera eficiente no garantiza por sí mismo que la eficiencia del transmisor LINC vaya a ser elevada. El combinador utilizado a la salida de los PAs, así como la PDF de la envolvente de la señal original determinarán en última instancia el comportamiento del transmisor. La elección del combinador también influirá en la linealidad del transmisor. En este contexto, las estructuras combinadoras se pueden dividir en dos grandes grupos: (1) combinadores aislados y adaptados (también llamados combinadores resistivos o híbridos) y (2) combinadores no aislados y no adaptados (también referidos como *outphasing* o Chireix).

5.2.2. Influencia del combinador en la eficiencia

5.2.2.1. Combinadores aislados

Los combinadores aislados son aquellos que tienen adaptados sus tres puertos, con buen aislamiento entre los dos caminos de entrada, aunque a costa de presentar pérdidas. Entre este tipo de combinadores se encuentran los tipo Wilkinson y los híbridos.

Dado a que existe un buen aislamiento entre los puertos de entrada, los PAs ven siempre una impedancia constante, lo que conduce a unas buenas características de linealidad en la salida. El aspecto negativo de este tipo de combinadores es que la eficiencia tiende a degradarse rápidamente conforme aumenta el PAPR de la señal de entrada [155]. Esto es debido a que las componentes que no están en fase van a ser disipadas en la resistencia de aislamiento en el caso del Wilkinson o en el puerto aislado en el caso de un híbrido. Este efecto se puede ver de manera muy sencilla si calculamos la eficiencia en un combinador aislado ideal como el cociente entre la potencia disponible a la salida del combinador P_o y la suma de las potencias de entrada P_1 y P_2

$$\eta_c = \frac{P_o}{P_1 + P_2} = \frac{\left| \frac{j}{\sqrt{2}} s(t) \cdot G \right|^2}{|G \cdot s_1(t)|^2 + |G \cdot s_2(t)|^2} = \frac{1}{2} \frac{|s(t)|^2}{|s_1(t)|^2 + |s_2(t)|^2} = \cos^2(\theta(t)). \quad (5.9)$$

El parámetro G se correspondería con la ganancia lineal de cada PA. Si se conoce la PDF de la señal de forma analítica, denotada como $p(\theta)$, la eficiencia promedio del transmisor LINC se puede calcular como

$$\eta_{\text{Avg}} = \eta_{\text{PA}} \int_0^{\pi/2} p(\theta) \cos^2(\theta) d\theta \quad (5.10)$$

siendo η_{PA} la eficiencia de cada amplificador. En el caso de una modulación digitales complejas de las que no se dispone información analítica de la PDF, se puede calcular la eficiencia como una suma discreta a partir de N muestras como

$$\eta_{\text{Avg}} = \eta_{\text{PA}} \sum_{i=1}^N p(\theta_i) \cos^2(\theta_i). \quad (5.11)$$

Para verificar el dramático efecto que la PDF de la señal tiene en la eficiencia del combinador, se ha realizado una simulación para una señal OFDM WiMAX de 5 MHz de ancho de banda y PAPR de 9.5 dB. En la figura 5.3 se puede observar la PDF $p(\theta)$ normalizada de dicha señal junto con la eficiencia del combinador resistivo dada por la ecuación 5.9. La eficiencia promedio resultante en esta situación es de un 11%. Como vemos, los valores del ángulo de desfase θ más probables son los que están más próximos a $\pi/2$, valores en los que el combinador va a disipar la mayor parte de la potencia en la resistencia o el puerto aislado, lo que lleva a un pobre valor de eficiencia, mientras que valores pequeños de θ , que se corresponden con picos de señal ven una eficiencia del combinador elevada, pero son muy poco probables.

Para incrementar la eficiencia promedio existirán dos alternativas: (1) mover la PDF de la señal hacia valores más pequeños de θ , lo que se correspondería con una reducción del PAPR de la señal y (2) mover la curva de la eficiencia del combinador hacia valores más elevados de θ . Para ver la influencia del PAPR de la señal en la eficiencia promedio se presenta la tabla 5.1, extraída de [8].

5.2.2.2. Combinadores sin pérdidas: el combinador Chireix

El otro gran grupo de combinadores a usar en transmisores LINC son los combinadores sin pérdidas y no-aislados. Dentro de este grupo estaría, por ejemplo, combinadores tipo Wilkinson pero sin resistencia de aislamiento, o el combinador Chireix [145].

Estos combinadores se caracterizan fundamentalmente por la ausencia de pérdidas, ya que se suelen construir con líneas de transmisión y/o elementos reactivos, pero no

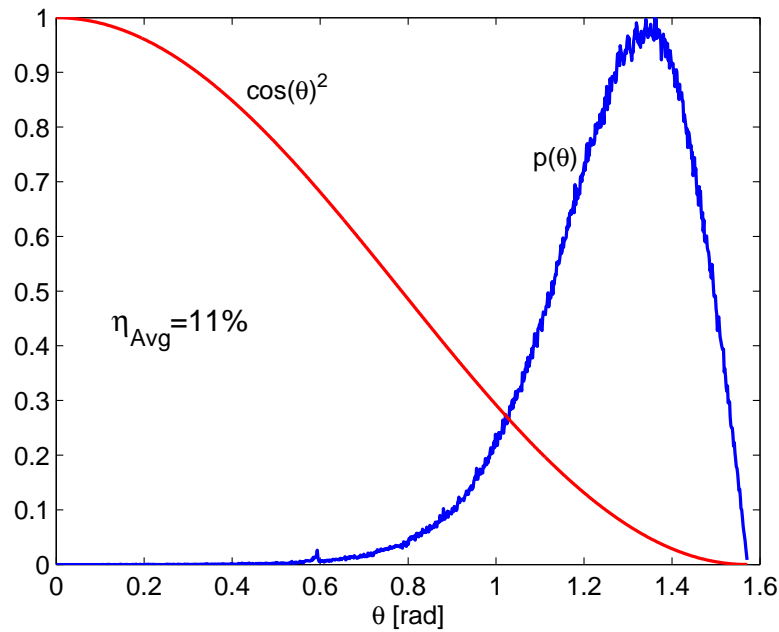


Figura 5.3: PDF normalizada para una señal WiMAX de 5 MHz en función del ángulo de descomposición θ junto con la eficiencia de un combinador resistivo η_c . La eficiencia promedio resultante η_{Avg} es de un 11 %.

Tabla 5.1: Eficiencia promedio con un combinador aislado y adaptado, para diferentes tipos de señales moduladas [8].

Modulación	QPSK	16-QAM	64-QAM	OFDM/16-QAM
PAPR [dB]	3.75	6.43	6.82	11.75
η_{Avg}	45 %	25 %	24 %	8.4 %

elementos resistivos, y también por la falta de aislamiento, por lo que existe un efecto de load-pull entre ambas ramas del combinador y como consecuencia ambos PAs verán impedancias variables con el tiempo. La ausencia de pérdidas en el combinador y este efecto de las impedancia dinámica llevan a un incremento substancial de la eficiencia en comparación con los combinadores resistivos descritos anteriormente, a costa de una degradación de la linealidad.

Dentro de este grupo, el combinador más extendido es el llamado Chireix. Introducido en 1935 por H. Chireix, este combinador consiste esencialmente en dos tramos de línea de transmisión $\lambda/4$, una unión en T, y dos reactancias a tierra, una en cada rama del combinador y con valores idénticos pero una con carácter capacitivo y la otra inductivo (figura 5.4). La función de esas reactancias es cancelar la parte reactiva de la impedancia que se va a presentar a cada uno de los PAs, y de este modo mejorar la eficiencia. Sin

embargo, hay que tener en cuenta que dicha cancelación, sólo será efectiva para un valor concreto de θ , como veremos más adelante.

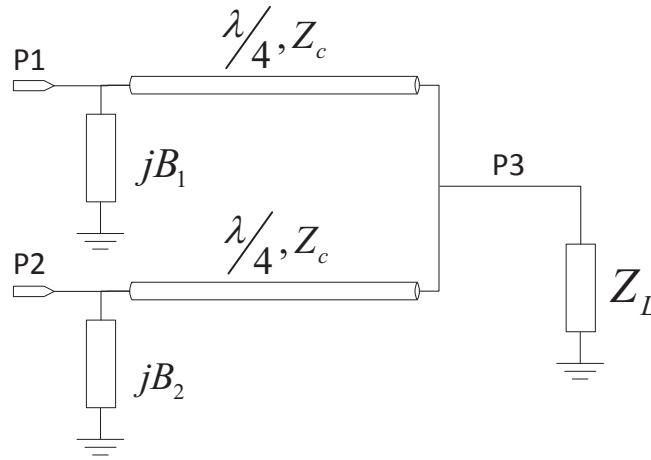


Figura 5.4: Combinador Chireix. En el Chireix clásico las susceptancias B_1 y B_2 verifican $B_1 = -B_2$.

Para calcular la eficiencia asociada con el combinador Chireix podemos proceder de varias maneras. En la literatura se puede encontrar la expresión para las impedancias que son presentadas a cada uno de los PAs, y que asumiendo que éstos se comportan como fuentes ideales (la tensión de salida no depende de la corriente de salida), lo que se traduce en asumir una impedancia interna del amplificador nula, vienen dadas por [155]

$$Z_{s1}(\beta, \theta) = \frac{1}{\frac{y^2}{Z_L} \cdot (2 \cos^2(\theta) + j[\beta - \sin(2\theta)])} \quad (5.12)$$

$$y = \frac{Z_L}{Z_c} \quad (5.13)$$

$$\beta = \frac{BZ_L}{y^2}. \quad (5.14)$$

Estas expresiones se aplican al puerto P1 del combinador, considerando el Chireix con una impedancia característica Z_c , una susceptancia positiva de valor B y que está alimentado con una señal de fase $+\theta$. Para la otra rama del PA, asumiendo que estará alimentado por una fase $-\theta$ y una susceptancia de $-B$, la impedancia presentada sería

$$Z_{s2}(-\beta, -\theta) = \frac{1}{\frac{y^2}{Z_L} \cdot (2 \cos^2(\theta) + j[-\beta + \sin(2\theta)])} \quad (5.15)$$

Bajo estas condiciones la eficiencia del combinador se puede calcular como [149]

$$\eta_c = \frac{\text{real}(Z_{s1})}{\text{mag}(Z_{s1})}. \quad (5.16)$$

La eficiencia promedio se puede calcular con las mismas expresiones 5.10 ó 5.11.

Otra manera más intuitiva de calcular la eficiencia del combinador Chireix se puede realizar haciendo un análisis lineal de redes de microondas. En primer lugar definiremos la eficiencia del combinador como

$$\eta_c = \frac{P_L}{P_1 + P_2} \quad (5.17)$$

donde P_L es la potencia entregada a la carga y P_1 y P_2 son las potencias disponibles en los generadores de RF, con impedancias Z_{s1} y Z_{s2} , que modelan los dos PAs.

Siguiendo el formalismo clásico, la potencia entregada a la carga se puede calcular como

$$P_L = \frac{1}{2Z_o} |b_3|^2 (1 - |\Gamma_L|^2) \quad (5.18)$$

donde Γ_L es el coeficiente de reflexión en el plano de la carga y b_3 es la onda de potencia incidente en la carga correspondiente al puerto P3 del Chireix. Si modelamos el Chireix como una red lineal de 3 puertos, la onda de potencia b_3 se puede escribir en función de la matriz de scattering como

$$b_3 = S_{31}a_1 + S_{32}a_2 + S_{33}a_3 \quad (5.19)$$

donde además

$$a_3 = b_3\Gamma_L \quad (5.20)$$

lo que nos lleva a extraer b_3 en función de las ondas de potencia incidentes a_1 y a_2 como

$$b_3 = \frac{S_{31}a_1 + S_{32}a_2}{1 - S_{33}\Gamma_L} \quad (5.21)$$

La matriz de scattering del Chireix se puede calcular fácilmente como

$$S_{31} = -\frac{2Z_cZ_o(BZ_o + j)}{Z_c^2(B^2Z_o^2 + 1) + 2Z_o^2} \quad (5.22)$$

$$S_{32} = \frac{2Z_cZ_o(BZ_o - j)}{Z_c^2(B^2Z_o^2 + 1) + 2Z_o^2} \quad (5.23)$$

$$S_{33} = 1 - \frac{4Z_o^2}{Z_c^2(B^2Z_o^2 + 1) + 2Z_o^2}. \quad (5.24)$$

Por su parte, las ondas de potencia se pueden calcular en función de las señales s_1 y s_2 como

$$a_1 = \frac{s_1}{2} \frac{(1 - \Gamma_{s1})}{(1 - \Gamma_{s1}\Gamma_{in1})} \quad (5.25)$$

$$a_2 = \frac{s_2}{2} \frac{(1 - \Gamma_{s2})}{(1 - \Gamma_{s2}\Gamma_{in2})} \quad (5.26)$$

donde Γ_{s1} y Γ_{s2} son los coeficientes de reflexión hacia la fuente y Γ_{in1} y Γ_{in2} son los coeficientes de reflexión de entrada en los puertos P1 y P2 del Chireix respectivamente. Las señales s_1 y s_2 son generalmente simplificadas con respecto a las ecuaciones 5.3 y 5.4 como

$$s_1 = e^{j\theta} \quad (5.27)$$

$$s_2 = e^{-j\theta} \quad (5.28)$$

Finalmente las potencias disponibles P_1 y P_2 se pueden calcular como [107]

$$P_1 = \frac{|s_1|^2}{8\text{Re}\{Z_{s1}\}} \quad (5.29)$$

$$P_2 = \frac{|s_2|^2}{8\text{Re}\{Z_{s2}\}} \quad (5.30)$$

con Z_{s1} y Z_{s2} son las impedancias de las fuentes y $\text{Re}\{\cdot\}$ indica parte real. La eficiencia del combinador quedará por tanto como

$$\eta_c = \frac{\left| \frac{S_{31} s_1 (1 - \Gamma_{s1})}{2 (1 - \Gamma_{s1}\Gamma_{in1})} + \frac{S_{32} s_2 (1 - \Gamma_{s2})}{2 (1 - \Gamma_{s2}\Gamma_{in2})} \right|^2 \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{2Z_o}}{\frac{|s_1|^2}{8\text{Re}\{Z_{s1}\}} + \frac{|s_2|^2}{8\text{Re}\{Z_{s1}\}}} \quad (5.31)$$

Supongamos un caso en que $Z_c = Z_L = Z_s = Z_o = 50 \Omega$ y $\beta = 1$. La eficiencia del Chireix en función del ángulo θ en esta situación vendrá dada por

$$\eta_c = \frac{1 + \sin(2\theta)}{2} \quad (5.32)$$

y se puede observar en la figura 5.5, donde además se ha indicado también la eficiencia obtenida para un combinador aislado. Se puede observar como la eficiencia del Chireix está por encima del 50% para todos los valores de θ .

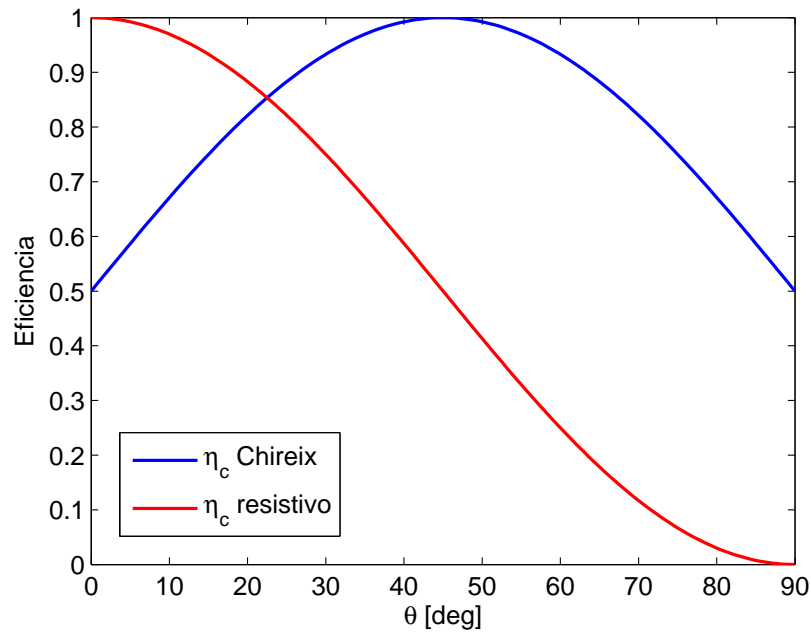


Figura 5.5: Eficiencia del Chireix para $\beta = 1$ y $Z_c = Z_L = Z_s = Z_o = 50 \Omega$ en función de θ . Se compara con la eficiencia para un combinador resistivo.

En esta situación se puede calcular de nuevo la eficiencia promedio para una señal WiMAX de 5 MHz obteniendo una eficiencia promedio usando el Chireix de 76.7%, que contrasta notablemente con el 11% obtenido anteriormente para el combinador aislado.

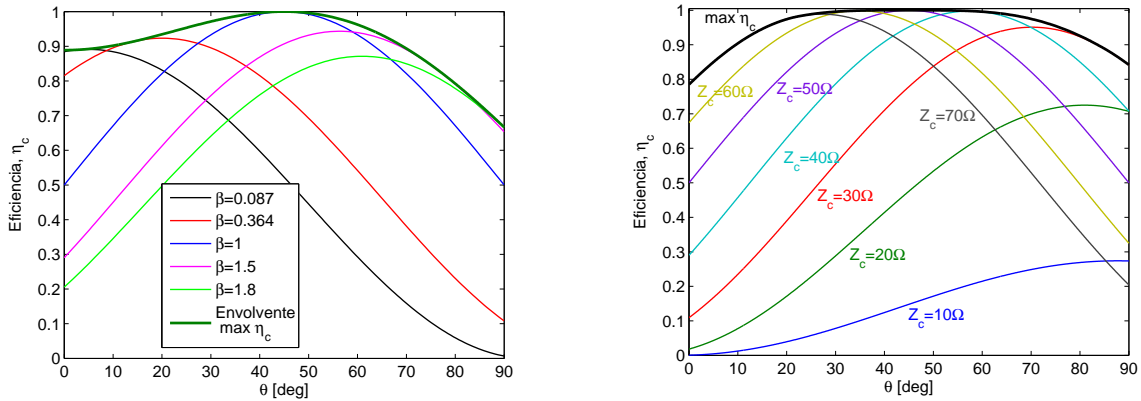
La gran desventaja del combinador Chireix frente a los combinadores aislados tradicionales es la degradación de la linealidad en la señal de salida, consecuencia de la interacción entre ambos amplificadores debido a la falta de aislamiento. Esta interacción dependerá del tipo de amplificador y la clase de operación. Un análisis detallado de los aspectos de linealidad en estos combinadores se puede encontrar en [155].

5.2.3. Mejora de la eficiencia en transmisores LINC usando combinadores Chireix

Observando la expresión anteriores concernientes a la eficiencia del Chireix, cabe preguntarse si existen mecanismos para incrementar la eficiencia de este combinador. Para estudiar el efecto de la variación de algunos de sus parámetros, vamos a considerar como variables de ajuste dos de sus parámetros fundamentales, la susceptancia B que consideramos iguales pero de signo contrario en ambas ramas y la impedancia característica del Chireix, Z_c .

Para ello evaluamos la expresión 5.16 para distintos valores de B o equivalentemente de β . En la figura 5.6(a) se puede observar la eficiencia del Chireix en función de θ para

distintos valores de β . Se puede encontrar la secuencia óptima $\beta_{\text{opt}} = f(\theta)$ que proporcione los valores de eficiencia del Chireix máximos $\eta_c(\beta_{\text{opt}})$, lo que se correspondería con la máxima envolvente de η_c también representada en la figura.



(a) $Z_c = 50 \Omega$ y β variable. Se representa también la envolvente de máxima eficiencia escogiendo para cada ángulo θ el valor óptimo de β .

(b) $\beta = 1$ y Z_c variable. Se representa también la envolvente de máxima eficiencia escogiendo para cada ángulo θ el valor óptimo de Z_c en un rango de entre 10 a 70 Ω .

Figura 5.6: Evaluación de la eficiencia del Chireix bajo condiciones de β variable y Z_c variable.

Con este mecanismo se puede observar como la eficiencia del Chireix iría desde aproximadamente el 90 % para valores cercanos a $\theta = 0^\circ$, hasta alrededor del 65 % para los valores de θ cercanos a $\theta = 90^\circ$. Hay que tener en cuenta que la eficiencia promedio vendría dada por el tipo de señal que vayamos a emplear.

Otra alternativa para mejorar la eficiencia del Chireix puede ser el ajuste dinámico de la impedancia característica Z_c del tramo $\lambda/4$ de línea de transmisión. En [71] se describe un método utilizando varactores para crear una línea de transmisión de impedancia característica ajustable. Del mismo modo podemos evaluar la eficiencia del Chireix para distintos valores de Z_c manteniendo una β constante. En la figura 5.6(b) podemos ver los valores de eficiencia para Z_c desde 10 Ω hasta 70 Ω , fijando un valor de $\beta = 1$. También se puede observar la envolvente construida a partir de los valores óptimos de Z_c en función de θ de manera análoga a como se ha hecho anteriormente. Es posible obtener valores por encima del 80 % (y más si aumentáramos Z_c por encima de los 70 Ω) para todo el rango de θ .

Observando ambos procesos en la figura 5.6, es evidente que variando conjuntamente tanto el parámetro B como Z_c se puede conseguir una eficiencia del 100 % para todos los valores de θ si bien puede resultar un proceso complejo, en especial para conseguir la línea de transmisión de impedancia ajustable. Además las pérdidas en los componentes ajustables limitarán las prestaciones. El valor final de la eficiencia promedio depen-

derá dramáticamente del tipo de señal que utilicemos, como se ha podido comprobar anteriormente.

5.2.3.1. Chireix con Susceptancia variable

Se propone un Chireix en el que ambas susceptancias se puedan ajustar de manera dinámica y automática en función de θ . Para ello la tecnología más adecuada parece el uso de varactores en ambas ramas, posiblemente combinadas con algún elemento inductivo, para conseguir los rangos de variación inductivo y capacitivo necesarios en cada rama. En esta situación, el proceso de diseño se podría esquematizar como:

1. Fijar el valor de Z_c en base a la PDF de la señal que se va a transmitir, de manera que se maximice la eficiencia en el Chireix bajo condiciones de β óptima.

$$Z_c = \underset{Z_c}{\text{máx}} \left\{ \sum_{i=1}^N p(\theta_i) \eta_{comb}(\theta_i, \beta_{opt}, Z_c) \right\}$$

2. Una vez fijado Z_c , obtener la trayectoria de β óptima en función de θ , $\beta_{opt} = f(\theta)$ para una envolvente de eficiencia óptima.
3. Obtener los valores de susceptancia B asociados a la trayectoria óptima de β , y a partir de estos, y a la frecuencia central de diseño (w_o), obtener los correspondientes valores de inductancia y capacitancia; $C = B/w_o$, $L = 1/(Bw_o)$.
4. Con el rango de valores de capacitancia e inductancia, diseñar el Chireix ajustable en base a algún componente variable, varactores por ejemplo, intentando ajustar los rangos a los valores deseados pero intentando también minimizar las pérdidas.
5. Simular con todos los efectos parásitos, construir el prototipo y verificar el funcionamiento.

Este método presenta un problema. Se ha verificado que con el ajuste de la impedancia característica del Chireix del paso 1, la eficiencia obtenida apenas es mejorada mediante la variación dinámica de θ . De este modo, para una señal TETRA se puede pasar de un 90.2% a un 94.6% ajustando dinámicamente β , pero por ejemplo para una señal WCDMA de 3 portadoras, la mejora va del 83.12% al 83.55%. Por tanto parece claro que la complejidad del método, junto con las pérdidas asociadas por el uso de elementos ajustables como varactores, dadas las mínimas mejoras que aportan, no hacen rentable esta técnica.

5.2.3.2. Chireix con Z_c variable

El proceso sería equivalente al anteriormente descrito, y podría resumirse como:

1. Fijar el valor de β en base a la PDF de la señal que se va a transmitir de manera que se maximice la eficiencia en el Chireix bajo condiciones de Z_c óptima.

$$\beta = \max_{\beta} \left\{ \sum_{i=1}^N p(\theta_i) \eta_{comb}(\theta_i, \beta, Z_{c,opt}) \right\}$$

2. Una vez fijado β , obtener la trayectoria de Z_c óptima en función de θ , $Z_{c,opt} = f(\theta)$ para una envolvente de eficiencia óptima.
3. Diseño de la línea de transmisión con impedancia característica variable [71].
4. Simular con todos los efectos parásitos, construir el prototipo y verificar el funcionamiento.

Podemos hacer una evaluación para distintas señales de comunicaciones para ver la mejora del efecto de Z_c variable en la eficiencia promedio del Chireix. En la tabla 5.2 se puede ver la comparativa para tres tipos de señales, una TETRA de banda estrecha y dos de banda ancha. Lo primero que llama la atención es que de nuevo, salvo en el caso de la señal de banda estrecha, el efecto de Z_c variable no influye de manera decisiva. Los valores óptimos de β por otro lado, se mueven en un margen reducido.

Tabla 5.2: Comparación de las eficiencias promedios obtenidas mediante el mecanismo de Z_c variable y Z_c fija para valores óptimos de β .

Señal	β_{opt}	η_{Avg} , Z_c fija	η_{Avg} , Z_c variable	Rango Z_c
TETRA	0.85	90.26 %	98.68 %	30-70 Ω
WiMAX	0.85	95.78 %	96.54 %	30-70 Ω
WCDMA uplink	0.95	96.55 %	99.7 %	30-70 Ω

La tendencia es, por tanto, similar a la anterior situación y la complejidad del método y los escasos márgenes de mejora no hacen atractiva esta solución. Como conclusión, cabe decir que estas técnicas podrían ser interesantes para aplicaciones en terminales multi-modo que trabajen con varios tipos de señales. Si estas señales son distintas en términos estadísticos (PAPR y PDF fundamentalmente), podría ser interesante una reconfiguración del Chireix, no dependiente de θ si no del tipo de señal, para maximizar la eficiencia bajo distintos tipos de señales.

