
This is the **published version** of the bachelor thesis:

Moya Chica, Adrià. *Red de adaptación de banda ancha con elementos concentrados para un dipolo HF de 16 m en misiones espaciales con radar subsuperficial (SRS)*. Treball de Final de Grau (Universitat Autònoma de Barcelona), 2026 (Grau en Enginyeria de Sistemes de Telecomunicació)

This version is available at <https://ddd.uab.cat/record/335934>

under the terms of the  license.



Trabajo Fin de Grado

Grado en Ingeniería de Sistemas de Telecomunicación

**Red de adaptación de banda ancha con elementos
concentrados para un dipolo HF de 16 m en
misiones espaciales con radar subsuperficial (SRS)**

Adrià Moya Chica

Director: Jordi Verdú Tirado

Departament de Telecomunicació i Eng. de Sistemes

**Escola d'Enginyeria
Universitat Autònoma de Barcelona (UAB)**

Julio 2026



El sotasignat, Jordi Verdú Tirado, Professor de l'Escola d'Enginyeria de la Universitat Autònoma de Barcelona (UAB),

CERTIFICA:

Que el projecte presentat en aquesta memòria de Treball Final de Grau ha estat realitzat sota la seva direcció per l'alumne *Adrià Moya Chica*

I, perquè consti a tots els efectes, signa el present certificat.

Bellaterra, 21/06/2026.

Signatura: Jordi Verdú Tirado

ABSTRACT

Subsurface radar Sounders (SRS) are essential instruments in planetary missions, as they provide information about the subsurface at depths unreachable by optical or thermal techniques. This capability is especially relevant on Venus, whose extremely opaque atmosphere makes the radar the only tool able to characterize the subsurface. To reach adequate penetration depths, these systems operate at low frequencies (6.5–11.5 MHz, FBW = 55.6%), which entails working with a 16 m dipole antenna that is strongly reactive and presents a highly variable impedance across the band. This work addresses the design of the matching network that transforms this impedance towards the system reference impedance, with the goal of maximizing power transfer to the antenna and protecting the transistor from the reflections caused by its strong mismatch.

The design has been developed through a topology exploration tool that systematically generates, filters, and optimizes all matching network solutions for each number of elements, then ranks the solutions according to which one achieves the best matching. The operation of a pulsed radar with high peak power produces temperature fluctuations in the network components, which translate into variations of their reactance and can degrade their matching behaviour. For this reason, it is essential to carry out a robustness study of the lowest-cost topologies using a Monte Carlo method, which makes it possible to evaluate the sensitivity of each solution to deviations from the nominal values associated with both manufacturing tolerances and thermal derating, and thus to select the topology that guarantees stable behavior under the system operating conditions.

Depending on the semiconductor technology used in the power amplifier transistor, two matching network solutions are proposed. The strong reactive character of the antenna sets a Bode-Fano limit on the matching achievable with a lossless network, on the order of 6.8 dB across the band, which constrains both branches. For classical GaN technology, the low breakdown voltage of the transistor demands a strict specification of $RL \geq 10 \text{ dB}$ across the whole band, above that limit, which leads to solutions with a high number of elements and requires a resistive attenuator at the input to achieve such matching. Three prototypes of this network have been fabricated, including a study of the effect of the limited quality factor of the elements and of the magnetic coupling between inductors on the network response, as well as of the physical layout required to mitigate that coupling.

For E-mode GaN technology, the drain breakdown voltage is much higher, which allows the matching specification to be relaxed until it falls within the range accessible without losses and eliminates the need for the attenuator, focusing the design on minimizing insertion loss ($IL \leq 2 \text{ dB}$). Under this criterion, three matching networks (2, 3, and 4 elements) have been designed, fabricated, and connectorized, experimentally validating the trade-off between nominal cost, robustness against tolerances, and implementation complexity.

RESUMEN

Los radares subsuperficiales (SRS) son instrumentos imprescindibles en misiones planetarias, ya que permiten obtener información del subsuelo a profundidades inalcanzables mediante técnicas ópticas o térmicas. Esta capacidad resulta especialmente relevante en Venus, cuya atmósfera extremadamente opaca convierte al radar en la única herramienta capaz de caracterizar el subsuelo. Para alcanzar profundidades de penetración adecuadas, estos sistemas operan a frecuencias bajas (6.5–11.5 MHz, FBW = 55.6%), lo que implica trabajar con una antena dipolo de 16 m, fuertemente reactiva y con una impedancia muy variable dentro de la banda. Este trabajo aborda el diseño de la red de adaptación que transforma dicha impedancia a la impedancia de referencia del sistema con el objetivo de maximizar la transferencia de potencia hacia la antena y proteger al transistor frente a las reflexiones derivadas de su fuerte desadaptación.

El diseño se ha desarrollado mediante una herramienta de exploración de topologías que, de forma sistemática, genera, filtra y optimiza todas las soluciones de red de adaptación para cada número de elementos, ordenando posteriormente las soluciones en función de cuál presenta una mejor adaptación. La operación de un radar pulsado con elevada potencia pico provoca fluctuaciones de temperatura en los componentes de la red, lo que se traduce en variaciones de su reactancia y puede deteriorar su comportamiento en términos de adaptación. Por este motivo, resulta imprescindible realizar un estudio de robustez de las topologías de menor coste mediante un método de Monte Carlo, que permite evaluar la sensibilidad de cada solución frente a desviaciones de los valores nominales asociadas tanto a tolerancias de fabricación como a thermal derating, y seleccionar así la topología que garantice un comportamiento estable en las condiciones de operación del sistema.

En función de la tecnología de semiconductor empleada en el transistor del amplificador de potencia, se proponen dos soluciones de red de adaptación. El fuerte carácter reactivo de la antena fija un límite de Bode-Fano sobre la adaptación alcanzable con una red sin pérdidas, del orden de 6.8 dB en la banda, que condiciona ambas ramas. Para la tecnología GaN clásica, la baja tensión de ruptura del transistor exige una especificación estricta de $RL \geq 10 \text{ dB}$ en toda la banda, por encima de dicho límite, lo que conduce a soluciones con un número elevado de elementos y obliga a incluir un atenuador resistivo a la entrada para alcanzar dicha adaptación. Se han fabricado tres prototipos de esta red, realizando un estudio del efecto del factor de calidad limitado de los elementos y del acoplamiento magnético entre inductores sobre la respuesta de la red, así como de la disposición física necesaria para mitigar dicho acoplamiento.

Para la tecnología E-mode GaN, la tensión de ruptura del drenador es muy superior, lo que permite relajar la especificación de adaptación hasta situarla dentro del margen accesible sin pérdidas y eliminar la necesidad del atenuador, centrando el diseño en minimizar las pérdidas de inserción ($IL \leq 2 \text{ dB}$). Bajo este criterio se han diseñado, fabricado y conectorizado tres redes de adaptación (2, 3 y 4 elementos), validando experimentalmente el compromiso entre coste nominal, robustez frente a tolerancias y complejidad de implementación.

AGRADECIMIENTOS

Quisiera expresar mi agradecimiento al Dr. Jordi Verdú Tirado, tutor de este proyecto, por su acompañamiento durante todo el proceso, así como por su asesoramiento y disponibilidad para resolver dudas, orientar el trabajo en las fases más críticas y ayudarme con la instrumentación del laboratorio.

También deseo agradecer a Sergio López de Pablo Oya por haberme dado acceso a su software de exploración automática de topologías, enseñarme su funcionamiento y guiarme en la integración del bloque programado en la implementación final. Le agradezco igualmente su ayuda con la instrumentación del laboratorio y su orientación técnica en los momentos clave del desarrollo, que ha sido fundamental para completar este trabajo.