5.2.4. Mejora de la eficiencia en transmisores LINC bajo condiciones de carga variable

En este apartado se va a estudiar las posibles mejoras de eficiencia en transmisores LINC bajo condiciones de carga variable. Para ello se analizarán dos enfoques distintos. En primer lugar se estudiará la viabilidad de utilizar redes de adaptación reconfigurables en transmisores LINC con combinadores tipo Wilkinson (aislados y adaptados). Se analizará qué alternativa es la óptima, si el uso de dos redes o sólo una entre el combinador y la antena. La otra alternativa consistirá en el uso de un Chireix con componentes ajustables para aplicaciones médicas o industriales.

5.2.4.1. Redes de adaptación reconfigurables en transmisores LINC

Se pretende analizar la viabilidad del uso de redes de adaptación reconfigurables en transmisores LINC bajo condiciones de carga variable. Para ello se proponen las tres arquitecturas presentadas en la figura 5.7.

La primera de ellas (figura 5.7(a)) consistiría en un LINC clásico con un combinador Wilkinson y carga Z_L variable. La segunda, (figura 5.7(b)) consistiría en el LINC clásico al que se le añade una TMN entre el combinador y la carga variable Z_L , mientras que la última (figura 5.7(c)) consistiría en dos TMNs situadas entre el PA y el Wilkinson. En todas ellas se ha modelado los PAs como fuentes de voltaje ideales con impedancias Z_S , que asumiremos de 50Ω [156].

La TMN empleada en este apartado está basada en 8 diodos PIN con un total de 256 estados y un ancho de banda de entre 300–800 MHz [64]. En los cálculos se usarán las matrices de scattering medidas con el VNA durante la caracterización de dichas redes S_{ij}^{TMN} , para tener un efecto preciso en cuanto a las pérdidas de la red.

Para proceder al análisis de eficiencia vamos a apoyarnos fundamentalmente en las ecuaciones ya presentadas en la sección 5.2.2.2. Para el LINC clásico, el cálculo de la eficiencia, tomando como referencia la ecuación 5.31, particularizando para $\Gamma_{s1} = \Gamma_{s2} = 0$, quedará como

$$\eta_c = \frac{\left| \frac{S_{31}^{\text{wilk}} \frac{s_1}{2} + S_{32}^{\text{wilk}} \frac{s_2}{2}}{1 - S_{33}^{\text{wilk}} \Gamma_L} \right|^2 \frac{(1 - |\Gamma_L|^2)}{2Z_o}}{\frac{|s_1|^2}{8\text{Re}\{Z_{s1}\}} + \frac{|s_2|^2}{8\text{Re}\{Z_{s1}\}}} \quad (5.33)$$

expresión, que en el caso de un Wilkinson ideal ($S_{31}^{\text{wilk}} = S_{32}^{\text{wilk}} = j/\sqrt{2}$) se reduce a

$$\eta_c = \cos^2 \theta \cdot (1 - |\Gamma_L|^2) \quad (5.34)$$

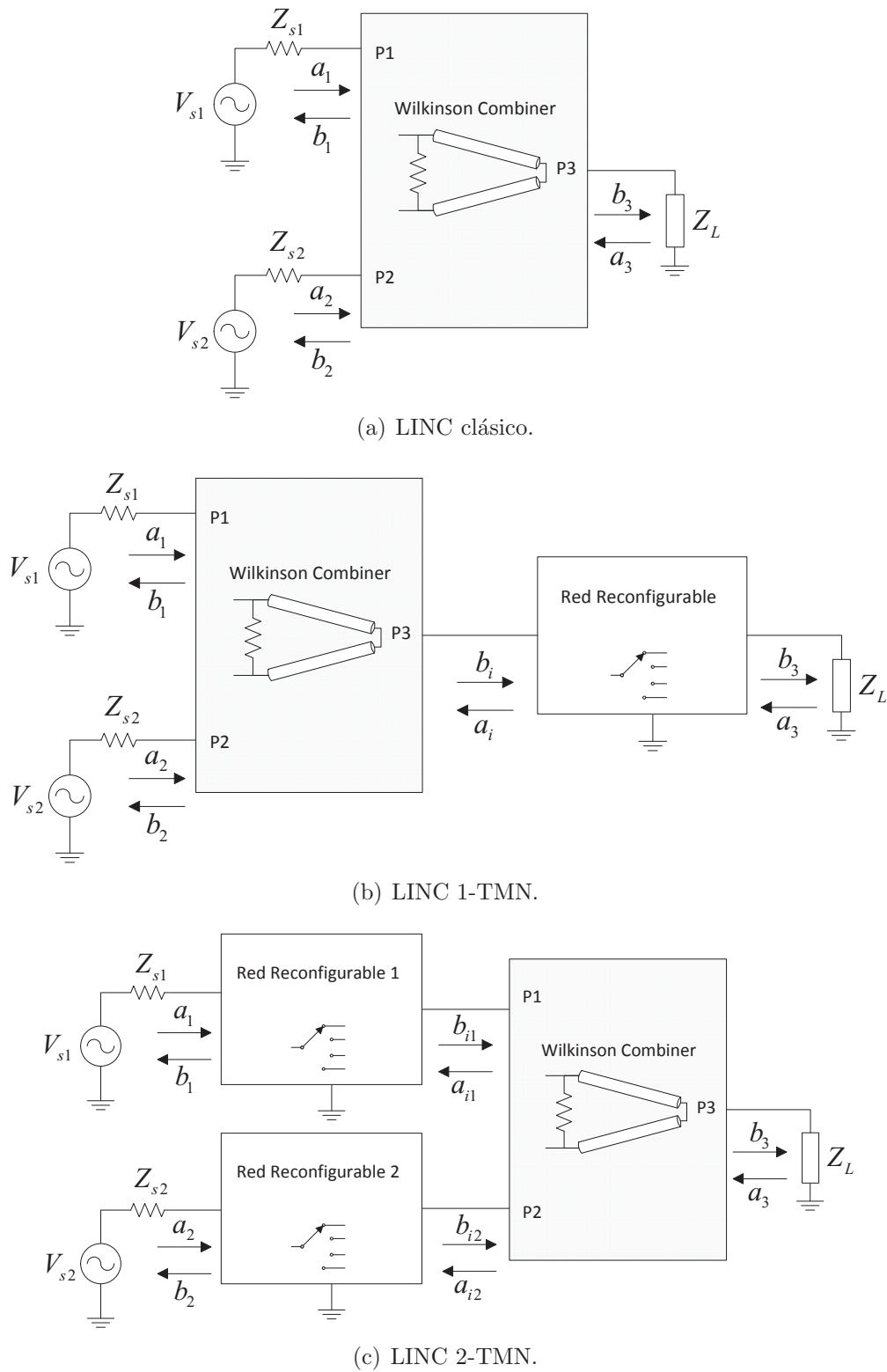


Figura 5.7: Arquitecturas LINC a evaluar.

que lleva a la expresión 5.9 cuando la carga Z_L está adaptada.

Al analizar la estructura LINC 1-TMN, en primer lugar debemos expresar la onda de potencia b_3 incidente en la carga en función de la onda de potencia que sale del Wilkinson, de modo que

$$b_3 = \frac{S_{21}^{\text{TMN}} b_i}{1 - S_{22}^{\text{TMN}} \Gamma_L}. \quad (5.35)$$

Asimismo, la onda de potencia b_i se puede expresar en función de los parámetros S del Wilkinson y el coeficiente de reflexión de entrada de la TMN, $\Gamma_{\text{in}}^{\text{TMN}}$, como

$$b_i = \frac{a_1 S_{31}^{\text{wilk}} + a_2 S_{32}^{\text{wilk}}}{1 - S_{33}^{\text{wilk}} \Gamma_{\text{in}}^{\text{TMN}}}. \quad (5.36)$$

Con estas ecuaciones, ahora podemos calcular la potencia entregada a la carga usando la ecuación 5.18.

Por su parte, en el caso de la estructura 2-TMN, la onda de potencia incidente en la carga se puede escribir como

$$b_3 = \frac{b_{i1} S_{31}^{\text{wilk}} + b_{i2} S_{32}^{\text{wilk}}}{1 - S_{33}^{\text{wilk}} \Gamma_L} \quad (5.37)$$

mientras que las ondas de potencia intermedias b_{i1} y b_{i2}

$$b_{i1} = \frac{S_{21}^{\text{TMN1}} a_1}{1 - S_{22}^{\text{TMN1}} \Gamma_{\text{in,p1}}^{\text{wilk}}} \quad (5.38)$$

$$b_{i2} = \frac{S_{21}^{\text{TMN2}} a_2}{1 - S_{22}^{\text{TMN2}} \Gamma_{\text{in,p2}}^{\text{wilk}}}, \quad (5.39)$$

donde $\Gamma_{\text{in,p1}}^{\text{wilk}}$ y $\Gamma_{\text{in,p2}}^{\text{wilk}}$ indican los coeficientes de reflexión a la entrada del puerto 1 y 2 del Wilkinson respectivamente. Con las expresiones anteriores, se puede calcular la eficiencia del combinador η_c en función de θ , y con ello la eficiencia promedio utilizando la ecuación 5.11. Para verificar el concepto, consideramos una eficiencia del PA de $\eta_{\text{Amp}} = 78.5\%$ correspondiente a un clase-B estándar a 450 MHz. Como señal de prueba utilizamos una señal modulada $\pi/4$ -DQPSK de 25 KHz correspondiente al standard de TETRA. La eficiencia alcanzada utilizando esta señal y el LINC clásico con una carga adaptada es alrededor de 35%. Para evaluar el efecto de carga variable, consideramos un conjunto de posibles impedancias uniformemente distribuidas en carta de Smith en un test tipo load-pull. No se han considerado desequilibrios entre las ramas. Las dos nuevas propuestas se van a comparar con la eficiencia de la clásica arquitectura LINC bajo condiciones de carga variable representada en la figura 5.8.

En la figura 5.9 se representa la eficiencia para la arquitectura LINC 1-TMN, así como la diferencia de eficiencia con respecto a la arquitectura clásica LINC. En esta segunda

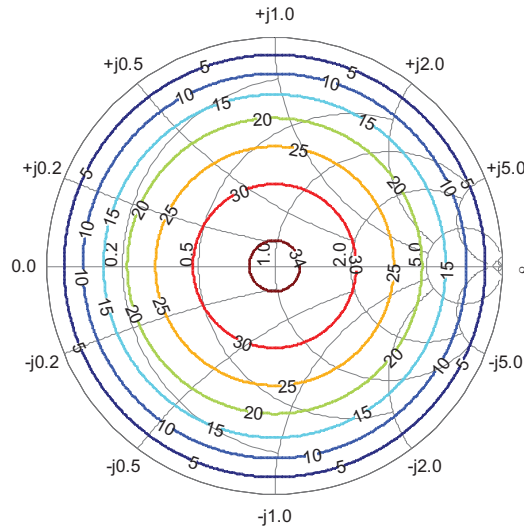


Figura 5.8: Eficiencia para la arquitectura LINC clásica bajo diferentes condiciones de carga.

figura se puede observar una pequeña área en carta de Smith alrededor del centro de la misma en la que la diferencia es negativa, y de un -2% como máximo. Esta reducción es debida a las pérdidas de la TMN, dado que esencialmente estamos comparando con la situación en que existe perfecta o muy buena adaptación de la carga, y por tanto el introducir el circuito adaptador no mejorará, sino que reducirá las prestaciones debido a las pérdidas. Fuera de esta región, los incrementos en eficiencia rondan el $6-10\%$ para una gran región de la carta de Smith, en especial conforme nos alejamos del centro. En concreto, la arquitectura LINC 1-TMN presenta mejoras en eficiencia con respecto al LINC clásico en más del 90% del área de la carta de Smith, por lo que parece una buena alternativa para combatir las variaciones de carga.

Los resultados de la arquitectura LINC 2-TMN se muestran en la figura 5.10, tanto en eficiencia como en diferencia de eficiencia con respecto al LINC clásico. Se observa de nuevo la misma tendencia, con una reducción en la eficiencia con respecto al LINC clásico en la zona alrededor del centro de la carta de Smith, aunque ahora se puede observar que esta región es considerablemente más grande que en el caso anterior, extendiéndose casi hasta valores de $VSWR=5$. Por otro lado las mejoras de eficiencia en la parte más desadaptada de la carta de Smith sólo alcanzan el $0.5-1\%$. Esta alternativa supone duplicar los recursos con respecto a la anterior, viendo además que la mejora en eficiencia es mucho menor y más reducida. Por esta razón la solución LINC 1-TMN se postula como mucho más atractiva para compensar las variaciones de carga en transmisores LINC.

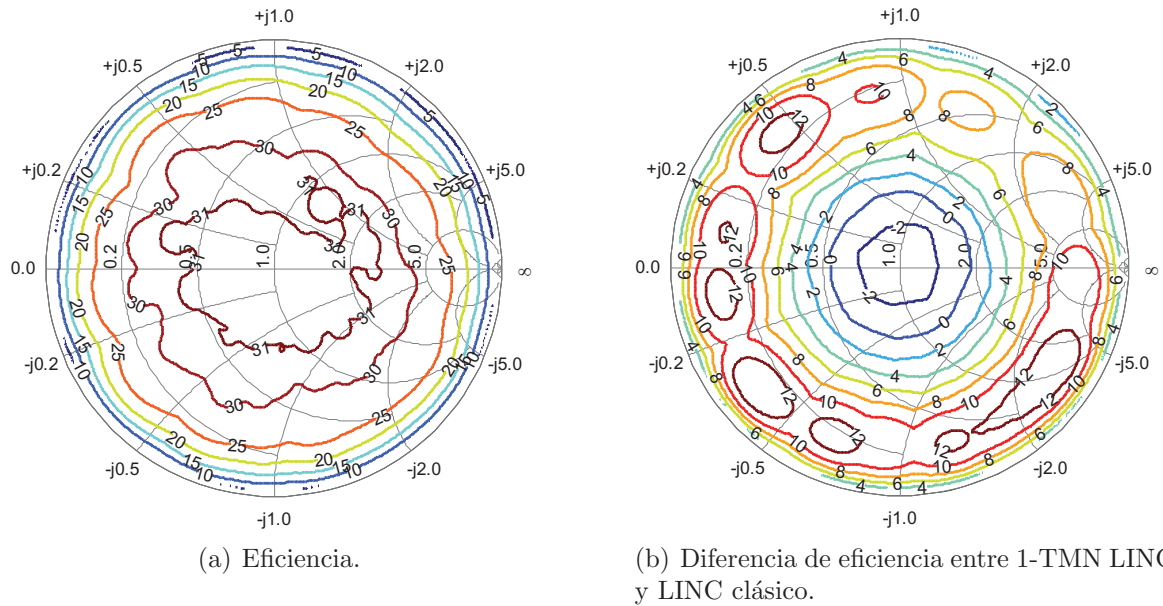


Figura 5.9: Eficiencia para 1-TMN LINC y comparación con el LINC clásico para distintas condiciones de carga.

5.2.4.2. Chireix ajustable para aplicaciones médicas-industriales

En este apartado nos vamos a salir del ámbito de las comunicaciones móviles, para estudiar los efectos de variación de impedancia de carga y posibles soluciones en los otros dos ámbitos en los que se pueden enmarcar el diseño de RF y microondas, el médico e industrial.

Cuando se diseña un PA, independientemente de la aplicación, generalmente se asume una carga constante de 50Ω . Sin embargo, como se ha visto en la presente tesis doctoral, esta impedancia de carga puede variar en el proceso de transmisión o recepción debido a muchos factores. Si pensamos en el ámbito industrial, los PAs de hornos de microondas pueden ver alterado su funcionamiento debido las características de los distintos elementos a calentar [157], lo que puede afectar notablemente a la eficiencia. En aplicaciones médicas, tales como ablación de tejidos y cauterización mediante RF [158], las características eléctricas de los tejidos pueden cambiar notablemente durante el proceso y afectar a la impedancia de entrada, y por tanto a la eficiencia y a la potencia de salida del PA.

Cómo se ha visto a lo largo de la tesis, el enfoque estándar para tratar con las desadaptaciones en la impedancia de carga es el uso de redes de adaptación reconfigurables a la salida del PA. En este apartado, se pretende presentar una novedosa aproximación para intentar minimizar o paliar algunos de los problemas que las redes de adaptación reconfigurables poseen. Para ello, proponemos utilizar una arquitectura *outphasing* o LINC con un combinador tipo Chireix con elementos sintonizables. Otro parámetro a ajustar será la diferencia de fase entre ambas ramas de amplificación. La linealidad o la fidelidad de la

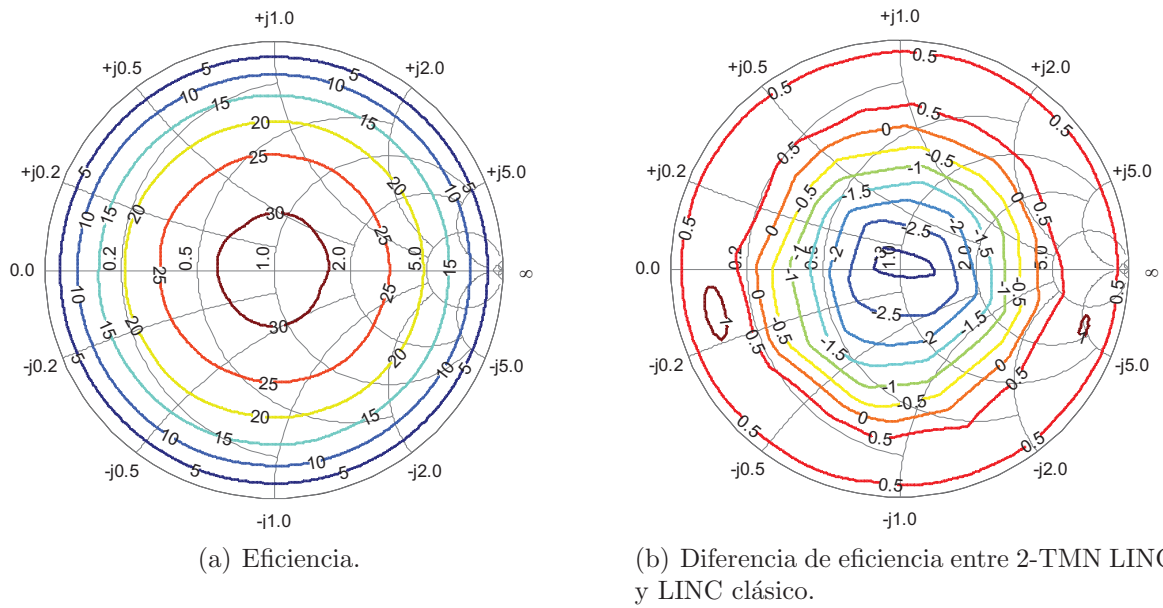


Figura 5.10: Eficiencia para 2-TMN LINC y comparación con el LINC clásico para distintas condiciones de carga.

señal de salida no es importante, por tratarse de una aplicación médica. Las ventajas que este método puede aportar frente al enfoque tradicional son:

1. El uso de dos PAs en vez de uno permite operar con alta eficiencia y balancear la potencia de cada uno, permitiendo un menor dimensionado de éstos.
2. Los elementos ajustables tienen que soportar sólo la mitad de potencia, y el número de estos es reducido, simplificando también el control.
3. El control de la fase entre ambas ramas se podría realizar en el dominio digital de banda-base (no en el esquema de la figura 5.11).

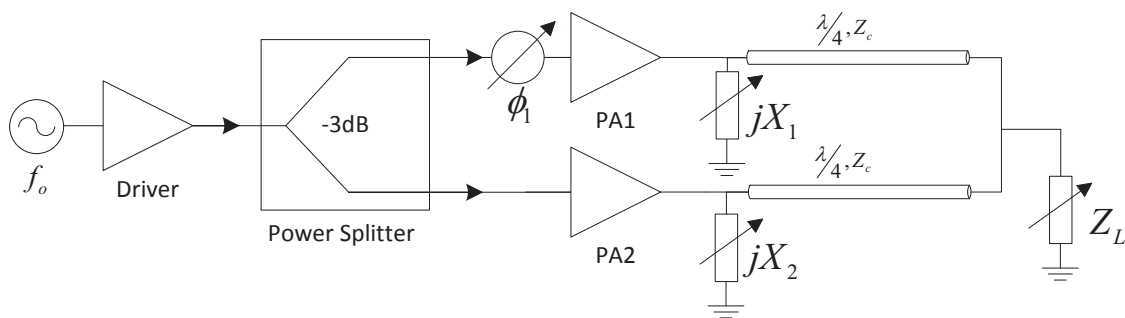


Figura 5.11: Diagrama de bloques de la arquitectura *outphasing* con Chireix ajustable.

El diagrama de bloques básico del sistema propuesto puede verse en la figura 5.11, y se explicará en más detalle cuando se presente el test setup.

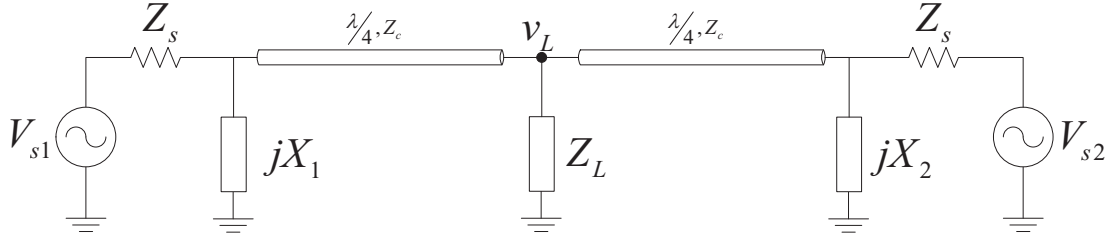


Figura 5.12: Modelo circuital del combinador Chireix.

Para justificar la estructura propuesta vamos a proceder al análisis teórico de un combinador Chireix con reactancias X_1 y X_2 en las ramas, modelando los PAs como fuentes de voltaje con impedancias Z_s , tal y como se ve en la figura 5.12. Asumimos que los voltajes se pueden escribir sin pérdida de generalidad como

$$V_{s1} = V_1 e^{j\theta_1} \quad (5.40)$$

$$V_{s2} = V_2 e^{j\theta_2}. \quad (5.41)$$

Si asumimos una carga compleja Z_L y líneas de transmisión $\lambda/4$ e impedancia Z_c , el voltaje a través de la carga se puede calcular por superposición de ambas fuentes y se puede escribir a la frecuencia fundamental f_o como

$$V_L = \frac{Z_c Z_L (V_1 e^{j\theta_1} (j - B_2 Z_s) + V_2 e^{j\theta_2} (j - B_1 Z_s))}{B_1 B_2 Z_c^2 Z_s^2 - Z_c^2 - 2Z_L Z_s - jZ_s (Z_c^2 + Z_L Z_s) (B_1 + B_2)} \quad (5.42)$$

donde se ha utilizado la nomenclatura de B_1 y B_2 , de modo que $B_1 = 1/X_1$ y $B_2 = 1/X_2$. Con el valor de este voltaje, ahora se puede calcular las impedancias de entrada presentadas a cada PA, y que vendrán dadas por las expresiones

$$Z_{in,1} = -\frac{V_L Z_s + jV_{s1} Z_c}{V_{s1} B_1 Z_c + V_L} \quad (5.43)$$

$$Z_{in,2} = -\frac{V_L Z_s + jV_{s2} Z_c}{V_{s2} B_2 Z_c + V_L}. \quad (5.44)$$

Incluyendo la expresión de V_L , las anteriores expresiones se pueden reducir a

$$Z_{in,1} = \frac{-V_{s1} (Z_L Z_s + Z_c^2 + jB_2 Z_c^2 Z_s) + V_{s2} Z_L Z_s}{V_{s1} (B_1 B_2 Z_c^2 Z_s - jZ_L Z_s B_1 - Z_L - jB_2 Z_L Z_s - jB_1 Z_c^2) - V_{s2} Z_L} \quad (5.45)$$

$$Z_{in,2} = \frac{-V_{s2} (Z_L Z_s + Z_c^2 + jB_1 Z_c^2 Z_s) + V_{s1} Z_L Z_s}{V_{s2} (B_1 B_2 Z_c^2 Z_s - jZ_L Z_s B_2 - Z_L - jB_1 Z_L Z_s - jB_2 Z_c^2) - V_{s1} Z_L}. \quad (5.46)$$

Considerando $V_1 = V_2$ y eliminando la dependencia de θ_1 y θ_2 , podemos expresar las anteriores ecuaciones en función de $\phi = \theta_2 - \theta_1$ como

$$Z_{in,1} = \frac{Z_c^2 (B_2 Z_S - j) + j (e^{j\phi} - 1) Z_L Z_S}{Z_L [Z_S (B_1 + B_2) - j (e^{j\phi} + 1)] + B_1 Z_c^2 (1 + j B_2 Z_S)} \quad (5.47)$$

$$Z_{in,2} = \frac{Z_c^2 (B_1 Z_S - j) + j (e^{-j\phi} - 1) Z_L Z_S}{Z_L [Z_S (B_1 + B_2) - j (e^{-j\phi} + 1)] + B_2 Z_c^2 (1 + j B_1 Z_S)} \quad (5.48)$$

La idea que subyace detrás de estas expresiones, es verificar que mediante el ajuste de los parámetros B_1 , B_2 , así como la diferencia de fase entre ambas ramas ϕ , se puede modificar la impedancia presentada a cada uno de los PAs, y por tanto modificar la eficiencia bajo condiciones dinámicas de carga.

Para verificar el concepto, en primer lugar se propone realizar algunas simulaciones utilizando AWR Microwave Office. En éstas se va a emplear un amplificador basándonos en un transistor de GaN de Cree, utilizando los modelos no-lineales de éstos para AWR. El transistor que vamos a utilizar es el CGH40006P de $8 W^1$. En la figura 5.13 se puede ver el esquemático simulado en AWR Microwave Office. Por su parte, en la figura 5.14 se presentan los resultados del PA en términos de ganancia, conversión AM/PM, potencia de salida y eficiencia de drenador, para un rango de potencias de hasta 32 dBm y a una frecuencia de 2.14 GHz.

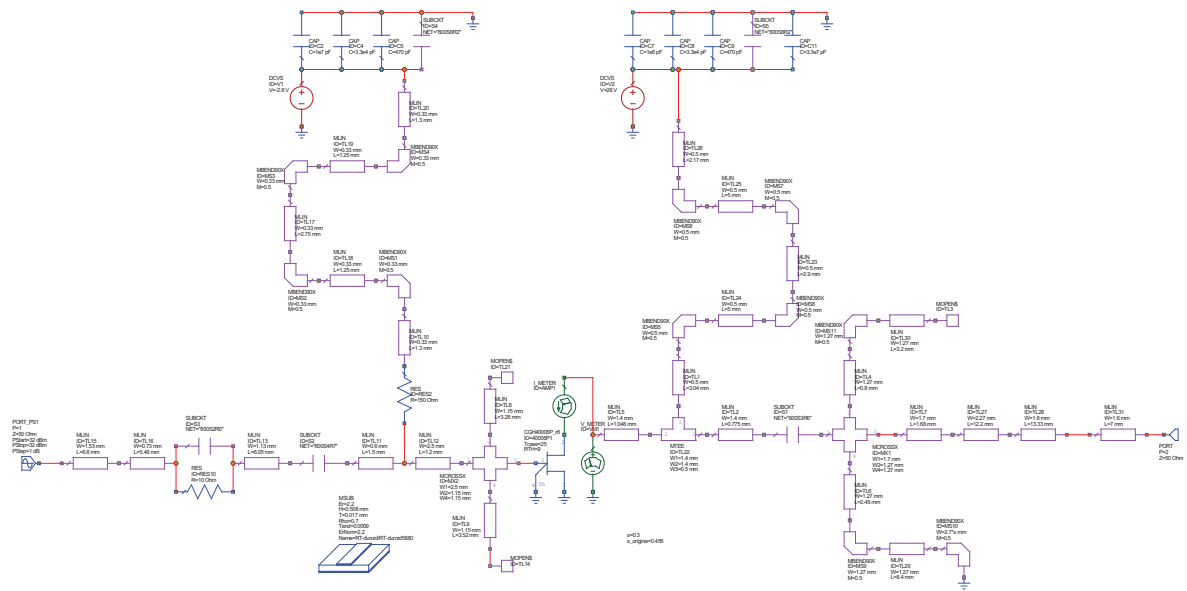


Figura 5.13: Esquemático de AWR Microwave Office para la simulación del PA basado en el transistor GaN de Cree.

¹www.cree.com/products/pdf/cgh40006p.pdf

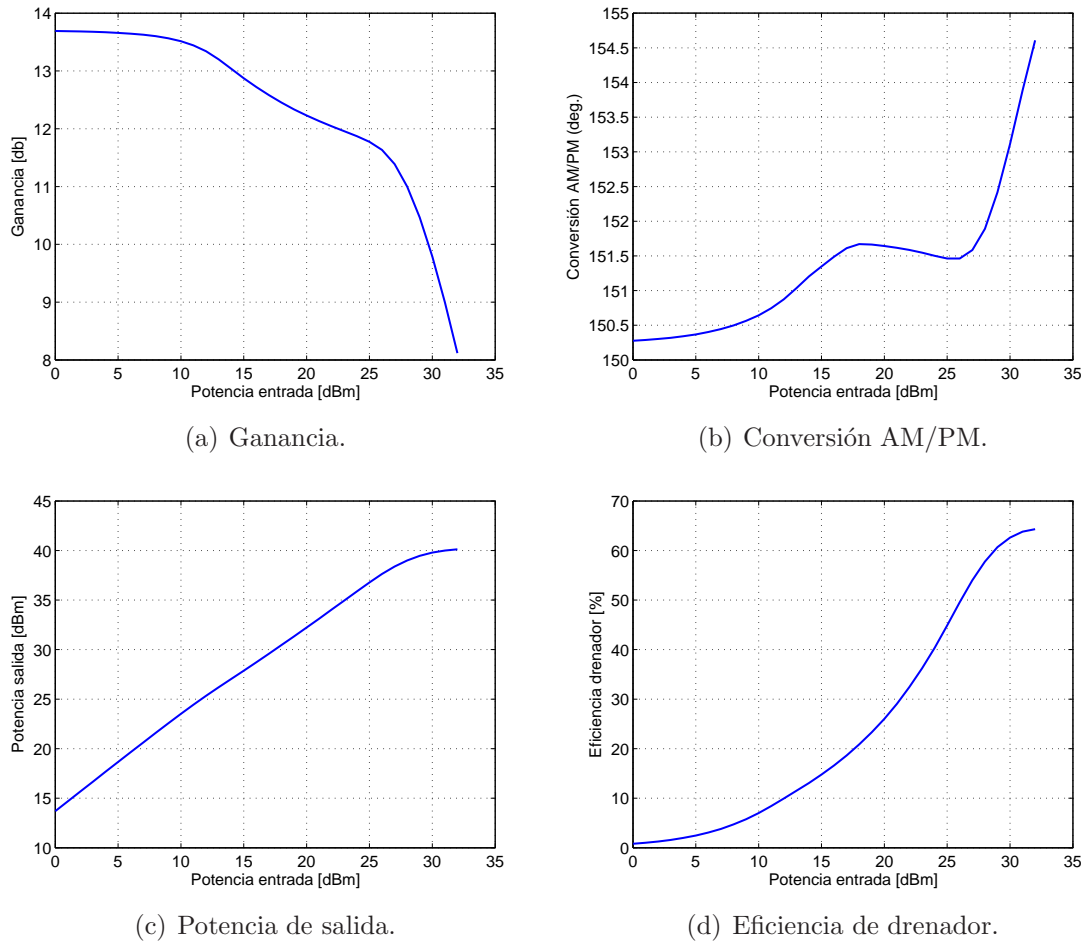


Figura 5.14: Características del amplificador basado en GaN de Cree simulado en AWR Microwave Office a 2.14 GHz.

El PA está trabajando en clase-AB, con una tensión de drenador de 28 V y una de puerta de -2.8 V. Bajo estas condiciones es capaz de entregar a una carga de 50Ω hasta 40 dBm de potencia, con una eficiencia de casi el 65 % a 2.14 GHz.

Para simular el sistema completo, utilizaremos un generador a 2.14 GHz y 35 dBm. Después utilizaremos un splitter que permitirá tener 32 dBm a la entrada de cada uno de los PAs. Pondremos un desfaseador antes de uno de los dos PAs. Con un desfaseador es suficiente, puesto que lo que interesa es modificar la fase entre ambas ramas, y no la fase absoluta de cada una de ellas. A la salida de los PAs, utilizaremos un Chireix.

En una primera aproximación, el Chireix lo diseñaremos utilizando líneas de transmisión $\lambda/4$ sobre un sustrato Rogers 4350B. Los elementos sintonizables del Chireix, inductancia en una rama y capacitancia en otra rama, serán, en principio, considerados ideales.

Para intentar verificar el concepto, proponemos realizar una serie de simulaciones en AWR Microwave Office. Dado que el número de parámetros de ajuste es elevado (fase,

X_1 y X_2), así como la impedancia variable Z_L , se propone el uso de scripts y el motor de optimización para llevar a cabo el proceso. La secuencia de simulación sería la siguiente: se crean un conjunto de posibles impedancias de carga, de manera similar a un load-pull, y para cada una de esas impedancias, se corre el motor de optimización de AWR, tratando de optimizar simultáneamente los tres valores (ϕ, X_1, X_2) , con el criterio de maximización de la eficiencia de drenador conjunta, que podemos definir como

$$\eta = \frac{P_{\text{out}}}{P_{\text{dc1}} + P_{\text{dc2}}} \quad (5.49)$$

donde P_{out} es la potencia de salida y P_{dc1} , P_{dc2} son las potencias dc consumidas por cada uno de los PAs. Una vez que se han alcanzado el número máximo de iteraciones se procede a guardar el valor de la eficiencia alcanzada, la potencia de salida, así como los valores óptimos de fase y reactancias para esa impedancia de carga concreta. Cuando finaliza todo el proceso tenemos el conjunto de todos estos valores para cada una de las impedancias de carga simuladas.

Un ejemplo de esta simulación se puede ver en la figura 5.15. En ella se puede ver los contornos de eficiencia (fig. 5.15(a)) y potencia de salida (fig. 5.15(b)) para las distintas impedancias así como los valores asociados de capacitancia (fig. 5.15(c)), inductancia (fig. 5.15(d)) y fase (fig. 5.15(e)). En esta situación se observa un máximo de eficiencia alrededor del 65 %, aunque desplazado del centro de la carta de Smith. La potencia de salida se mantiene en el margen 40–41 dBm para una amplia región de impedancias. La fase varía de 20 a 160°, la capacitancia alcanza valores máximos de 2.5 pF a la frecuencia de interés y la inductancia se mueve hasta valores cercanos a 200 nH.

En este punto, para intentar localizar el máximo de eficiencia en torno al centro de la carta de Smith, se propone una optimización de los parámetros geométricos del combinador Chireix, utilizando el optimizador de AWR para tal propósito. Bajo estas condiciones de optimización los resultados se presentan en la figura 5.16. Se observa como la región de eficiencia máxima de 65 % se ha ampliado así como los márgenes de potencia. Los patrones de fase así como los valores de reactancia se modifican considerablemente, lo que nos indica la sensibilidad del sistema propuesto a pequeños cambios en la estructura del Chireix. Esto se debe fundamentalmente a que pequeñas variaciones en las líneas de transmisión se transforman en variaciones más o menos pronunciadas en las impedancias presentadas a ambos PAs, y por tanto modificaciones en los valores de eficiencia y potencia de salida. Esta sensibilidad será un aspecto a tener en cuenta en el diseño final.

Una vez verificada la viabilidad de la propuesta mediante simulaciones en AWR, se propone realizar un montaje experimental para confirmar los resultados. Para alcanzar la potencia de entrada necesaria en los módulos de Cree se utiliza un PA de banda ancha y propósito general como driver. A la salida de este PA se utiliza un divisor de

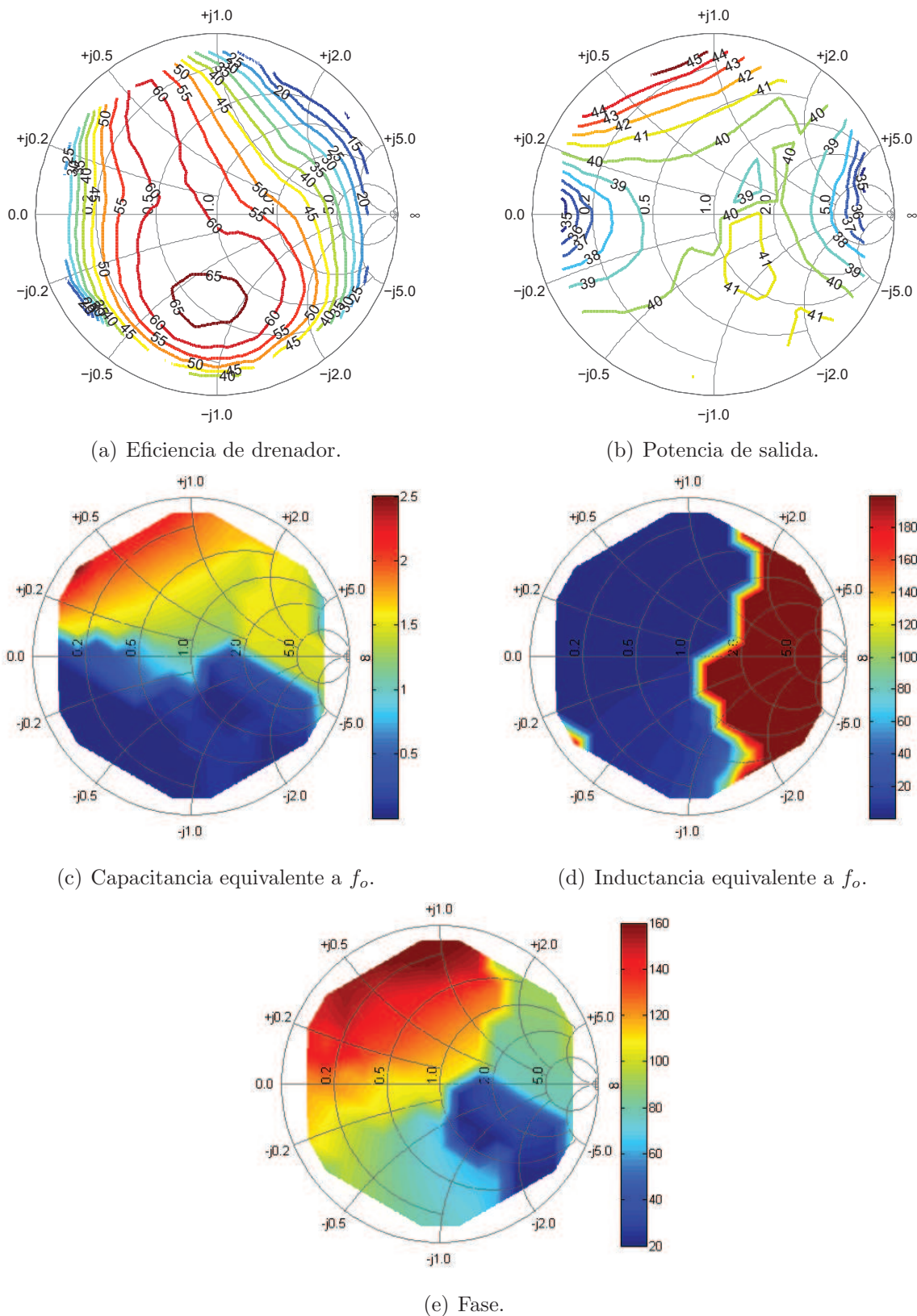
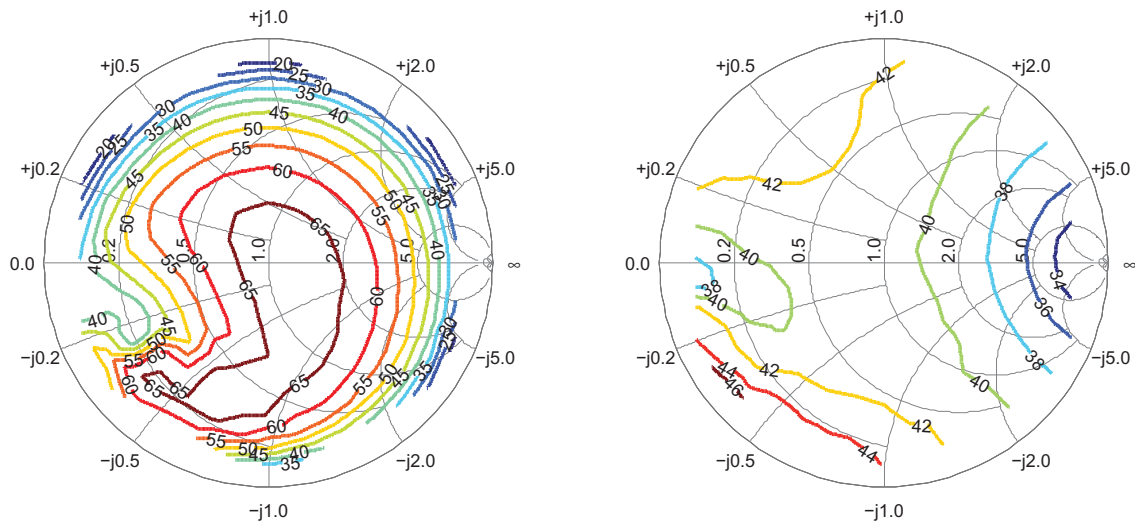
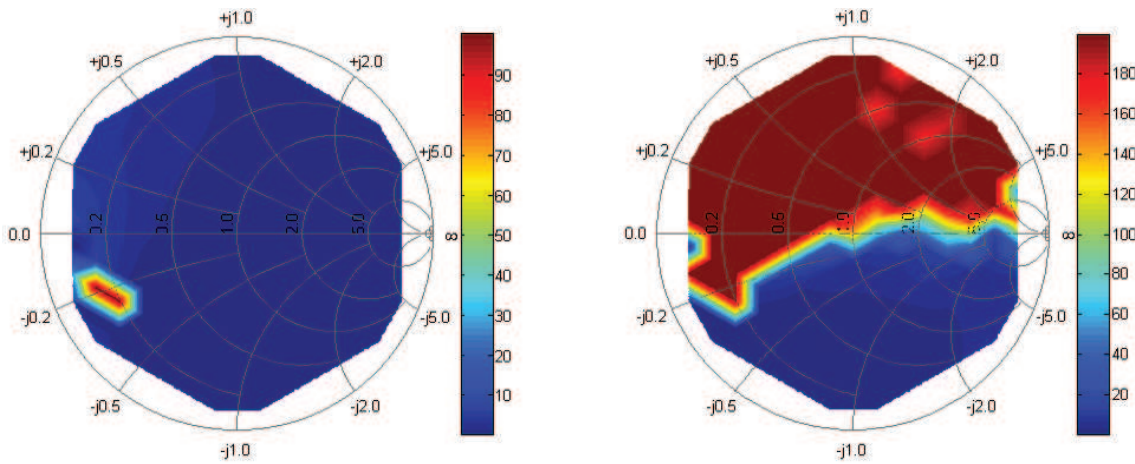


Figura 5.15: Simulación para distintas impedancias de carga a $f_o = 2.14$ GHz para el PA con el combinador Chireix.



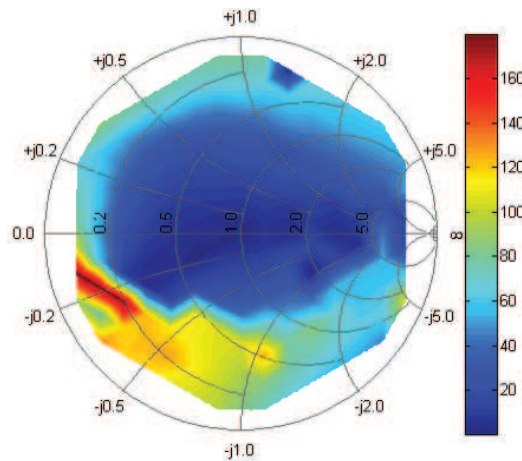
(a) Eficiencia de drenador.

(b) Potencia de salida.



(c) Capacitancia equivalente a f_o .

(d) Inductancia equivalente a f_o .



(e) Fase.

Figura 5.16: Simulación para distintas impedancias de carga a $f_o = 2.14$ GHz para el PA con el combinador Chireix optimizado.

potencia de Mini-Circuits. Las salidas de este divisor de potencia van conectadas, una de ellas directamente al módulo de potencia de Cree, y la otra a un desfasador manual y de ahí al módulo de Cree. El desfasador manual presenta unas pérdidas de inserción del orden de 0.3 dB a la frecuencia de diseño, por lo que no se prevé en primera instancia la necesidad de compensarlas en la otra rama del transmisor. Ambos PAs se han considerado idealmente iguales en simulación, aunque se ha verificado que su comportamiento, como es esperable, dista de ser idéntico. Si bien esto no debe de ser impedimento para la verificación del concepto, es esperable que los resultados medidos presenten diferencias con las simulaciones.

El diseño del combinador Chireix se realiza sobre un sustrato Rogers 4035B ($\epsilon_r = 3.48$, $\tan \delta = 0.004$), usando líneas de transmisión de 32Ω . La razón para usar líneas de baja impedancia es que el diseño del Chireix se ha tratado de optimizar en base a las simulaciones para intentar obtener unas mejores prestaciones. Se verifica que los parámetros S del Chireix construido concuerdan de manera satisfactoria con el diseño simulado, si bien es cierto que en sí mismo la matriz de scattering no resulta especialmente representativa ya que las prestaciones en este diseño dependerán de los elementos reactivos montados en el Chireix, así como de las impedancias presentes en cada puerto. Se puede observar una fotografía del combinador Chireix en la figura 5.17.

Finalmente, cabe decir que en esta aproximación el ajuste de los parámetros reactivos que se montarán en ambas ramas se realizarán de forma manual utilizando componentes de la serie ATC 600S para los condensadores, y Coilcraft 0603CS y 0402CS para las inductancias. Para obtener el efecto de impedancia variable, se empleará un sistema de load-pull automático de Focus Microwave previamente calibrado. El sistema completo del test-setup se puede ver en la figura 5.18.

El proceso experimental de verificación resulta complejo debido al número de elementos a ajustar: capacitancia, inductancia, y desfasador, todo ello considerando la carga variable con el sistema de load-pull. Esencialmente, el proceso de prueba en el test-bench presentado se puede resumir en los siguientes pasos:

1. Montaje de par inductivo-capacitivo en las ramas del Chireix utilizando componentes SMD discretos, anteriormente indicados.
2. Ajustar el desfasador a 0° .
3. Realización de un load-pull, con un número reducido de impedancias (unas 50) para verificar la tendencia.
4. Búsqueda de la impedancia de carga que maximiza la eficiencia, y bajo esa condición de carga, modificar la fase para obtener máxima eficiencia.

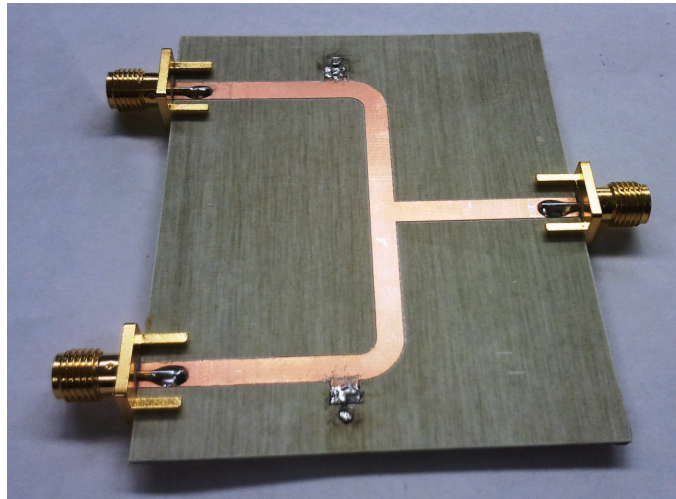


Figura 5.17: PCB del combinador Chireix optimizado en simulación sobre sustrato Rogers 4035B ($\epsilon_r = 3.48$, $\tan \delta = 0.004$).

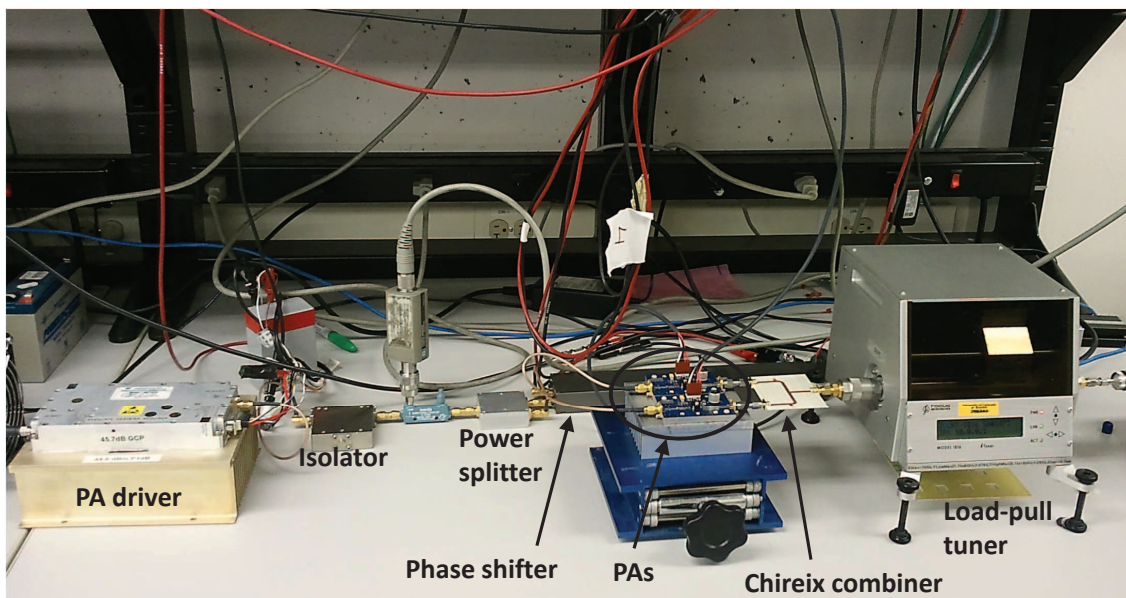


Figura 5.18: Esquema del montaje completo.

5. Realización de un load-pull fino bajo las nuevas condiciones de fase.
6. Salvar los resultados de eficiencia de drenador y potencia de salida.
7. Vuelta al punto 1, y montar unos nuevos componentes.

Una vez se han realizado un número suficiente de combinaciones con componentes, se puede proceder al paso final, que va a consistir en la representación de los mejores valores de eficiencia obtenidos para los distintos componentes y valores de fase.

A modo de ejemplo, se puede representar los contornos de eficiencia 50 % para distintos

valores de componentes y sus fases asociadas como vemos en la figura 5.19. Lo que se observa en esta figura es como estos contornos de eficiencia se desplazan en la carta de Smith para distintos valores de capacitancia-inductancia, así como de fase entre ambas ramas, que varía entre los 67° y 158° . La idea es que combinando distintos valores y fases, se puede conseguir una amplia zona de eficiencia mejorada, que cubra una buena parte de la carta de Smith, es decir, que seamos capaces de mantener valores de eficiencia elevados para distintas condiciones de carga, en contra de lo que sucede con los contornos clásicos de load-pull de eficiencia en PAs, en los que conforme nos alejamos de la impedancia óptima, los valores de eficiencia van decreciendo de forma muy substancial.