Por último, quiero dar las gracias a todos los integrantes del grupo WavesLab, que estuvieron siempre dispuestos a ayudarme y a orientarme ante cualquier duda que me surgiera durante el desarrollo. Más allá de la ayuda puntual, me llevo el buen ambiente de trabajo del grupo, que ha hecho mucho más llevadero el día a día de este proyecto.

ÍNDICE

Abstract	5
Resumen	6
Agradecimientos.....	7
Lista de Figuras	11
Lista de Tablas	16
Abreviaturas	17
1 Introducción	18
1.1 Motivación	18
1.2 Objetivos	19
2 Estado del arte.....	20
2.1 Sistemas de Radar Subsuperficial (SRS) en Misiones Espaciales	20
2.1.1 Aplicaciones científicas de los SRS en misiones planetarias.....	20
2.1.2 Visión General del Sistema SRS	21
2.1.3 Permitividad del Suelo de Venus y Requisitos de Ancho de Banda.....	22
2.1.4 Antenas de dipolo en misiones planetarias de SRS.....	24
2.2 Tecnologías del Amplificador	27
2.2.1 Impacto de la tecnología del transistor en el diseño de la red de adaptación.....	27
2.2.2 Redes de adaptación para amplificadores de GaN	27
2.2.3 Redes de adaptación para amplificadores de E-mode GaN	28
3 Conceptos Teóricos.....	30
3.1 Adaptación De Impedancias y Parámetros De Scattering.....	30
3.1.1 Adaptación de impedancias.....	30
3.1.2 Red de adaptación	32
3.1.3 Parámetros de scattering.....	35
3.2 Parámetros ABCD	38
3.3 Límite de Bode-Fano.....	41
3.4 Elementos Concentrados No Ideales.....	45
3.4.1 Modelo equivalente del condensador	45
3.4.2 Modelo equivalente del inductor.....	46
3.4.3 Factor de calidad (Q factor)	46
3.4.4 Tecnologías de inductor: núcleo de aire, cerámico y ferrita	49

3.4.5	Impacto del factor de calidad finito en la red de adaptación.....	50
4	Metodología	53
4.1	Software de exploración de topologías	53
4.2	Análisis de robustez mediante el método de Monte Carlo.....	59
5	Red de adaptación para HPA con tecnología GaN	62
5.1	Motivación	62
5.2	Diseño de la red de adaptación con elementos ideales.....	62
5.3	Fabricación de la red de adaptación con elementos reales.....	67
5.3.1	Red de adaptación de 7 elementos implementada con inductores de chip cerámicos	69
5.3.2	Red de adaptación de 7 elementos implementada con inductores con núcleo de aire	73
5.3.3	Estudio del acoplamiento entre inductores.....	76
5.3.4	Red de adaptación de 7 elementos implementada con inductores con núcleo de aire en disposición ortogonal	82
5.4	Resultados	85
6	Red de adaptación para HPA con tecnología E-mode Gan	88
6.1	Motivación	88
6.2	Inclusión Del Factor de Calidad Finito en la Exploración de Topologías	89
6.3	Modificación de La Función de Coste Para la Red de Adaptación de Mínimas Pérdidas de Inserción.....	91
6.4	Diseño de la red de adaptación con elementos con Q finito	92
6.5	Fabricación de la red de adaptación para E-mode GaN con elementos reales.....	95
6.5.1	Fabricación de la red de adaptación de 2 elementos	95
6.5.2	Fabricación de la red de adaptación de 3 elementos	97
6.5.3	Fabricación de la red de adaptación de 4 elementos	99
6.6	Resultados	101
7	Conclusiones y Trabajo Futuro	103
7.1	Conclusiones	103
7.2	Trabajo Futuro.....	105
	Bibliografía.....	107
	Anexo A: Impedancia de entrada del dipolo	111
	Anexo B: Redes de adaptación de 5 a 10 elementos para BW: 6.5-11.5 MHz.....	113
	Anexo C: Redes de adaptación de 5 a 10 elementos para BW: 6-11.5 MHz.....	114
	Anexo D: Reflexión sobre el uso de la IA	115