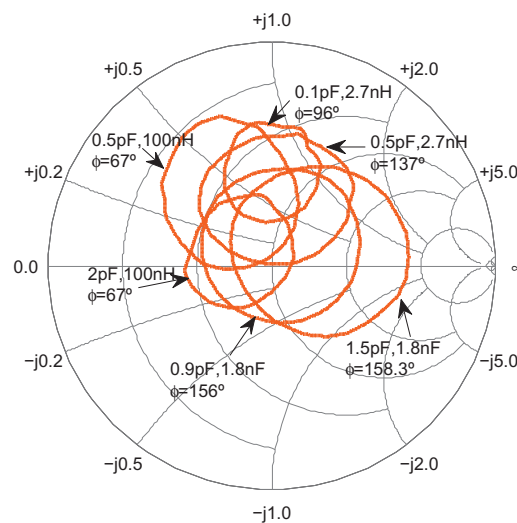
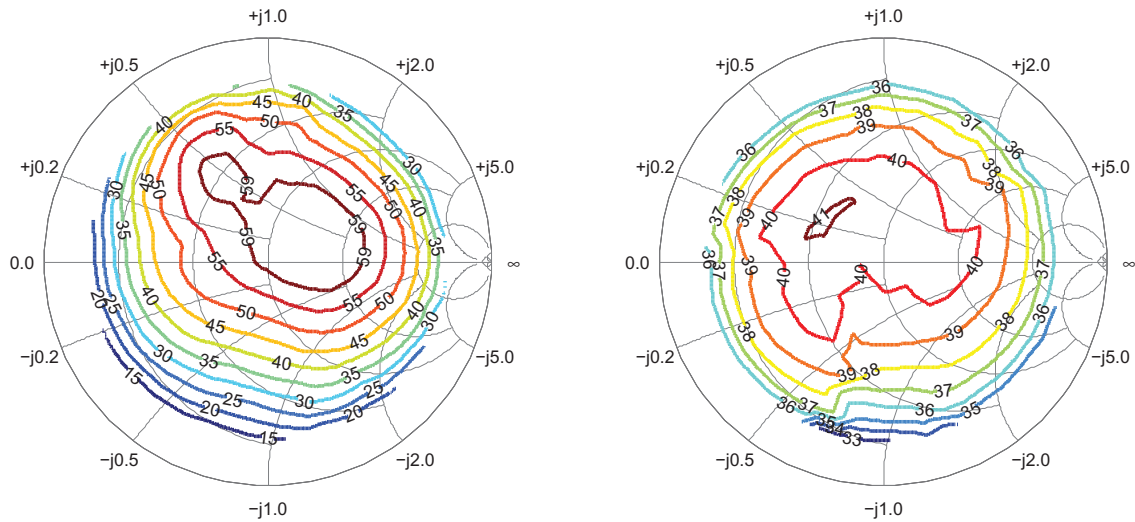


Figura 5.19: Contornos de eficiencia medidos del 50 %. Cada contorno representa una diferente combinación de capacitancia, inductancia y fase, como se indica en las etiquetas.

Si consideramos la superposición de los mejores resultados de eficiencia obtenidos en todas las combinaciones probadas, obtenemos los contornos de máxima eficiencia posible, que se pueden observar en la figura 5.20(a). Para esta combinación de valores óptimos, la potencia de salida asociada para cada impedancia de carga se puede ver en la figura 5.20(b). Los resultados para la mejor eficiencia muestran una eficiencia superior al 50 % para un 40 % de impedancias de carta de Smith, considerando hasta un valor de relación de onda estacionaria VSWR de 10. El valor de máximo de eficiencia es de 63.8 % aunque se encuentra ligeramente desplazado del centro de carta de Smith. En cuanto a los contornos de potencia de salida constante correspondientes a los valores de máxima eficiencia, podemos ver valores de potencia superiores a 40 dBm.

Para establecer un marco de comparación, se propone comparar estos resultados con el mismo montaje pero empleando un combinador de potencia tipo Wilkinson en lugar del Chireix ajustable. Los valores de eficiencia para este combinador se pueden ver en la figura 5.21. En esta figura se observa un máximo de 50 % de eficiencia, desplazado del

centro de la carta de Smith como consecuencia de la transformación de impedancias en el combinador y al uso de adaptadores de conectores.



(a) Contornos de eficiencia de drenador constante medidos para las combinaciones de elementos de montaje SMD X_1 (0.1 pF-3 pf) y X_2 (1 nH-100 nH).

(b) Contornos de potencia de salida constante correspondientes.

Figura 5.20: Mejores valores medidos para la eficiencia de drenador y potencia de salida.

Lo que se ha demostrado con este experimento es la viabilidad de utilizar una arquitectura basada en un Chireix ajustable para mejorar la eficiencia bajo condiciones de carga dinámica. Se ha demostrado que se pueden conseguir eficiencias superiores al 50 % para una gran región de la carta de Smith, así como variaciones en la potencia de salida en torno a 2 dB. Se han comparado los resultados con una arquitectura usando un combinador tipo Wilkinson, mostrándose las mejoras del sistema propuesto. Las principales ventajas sobre un sistema clásico basada en un PA con una TMN serían: (1) la estructura propuesta utiliza dos PAs, que pueden operar a mitad de potencia con gran eficiencia; (2) los rangos de variación de los componentes no son muy elevados, por lo que las pérdidas de inserción previsibles serán más reducidas; (3) este enfoque parece óptimo para arquitecturas que requieran de gran potencia de salida.

En una futura línea de investigación, será interesante realizar un montaje utilizando componentes ajustables, posiblemente varactores. Aunque los niveles de potencia a manejar son relativamente elevados, parece viable la realización del Chireix ajustable apilando 2 ó 3 componentes en cada rama. Para ello habría que analizar los rangos de variación en cada una de las ramas para realizar el diseño correspondiente utilizando varactores y algún elemento reactivo. Con ello, podríamos tener un ajuste automático del Chireix. Del mismo modo, el ajuste de fase entre ambas ramas se podría realizar en el procesado digital banda base, bien utilizando algún procesador digital, DSP o FPGA, o bien mediante

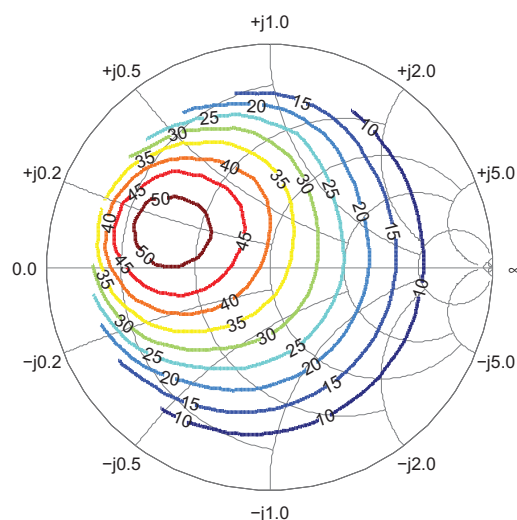


Figura 5.21: Contornos de eficiencia de drenador constante medidos para distintas impedancias con un combinador tipo Wilkinson. El máximo está desplazado del centro de la carta de Smith debido a la transformación desde la impedancia de carga hasta la salida de los PAs.

el desfase entre dos generadores vectoriales, evitando además las pérdidas de inserción del desfasador ajustable manualmente. Esto permitirá el control electrónico de todas las variables y la automatización del proceso, que a buen seguro mejoraría los resultados presentados anteriormente, aun cuando las pérdidas de inserción en el Chireix serán más elevadas debido a la presencia de los varactores junto con algún otro elemento reactivo.

5.3. Modulación dinámica de carga bajo condiciones de carga variable

La modulación dinámica de carga (DLM) [25, 75, 76, 88] es una técnica que permite mejorar la eficiencia en PAs bajo condiciones de señales moduladas complejas con altos valores de PAPR. Se encuadrada en el mismo nivel que otras [159], como el *dynamic biasing* [160], *envelope tracking* [161], y arquitecturas Chireix [151] o Doherty [162]. Algunas de estas técnicas son realmente prometedoras, como *envelope tracking*, y otras ya están siendo ampliamente utilizadas, como los amplificadores Doherty en estaciones bases. Sin embargo, estas técnicas no están exentas de algunos inconvenientes: *dynamic biasing* y *envelope tracking* requieren de convertidores dc eficientes, así como una amplificación de envolvente eficiente y de banda ancha, lo que resulta complicado. Las arquitecturas tipo *outphasing* y Chireix requieren del uso de varios dispositivos así como de combinadores y divisores de potencia, aumentando el tamaño, coste y complejidad en muchos casos. La técnica de DLM se ofrece como alternativa realmente interesante, ya que puede ofrecer

buenos resultados con una complejidad moderada.

La esencia de esta técnica se basa en el uso de la teoría de la recta dinámica de carga [163], que nos indica que se puede obtener la máxima eficiencia para un PA a lo largo de distintos niveles de potencia de entrada, si la impedancia presentada a éste se ajusta de manera dinámica a su valor óptimo de acuerdo con el nivel de potencia de entrada. Esta tarea consistente en presentar distintas impedancias al amplificador de acuerdo al nivel de potencia de entrada puede ser llevada a cabo por una red de adaptación reconfigurable. Recientemente, se han presentado varios estudios utilizando redes basadas en varactores mostrando unos resultados realmente prometedores [25, 26, 75, 76, 78], pero en ninguno de ellos se ha analizado el posible efecto de carga variable en transmisores inalámbricos. En este apartado se va a presentar el análisis y diseño de un sistema de DLM utilizando una red de adaptación reconfigurable, y su estudio bajo condiciones de variación dinámica de impedancia de carga [164].

5.3.1. Red de adaptación reconfigurable

En el presente estudio se va a emplear una red según se ve en la figura 5.22 basada en 8 condensadores conmutados. Los condensadores paralelo se posicionarán en serie con el elemento conmutador, designado en la figura por las señales de control S_i con $i = 0 \dots 7$, lo que proporciona un número total de estados de $2^8 = 256$. Estas señales de control pueden ser digitalmente controladas mediante un procesador digital DSP, FPGA o un micro. El comportamiento ideal de la red sería el siguiente: cuando el switch conduce, el condensador correspondiente añade su capacitancia a la red, mientras que cuando el switch está abierto, esa rama añade una impedancia equivalente en RF a un condensador acabado en abierto. Esta operación ideal se ve en cualquier caso influenciada por los efectos parásitos de la red, fundamentalmente las pérdidas de inserción de ésta, así como los factores de calidad finitos de los elementos reactivos. Las características fundamentales de esta red ya han sido presentadas en los anteriores apartados.

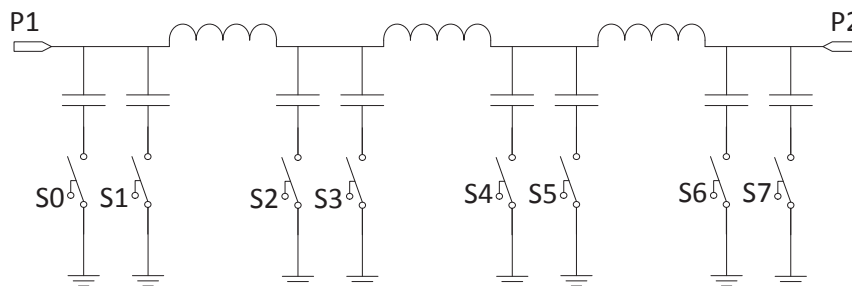


Figura 5.22: Esquemático de la TMN de 8 elementos de conmutación.

La figura 5.23 muestra un esquemático simplificado del sistema a simular. En él se

puede ver el PA constituido por un transistor LDMOS con sus redes de adaptación de entrada y salida. Entre ésta última y la carga, se colocará la TMN. Más adelante se verá porque la necesidad de incluir una red de adaptación de salida junto con la red reconfigurable. El transistor LDMOS empleado en las simulaciones es el LX802 de Polyfet, trabajando en UHF a 660 MHz. Se pretende comparar las prestaciones del sistema propuesto, al que nos referiremos como DLM-PA (PA modulado dinámicamente), con un PA de referencia basado en el mismo transistor y optimizado para máxima potencia con una carga de 50Ω , y al que nos referiremos de aquí en adelante como ref-PA (PA de referencia).

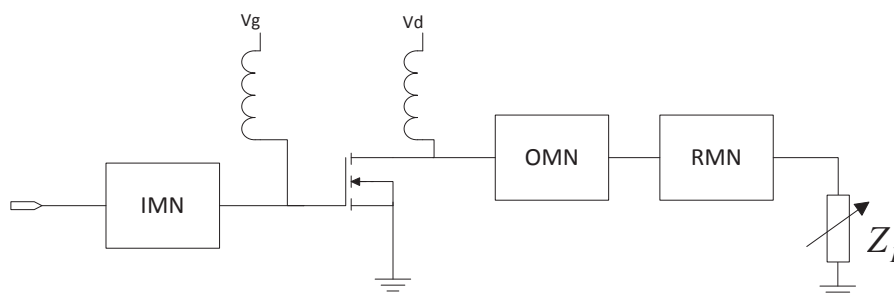


Figura 5.23: Esquemático simplificado del sistema, con un PA basado en un transistor LDMOS, las redes de adaptación de entrada y salida así como la red reconfigurable bajo condición de carga variable.

El proceso de diseño del sistema DLM-PA, se puede resumir de manera esencial en los siguientes pasos:

1. Determinación del load-pull del PA para maximizar la eficiencia.
2. Diseño de una red de pre-adaptación para cubrir de manera precisa la zona del load-pull.
3. Determinación de la secuencia de estados, como función de la envolvente de entrada $estado_{TMN} = f(|v_{in}|)$.
4. Evaluación de la influencia de las pérdidas de la TMN en la eficiencia del sistema.
5. Aplicación de la corrección de fase de la TMN para reducir la distorsión AM/PM.
6. Evaluación de la eficiencia (PAE) y linealidad (ACPR) para una señal modulada y 50Ω .
7. Evaluación de la eficiencia (PAE) y linealidad (ACPR) para una señal modulada y distintas configuraciones de carga.

5.3.2. Caracterización de load-pull y optimización

El primer paso a desarrollar para la implementación del DLM-PA es la caracterización del transistor mediante la simulación de load-pull, que permite obtener de la trayectoria de máxima eficiencia para distintos niveles de potencia de entrada. Esta tarea se lleva a cabo utilizando AWR Microwave Office para distintos niveles de potencia, desde 10 dBm hasta 40 dBm. Para cada nivel de entrada se obtiene la impedancia óptima que nos proporciona máxima eficiencia. Esta trayectoria de load-pull se puede ver en la figura 5.24. Como era de esperar, el load-pull del transistor se encuentra en valores de impedancia cercanos al corto circuito. La idea es intentar cubrir con la red de adaptación reconfigurable esta trayectoria de impedancias que nos va a proporcionar la eficiencia óptima. Sin embargo, el diseño genérico de la TMN que se presenta, no cubre la zona de interés (como se puede observar en la figura 3.37). Para desplazar la nube de puntos (impedancia de entrada de la TMN), que se corresponderá con las impedancias presentadas al transistor, hasta la zona deseada que cubra la trayectoria del load-pull se propone diseñar una red de pre-adaptación. Es un proceso similar al que se realiza con los transistores al fin de aumentar la impedancia de salida de éstos. En esencia, esta red será tan sencilla como sea posible, siempre que cumpla su propósito en el ancho de banda de interés.

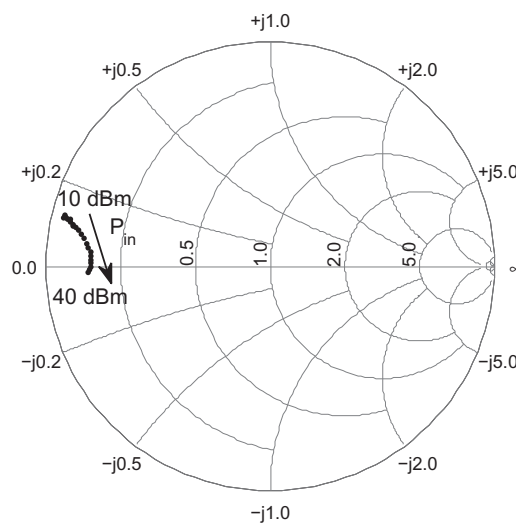


Figura 5.24: Load-pull del transistor para máxima eficiencia con niveles de potencia de entrada 10-40 dBm.

Para su diseño, se propone el análisis lineal de la concatenación de las dos redes que denominamos en la figura 5.23 como OMN y TMN, utilizando los parámetros de transmisión ABCD, de manera que la idea es aproximar la impedancia de entrada vista desde la OMN a los valores del load-pull de la figura 5.24. Para medir la distancia entre la impedancia presentada al transistor Γ_1 y la trayectoria óptima del load pull, que podemos

caracterizar por su coeficiente de reflexión Γ_{opt} , utilizamos la distancia hiperbólica en carta de Smith [124], definida como

$$d_H(\Gamma_1, \Gamma_{\text{opt}}) = 2 \tanh^{-1} \left| \frac{\Gamma_1 - \Gamma_{\text{opt}}}{1 - \Gamma_1 \Gamma_{\text{opt}}^*} \right|. \quad (5.50)$$

Esta métrica y no la euclídea se revela como la más útil para medir distancias en la carta de Smith, ya que por ejemplo, $d_H(0, \Gamma)$ es idéntica, excepto un factor de escala al VSWR asociado a Γ , expresado en dB. El diseño de la red de pre-adaptación se realiza con AWR Microwave Office, y consiste en dos elementos en L, con una inductancia serie y un condensador paralelo. Bajo estas condiciones, la impedancia presentada al PA se desplaza hacia la zona de la trayectoria de load pull como se puede ver en la figura 5.25.

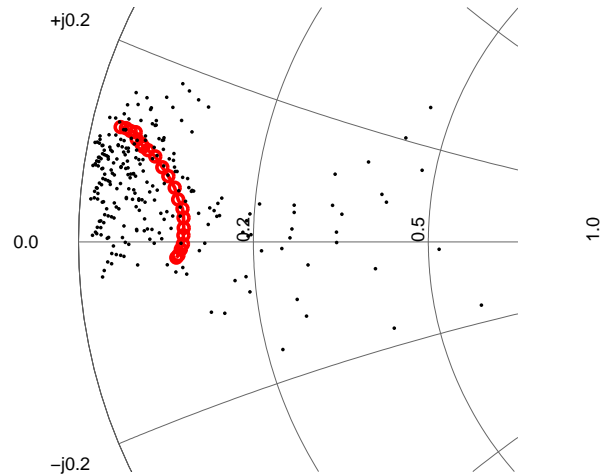


Figura 5.25: Detalle de las impedancias presentadas al PA bajo los distintos estados de la TMN, junto con la trayectoria óptima de load-pull.

En este punto, se puede obtener mediante AWR Microwave Office las curvas de eficiencia de valor añadido (PAE) asociadas a la arquitectura DLM-PA para los 256 distintos estados de la TMN. Además, resultará de extremo interés obtener también la eficiencia asociada a la arquitectura de referencia ref-PA, así como la máxima PAE alcanzable. Ésta última sería la eficiencia máxima que podríamos alcanzar en el caso de que presentáramos al PA exactamente la impedancia óptima para cada valor de entrada, mediante una red ideal sin pérdidas. En esta situación, al emplear la TMN va a haber dos limitaciones fundamentales: (1) no vamos a ser capaces de presentar exactamente la impedancia óptima, sino un valor muy próximo, y (2) la red va a tener sus correspondientes pérdidas de inserción que reducirán la eficiencia. Estos resultados los podemos ver en la figura. 5.26. Observando dicha figura, se puede ver como hasta valores de potencia de salida de 44 dBm,

podemos mejorar la PAE utilizando el DLM-PA con respecto al de referencia. Sin embargo, para valores de potencia mayores la eficiencia obtenida es inferior. Esto se debe fundamentalmente a las pérdidas de inserción de la TMN, y a que el PA de referencia está optimizado para máxima potencia de salida, por lo que es normal que no se pueda igualar las prestaciones del diseño de referencia en esos valores de potencia de salida.

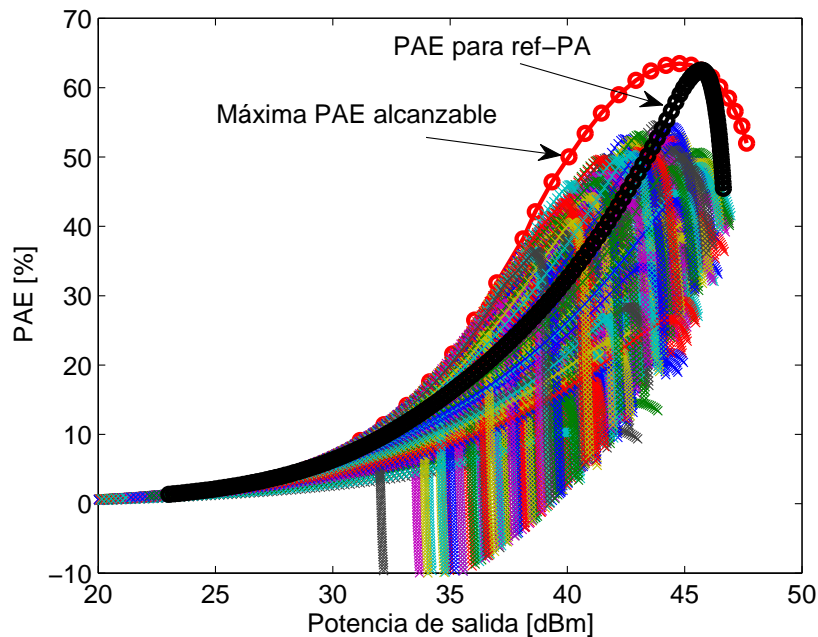


Figura 5.26: Eficiencia de potencia añadida para el DLM-PA para todos los estados de la TMN, para el ref-PA ($Z_L = 50\Omega$), y máxima eficiencia alcanzable, a 660 MHz.

La idea de la modulación dinámica de carga va a consistir en moverse por la envolvente de las 256 curvas de eficiencia presentadas en la figura 5.26, de modo que de acuerdo al nivel de potencia de entrada, seleccionaremos el estado de la TMN. Esta selección nos llevará a la curva de máxima eficiencia que se puede ver en la figura 5.27(d). Siguiendo esa secuencia de estados, además podemos observar las curvas efectivas para el DLM-PA correspondientes a la ganancia (figura 5.27(a)), conversión AM-AM (figura 5.27(b)) y conversión AM-PM (figura 5.27(c)), así como las asociadas al ref-PA. Se observa a simple vista como la selección de la trayectoria de máxima eficiencia va a llevar consigo un incremento de la distorsión no-lineal. Esto se ve en la curva de conversión AM/AM, donde a pesar de obtener valores de potencia salida algo superiores al ref-PA, la curva presenta un comportamiento no-lineal, y sobre todo se puede ver en la curva de conversión AM/PM, donde vemos que se introducen importantes saltos de fase. Este efecto va a afectar notablemente en la linealidad de la señal de salida, y es debido fundamentalmente a que la TMN no presenta fase constante para los distintos estados de configuración.

Para solventar en parte este problema, se puede realizar una compensación de la fase en banda base, ya que esta distorsión se puede caracterizar previamente en calibración, y almacenar los valores en una look-up-table o similar. No obstante, será necesario aplicar técnicas de DPD, tanto para eliminar la distorsión residual debido a la fase, como a la conversión AM/AM.

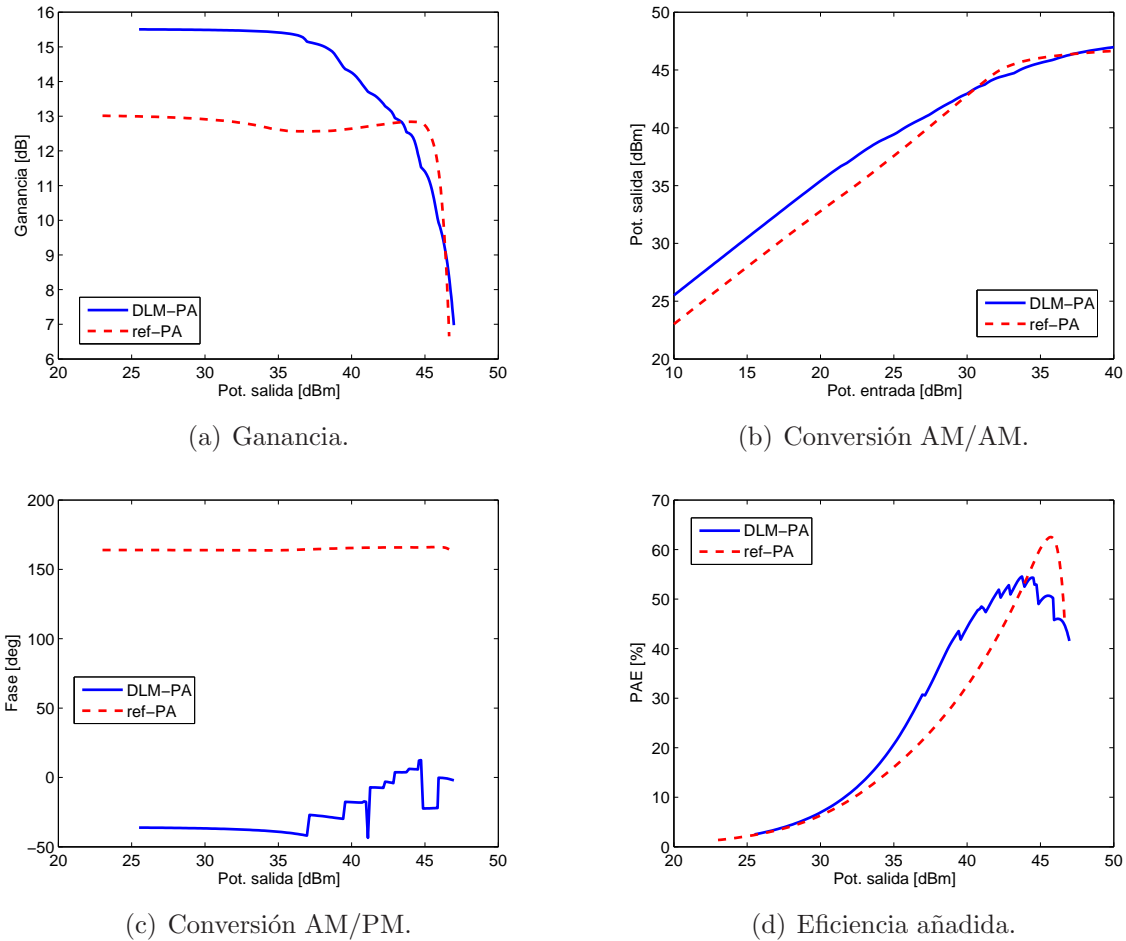


Figura 5.27: Curvas características para el DLM-PA y el ref-PA, para $Z_L = 50 \Omega$ y 660 MHz.

Para observar el efecto de la distorsión debida a los saltos de fase introducidos por la TMN, podemos observar la figura 5.28. En ella se observa como la distorsión es muy elevada si no se realiza la compensación de la fase, y que incluso realizándola, la distorsión no-lineal del DLM-PA es ligeramente superior a la del ref-PA. En cualquier caso, en ambas situaciones será necesario aplicar técnicas de DPD para mejorar los niveles de ACPR.

Finalmente, otro aspecto que habrá que tener en cuenta es la alineación temporal entre la envolvente de la señal de entrada y las señales de control de la TMN, similarmente a lo que ocurre en arquitecturas *envelope tracking*. Este aspecto ha sido tratado en la literatura, proponiendo diversos métodos [165], aunque en este trabajo asumiremos un

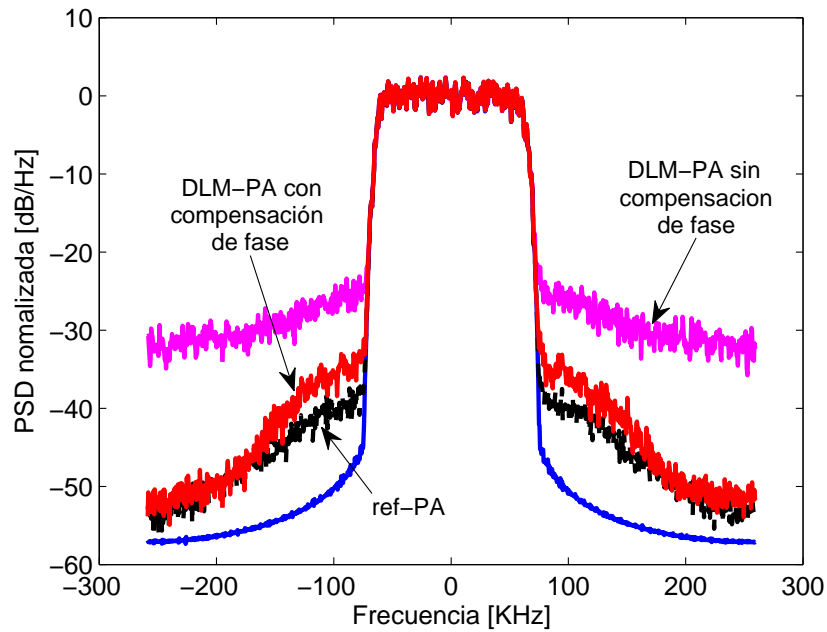


Figura 5.28: Comparación de la PSD para una señal TEDS de 150 KHz y 33 dBm de potencia media de salida, para el ref-PA y el DLM-PA, con y sin compensación de fase, a 660 MHz.

perfecto alineamiento en las simulaciones.

5.3.3. Resultados

El objetivo de este trabajo de investigación es evaluar la técnica DLM desde el punto de vista de eficiencia y linealidad y compararlo con un PA de referencia. Para ello el PA es modelado usando las curvas efectivas AM/AM y AM/PM vistas en las figuras 5.27(b) y 5.27(c), de manera que la salida del PA se puede calcular como

$$v_o(t) = v_i(t) \cdot G(|v_i(t)|) \quad (5.51)$$

donde $G(\cdot)$ es la ganancia compleja del PA que se puede escribir como

$$G(|v_i(t)|) = M(|v_i(t)|) e^{j\phi(|v_i(t)|)} \quad (5.52)$$

siendo $M(|v_i(t)|)$ la conversión AM/AM, $\phi(|v_i(t)|)$ la conversión AM/PM y $|v_i(t)|$ la envolvente de entrada. Como señal de prueba se empleará una señal TEDS (TETRA Release 2) [166], multiportadora QAM, de 150 KHz de ancho de banda y 9 dB de PAPR, que aunque es una señal de banda ancha está basada en OFDM.

Por otro lado, para reducir la distorsión no-lineal que ya se ha observado anteriormente, se propone el uso de técnicas de DPD. La figura 5.29 muestra el diagrama de bloques

del sistema propuesto incluyendo la DPD y la compensación de fase.

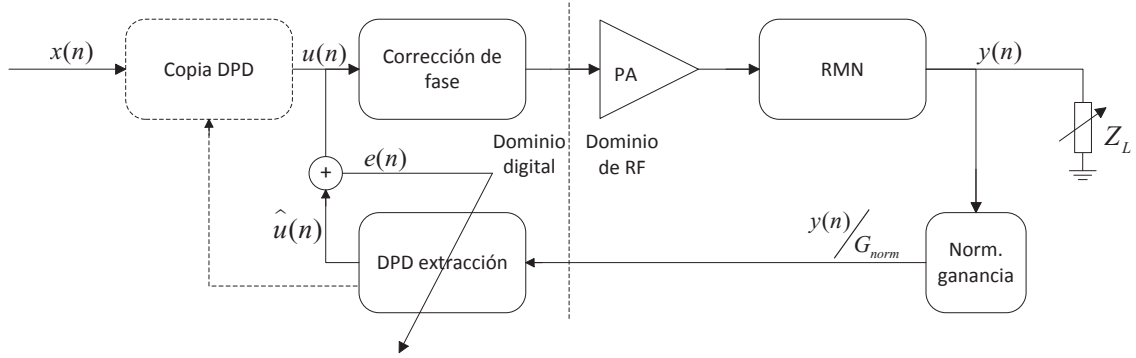


Figura 5.29: Diagrama de bloques para el sistema DLM-PA, incluyendo el sistema de DPD y el bloque de compensación de fase.

El cálculo de los coeficientes del predistorsionador w_{DPD} se realiza mediante la técnica de mínimos cuadrados, usando la inversa de orden p [167], y que esencialmente consiste en la búsqueda de coeficientes que minimizan el error cuadrático medio definido como

$$J(\mathbf{w}_{\text{DPD}}) = \sum_{n=1}^N |e^2(n)| \quad (5.53)$$

donde $e(n) = u(n) - \hat{u}(n)$, y $\hat{\mathbf{u}}$ se puede escribir como

$$\hat{\mathbf{u}} = \mathbf{Z}\mathbf{w}. \quad (5.54)$$

La matriz \mathbf{Z} , así como los datos \mathbf{u} se construyen a partir del modelo del PA. Finalmente, los coeficientes del predistorsionador se obtienen como

$$\mathbf{w}_{\text{DPD}} = \mathbf{Z}^H(\mathbf{Z}\mathbf{Z}^H)^{-1}\mathbf{u} \quad (5.55)$$

La ganancia de normalización se calcula como

$$G_{\text{norm}} = \frac{\max[|y(n)|]}{\max[|x(n)|]} \quad (5.56)$$

y para el modelo de DPD se consideran hasta 7 términos de no-linealidad.

Para evaluar las prestaciones en términos de distorsión no-lineal emplearemos como métrica la distorsión en canal adyacente (ACPR), definida como la potencia en el canal adyacente con respecto a la potencia medida en canal útil. El proceso de DPD para el ref-PA será idéntico al mostrado en la figura 5.29, pero excluyendo el bloque de la TMN y la corrección de fase.

Inicialmente, se van a estudiar las prestaciones de ambas propuestas bajo una condición de carga estática de 50Ω . Se pretende evaluar la eficiencia promedio [168] bajo la

señal TEDS anteriormente indicada. La PAE promedio se calcula mediante la integración de la envolvente, ponderando el número de ocurrencias de un nivel de señal (PDF), por su correspondiente valor de eficiencia instantánea [168].

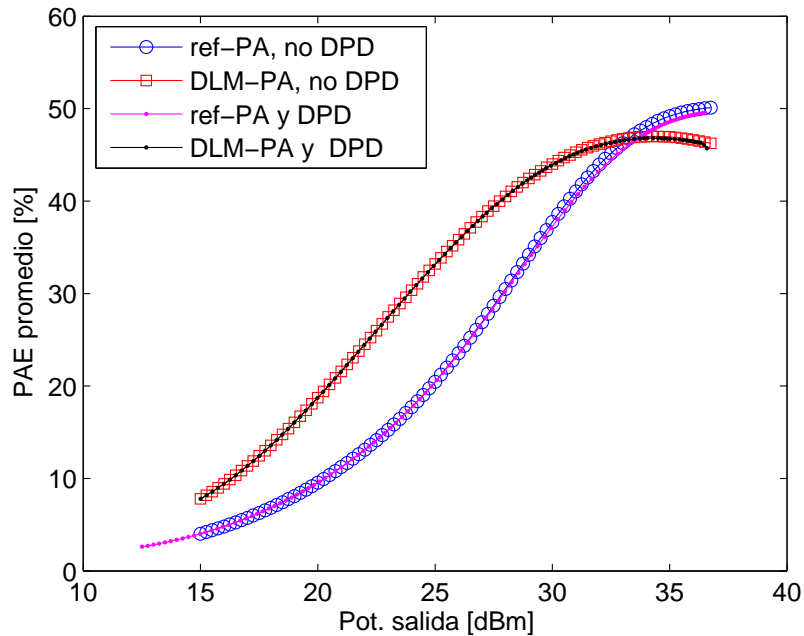


Figura 5.30: PAE promedio para el DLM-PA y ref-PA, con y sin predistorsión para carga de 50Ω y 660 MHz.

En la figura 5.30 se representa la eficiencia promedio para los dos sistemas propuestos. Se observa como para valores de potencia media promedio inferiores a 33.5 dBm, el DLM-PA mejora notablemente la eficiencia promedio, en torno a un 10% en amplio margen de valores de *back-off*. Por encima de los 33.5 dBm, las pérdidas de la TMN degradan las prestaciones del DLM-PA en comparación con el ref-PA, como ya hemos comentado. Se observa también que esta disminución en potencia promedio es inferior a la disminución al observar la potencia instantánea (figura 5.27(d)). Esto es debido fundamentalmente a la PDF de la señal, tipo Rayleigh, que hace que los valores de baja potencia (donde la eficiencia instantánea del DLM-PA es mayor) son más probables que los de alta potencia. Por otro lado la figura 5.31 muestra los valores de ACPR en función de la potencia media de salida para las dos arquitecturas propuestas, con y sin la aplicación de DPD. Se observa en primer lugar que la aplicación de DPD es obligatoria en el sistema de DLM-PA, que de otro modo presenta valores de ACPR muy reducidos, comparado con la arquitectura de ref-PA. Esta distorsión no-lineal se reduce sensiblemente, casi 20 dB, mediante la aplicación de DPD, y si bien la ACPR sigue siendo ligeramente peor que en el ref-PA con DPD, ésta permanece en unos valores permisibles. Esto viene a confirmar

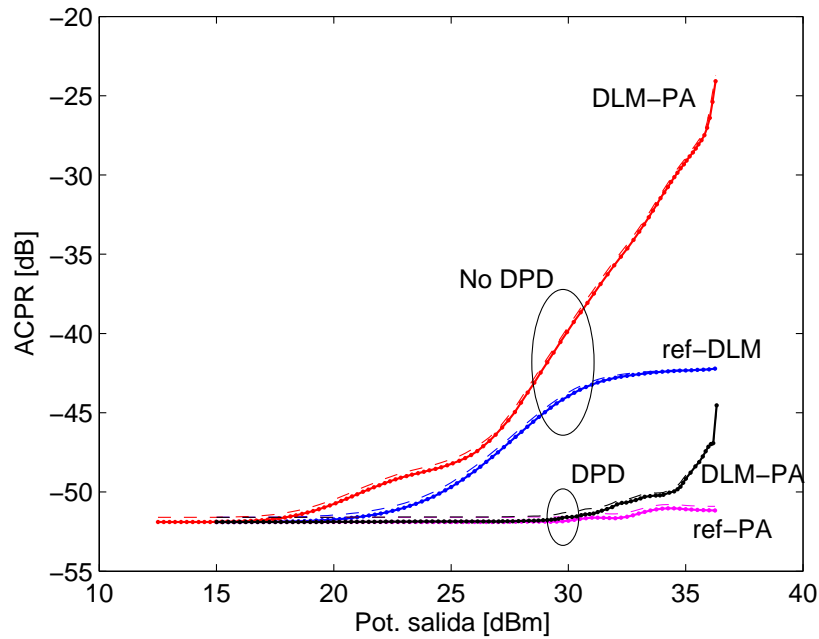


Figura 5.31: ACPR para el DLM-PA y ref-PA, con y sin predistorsión para carga de 50Ω y 660 MHz. Las líneas sólidas representan la ACPR en banda superior y la punteada la inferior.

el hecho de que la arquitectura DLM genera inherentemente mayor distorsión no-lineal.

Una vez evaluada las prestaciones bajo condiciones de 50Ω , se pretende estudiar el efecto de la variación de la impedancia de carga. Cuando ésta varíe, la impedancia presentada al transistor también cambiará y por tanto la eficiencia del PA se verá modificada y generalmente reducida (si éste está optimizado para 50Ω). En el caso del DLM-PA, la TMN se encargará de compensar, hasta cierto punto, estas variaciones. Bajo esta situación, la secuencia de estados dependiente de la envolvente de entrada se verá modificada y será necesario adaptarla [121]. Para comparar las prestaciones entre los dos sistemas, definimos la mejora en eficiencia promedio como

$$\Delta\eta_{\text{PAE}} = \eta_{\text{DLM-PA}} - \eta_{\text{ref-PA}} \quad (5.57)$$

es decir, la diferencia de eficiencias entre el sistema DLM-PA y el de referencia ref-PA. Es evidente que si esta diferencia es positiva, la aplicación de la técnica DLM implicará una mejora en la eficiencia. En la figura 5.32 se puede ver la diferencia en PAE para una potencia promedio de 36 dBm, para desadaptaciones definidas incluidas en una circunferencia de $\text{VSWR}=20$. Esta eficiencia promedio se corresponde con la situación en que no se aplica DPD. De hecho, se han detectado problemas de convergencia en el algoritmo de DPD para distintas condiciones de carga. Éstas se han representado también en la figura mediante puntos azules para el ref-PA y círculos rojos para el DLM-PA.

Cabe destacar que esta problemática es mucho más evidente para el PA de referencia (70 impedancias) frente a tan sólo 7 con problemas de convergencia en el caso del DLM-PA. Analizando la diferencia de eficiencia, se observa alrededor del centro de carta de Smith una zona con diferencia negativa, correspondiente al caso en que el ref-PA presenta mejor eficiencia que el DLM-PA, debido a las razones ya comentadas. Esta región es relativamente pequeña, y en toda ella la diferencia negativa es inferior al 5%. Fuera de esa zona, se pueden apreciar diferencias positivas, tanto mayores cuanto más nos alejamos del centro de la carta de Smith, alcanzando valores de mejora de hasta el 20% y 30% para las regiones más desadaptadas.

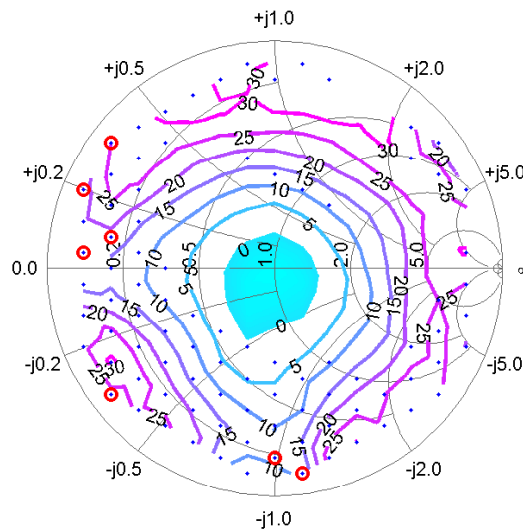


Figura 5.32: Mejora de eficiencia ($\Delta\eta_{PAE}$) para una potencia media de salida de 36 dBm, para distintas impedancias de carga a 660 MHz. Las impedancias para que la convergencia de la DPD no ha sido satisfactoria han sido marcadas mediante puntos azules (\cdot) para el ref-PA y mediante círculos rojos (\circ) el DLM-PA.

Por último en la tabla 5.3 se presenta una comparativa a modo de resumen en términos de porcentaje de area de carta de Smith, en una circunferencia de radio definido por un VSWR=20. En ella representamos el porcentaje de esa región que presenta mejoras de eficiencia positivas para el DLM-PA, así como las áreas en las que se verifican valores de ACPR mejores de 35 y 40 dB tanto para el DLM-PA comp para el ref-PA, todo ello para distintos niveles de potencia de salida. Se observa como las áreas en las que la mejora en eficiencia es positiva están por encima del 94% en todos los casos, aunque se ha observado que la posición de esta región no está siempre en torno al centro, como sucedía en la figura 5.32, si no que tiende hacia zonas capacitivas para valores menores de potencia de salida. Por otro lado, en términos de distorsión no-lineal, las regiones de ACPR son mayores en todas las situaciones para el DLM-PA. Para la máxima potencia de salida, el ACPR es mejor que 40 dB para 53% de carta de Smith en el DLM-PA mientras

Tabla 5.3: Cobertura en carta de Smith (%) para la diferencia en eficiencia y ACPR para distintos niveles de potencia media de salida.

P_{out} (dBm)	$\Delta\eta_{\text{PAE}} > 0$	DLM-PA con DPD		ref-PA con DPD	
		ACPR level		ACPR level	
		> 35 dB	> 40 dB	> 35 dB	> 40 dB
36	94.27 %	60.74 %	53.37 %	24.54 %	23.31 %
33	95.38 %	92.64 %	90.18 %	52.15 %	47.24 %
30	95.85 %	99.39 %	98.77 %	76.69 %	76.07 %

que sólo en el 23 % en el ref-PA. Conforme la potencia disminuye, el porcentaje de estas regiones aumenta debido a que estamos aumentando el back-off del PA. En general, con la aplicación de DPD, y aunque la linealidad del DLM-PA es peor, el uso de la TMN hace que el DLM-PA trabaje mejor bajo condiciones de carga variable.

5.3.4. Discusión

Se ha estudiado la aplicación de un sistema de DLM para la mejora de la eficiencia y linealidad de un transmisor bajo efecto de variación de carga. Se ha presentado el proceso de diseño y algunos de los aspectos esenciales de éste. Se ha realizado un análisis tanto desde el punto de vista de eficiencia como de linealidad de la arquitectura DLM-PA y la de referencia, ref-PA. Aunque la pérdidas de la TMN degradan ligeramente las prestaciones, especialmente para valores en torno a 50Ω , este área es muy reducida (en torno al 5 %), mientras que en el resto las mejoras son significativas. Se ha observado también que la aplicación de DPD funciona mejor en el caso del DLM-PA, donde se consiguen mejores valores en términos de ACPR y en regiones más amplias de la carta de Smith, fundamentalmente debido a que el ref-PA presenta problemas de convergencia para determinadas condiciones de carga.

5.4. Mejora de la sensibilidad a desadaptaciones en sistemas de DPD usando redes de adaptación reconfigurables

Es bien conocido que las técnicas de DPD se han postulado como una de las mejores soluciones coste-efectivas para reducir la distorsión no-lineal en PAs de radiofrecuencia y microondas, en especial en presencia de señales moduladas complejas como OFDM o WCDMA que presentan elevados niveles de PAPR [169], [170]. Esto permite a los amplificadores trabajar con menores niveles de *back-off*, mejorando la eficiencia.

Lo habitual en estas situaciones es considerar una impedancia de carga estática y de valor 50Ω . Esto es cierto en la mayoría de ocasiones, sin embargo, como se ha mostrado, en determinadas ocasiones esta impedancia de carga puede verse alterada en entornos móviles e inalámbricos como consecuencia de fluctuaciones aleatorias, acoplos con el usuario o con otros objetos u otros efectos [96]. Estas variaciones en la impedancia de entrada de la antena van a afectar el comportamiento del PA, modificando sus características intrínsecas como, la ganancia, conversión AM/AM y AM/PM, lo que afectará a la eficiencia y a la distorsión no-lineal.

En [171] se presentó un estudio de la influencia y el impacto de las técnicas de DPD, pero sólo para valores de VSWR inferiores a 2. En este apartado se pretende realizar un estudio bajo condiciones severas de desadaptación, así como analizar el efecto que el uso de redes de adaptación reconfigurables puede tener para mitigar en parte los efectos de desadaptación y mejorar la sensibilidad de los sistemas de DPD.

Para este estudio se utilizará la misma red reconfigurable que la descrita en el apartado 5.3.1, y el diagrama de bloques asociado al sistema, será también similar al presentado en la figura 5.29, pero con la ausencia de los bloques específicos del sistema de DLM, por lo que quedaría simplificado al esquema de la figura 5.33.

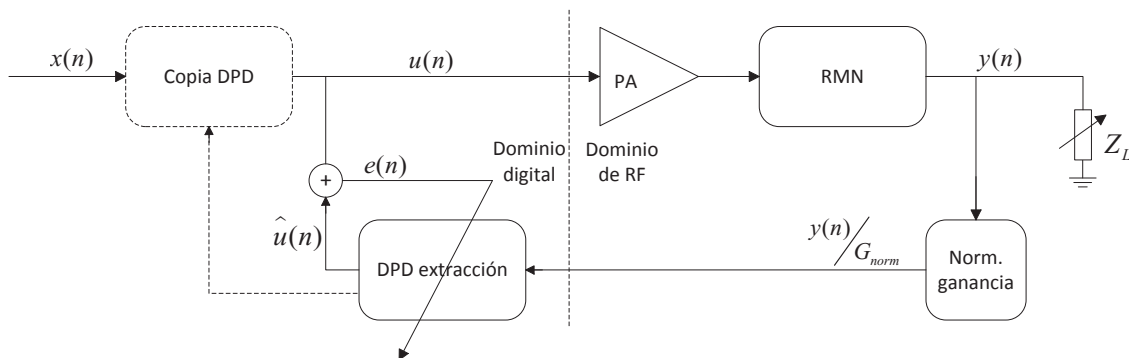


Figura 5.33: Diagrama de bloques del sistema DPD integrado con la TMN.

El modelo de predistorsión propuesto en este trabajo, está basado en el clásico polinomial sin memoria y se puede describir con la siguiente ecuación

$$u(n) = x(n) \sum_{k=0}^{P-1} a_k |x(n)|^k \quad (5.58)$$

donde $x(n)$ es la señal de entrada, $u(n)$ la de salida y P representa el orden de no-linealidad que en este trabajo fijaremos en $P = 7$. El esquema de la figura 5.33 muestra un esquema de aprendizaje indirecto [172], en el que en una primera fase de entrenamiento los coeficientes del predistorsionador son calculados en el lazo de realimentación mediante la señal $z(n)$, que es una versión atenuada de la señal de salida del PA, $y(n)$, por un factor

de ganancia G_{norm} . Este factor de normalización se puede definir de diversas maneras, conduciendo a diferentes soluciones de coeficientes del predistorsionador. En este trabajo se ha definido como

$$G_{\text{norm}} = \frac{\max[|y(n)|]}{\max[|u(n)|]}. \tag{5.59}$$

Esta definición lleva consigo una disminución efectiva de la ganancia del PA con respecto al PA no linealizado pero simplifica la implementación facilitando el control de potencia ya que la señal original de entrada y la de salida se normalizan por el mismo factor de escala [5]. Un ejemplo gráfico de la selección del parámetro de ganancia esperada se puede ver en la figura 5.34.

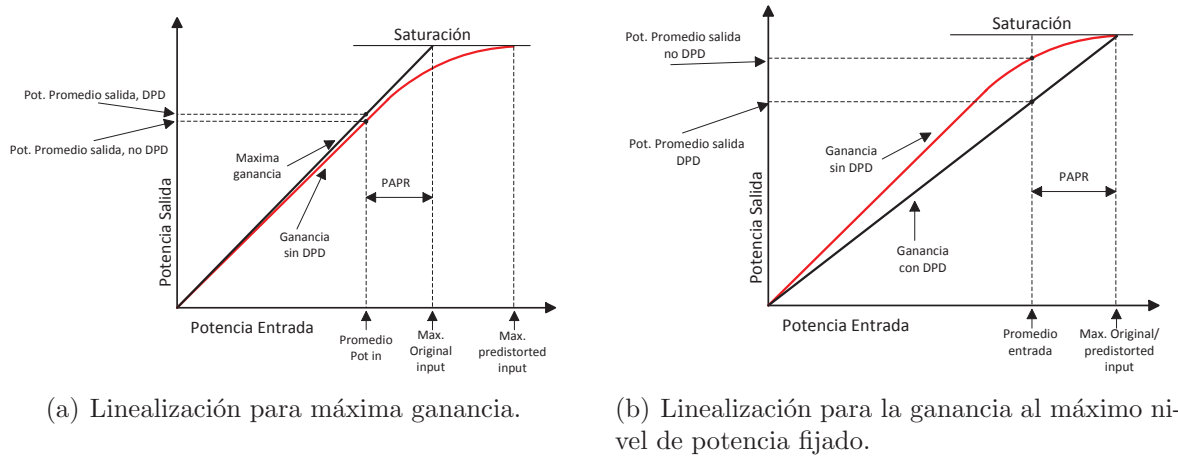


Figura 5.34: Selección de la ganancia esperada, extraído de [5].