LISTA DE FIGURAS

Figura 1-1: Diagrama de bloques simplificado de la cadena de transmisión.....	19
Figura 2-1: Perfil estratigráfico (radargrama) transversal de una sección de 250 km del casquete polar norte de Marte (NPLD) obtenido por el radar de subsuperficie SHARAD. Fuente: NASA/JPL-Caltech/ASI/UT [14].	20
Figura 2-2: Diagrama de bloques del sistema SRS.	21
Figura 2-3: Cavity resonante ubicada en el interior del horno para ensayos a alta temperatura. Fig 1 de [18].	23
Figura 2-4: Caracterización del dipolo de RIME utilizando un modelo a escala 1:18 de la sonda JUICE en la cámara anecoica Hertz (ESTEC). Fuente: ESA/M. Cowan [20].	24
Figura 2-5: Modelo de elementos concentrados del dipolo, válido en la banda 6.5-11.5 MHz.	25
Figura 2-6: Impedancia de entrada de la antena real frente al modelo de elementos concentrados sobre la carta de Smith.	26
Figura 2-7: Coeficiente de reflexión (módulo y fase) de la antena real frente al modelo de elementos concentrados.....	26
Figura 3-1: Esquema de las ondas progresiva y regresiva en un escenario de una línea de transmisión cargada con una impedancia Z_L	30
Figura 3-2: Esquema de la transformación de la impedancia a lo largo de una red de adaptación.	32
Figura 3-3: Adaptación de impedancias arbitraria en la carta de Smith.	33
Figura 3-4: Coeficiente de reflexión en función de la frecuencia para una carga con impedancia fija.....	34
Figura 3-5: Coeficiente de reflexión para una red de adaptación tipo Ladder con 1,3,5 y 7 etapas.	35
Figura 3-6: Red de dos puertos y definición de las ondas a y b.	35
Figura 3-7: Definición de la matriz de parámetros ABCD de una red de dos puertos.....	38
Figura 3-8: Esquema de la matriz equivalente de la concatenación de N matrices ABCD.	38
Figura 3-9: Matrices ABCD para una impedancia Z conectada en serie y en derivación.	39
Figura 3-10: Impedancia de entrada de una matriz ABCD con el puerto 2 conectado a una impedancia.	39

Figura 3-11: Límite de Bode-Fano para las cuatro cargas canónicas.	41
Figura 3-12: Forma del coeficiente de reflexión que maximiza la adaptación en una banda finita.	42
Figura 3-13: Aproximación del límite de Bode-Fano a medida que se aumenta el número de elementos de la red con FBW = 55.6%.	43
Figura 3-14: Aproximación del límite de Bode-Fano a medida que se aumenta el número de elementos de la red con FBW = 62.8%.	44
Figura 3-15: Modelo eléctrico de una capacidad	45
Figura 3-16: Modelo eléctrico de un inductor.....	46
Figura 3-17: Factor de calidad en función de la frecuencia para inductores con núcleo de ferrita 0402AF [34].	48
Figura 3-18: Factor de calidad, reactancia inductiva y resistencia serie para un inductor de 180 nH con núcleo de ferrita.	48
Figura 3-19: Tipos de inductores comerciales: núcleo de aire, núcleo de ferrita y núcleo cerámico (de izquierda a derecha).....	49
Figura 3-20: Respuesta en parámetros S de la red de adaptación implementada con elementos ideales.....	51
Figura 3-21: Efecto del factor de calidad finito ($Q=12$) sobre la respuesta en parámetros S de la red de adaptación de 7 elementos.....	51
Figura 4-1: Ejemplo de topologías redundantes equivalentes para una red de 3 elementos. ...	54
Figura 4-2: Número de topologías antes y después del filtrado y tiempo de ejecución en función <i>Nelem</i>	54
Figura 4-3: Codificación numérica de los elementos concentrados empleada por el algoritmo.	55
Figura 4-4: Matriz ABCD equivalente cargada con Zant.	55
Figura 4-5: Visualización del ranking de topologías mediante el coeficiente de reflexión en las cartas de Smith (entrada roja, salida azul).....	57
Figura 4-6: Diagrama de flujo del algoritmo de exploración y optimización de topologías. ..	58
Figura 4-7: Comparativa de robustez frente a tolerancias de dos redes de adaptación de 2 elementos.....	59
Figura 4-8: Ranking de robustez de topologías mediante diagramas de caja (boxplot) de la dispersión del coste	61