Una vez que los coeficientes de DPD se han calculado, el bloque de predistorsión se actualiza copiando dichos coeficientes. Este método asume que los coeficientes calculados por el post-distorsionador, que se comporta como el inverso del modelo del amplificador, trabajarán de manera correcta cuando se coloquen en el predistorsionador antes del PA. Schetzen probó que hay una razón teórica detrás de este razonamiento. En [167], se demuestra que la post-inversa de orden p de un sistema general Volterra es idéntica a la pre-inversa de orden p . Dado que el modelo sin memoria propuesto es una particularización (de hecho una simplificación) de un sistema de Volterra, la predistorsión será equivalente a la post-distorsión en nuestra aplicación.

Para el cálculo de los coeficientes existen distintos enfoques, pero cuando la dependencia de los coeficientes con respecto a las muestras de entrada es lineal, se pueden aplicar las técnicas de mínimos cuadrados. Como se ha explicado en la anterior sección, la solución de los coeficientes se obtendrá como

$$\mathbf{w} = \mathbf{Z}^H (\mathbf{Z}\mathbf{Z}^H)^{-1} \mathbf{u}. \tag{5.60}$$

En esta solución, el producto matricial $\mathbf{Z}^H(\mathbf{Z}\mathbf{Z}^H)^{-1}$ es conocido como la pseudoinversa de \mathbf{Z} . Si las columnas de \mathbf{Z} son linealmente independientes, la solución es única, incluso cuando el problema está sobredimensionado (el número de muestras N es mayor que el número de coeficientes a estimar $P = 7$). Sin embargo, si la matriz está mal condicionada, la solución puede no ser satisfactoria. Esto suele ser habitual en modelos polinomiales y está relacionado con la dispersión de valores propios de la matriz $\mathbf{Z}\mathbf{Z}^H$. En este contexto, para valores elevados de potencia de salida, que corresponde con una operación no-lineal del PA, se favorece la dispersión de valores propios y por tanto un mal condicionamiento de la matriz. Ante estas condiciones, la operación correcta del predistorsionador no está garantizada, y es muy habitual que los valores de salida de éste se dispersen alcanzando valores muy elevados. Este efecto también se va a ver condicionado por la variación de la impedancia de carga como veremos a continuación.

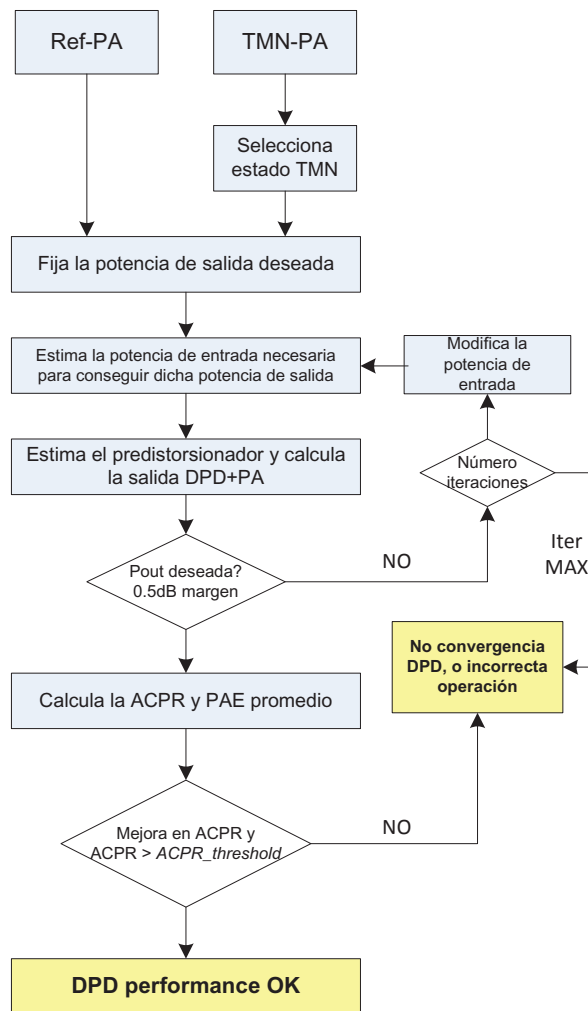


Figura 5.35: Diagrama de bloques para el proceso de simulación.

El proceso de simulación que vamos a llevar a cabo para esta investigación esta re-

sumido en la figura 5.35, y se basa en la comparación de dos alternativas. La primera se basa en la utilización de un amplificador clase-AB, y que será la solución de referencia (ref-PA). La segunda consiste en el mismo PA, pero con la red de adaptación reconfigurable, y que llamaremos TMN-PA. En ambas situaciones el proceso de simulación será el mismo. Se fijará una potencia media de salida deseada. De acuerdo con esta potencia, estimaremos la potencia de entrada necesaria en base a la ganancia del PA esperada. Con las señales de entrada y salida del PA obtenidas con AWR Microwave Office, estimaremos los coeficientes de DPD, y después probaremos el sistema completo, DPD+PA. Mediremos la potencia media de la señal de salida para ver si es igual que la potencia deseada con un pequeño margen de error. Si la potencia no es la esperada, incrementaremos o disminuirémos la potencia de entrada y repetiremos el proceso. En este punto, ya se puede detectar un problema en la convergencia de la DPD, puesto que puede suceder que no sea posible alcanzar la potencia de salida deseada sin entrar en una zona altamente no lineal. Bajo estas circunstancias, la correcta operación del algoritmo de DPD no está asegurada, y los problemas de convergencia generarán valores de potencia de salida muy elevados. Por otro lado, una vez que la potencia de salida es la correcta, se evalúa la interferencia en canal adyacente y la eficiencia promedio. Finalmente se verifica si hay mejora en los niveles de ACPR debido a la aplicación de la DPD. Si ambas afirmaciones son ciertas, se puede verificar que el proceso de DPD ha sido correcto. Si no es así, se verifica que el proceso de DPD no ha sido correcto. Este proceso se repite para un conjunto de 187 impedancias uniformemente distribuidas, siguiendo un proceso tipo load-pull.

Las figuras de mérito a evaluar son fundamentalmente dos: (1) el número de impedancias de carga para las que las prestaciones de la DPD no son correctas, o directamente no ha convergido, y (2) los niveles de ACPR para estas impedancias, todo ello comparando ref-PA y TMN-PA. De manera adicional, también se discutirán algunos aspectos relacionados con la eficiencia. Las simulaciones que se presentan son hasta valores de 36 dBm, que aproximadamente representa el valor de la potencia de saturación menos el PAPR de la señal, cuando el PA esta cargado con 50Ω .

En primer lugar se va a estudiar la convergencia y funcionamiento de la DPD. Siguiendo el diagrama de la figura 5.35, consideraremos que hay un funcionamiento correcto del algoritmo de DPD si hay mejora en los niveles de ACPR respecto a la solución no linealizada y si además este nivel de ACPR es mejor que un cierto umbral. Este umbral lo situamos en este punto a 33 dB. La figura 5.36 representa el porcentaje de las 187 impedancias probadas para las que se asegura que el algoritmo de DPD está funcionando correctamente.

En primer lugar se observa como los porcentajes disminuyen conforme aumenta la potencia. Esto es evidente pues nos movemos hacia regiones más no-lineales del PA.

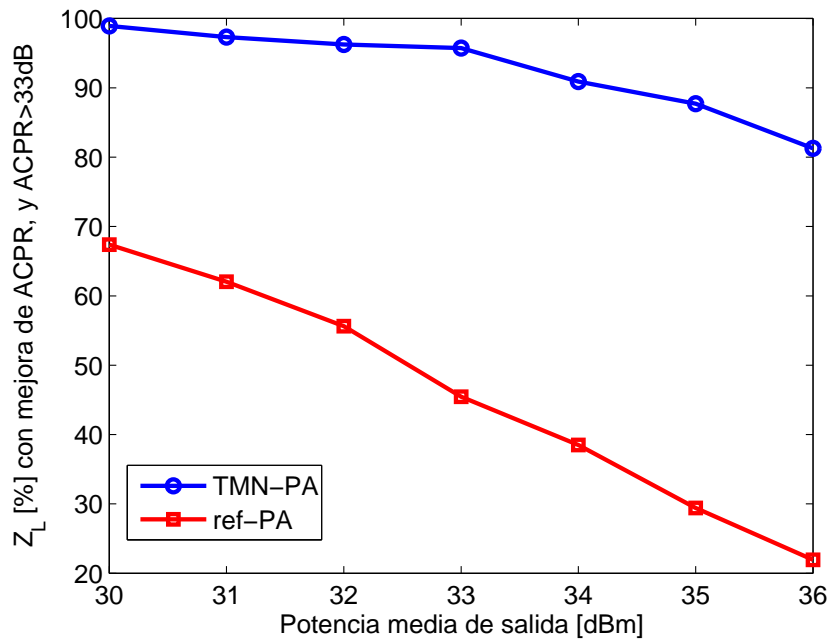


Figura 5.36: Porcentaje de impedancias para los que la convergencia de la DPD está asegurada.

Comparando ambas configuraciones, se puede ver como la DPD funciona siempre mejor para el TMN-PA que para el ref-PA. De hecho esta mejora en porcentaje de impedancias es de alrededor del 30 % para valores bajos de potencia media, y sube hasta casi el 60 % para los valores de potencia más elevados. La idea es que usando la TMN somos capaces de encontrar un estado tal que la impedancia presentada al PA verifique un comportamiento más lineal de éste. Esta capacidad es limitada no obstante, y se puede ver como para los niveles de potencia de 36 dBm, existe un 20 % de impedancias que no verifican un funcionamiento correcto de la DPD, siendo éstas las situadas en los extremos más alejados del centro de la carta de Smith.

Para evaluar las prestaciones de la DPD, puede resultar muy útil verificar los niveles de ACPR después de la aplicación de ésta. Para ello, se presenta en la figura 5.37 una representación 3D de la CDF del porcentaje de impedancias con ACPR mejor que un umbral (eje Y), para diferentes niveles de potencia (eje X). Se puede ver como para todas las situaciones, el TMN-PA trabaja mejor que el ref-PA. Además, la mejora es más grande conforme se incrementa el nivel de exigencia en términos de ACPR y niveles de potencia media. Así, para niveles de ACPR mejores que 50 dB, hay un 50 % de impedancias que lo verifican para el TMN-PA, frente al 10 % del ref-PA.

En la figura 5.38 se muestra la distribución en carta de Smith de los niveles de ACPR e impedancias no convergentes para una potencia de 36 dBm. Se observa como para el

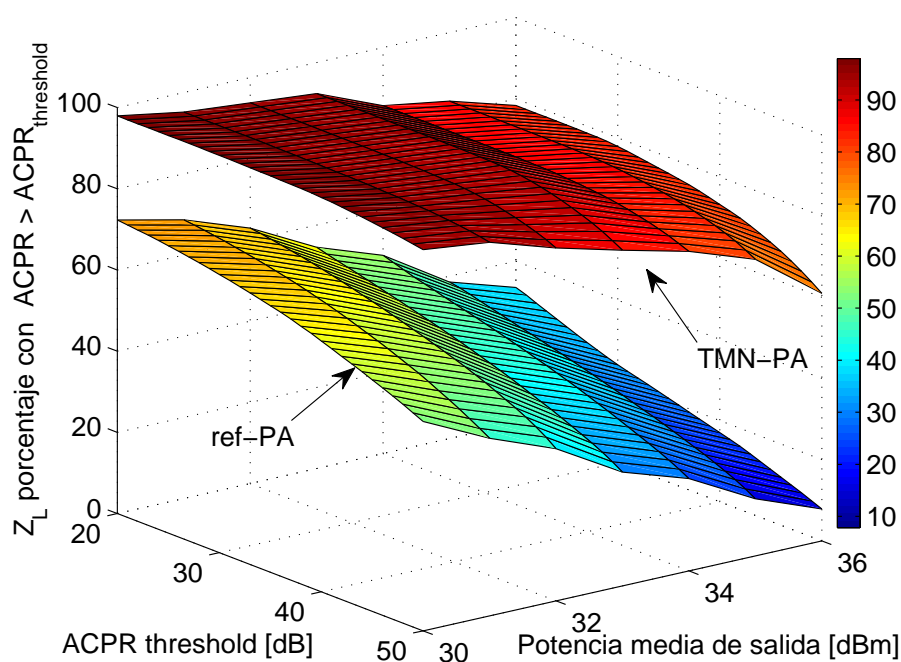


Figura 5.37: Representación 3D del porcentaje de impedancias que verifican mejoras en el ACPR mejores que un determinado umbral, para distintos niveles de potencia media de salida.

TMN-PA, las impedancias no convergentes se sitúan en los extremos más alejados, y en el resto de carta de Smith la mayoría de impedancias presentan valores cercanos a 50 dB de ACPR. Se pueden ver los problemas de convergencia y funcionamiento limitado de los algoritmos de DPD para el ref-PA, debido a la variación de la impedancia.

Finalmente, también puede resultar muy ilustrativo analizar el efecto en la eficiencia, especialmente en términos comparativos entre ambas soluciones. Para ello presentamos en la tabla 5.4 una comparación en términos de porcentaje de carta de Smith de manera similar a la tabla 5.3. Del mismo modo, se define la mejora en eficiencia $\Delta\eta_{PAE} > 0$ como el porcentaje en que la eficiencia de la solución TMN-PA es mejor que en ref-PA. Es interesante observar como los porcentajes de mejora no son muy elevados, especialmente para niveles de potencia bajos. Esto se debe fundamentalmente al compromiso eficiencia-linealidad. En esta situación, hemos ido siempre a buscar configuraciones en la TMN para mejorar la linealidad tanto como sea posible, por lo que la eficiencia se ve disminuida. Es seguro que será posible encontrar algunos estados de la TMN con mejores valores de eficiencia, que sigan manteniendo niveles más que aceptables de ACPR. En cualquier caso, este es uno de los potenciales más importantes de este tipo de dispositivos reconfigurables, y que los hacen tan interesantes. De hecho, la manera óptima de proceder sería asegurar

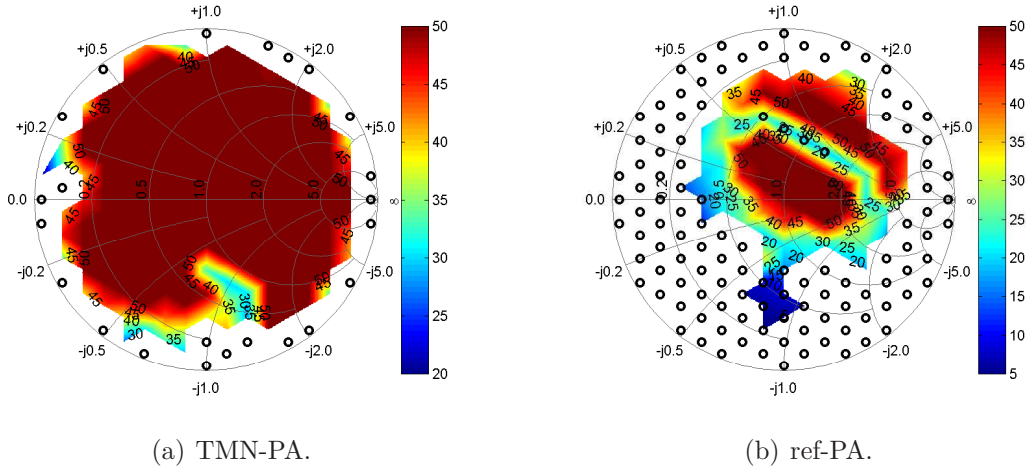


Figura 5.38: ACPR e impedancias no-convergentes para 36 dBm de potencia media de salida.

los niveles de ACPR necesarios según cada estándar, y una vez verificados esos niveles buscar el estado que además proporcione una eficiencia mayor, lo que llevaría a maximizar el compromiso eficiencia-linealidad.

Tabla 5.4: Cobertura en carta de Smith (%) para la eficiencia y ACPR para distintos niveles de potencia de salida.

P_{out} (dBm)	$\Delta\eta_{\text{PAE}} > 0$	PA-TMN with DPD		PA with DPD	
		ACPR level > 40 dB	ACPR level > 35 dB	ACPR level > 40 dB	ACPR level > 35 dB
30	52.64	97.86	98.93	65.24	66.84
31	54.44	96.79	97.33	58.82	60.43
32	56.65	94.12	96.26	54.55	55.61
33	59.25	90.37	95.19	41.18	45.45
34	60.94	89.24	89.30	34.22	38.50
35	63.51	83.96	85.56	27.27	29.41
36	68.76	75.40	79.68	19.79	21.39

5.5. Conclusiones

A lo largo de este tema se han presentado diversas aplicaciones de redes de adaptación reconfigurables para sistemas de transmisión. Se ha comenzado estudiando las posibles mejoras que una estructura reconfigurable puede aportar a sistemas *outphasing*, bien mediante componentes ajustables en un combinador tipo Chireix o bien mediante el uso de una o varias TMN en combinación con combinadores resistivos. Se ha demostrado

un sistema basado en un Chireix ajustable junto con un desfase entre ambas ramas también ajustable que permite mantener buenos valores de eficiencia bajo condiciones de carga variable. Posteriormente, se ha estudiado la aplicación de la técnica de modulación dinámica de carga y los efectos que las desadaptaciones pueden tener en éste. Se ha podido comprobar que usando una red reconfigurable, las variaciones en la impedancia de carga pueden ser compensadas hasta cierto punto consiguiendo mejoras importantes de eficiencia. Por último se ha estudiado la sensibilidad en la aplicación de técnicas de predistorsión digital y cómo una red reconfigurable puede ayudar a mejorar los problemas numéricos que pueden surgir como consecuencia de las desadaptaciones en la antena. Se ha visto como según la configuración de la red podemos llegar a distintos compromisos en términos de eficiencia-linealidad.

Capítulo 6

Conclusiones y futuras líneas de investigación

6.1. Conclusiones finales

En la presente tesis doctoral se ha aportado un amplio estudio de redes de adaptación reconfigurables para la mejora de la eficiencia en sistemas de comunicaciones móviles. La propuesta surge por la necesidad de incrementar la eficiencia en sistemas móviles bajo condiciones de carga variable, así como de la posible mejora de la eficiencia en arquitecturas inalámbricas.

Inicialmente se ha partido de una revisión de las topologías más usadas en redes de transformación de impedancias y las tecnologías para circuitos de RF reconfigurables. Las tecnologías basadas en semiconductores siguen siendo ampliamente usadas: los diodos PIN suelen ser la elección para aplicaciones de muy altas potencias, aunque se ha visto recientemente aplicaciones de varactores con valores de potencia en torno a los 10 W. En el otro lado estarían las tecnologías basadas en MEMS, muy interesantes por sus reducidas pérdidas de inserción a frecuencias muy elevadas, pero limitados por los tiempos de conmutación y fundamentalmente los ciclos de vida (especialmente en condiciones de *hot-switching*). Con estas premisas, se ha revisado el estado del arte de redes de adaptación reconfigurables. Se ha visto que para frecuencias elevadas del orden de GHz prevalecen las redes basadas en MEMS. Para frecuencias más bajas es habitual el uso de varactores y en menor medida de diodos PIN, cuya principal desventaja está en su consumo, que puede ser significativo especialmente en aplicaciones de media o baja potencia. El uso de una u otra tecnología, así como la topología del circuito no es una decisión sencilla y generalmente vendrá dada por los requisitos que se impongan sobre el diseño del sistema.

Después de esta introducción, se ha realizado un estudio exhaustivo de la caracterización y medida de prestaciones en redes de adaptación reconfigurables. Usando un diseño basado en una red controlable digitalmente como ejemplo, se han ido ilustrando las di-

ferentes métricas. Se ha hecho especial hincapié en el concepto de cobertura de carta de Smith y en la definición de las pérdidas de la red. En nuestra opinión, la mejor manera de definir la cobertura en carta de Smith es definir unos umbrales para la adaptación (pérdidas de retorno máximas) y para las pérdidas (ganancia de transducción mínima). Otros conceptos como la ganancia de red también han sido definidos, y de manera general se ha visto la necesidad de desarrollar nuevos métodos y definiciones dada la complejidad que entrañan estos circuitos.

Para evaluar diferentes tecnologías de conmutación se han presentado varios prototipos utilizando diodos PIN, varactores, MMIC switches, MEMS switches y condensadores ajustables digitalmente en tecnología integrada (DTC), midiendo sus prestaciones. Los circuitos basados en MMIC suelen estar limitados por las pérdidas de éstos. Las redes basadas en MEMS switches no resultan lo suficientemente fiables, aunque presentan importantes propiedades en términos de bajas pérdidas y buena linealidad hasta decenas de GHz. Diseños basados en diodos PIN y varactores han ofrecido las mejores prestaciones, aunque la elección de una tecnología u otra habrá que hacerla en base a los requisitos de potencia, velocidad de adaptación u otros parámetros. Por último, se evaluó en simulación la novedosa tecnología DTC de Peregrine. Ésta presenta interesantes propiedades en términos de potencia, integración, y fácil control, pero las pérdidas de inserción del circuito pueden ser limitantes, y no parece que ofrezcan resultados muy superiores al uso de algunos varactores comerciales.

Las pérdidas en este tipo de circuitos es probablemente el factor más limitante. Por ello, se propuso el desarrollo de mecanismos de optimización y automatización en el diseño. Utilizando algoritmos genéticos se ha visto cómo se pueden conseguir redes reconfigurables con prestaciones en términos de cobertura cercanas al óptimo. Este sistema permite reducir el número de componentes y por tanto las pérdidas, una vez fijados unas metas de diseño. Parece evidente que es fundamental desarrollar mecanismos de optimización para este tipo de circuitos con el objetivo de minimizar y simplificar los circuitos tanto como sea posible, siempre que cumplan con las especificaciones deseadas.

Otro aspecto que se ha tratado y que resulta de amplio interés es el desarrollo de mecanismos para la estimación de la impedancia de carga. Este proceso resulta fundamental para una rápida y correcta configuración de la red, ya que conocida la impedancia de carga es fácil calcular el estado óptimo de funcionamiento. Se han estudiado varios sistemas basados esencialmente en la toma de muestras escalares entre la red y la antena. Se demostró como usando un sistema parecido al usado en los reflectómetros de seis puertos, basado únicamente en medidas escalares, y utilizando la propia naturaleza multi-estado de las redes, es posible llevar a cabo estimaciones precisas de la impedancia de carga.

La búsqueda de aplicaciones de este tipo de circuitos en sistemas de transmisión

y recepción ha conformado una parte importante de la tesis doctoral. En sistemas de recepción, se ha presentado el uso de estas redes para el estándar ETSI DVB-H. Se ha visto como se puede mejorar notablemente la ganancia realizada mediante el uso de una red de adaptación reconfigurable, especialmente en la banda baja de frecuencias, que por otro lado es la más problemática desde el punto de vista de adaptación y diseño de la antena. También se ha estudiado el efecto de la presencia de la red en términos de relación señal a ruido, y cómo se puede usar como criterio para configurar la red la maximización de ésta, lo que asegura una buena tasa de error en el receptor. Además, se ha visto como bajo estas condiciones la ganancia realizada sigue siendo mejor que en la situación original. Esta propuesta es genérica y puede ser adecuada para distintos tipos de antenas de sistemas DVB-H y posee la capacidad de adaptarse a posibles cambios sufridos por la impedancia de antena como consecuencia de su entorno.

En lo relativo a aplicaciones de sistemas de transmisión se han podido ver varios ejemplos. En primer lugar se han estudiado las arquitecturas tipo LINC o *outphasing*, estudiando la viabilidad de usar redes de adaptación reconfigurables o componentes ajustables en el combinador. Bajo condiciones de carga variable, se ha visto como usando una red entre el combinador y la antena se puede mejorar la eficiencia para la mayoría de las condiciones de desadaptación. Además del uso de redes reconfigurables, se ha propuesto una arquitectura con un combinador tipo Chireix ajustable, con el desfase entre ambas ramas también sintonizable, que permite compensar hasta cierto punto las variaciones en la impedancia de carga.

Por último, se ha estudiado un sistema de modulación dinámica de carga así como su comportamiento ante desadaptaciones. Se ha verificado su capacidad tanto de mejora de eficiencia en condiciones de *back-off*, como de mejora de eficiencia en condiciones de carga variable. En este sentido también se ha estudiado la sensibilidad de la aplicación de técnicas de predistorsión digital ante impedancia variable, y se ha podido comprobar como el uso de redes de adaptación reconfigurables permite mejorarla, lo que se traduce en una mejora de las condiciones de convergencia y un correcto funcionamiento de la DPD, donde un sistema tradicional encontraría inestabilidades numéricas. Se ha visto como en esencia se puede jugar con el compromiso eficiencia-linealidad en transmisores y optimizarlo según las necesidades.

6.2. Futuras líneas de investigación

Como futuras líneas de investigación, hay varias cuestiones abiertas. Desde el punto de vista tecnológico, la mejora y los avances en algunas tecnologías de fabricación ayudará a reducir algunos de los problemas comúnmente asociada a las redes de adaptación

reconfigurables. Por ejemplo, es esperable que la madurez de los sistemas MEMS mejore la fiabilidad de éstos y que mejoras tecnológicas permitan la reducción de pérdidas en varactores y otros semiconductores, así como el incremento de los niveles de potencia manejables. En estos momentos existen varios fabricantes como Peregrine, TDK-Epcos o WiSpry que están empezando a introducir circuitos integrados basados en sistemas reconfigurables (típicamente condensadores conmutados), que pueden resultar muy interesantes para el desarrollo de redes y aplicaciones.