Figura 5-1: Estudio de la robustez de las soluciones de 5 a 10 elementos mediante el método de Monte Carlo en formato box plot.	63
Figura 5-2: Topología seleccionada de 7 elementos con componentes ideales.	64
Figura 5-3: Respuesta en parámetros S de la red de adaptación de 7 elementos con componentes ideales.	64
Figura 5-4: Esquema de la red de adaptación con atenuador resistivo a la entrada	65
Figura 5-5: Esquemático del atenuador resistivo en configuración pi	66
Figura 5-6: Respuesta en parámetros S de la red de adaptación con atenuador a la entrada (elementos ideales).	67
Figura 5-7: Esquemático de simulación de la red de adaptación con líneas de interconexión (bloque MLIN).	68
Figura 5-8: Efecto de las líneas de interconexión de 5, 10 y 15 mm sobre la respuesta de la red	68
Figura 5-9: Layout de la red de adaptación de 7 elementos con inductores cerámicos de Johanson.	70
Figura 5-10: Comparación de la respuesta con elementos ideales y con inductores de núcleo cerámico de Johanson.	70
Figura 5-11: Prototipo fabricado de la red de adaptación con inductores de núcleo cerámico de Johanson.	71
Figura 5-12: Comparativa entre la medida y la simulación del prototipo con inductores de Johanson.	72
Figura 5-13: Prototipo fabricado de la red de adaptación con inductores de núcleo de aire de Coilcraft.	73
Figura 5-14: Comparativa de la respuesta de la red con inductores de Coilcraft ($Q = 50$) y de Johanson ($Q = 12$).	74
Figura 5-15: Comparativa entre la medida y la simulación del prototipo con inductores de Coilcraft soldados en línea.	75
Figura 5-16: Medida individual de la inductancia de los inductores de 270 nH y 180 nH mediante test fixture.	76
Figura 5-17: Simulación y fabricación de la placa de evaluación con inductores alineados. ..	77
Figura 5-18: Inductancia equivalente de los inductores alineados: simulación frente a medida.	78