Respecto al diseño de redes de adaptación reconfigurables para compensar los efectos de variación de la impedancia de antena, ya se ha comprobado lo importante que puede resultar tener conocimiento de cómo ésta va a cambiar. En este sentido, estudiar métodos para la caracterización de antenas en diferentes condiciones será de extrema utilidad para simplificar el diseño (y por tanto reducir las pérdidas) en las redes.

Otro aspecto que puede resultar muy interesante es el uso en transmisores MIMO. En estas situaciones el uso de las redes reconfigurables puede ir encaminado en varias direcciones: por un lado pueden ayudar a compensar efectos de variación de la impedancia de la antena, pero también pueden resultar muy útiles para minimizar la correlación entre las antenas y por tanto para aumentar la capacidad. En este contexto será necesario abstraerse a capas superiores al diseño puramente de RF, y pensar en otros aspectos asociados con capas superiores más asociadas con otras disciplinas de las comunicaciones móviles e inalámbricas.

Otro de los puntos de claro interés es la investigación del uso de redes y/o elementos reconfigurables en nuevas arquitecturas de transmisión inalámbricas para la mejora de la eficiencia, el aumento del ancho de banda, o la reducción del número de componentes en *front-ends* de RF. De manera similar a lo que sucede con la técnica de modulación de carga, el uso de elementos ajustables puede ser usado para aumentar los anchos de banda de funcionamiento, para el diseño de sistemas multi-banda, o para mejorar la eficiencia en sistemas que funcionen bajo distintos tipos de señales (estadísticamente hablando). Reconfigurando ciertas partes del transmisor podemos adaptar las redes de entrada y/o salida a las nuevas condiciones que permitan mantener unos niveles de eficiencia y linealidad deseados.

6.3. Publicaciones

Los trabajos y estudios desarrollados en la presente tesis doctoral se han presentado en diversos congresos nacionales e internacionales, y publicados en diferentes revistas del ámbito científico-técnico, que en cierta manera avalan la calidad del trabajo desarrollado.

Cabe mencionar especialmente el artículo “Signal-to-noise maximization in DVB-H

receivers using reconfigurable matching networks”, publicado en la revista *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, y que fue premiado con el segundo premio Chester W. Sall de 2011, que premia los mejores artículos de dicha publicación.

Aunque muchas de las publicaciones se encuentran referenciadas en la bibliografía, aquí se realiza un pequeño resumen.

- C. Sanchez, J. de Mingo, P. Garcia, P. L. Carro, and A. Valdovinos. Memory behavioral modeling of RF power amplifiers. In *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference VTC Spring 2008*, pages 1954–1958, 2008
- C. Sanchez, J. de Mingo, P. Garcia, P. L. Carro, and A. Valdovinos. Modelado comportacional con memoria de amplificadores de potencia de RF. In *XXIII Simposium Nacional de la Union Cientifica Internacional de Radio (URSI 2008)*, 2008
- C. Sanchez, J. de Mingo, L. Saenz, P. Garcia, P. L. Carro, and A. Valdovinos. Performance evaluation of an automatic impedance synthesizer based on RF switches. In *Proc. IEEE 69th Vehicular Technology Conference VTC Spring 2009*, pages 1–5, April 26–29, 2009
- C. Sanchez, J. de Mingo, P. Garcia, P. L. Carro, and A. Valdovinos. Application of an impedance tuning network for mobile DVB-H terminals. In *Proc. IEEE 70th Vehicular Technology Conference Fall (VTC 2009-Fall)*, pages 1–5, September 20–23, 2009
- C. Sanchez-Perez, J. de Mingo, P. Garcia-Ducar, and P. L. Carro. A comparative overview and analysis of reconfigurable tuning networks based on GaAs MMIC and MEMS RF switches. In *Design of Circuits and Integrated Systems Conference (DCIS)*, 2009
- C. Sanchez-Perez, J. de Mingo, P. Garcia-Ducar, and P. L. Carro. Performance improvement of mobile DVB-H terminals using a reconfigurable impedance tuning network. *IEEE Trans. Consum. Electron.*, 55(4):1875–1882, November 2009
- C. Sanchez, J. de Mingo, P. Garcia, P. L. Carro, and A. Valdovinos. Estudio comparativo y análisis de redes de adaptación de radiofrecuencia reconfigurables basadas en tecnologías de conmutación. In *XXIV Simposium Nacional de la Union Cientifica Internacional de Radio (URSI 2009)*, 2009
- J. A. Garcia, J. de Mingo, G. Montoro, L. Cabria, R. Marante, P. Garcia-Ducar, C. Sanchez-Perez, E. Bertran, and P. Gilabert. Técnicas emergentes de mejora del compromiso eficiencia-linealidad en transmisores de radiofrecuencia. In *XXIV*

Symposium Nacional de la Union Cientifica Internacional de Radio (URSI 2009), 2009

- C. Sanchez-Perez, J. de Mingo, P. Garcia-Ducar, P. L. Carro, and A. Valdovinos. Optimization of the efficiency and linearity in RF power amplifiers under load variations using a reconfigurable matching network. In *Proc. IEEE 72nd Vehicular Technology Conf. Fall (VTC 2010 Fall)*, pages 1–5, 2010
- C. Sanchez-Perez, J. de Mingo, P. Garcia-Ducar, P. L. Carro, and A. Valdovinos. Exploring the use of reconfigurable matching networks for efficiency and linearity improvement in re power amplifiers under load variations. In *Proc. IEEE Int RF Front-ends for Software Defined and Cognitive Radio Solutions (IMWS) Microwave Workshop Series*, pages 1–4, 2010
- C. Sanchez-Perez, J. De Mingo, P. Garcia-Ducar, and P. L. Carro. Signal-to-noise maximization in DVB-H receivers using reconfigurable matching networks. *IEEE Trans. Consum. Electron.*, 56(3):1349–1355, 2010
- P. L. Carro, J. de Mingo, P. Garcia-Ducar, and C. Sanchez. PeRFormance degradation due to antenna impedance variability in dvb-h consumer devices. *IEEE Trans. Consum. Electron.*, 56(2):1153–1159, 2010
- J. A. Garcia, J. de Mingo, G. Montoro, L. Cabria, R. Marante, P. Garcia-Ducar, C. Sanchez-Perez, E. Bertran, and P. Gilabert. Arquitecturas de transmisión inalámbrica de alta eficiencia. In *XXV Symposium Nacional de la Union Cientifica Internacional de Radio (URSI 20010)*, 2010
- P. L. Carro, J. de Mingo, P. Garcia-Ducar, and C. Sanchez-Perez. Estimación del efecto de la variabilidad de impedancia de entrada de antena en la relación señal a ruido en receptores TETRA. In *XXV Symposium Nacional de la Union Cientifica Internacional de Radio (URSI 20010)*, 2010
- C. Sanchez, J. de Mingo, P. Garcia, P. L. Carro, and A. Valdovinos. Mejora de la eficiencia de amplificadores de potencia de RF mediante modulación dinámica de carga con redes de adaptación reconfigurables. In *XXV Symposium Nacional de la Union Cientifica Internacional de Radio (URSI 2010)*, 2010
- L. Aladren, P. Garcia-Ducar, J. de Mingo, C. Sanchez-Perez, P. L. Carro, and A. Valdovinos. Evaluación de nuevas señales de calibración para técnicas de predistorsión de amplificadores de potencia. In *XXV Symposium Nacional de la Union Cientifica Internacional de Radio (URSI 2010)*, 2010

- C. Sanchez-Perez, J. de Mingo, P. Garcia-Ducar, P. L. Carro, and A. Valdovinos. Improving digital predistortion mismatch sensitivity using tunable matching networks. In *Proc. IEEE 73rd Vehicular Technology Conf. (VTC Spring)*, pages 1–5, 2011
- C. Sanchez-Perez, J. de Mingo, P. Garcia-Ducar, P. L. Carro, and A. Valdovinos. Load impedance estimation for fast and accurate configuration of tunable matching networks. In *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest (MTT)*, pages 1–4, 2011
- C. Sanchez-Perez, J. de Mingo, P. Garcia-Ducar, P. L. Carro, and A. Valdovinos. Figures of merit and performance measurements for RF and microwave tunable matching networks. In *Proc. European Microwave Integrated Circuits Conf. (EuMIC)*, pages 402–405, 2011
- C. Sanchez-Perez, J. de Mingo, P. Garcia-Ducar, P. L. Carro, and A. Valdovinos. Design of a varactor-based matching network using antenna input impedance variation knowledge. In *Proc. IEEE Vehicular Technology Conf. (VTC Fall)*, pages 1–5, 2011
- P. L. Carro, J. de Mingo, P. Garcia-Ducar, and C. Sanchez. Synthesis of hecken tapered microstrip to parallel-strip baluns for UHF frequency band. In *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest (MTT)*, pages 1–4, 2011
- L. Aladren, P. Garcia-Ducar, J. de Mingo, C. Sanchez-Perez, and P. L. Carro. Behavioral power amplifier modeling and digital predistorter design with a chirp excitation signal. In *Proc. IEEE 73rd Vehicular Technology Conf. (VTC Spring)*, pages 1–5, 2011
- L. Aladren, P. Garcia, J. de Mingo, P. L. Carro, and C. Sanchez-Perez. Performance comparison of training sequences for power amplifier linearization systems. In *Proc. 8th Int Wireless Communication Systems (ISWCS) Symp*, pages 6–10, 2011
- L. Aladren, P. Garcia-Ducar, J. de Mingo, P. L. Carro, and C. Sanchez-Perez. Análisis comparativo de señales tipo chirp y multisine para la linealización de amplificadores de potencia. In *XXVI Simposium Nacional de la Union Científica Internacional de Radio (URSI 2011)*, 2011
- C. Sanchez-Perez, J. de Mingo, P. Garcia-Ducar, P. L. Carro, and A. Valdovinos. Dynamic load modulation with a reconfigurable matching network for efficiency improvement under antenna mismatch. *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, 58(12):892–896, 2011

- L. Aladren, P. Garcia-Ducar, J. de Mingo, P. L. Carro, and C. Sanchez-Perez. Digital predistortion using non-stationary windowed sequences for LTE power amplifier linearization. In *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest (MTT)*, pages 1–4, 2012
- C. Sanchez-Perez, J. de Mingo, P. Garcia-Ducar, and P. L. Carro. Automated design of optimized tunable matching networks in the UHF band. In *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest (MTT)*, pages 1–4, 2012
- C. Sanchez-Perez, D. Sardin, M. Roberg, J. de Mingo, and Z. Popovic. Tunable outphasing for power amplifier efficiency improvement under load mismatch. In *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest (MTT)*, pages 1–4, 2012

Apéndice A

Impedancias adaptables

En el Capítulo 3 se presentó el concepto de impedancias adaptables, que serán aquellas que verifiquen

$$\Gamma_{\text{in}} = 0 \Leftrightarrow \Gamma_L = \frac{S_{11}}{S_{11}S_{22} - S_{21}S_{12}}. \quad (\text{A.1})$$

donde Γ_{in} es el coeficiente de reflexión de entrada de la red de dos puertos, definida por

$$\Gamma_{\text{in}} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L}. \quad (\text{A.2})$$

En este apéndice se pretende demostrar, que si la red no tiene pérdidas, las impedancias adaptables Γ_L definidas en A.1 se corresponden con S_{22}^* .

Para ello, tomamos la expresión del coeficiente de reflexión a la entrada de la red, y sustituimos Γ_L por S_{22}^*

$$\Gamma_{\text{in}} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}S_{22}^*}{1 - S_{22}S_{22}^*}. \quad (\text{A.3})$$

Operando esta expresión podemos reescribir

$$\Gamma_{\text{in}} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}S_{22}^*}{1 - |S_{22}|^2}. \quad (\text{A.4})$$

En una red recíproca y sin pérdidas, se verifica siempre la siguiente expresión

$$|S_{22}|^2 + |S_{21}|^2 = 1 \quad (\text{A.5})$$

de modo que se puede reescribir el denominador de la expresión A.4, quedando

$$\Gamma_{\text{in}} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}S_{22}^*}{|S_{21}|^2}. \quad (\text{A.6})$$

Expresando $|S_{21}|^2 = S_{21}S_{21}^*$, y teniendo en cuenta la reciprocidad de la red, $S_{21} = S_{12}$, podemos reescribir la ecuación A.6 como

$$\Gamma_{\text{in}} = \frac{S_{11}S_{21}^* + S_{22}^*S_{21}}{S_{21}}. \quad (\text{A.7})$$

De nuevo, de la condición de red recíproca y sin pérdidas, se sabe que [107]

$$\mathbf{S} \cdot (\mathbf{S}^t)^* = \mathbf{I} \quad (\text{A.8})$$

donde \mathbf{S} es la matriz de scattering, $(\mathbf{S}^t)^*$ es la transpuesta conjugada e \mathbf{I} es la matriz identidad. De esta expresión, es fácil obtener que

$$S_{11}S_{21}^* + S_{22}^*S_{21} = 0 \quad (\text{A.9})$$

con lo que se demuestra que efectivamente bajo la condición de red recíproca sin pérdidas, las impedancias adaptables definidas por la ecuación A.1 se corresponden con S_{22}^* .

Bibliografía

- [1] M. Gruber, O. Blume, D. Ferling, D. Zeller, M. A. Imran, and E. C. Strinati, “EARTH — energy aware radio and network technologies,” in *Proc. IEEE 20th Int Personal, Indoor and Mobile Radio Communications Symp*, pp. 1–5, 2009.
- [2] P. M. Zavracky, N. E. McGruer, R. H. Morrison, and D. Potter, “Microswitches and microrelays with a view toward microwave applications,” *Int. Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, vol. 9, no. 4, pp. 338–347, 1999.
- [3] D. Peroulis, S. Pacheco, K. Sarabandi, and P. B. Katehi, “MEMS devices for high isolation switching and tunable filtering,” in *Proc. Microwave Symp. Digest. 2000 IEEE MTT-S Int*, vol. 2, pp. 1217–1220, 2000.
- [4] K. Entesari, K. Obeidat, A. R. Brown, and G. M. Rebeiz, “A 25-75-MHz RF MEMS tunable filter,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, pp. 2399–2405, Nov. 2007.
- [5] A. Zhu, P. J. Draxler, J. J. Yan, T. J. Brazil, D. F. Kimball, and P. M. Asbeck, “Open-loop digital predistorter for RF power amplifiers using dynamic deviation reduction-based Volterra series,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, no. 7, pp. 1524–1534, 2008.
- [6] G. M. Rebeiz, *RF MEMS: Theory, Design, and Technology*. John Wiley & Sons, Inc., New York, NY, 2003.
- [7] P. Hindle, “The state of RF/microwave switches,” *Microwave Journal*, vol. 53, no. 11, pp. 20–36, 2011.
- [8] A. Birafane, M. El-Asmar, A. B. Kouki, M. Helaoui, and F. M. Ghannouchi, “Analyzing LINC systems,” *IEEE Microw. Mag.*, vol. 11, pp. 59–71, Aug. 2010.
- [9] C. Han, T. Harrold, S. Armour, I. Krikidis, S. Videv, P. M. Grant, H. Haas, J. S. Thompson, I. Ku, C.-X. Wang, T. A. Le, M. R. Nakhai, Z. J., and L. Hanzo, “Green radio: radio techniques to enable energy-efficient wireless networks,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 49, no. 6, pp. 46–54, 2011.

- [10] S. Lucyszyn and I. D. Robertson, "High performance MMIC narrow band filter using tunable active inductors," in *Proc. Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symposium Digest of Papers. IEEE 1994*, pp. 91–93, 1994.
- [11] G. F. Zhang and J. L. Gautier, "Broad-band, lossless monolithic microwave active floating inductor," *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, vol. 3, no. 4, pp. 98–100, 1993.
- [12] J. H. Sinsky and C. R. Westgate, "A new approach to designing active MMIC tuning elements using second-generation current conveyors," *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, vol. 6, no. 9, pp. 326–328, 1996.
- [13] H. Hayashi, M. Muraguchi, Y. Umeda, and T. Enoki, "A high-q broad-band active inductor and its application to a low-loss analog phase shifter," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 44, no. 12, pp. 2369–2374, 1996.
- [14] P. Park, C. S. Kim, M. Y. Park, S. D. Kim, and H. Y. Yu, "Variable inductance multilayer inductor with MOSFET switch control," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 25, no. 3, pp. 144–146, 2004.
- [15] J. de Mingo, A. Crespo, and A. Valdovinos, "Input impedance antenna automatic matching system," in *Proc. 13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, vol. 4, pp. 1872–1876 vol.4, 2002.
- [16] C. Hoarau, N. Corrao, J. D. Arnould, P. Ferrari, and P. Xavier, "Complete design and measurement methodology for a tunable RF impedance-matching network," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, pp. 2620–2627, Nov. 2008.
- [17] Y. Lu, L. P. B. Katehi, and D. Peroulis, "A novel MEMS impedance tuner simultaneously optimized for maximum impedance range and power handling," in *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 4 pp.–, Jun. 2005.
- [18] Y. Lu, D. Peroulis, S. Mohammadi, and L. P. B. Katehi, "A MEMS reconfigurable matching network for a class AB amplifier," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 13, no. 10, pp. 437–439, 2003.
- [19] J. de Mingo, A. Valdovinos, A. Crespo, D. Navarro, and P. Garcia, "An RF electronically controlled impedance tuning network design and its application to an antenna input impedance automatic matching system," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, pp. 489–497, Feb. 2004.

- [20] Y.-H. Chun, J.-S. Hong, P. Bao, T. J. Jackson, and M. J. Lancaster, "BST-varactor tunable dual-mode filter using variable Z_C transmission line," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 18, pp. 167–169, Mar. 2008.
- [21] A. Taslimi and K. Mouthaan, "Wideband tunable stubs using phase shifters," in *Proc. IEEE Int Wireless Information Technology and Systems (ICWITS) Conf*, pp. 1–4, 2010.
- [22] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering*. Wiley, 3rd ed., 2004.
- [23] P. J. Bell, *MEMS-Reconfigurable Microwave Power Amplifiers*. PhD thesis, University of Colorado at Boulder, 2003.
- [24] E. Lourandakis, R. Weigel, H. Mextorf, and R. Knoechel, "Circuit agility," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 13, no. 1, pp. 111–121, 2012.
- [25] H. M. Nemati, C. Fager, U. Gustavsson, R. Jos, and H. Zirath, "Design of varactor-based tunable matching networks for dynamic load modulation of high power amplifiers," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, pp. 1110–1118, May 2009.
- [26] M. Sudow, H. M. Nemati, M. Thorsell, U. Gustavsson, K. Andersson, C. Fager, P.-A. Nilsson, J. ul Hassan, A. Henry, E. Janzen, R. Jos, and N. Rorsman, "SiC varactors for dynamic load modulation of high power amplifiers," *IEEE Electron Device Lett.*, vol. 29, pp. 728–730, July 2008.
- [27] H. M. Nemati, H. Cao, B. Almgren, T. Eriksson, and C. Fager, "Design of highly efficient load modulation transmitter for wideband cellular applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 11, pp. 2820–2828, 2010.
- [28] D. R. Pehlke, A. Burstein, and M. F. Chang, "Extremely high-Q tunable inductor for Si-based RF integrated circuit applications," in *Proc. Int. Electron Devices Meeting IEDM '97. Technical Digest*, pp. 63–66, 1997.
- [29] L. E. Larson, R. H. Hackett, M. A. Melendes, and R. F. Lohr, "Micromachined microwave actuator (MIMAC) technology—a new tuning approach for microwave integrated circuits," in *Proc. Microwave and Millimeter-Wave Monolithic Circuits Symp. Digest of Papers IEEE 1991*, pp. 27–30, 1991.
- [30] J. B. Rizk and G. M. Rebeiz, "Digital-type RF MEMS switched capacitors," in *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 2, pp. 1217–1220, June 2–7, 2002.

- [31] D. Saias, P. Robert, S. Boret, C. Billard, G. Bouche, D. Belot, and P. Ancey, "An above IC MEMS RF switch," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 38, no. 12, pp. 2318–2324, 2003.
- [32] T. Vaha-Heikkila and M. Ylonen, "CMOS compatible switched MEMS capacitors up to 220 GHz applications," in *Proc. 36th European Microwave Conf*, pp. 1060–1063, 2006.
- [33] T. Vaha-Heikkila, K. Van Caekenberghe, J. Varis, J. Tuovinen, and G. M. Rebeiz, "RF MEMS impedance tuners for 6-24 GHz applications," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 2006.
- [34] D. Peroulis, S. P. Pacheco, K. Sarabandi, and L. P. B. Katehi, "Electromechanical considerations in developing low-voltage rf mems switches," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, no. 1, pp. 259–270, 2003.
- [35] J. Gauvin, F. Barriere, D. Mardivirin, A. Pothier, A. Crunteanu, P. Blondy, O. Vendier, and J. L. Cazaux, "Design, fabrication and measurements of reliable low voltage RF-MEMS switched varactors," in *Proc. European Microwave Integrated Circuits Conf. (EuMIC)*, pp. 434–437, 2011.
- [36] A. Verger, A. Pothier, C. Guines, A. Crunteanu, P. Blondy, J. C. Orlianges, J. Dhenin, F. Courtade, and O. Vendier, "Sub-hundred nanosecond reconfiguration capabilities of nanogap RF MEMS switched capacitor," in *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest (MTT)*, pp. 1238–1241, 2010.
- [37] R. Mahameed and G. M. Rebeiz, "A high-power temperature-stable electrostatic RF MEMS capacitive switch based on a thermal buckle-beam design," *J. Microelectromech. Syst.*, vol. 19, no. 4, pp. 816–826, 2010.
- [38] S. Zhou and W. N. Sun, X.-Q. and Carr, "A micro variable inductor chip using MEMS relays," in *Proc. Int Solid State Sensors and Actuators TRANSDUCERS '97 Chicago. Conf*, vol. 2, pp. 1137–1140, 1997.
- [39] V. M. Lubecke, B. Barber, E. Chan, D. Lopez, M. E. Gross, and P. Gammel, "Self-assembling MEMS variable and fixed RF inductors," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, no. 11, pp. 2093–2098, 2001.
- [40] H. Sugawara, H. Ito, K. Okada, K. Itoi, M. Sato, H. Abe, T. Ito, and K. Masu, "High-Q variable inductor using redistributed layers for Si RF circuits," in *Proc. Digest of Papers Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems 2004 Topical Meeting*, pp. 187–190, 2004.

- [41] C. A. Hoarau, *Dispositifs accordables en radiofréquence : Exemples d'un adaptateur d'impédance accordable et d'un filtre passe-bas contrôlé optiquement*. PhD thesis, Université Joseph Fourier, 2008.
- [42] W. Bischof, "Variable impedance tuner for MMIC's," *IEEE Microw. Guided Wave Lett.*, vol. 4, pp. 172–174, Jun. 1994.
- [43] H. Goldstine and P. Jefferson, "Automatic circuit tuning," 1944.
- [44] G. H. De Witz and C. G. Sontheimer, "Antenna tuning system," 1959.
- [45] P. Johannessen, "Automatic tuning of high-Q antenna for VLF FSK transmission," *IEEE transactions on Communications Systems*, vol. 12, no. 1, pp. 110–115, 1964.
- [46] J. H. Sinsky and C. R. Westgate, "Design of an electronically tunable microwave impedance transformer," in *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 2, pp. 647–650 vol.2, Jun. 1997.
- [47] I. Ida, J. Takada, T. Toda, and Y. Oishi, "An adaptive impedance matching system for mobile communication antennas," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 3, pp. 3203–3206 Vol.3, 2004.
- [48] A. L. Perrier, P. Ferrari, J. M. Duchamp, and D. Vincent, "A varactor tunable complex impedance transformer," in *Proc. 34th European Microwave Conference*, vol. 1, pp. 301–303, 2004.
- [49] J. T. Aberle, B. Bakkaloglu, C. Chakrabarti, S.-H. Oh, G. A. Taylor, H. Song, K. Melde, and Z. Z., "Automatically tuning antenna for software-defined and cognitive radio," in *2005 Software Defined Radio Technical Conference*, 2005.
- [50] A. Jrad, A. L. Perrier, R. Bourtoutian, J. M. Duchamp, and P. Ferrari, "Design of an ultra compact electronically tunable microwave impedance transformer," *Electronics Letters*, vol. 41, no. 12, pp. 707–709, 2005.
- [51] P. Scheele, F. Goelden, A. Giere, S. Mueller, and R. Jakoby, "Continuously tunable impedance matching network using ferroelectric varactors," in *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 4 pp.–, Jun. 2005.
- [52] R. B. Whatley, Z. Zhou, and K. L. Melde, "Reconfigurable RF impedance tuner for match control in broadband wireless devices," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, pp. 470–478, Feb. 2006.