Figura 5-19: Simulación y fabricación de la placa de evaluación con inductores en configuración ortogonal.	79
Figura 5-20: Inductancia equivalente de los inductores en configuración ortogonal: simulación frente a medida.	80
Figura 5-21: Layout de la red de adaptación de 7 elementos con inductores ortogonales entre sí.	82
Figura 5-22: Prototipo fabricado de la red de adaptación de 7 elementos con inductores ortogonales entre sí.....	83
Figura 5-23: Comparativa entre la medida y la simulación del prototipo con inductores de Coilcraft en configuración ortogonal.	83
Figura 5-24: Comparativa entre las medidas de las tres redes de 7 elementos fabricadas.....	85
Figura 6-1: Elementos concentrados con factor de calidad.....	89
Figura 6-2: Esquemático de la red de adaptación de 2 elementos para HPA con tecnología E-mode GaN.	92
Figura 6-3: Esquemático de la red de adaptación de 3 elementos para HPA con tecnología E-mode GaN.	92
Figura 6-4: Esquemático de la red de adaptación de 4 elementos para HPA con tecnología E-mode GaN.	93
Figura 6-5: Ranking de robustez de las tres topologías de menor coste para el transistor de E-mode GaN mediante el método de Monte Carlo.....	94
Figura 6-6: Layout de la red de adaptación de 2 elementos.....	95
Figura 6-7: Prototipo fabricado de la red de adaptación de 2 elementos.	96
Figura 6-8: Comparativa entre la medida y la simulación en parámetros S del prototipo de 2 elementos.....	96
Figura 6-9: Layout de la red de adaptación de 3 elementos.....	97
Figura 6-10: Prototipo fabricado de la red de adaptación de 3 elementos.	97
Figura 6-11: Comparativa entre la medida y la simulación en parámetros S del prototipo de 3 elementos.....	98
Figura 6-12: Layout de la red de adaptación de 4 elementos.....	99
Figura 6-13: Prototipo fabricado de la red de adaptación de 4 elementos.	99
Figura 6-14: Comparativa entre la medida y la simulación en parámetros S del prototipo de 4 elementos.....	100

Figura 6-15: Comparativa en parámetros S de las medidas de las redes de 2,3 y 4 elementos.	
.....	101

LISTA DE TABLAS

Tabla 1: Comparativa de GaN HEMTs comerciales.....	27
Tabla 2: Comparativa de transistores E-mode GaN comerciales.....	28
Tabla 3: Comparativa de las tecnologías de inductores	49
Tabla 4: Resumen del estudio del acoplamiento entre inductores.	81
Tabla 5: comparativa de las tres redes de 7 elementos fabricadas.	86
Tabla 6: Resultados del análisis de robustez mediante Monte Carlo para las tres topologías seleccionadas.	93
Tabla 7: Impedancia de entrada del dipolo de 16 m.	112

ABREVIATURAS

SRS	Subsurface Radar Sounder (Radar de sondeo subsuperficial)
HF	High Frequency (Frecuencia muy alta) 3-30 MHz
VHF	Very High Frequency (Frecuencia muy alta) 30-300 MHz
RF	Radio Frequency (Radiofrecuencia)
PA	Power Amplifier (Amplificador de potencia)
HPA	High Power Amplifier (Amplificador de alta potencia)
T/R switch	Transmit/Receive switch (Conmutador transmisión/recepción)
LNA	Low Noise Amplifier (Amplificador de bajo ruido)
MN	Matching Network (Red de adaptación)
ADC	Analog-to-Digital Converter (Conversor analógico-digital)
GaN	Gallium Nitride (Nitruro de galio)
HEMT	High Electron Mobility Transistor (Transistor de alta movilidad electrónica)
VSWR	Voltage Standing Wave Ratio (Relación de onda estacionaria de tensión)
RL	Return Loss (Pérdidas de retorno)
IL	Insertion Loss (Pérdidas de inserción)
S_{11}	Parámetro S de reflexión
S_{21}	Parámetro S de transmisión
SMD	Surface-Mount Device (Dispositivo de montaje superficial)
ESR	Equivalent Series Resistance (Resistencia serie equivalente)
SRF	Self-Resonant Frequency (Frecuencia de auto-resonancia)
Q	Quality Factor (Factor de calidad)
SMA	SubMiniature version A (conector coaxial)
VNA	Vector Network Analyzer (Analizador vectorial de redes)

1 INTRODUCCIÓN

1.1 MOTIVACIÓN

Los radares subsuperficiales (Subsurface Radar Sounders, SRS) son instrumentos imprescindibles en misiones planetarias dado que permiten obtener información del subsuelo a profundidades que no pueden alcanzarse mediante técnicas ópticas o térmicas [1], [2], [3]. Este tipo de sistemas se vuelven especialmente relevantes en Venus, puesto que la atmósfera es extremadamente opaca en el espectro visible e infrarrojo [4], lo que hace imposible cualquier caracterización directa de la superficie y convierte al radar en la única herramienta capaz de atravesar el denso manto de nubes y extraer información del subsuelo. Aun así, ningún radar subsuperficial ha operado todavía en Venus: el primero será el SRS de la misión EnVision (ESA), con lanzamiento previsto para la década de 2030 y un diseño de referencia centrado en 9 MHz con 5 MHz de ancho de banda (6.5–11.5 MHz) [5].