- [53] H. Zhang, H. Gao, and G.-P. Li, "Broad-band power amplifier with a novel tunable output matching network," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 11, pp. 3606–3614, 2005.
- [54] C. E. McIntosh, R. D. Pollard, and R. E. Miles, "Novel MMIC source-impedance tuners for on-wafer microwave noise-parameter measurements," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 47, no. 2, pp. 125–131, 1999.
- [55] R. N. de Lima, B. Huyart, E. Bergeault, and L. Jallet, "MMIC impedance matching system," *Electronics Letters*, vol. 36, pp. 1393–1394, Aug. 2000.
- [56] A. Chamseddine, J. W. Haslett, and M. Okoniewski, "CMOS silicon-on-sapphire RF tunable matching networks," *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, vol. 2006, p. 11, 2006.
- [57] S. Fouladi, F. Domingue, N. Zahirovic, and R. R. Mansour, "Distributed MEMS tunable impedance-matching network based on suspended slow-wave structure fabricated in a standard CMOS technology," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, no. 4, pp. 1056–1064, 2010.
- [58] P. Sjoblom and H. Sjoland, "Characterization of a CMOS impedance tuning unit for DVB-H," *Analog Integr. Circuits Signal Process.*, vol. 52, pp. 79–87, Sep. 2007.
- [59] P. Sjoblom and H. Sjoland, "An adaptive impedance tuning CMOS circuit for ISM 2.4-GHz band," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 52, pp. 1115–1124, Jun. 2005.
- [60] H.-T. Kim, S. Jung, K. Kang, J.-H. Park, Y.-K. Kim, and Y. Kwon, "Low-loss analog and digital micromachined impedance tuners at the Ka-band," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, no. 12, pp. 2394–2400, 2001.
- [61] Y. Lu, L. P. B. Katehi, and D. Peroulis, "High-power MEMS varactors and impedance tuners for millimeter-wave applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, pp. 3672–3678, Nov. 2005.
- [62] Q. Shen and N. S. Barker, "Distributed MEMS tunable matching network using minimal-contact RF-MEMS varactors," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 54, pp. 2646–2658, Jun. 2006.
- [63] D. Qiao, R. Molfino, S. M. Lardizabal, B. Pillans, P. M. Asbeck, and G. Jerinic, "An intelligently controlled RF power amplifier with a reconfigurable MEMS-varactor tuner," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, pp. 1089–1095, Mar. 2005.

- [64] C. Sanchez-Perez, J. de Mingo, P. Garcia-Ducar, P. L. Carro, and A. Valdovinos, "Figures of merit and performance measurements for RF and microwave tunable matching networks," in *Proc. European Microwave Integrated Circuits Conf. (EuMIC)*, pp. 402–405, 2011.
- [65] H. T. Jeong, J. E. Kim, I. S. Chang, and C. D. Kim, "Tunable impedance transformer using a transmission line with variable characteristic impedance," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, pp. 2587–2593, Aug. 2005.
- [66] M. G. El Din, B. Geck, and H. Eul, "Adaptive matching for efficiency enhancement of switching mode and nonlinear microwave power amplifiers," pp. 192–195, Jan. 2010.
- [67] T. Vaha-Heikkila, M. Lahdes, M. Kantanen, and J. Tuovinen, "On-wafer noise-parameter measurements at W-band," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, pp. 1621–1628, June 2003.
- [68] N. Deve, A. B. Kouki, and V. Nerguizian, "A compact size reconfigurable 1-3 GHz impedance tuner suitable for RF MEMS applications," in *Proc. 16th Int Microelectronics Conf. ICM 2004*, pp. 101–104, 2004.
- [69] T. Vaha-Heikkila, J. Varis, J. Tuovinen, and G. M. Rebeiz, "A 20-50 GHz RF MEMS single-stub impedance tuner," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 15, pp. 205–207, Apr. 2005.
- [70] J. Papapolymerou, K. L. Lange, C. L. Goldsmith, A. Malczewski, and J. Kleber, "Reconfigurable double-stub tuners using MEMS switches for intelligent RF front-ends," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 51, pp. 271–278, Jan. 2003.
- [71] Y.-H. Chun and J.-S. Hong, "Variable Z_c transmission line and its application to a tunable impedance transformer," in *Proc. European Microwave Conference*, vol. 2, pp. 4 pp.–, Oct. 2005.
- [72] A. Tombak, "A ferroelectric-capacitor-based tunable matching network for quad-band cellular power amplifiers," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, pp. 370–375, Feb. 2007.
- [73] L.-Y. Vicki Chen, R. Forse, D. Chase, and R. A. York, "Analog tunable matching network using integrated thin-film BST capacitors," in *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 1, pp. 261–264, June 6–11, 2004.

- [74] M. Schmidt, E. Lourandakis, A. Leidl, S. Seitz, and R. Weigel, "A comparison of tunable ferroelectric Π and T-matching networks," in *Proc. European Microwave Conf*, pp. 98–101, 2007.
- [75] J.-F. Fu and A. Mortazawi, "Improving power amplifier efficiency and linearity using a dynamically controlled tunable matching network," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, pp. 3239–3244, Dec. 2008.
- [76] W. C. E. Neo, Y. Lin, X.-d. Liu, L. C. N. de Vreede, L. E. Larson, M. Spirito, M. J. Pelk, K. Buisman, A. Akhnoukh, A. de Graauw, and L. K. Nanver, "Adaptive multi-band multi-mode power amplifier using integrated varactor-based tunable matching networks," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 41, pp. 2166–2176, Sep. 2006.
- [77] C. Huang, K. Buisman, M. Marchetti, L. K. Nanver, F. Sarubbi, M. Popadic, T. Scholtes, H. Schellevis, L. E. Larson, and L. de Vreede, "Ultra linear low-loss varactor diode configurations for adaptive RF systems," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, pp. 205–215, Jan. 2009.
- [78] H. Cao, H. M. Nemati, A. S. Tehrani, T. Eriksson, J. Grahn, and C. Fager, "Linearization of Efficiency-Optimized Dynamic Load Modulation Transmitter Architectures," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 58, pp. 873–881, April 2010.
- [79] R. H. Caverly, "Distortion modeling of PIN diode switches and attenuators," in *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest*, vol. 2, pp. 957–962, 2004.
- [80] T. Vaha-Heikkila, J. Varis, J. Tuovinen, and G. M. Rebeiz, "W-band RF MEMS double and triple-stub impedance tuners," in *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 4 pp.–, 2005.
- [81] T. Vaha-Heikkila and G. M. Rebeiz, "A 4-18 GHz reconfigurable RF MEMS matching network for power amplifier applications," *International Journal of RF and Microwave Computer-Aided Engineering*, 2004.
- [82] A. Fukuda, H. Okazaki, T. Hirota, and Y. Yamao, "Novel 900 MHz/1.9 GHz dual-mode power amplifier employing MEMS switches for optimum matching," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 14, no. 3, pp. 121–123, 2004.
- [83] A. van Bezooijen, M. A. de Jongh, C. Chanlo, L. Ruijs, F. van Straten, R. Mahmoudi, and A. van Roermund, "A GSM/EDGE/WCDMA adaptive series-LC matching network using RF-MEMS switches," *IEEE J. Solid-State Circuits*, vol. 43, pp. 2259–2268, oct. 2008.

- [84] W. N. Allen and D. Peroulis, "Broadband tunable matching networks utilizing tapered lines," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, pp. 3121–3124, 2007.
- [85] W. N. Allen and D. Peroulis, "Three-bit and six-bit tunable matching networks with tapered lines," in *Proc. IEEE Topical Meeting on Silicon Monolithic Integrated Circuits in RF Systems SiRF '09*, pp. 1–4, Jan. 19–21, 2009.
- [86] C. H. Lai and W. S. H. Wong, "A comparison between voltage waveforms to enhance the lifetime of MEMS switch," in *Proc. IECON 2011 - 37th Annual Conf. IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 2082–2087, 2011.
- [87] F. Ali, E. Lourandakis, R. Gloeckler, K. Abt, G. Fischer, and R. Weigel, "Tunable multiband power amplifier using thin-film BST varactors for 4G handheld applications," in *Proc. IEEE Radio and Wireless Symp. (RWS)*, pp. 236–239, 2010.
- [88] F. H. Raab, "High-efficiency linear amplification by dynamic load modulation," in *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 3, pp. 1717–1720, 8–13 June 2003.
- [89] H. T. Jeong, H. S. Lee, I. S. Chang, and C. D. Kim, "Efficiency enhancement method for high-power amplifiers using a dynamic load adaptation technique," in *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, p. 4pp., 12–17 June 2005.
- [90] F. Lepine, R. Jos, and H. Zirath, "A load modulated high efficiency power amplifier," in *Proc. 36th European Microwave Conference*, pp. 411–414, 10–15 Sept. 2006.
- [91] Y. Yoon, J. Kim, H. Kim, K. H. An, O. Lee, C.-H. Lee, and J. S. Kenney, "A dual-mode CMOS RF power amplifier with integrated tunable matching network," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 60, no. 1, pp. 77–88, 2012.
- [92] S.-W. Yoon and S.-I. Kim, "Linearity enhanced 2.4 GHz WLAN HBT power amplifier using digitally-controlled tunable output matching network with pHEMT switch in GaAs BiFET technology," *Electronics Letters*, vol. 46, no. 23, pp. 1573–1574, 2010.
- [93] A. van Bezooijen, R. Mahmoudi, and A. H. M. van Roermund, "Adaptive methods to preserve power amplifier linearity under antenna mismatch conditions," *IEEE Trans. Circuits Syst. I*, vol. 52, no. 10, pp. 2101–2108, 2005.

- [94] R. Paul, L. Sankey, L. Corradini, Z. Popovic, and D. Maksimovic, "Power management of WCDMA RF power amplifiers with antenna mismatch," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. PP, no. 4, pp. 981–991, 2010.
- [95] A. van Bezooijen, M. de Jongh, C. Chanlo, L. Ruijs, H. J. ten Dolle, P. Lok, F. van Straten, J. Sneep, R. Mahmoudi, and A. H. M. van Roermund, "RF-MEMS based adaptive antenna matching module," in *Proc. IEEE Radio Frequency Integrated Circuits (RFIC) Symposium*, pp. 573–576, 2007.
- [96] K. R. Boyle, Y. Yuan, and L. P. Ligthart, "Analysis of mobile phone antenna impedance variations with user proximity," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 55, pp. 364–372, Feb. 2007.
- [97] F. Meng, A. van Bezooijen, and R. Mahmoudi, "A mismatch detector for adaptive antenna impedance matching," in *Proc. 36th European Microwave Conference*, pp. 1457–1460, 2006.
- [98] E. L. Firrao, A. J. Annema, and B. Nauta, "An automatic antenna tuning system using only RF signal amplitudes," *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 55, pp. 833–837, Sept. 2008.
- [99] M. El-Nozahi, E. Sanchez-Sinencio, and K. Entesari, "A CMOS low-noise amplifier with reconfigurable input matching network," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, no. 5, pp. 1054–1062, 2009.
- [100] F. Domingue, S. Fouladi, A. B. Kouki, and R. R. Mansour, "Design Methodology and Optimization of Distributed MEMS Matching Networks for Low-Microwave-Frequency Applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 57, pp. 3030–3041, Dec. 2009.
- [101] F. Casini, R. V. Gatti, V. Perrone, and R. Sorrentino, "A new approach to the analysis and synthesis of lossy reconfigurable matching networks," in *Proc. European Microwave Conf. EuMC 2009*, pp. 1235–1238, 2009.
- [102] W. J. Reid and J. J. Komo, "Multi-dimensional uniformity of portable pseudo-random number generators," in *Proc. Twenty-Second Southeastern Symp. System Theory*, pp. 40–44, 1990.
- [103] D. Dubuc, C. Bordas, and K. Grenier, "Efficient design methodology of RF-MEMS based tuner," in *Proc. European Microwave Integrated Circuit Conf. EuMIC 2008*, pp. 398–401, 2008.

- [104] T. Vaha-Heikkilä and G. M. Rebeiz, “A 20-50 GHz reconfigurable matching network for power amplifier applications,” in *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 2, pp. 717–720 Vol.2, 2004.
- [105] T. Vaha-Heikkilä, J. Varis, J. Tuovinen, and G. M. Rebeiz, “A reconfigurable 6-20 GHz RF MEMS impedance tuner,” in *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, vol. 2, pp. 729–732 Vol.2, Jun. 2004.
- [106] A. E. Festo, K. Folgero, K. Ullaland, and K. M. Gjertsen, “A six bit, 6-18 GHz, RF-MEMS impedance tuner for 50 Ω systems,” in *Proc. European Microwave Conference EuMC 2009*, pp. 1132–1135, Sept. 2009.
- [107] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*. Wiley, 3rd ed., 2004.
- [108] G. Gonzalez, *Microwave transistor amplifiers: analysis and design*. Prentice-Hall, Inc. Upper Saddle River, NJ, 2nd ed., 1996.
- [109] O. H. Karabey, Y. Zheng, A. Gaebler, F. Goelden, and R. Jakoby, “A synthesis technique for multiband tunable impedance matching networks with optimized matching domain,” in *Proc. German Microwave Conference*, pp. 1–4, Mar. 16–18, 2009.
- [110] C. Sanchez-Perez, J. de Mingo, P. Garcia-Ducar, P. L. Carro, and A. Valdovinos, “A comparative overview and analysis of reconfigurable tuning networks based on GaAs MMIC and MEMS RF switches,” in *XXIV Conference on Design of Circuits and Integrated Systems*, 2009.
- [111] C. Sanchez, J. de Mingo, L. Sáenz, P. Garcia, P. L. Carro, and A. Valdovinos, “Performance evaluation of an automatic impedance synthesizer based on RF switches,” in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference VTC Spring 2009*, 2009.
- [112] T. Vaha-Heikkilä, J. Varis, J. Tuovinen, and G. M. Rebeiz, “A V-band single-stub RF MEMS impedance tuner,” in *Proc. 34th European Microwave Conference*, vol. 3, pp. 1301–1304, Oct. 11–15, 2004.
- [113] R. Fano, “Theoretical limitations on the broadband matching of arbitrary impedances,” *Journal of the Franklin Institute*, vol. 249, no. 1, pp. 57 – 83, 1950.
- [114] H. J. Carlin and J. J. Komiak, “A New Method of Broad-Band Equalization Applied to Microwave Amplifiers,” *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 27, pp. 93–99, Feb. 1979.

- [115] J. M. Johnson and V. Rahmat-Samii, "Genetic algorithms in engineering electromagnetics," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 39, no. 4, pp. 7–21, 1997.
- [116] C. Sanchez-Perez, J. de Mingo, P. Garcia-Ducar, and P. L. Carro, "Automated design of optimized tunable matching networks in the UHF band," in *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest (MTT)*, pp. 1–4, 2012.
- [117] P. L. Carro, J. de Mingo, and P. Garcia-Ducar, "Characterization of impedance variations in antennas for TETRA terminals," in *Proc. IEEE 72nd Vehicular Technology Conf. Fall (VTC 2010-Fall)*, pp. 1–5, 2010.
- [118] Y. Sun and W. K. Lau, "Antenna impedance matching using genetic algorithms," in *Proc. IEE National Conference on. Antennas and Propagation*, pp. 31–36, 1999.
- [119] M. Thompson and J. K. Fidler, "Fast antenna tuning using transputer based simulated annealing," *Electronics Letters*, vol. 36, pp. 603–604, Mar. 2000.
- [120] R. Labedan, C. Talbot, J. Gagnon, and F. Gagnon, "MEMS based reconfigurable microwave 12 stub impedance tuner: A brute force approach," in *Proc. IEEE Radio and Wireless Symp. RWS '09*, pp. 360–363, 2009.
- [121] A. van Bezooijen, M. A. de Jongh, F. van Straten, R. Mahmoudi, and A. van Roermond, "Adaptive Impedance-Matching Techniques for Controlling L Networks," *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 57, pp. 495–505, Feb. 2010.
- [122] D. Qiao, Y. Zhao, T. Hung, D. Kimball, M. Li, P. Asbeck, D. Choi, and D. Kelly, "Antenna impedance mismatch measurement and correction for adaptive CDMA transceivers," in *Proc. IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, pp. 4 pp.–, 2005.
- [123] F. C. W. Po, E. De Foucauld, C. Delavaud, P. Ciais, and E. Kerherve, "An vector automatic matching system designed for wireless medical telemetry," in *Proc. Joint 6th International IEEE Northeast Workshop on Circuits and Systems and TAISA Conference NEWCAS-TAISA 2008*, pp. 89–92, June 22–25, 2008.
- [124] M. S. Gupta, "Escher's art, Smith chart, and hyperbolic geometry," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 7, pp. 66–76, Oct. 2006.
- [125] C. Sanchez-Perez, J. de Mingo, P. Garcia-Ducar, P. L. Carro, and A. Valdovinos, "Load impedance estimation for fast and accurate configuration of tunable matching networks," in *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest (MTT)*, pp. 1–4, 2011.

- [126] G. F. Engen, "The six-port reflectometer: An alternative network analyzer," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 25, no. 12, pp. 1075–1080, 1977.
- [127] K. Hoffmann and Z. Skvor, "A novel vector network analyzer," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 46, no. 12, pp. 2520–2523, 1998.
- [128] F. Thomas and L. Ros, "Revisiting trilateration for robot localization," *IEEE Trans. Robot.*, vol. 21, pp. 93–101, Feb. 2005.
- [129] "DVB-H implementation guidelines," April 2009.
- [130] M. Kornfeld, "DVB-H - the emerging standard for mobile data communication," in *Proc. IEEE Int Consumer Electronics Symp*, pp. 193–198, 2004.
- [131] S. Cho, G. Lee, B. Bae, K. Yang, C.-H. Ahn, S.-I. Lee, and C. Ahn, "System and services of terrestrial digital multimedia broadcasting (T-DMB)," *IEEE Trans. Broadcast.*, vol. 53, no. 1, pp. 171–178, 2007.
- [132] G. Faria, J. A. Henriksson, E. Stare, and P. Talmola, "DVB-H: Digital Broadcast Services to Handheld Devices," *Proc. IEEE*, vol. 94, pp. 194–209, Jan. 2006.
- [133] C. C. Wang, G.-N. Sung, J.-Y. Liao, J. Chang, and R. Hu, "Handheld DVB-T digital TV with an automatic antenna selection method for mobile reception," in *Proc. Digest of Technical Papers. Int. Conf. Consumer Electronics ICCE 2007*, pp. 1–2, 2007.
- [134] D.-H. Choi and S.-O. Park, "A varactor-tuned active-integrated antenna using slot antenna," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 4, pp. 191–193, 2005.
- [135] L. Huang and P. Russer, "Electrically tunable antenna design procedure for mobile applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 56, pp. 2789–2797, Dec. 2008.
- [136] J. Kim, G. Kim, W. Seong, and J. Choi, "Tunable Internal Loop Antenna for DVB-H Service," in *Proc. International Workshop on Antenna Technology: Small Antennas and Novel Metamaterials iWAT 2008*, pp. 235–238, 4–6 March 2008.
- [137] Z. D. Milosavljevic, "A Varactor-Tuned DVB-H Antenna," in *Proc. International Workshop on Antenna Technology: Small and Smart Antennas Metamaterials and Applications IWAT '07*, pp. 124–127, 21–23 March 2007.
- [138] D.-H. Choi, Y.-T. Im, Y.-J. Cho, and S.-O. Park, "A Tunable Antenna for DVB-H Applications," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 6, pp. 515–517, 2007.

- [139] Y. Kang, H. Mi, C. W., and Z. Feng, “A reconfigurable compact antenna for DVB-H application,” in *Proc. International Conference on Microwave and Millimeter Wave Technology ICMMT 2008*, vol. 4, pp. 1882–1885, 21–24 April 2008.
- [140] P. Lindberg and A. Kaikkonen, “Earpiece cord antenna for DVB-H reception in wireless terminals,” *Electronics Letters*, vol. 42, pp. 609–611, 25 May 2006.
- [141] D. Peroulis, K. Sarabandi, and L. P. B. Katehi, “A planar VHF reconfigurable slot antenna,” in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 1, pp. 154–157, 8–13 July 2001.
- [142] J. Holopainen, J. Poutanen, C. Icheln, and P. Vainikainen, “User Effect of Antennas for Handheld DVB Terminal,” in *Proc. International Conference on Electromagnetics in Advanced Applications ICEAA 2007*, pp. 496–499, 17–21 Sept. 2007.
- [143] J. de Mingo, P. L. Carro, and P. Garcia-Ducar, “Antenna effects in DVB-H mobile rebroadcasters,” *IEEE Trans. Consum. Electron.*, vol. 55, no. 3, pp. 1155–1161, 2009.
- [144] P. L. Carro, J. de Mingo, P. Garcia-Ducar, and C. Sanchez, “Performance degradation due to antenna impedance variability in DVB-H consumer devices,” *IEEE Trans. Consum. Electron.*, vol. 56, no. 2, pp. 1153–1159, 2010.
- [145] H. Chireix, “High power outphasing modulation,” *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 23, no. 11, pp. 1370–1392, 1935.
- [146] P. Garcia, J. de Mingo, A. Valdovinos, and A. Ortega, “An adaptive digital method of imbalances cancellation in LINC transmitters,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 54, no. 3, pp. 879–888, 2005.
- [147] L. Panseri, L. Romano, S. Levantino, C. Samori, and A. L. Lacaita, “Low-power all-analog component separator for an 802.11a/g LINC transmitter,” in *Proc. 32nd European Solid-State Circuits Conf. ESSCIRC 2006*, pp. 271–274, 2006.
- [148] P. Garcia-Ducar, J. de Mingo, and A. Valdovinos, “Improvement in the linearity of a LINC transmitter using genetic algorithms,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 6, no. 7, pp. 2379–2383, 2007.
- [149] F. Raab, “Efficiency of outphasing RF power-amplifier systems,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 33, no. 10, pp. 1094–1099, 1985.

- [150] A. Huttunen and R. Kaunisto, "A 20-W Chireix outphasing transmitter for WCDMA base stations," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 55, no. 12, pp. 2709–2718, 2007.
- [151] I. Hakala, D. K. Choi, L. Gharavi, N. Kajakine, J. Koskela, and R. Kaunisto, "A 2.14-GHz Chireix outphasing transmitter," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 6, pp. 2129–2138, 2005.
- [152] T.-P. Hung, D. K. Choi, L. E. Larson, and P. M. Asbeck, "CMOS outphasing class-D amplifier with chireix combiner," *IEEE Microw. Wireless Compon. Lett.*, vol. 17, no. 8, pp. 619–621, 2007.
- [153] R. Beltran, F. H. Raab, and A. Velazquez, "HF outphasing transmitter using class-E power amplifiers," in *Proc. IEEE MTT-S Int. Microwave Symp. Digest MTT '09*, pp. 757–760, 2009.
- [154] W. Gerhard and R. Knoechel, "Differentially coupled outphasing WCDMA transmitter with inverse class F power amplifiers," in *Proc. IEEE Radio and Wireless Symp*, pp. 355–358, 2006.
- [155] A. Birafane and A. B. Kouki, "On the linearity and efficiency of outphasing microwave amplifiers," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, pp. 1702–1708, Jul. 2004.
- [156] B. Stengel and W. R. Eisenstadt, "LINC power amplifier combiner method efficiency optimization," *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 49, no. 1, pp. 229–234, 2000.
- [157] J. J. Mallorqui, A. Aguasca, A. Cardama, R. Pages, and J. Haro, "Application of the conjugate gradient method to a self-matching network for industrial microwave heating antennas," in *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*, vol. 2, pp. 978–981 vol.2, 1999.
- [158] D. A. Iannitti, R. Martin, C. J. Simon, W. W. Hope, W. L. Newcomb, K. M. McMasters, and D. Dupuy, "Hepatic tumor ablation with clustered microwave antennae: the US Phase II Trial," *HPB*, vol. 9, no. 2, pp. 120–124, 2007.
- [159] F. H. Raab, P. Asbeck, S. Cripps, P. B. Kenington, Z. B. Popovic, N. Potheary, J. F. Sevic, and N. O. Sokal, "Power amplifiers and transmitters for RF and microwave," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 50, pp. 814–826, Mar. 2002.
- [160] N. Wang, V. Yousefzadeh, D. Maksimovic, S. Pajic, and Z. B. Popovic, "60% efficient 10-GHz power amplifier with dynamic drain bias control," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 52, pp. 1077–1081, Mar. 2004.

- [161] F. Wang, A. H. Yang, D. F. Kimball, L. E. Larson, and P. M. Asbeck, "Design of wide-bandwidth envelope-tracking power amplifiers for OFDM applications," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 53, no. 4, pp. 1244–1255, 2005.
- [162] M. Iwamoto, A. Williams, P.-F. Chen, A. G. Metzger, L. E. Larson, and P. M. Asbeck, "An extended Doherty amplifier with high efficiency over a wide power range," *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 49, no. 12, pp. 2472–2479, 2001.
- [163] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications*. Boston, MA: Artech House Inc., 2nd ed., 2006.
- [164] C. Sanchez-Perez, J. de Mingo, P. Garcia-Ducar, P. L. Carro, and A. Valdovinos, "Dynamic load modulation with a reconfigurable matching network for efficiency improvement under antenna mismatch," *IEEE Trans. Circuits Syst. II*, vol. 58, no. 12, pp. 892–896, 2011.
- [165] H. Cao, A. S. Tehrani, H. M. Nematy, C. Fager, T. Eriksson, and H. Zirath, "Time alignment in a dynamic load modulation transmitter architecture," in *Proc. European Microwave Conference EuMC 2009*, pp. 1211–1214, Sept. 2009.
- [166] M. Nouri, V. Lottici, R. Reggiannini, D. Ball, and M. Rayne, "TEDS: A high speed digital mobile communication air interface for professional users," *IEEE Vehicular Technology Magazine*, vol. 1, pp. 32–42, Dec. 2006.
- [167] M. Schetzen, "Theory of n th-order inverses of nonlinear systems," *IEEE Trans. Circuits Syst.*, vol. 23, pp. 285–291, May 1976.
- [168] J. F. Sevic, "Statistical characterization of RF power amplifier efficiency for CDMA wireless communication systems," in *Proc. Wireless Communications Conference*, pp. 110–113, Aug. 11–13, 1997.
- [169] P. B. Kenington, *High Linearity RF Amplifier Design*. Norwood, MA, USA: Artech House, Inc., 2000.
- [170] F. M. Ghannouchi and O. Hammi, "Behavioral modeling and predistortion," *IEEE Microw. Mag.*, vol. 10, no. 7, pp. 52–64, 2009.
- [171] P. Landin, O. Bengtsson, and M. Isaksson, "Power amplifier behavioural model mismatch sensitivity and the impact on digital predistortion performance," in *Proc. European Microwave Conference EuMC 2009*, pp. 338–341, Sept. 2009.
- [172] C. Eun and E. J. Powers, "A new volterra predistorter based on the indirect learning architecture," *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 45, no. 1, pp. 223–227, 1997.