Para alcanzar profundidades de varios cientos de metros, los SRS operan en frecuencias bajas, donde la atenuación electromagnética es mucho menor [6]. Sin embargo, esta banda de operación implica trabajar con antenas de hilo resonantes impuestas debido a las restricciones físicas del satélite, típicamente dipolos extensibles de varios metros. Este tipo de antena presenta un factor de calidad elevado y una impedancia fuertemente dispersiva con la frecuencia, lo que introduce variaciones significativas de la impedancia dentro de la banda [7]. La adaptación entre el amplificador de potencia y la antena se convierte entonces en un punto crítico del diseño del instrumento, especialmente en sistemas de banda ancha como los previstos para misiones a Venus.

La motivación de este trabajo surge precisamente de este desafío: diseñar una red de adaptación que transforme la impedancia, fuertemente reactiva y variable en frecuencia, del dipolo extensible de 16 m de RIME a los $50\ \Omega$ de referencia del amplificador de potencia. Este dipolo, perteneciente al radar de sondeo de la misión JUICE (ESA) [8], opera en torno a la misma frecuencia central que el SRS de EnVision, por lo que esta misión hereda el diseño del dipolo de la misión JUICE. Sin embargo, EnVision emplea ese mismo dipolo en una banda de 5 MHz (55.6 %) frente a los 3 MHz (33.3%) de RIME, lo que hace que el desafío de adaptación sea significativamente más exigente que en la misión anterior. Esta adaptación es necesaria tanto para maximizar la transferencia de potencia hacia la antena como para proteger al transistor frente a la fuerte desadaptación que presentaría la antena si se conectara directamente, garantizando además la robustez del sistema frente a desviaciones de los valores nominales de los elementos. Además, este proyecto representa una oportunidad para consolidar y profundizar en los conceptos de sistemas de telecomunicación estudiados durante el grado, aplicándolos a un problema real de ingeniería RF en el contexto de un sistema de instrumentación espacial.

1.2 OBJETIVOS

El objetivo principal de este trabajo es el diseño y evaluación de dos alternativas de red de adaptación para un radar subsuperficial que opera en la banda de 6.5 MHz a 11.5 MHz, con una frecuencia central de 9 MHz. El diseño parte de las medidas reales de la impedancia de la antena, proporcionadas por la Agencia Espacial Europea en formato Touchstone (.s1p), lo que permite trabajar con un modelo experimental del elemento radiante.

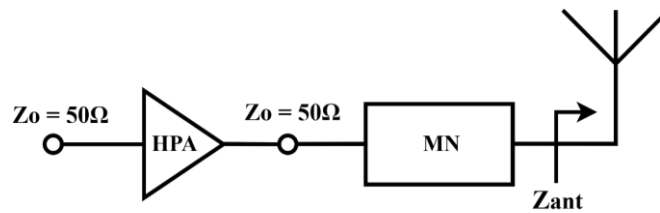


Figura 1-1: Diagrama de bloques simplificado de la cadena de transmisión.

Tal como se muestra en la Figura 1-1, la arquitectura del sistema de TX establece referencias de 50Ω tanto en la entrada como en la salida del HPA (High Power Amplifier), así como en el puerto de entrada de la red de adaptación. Esta estructura por secciones, habitual en sistemas RF [9], separa el sistema en bloques y permite abordar el diseño de la red de adaptación como un problema independiente: transformar la impedancia de la antena hacia la impedancia de referencia del sistema garantizando la transferencia de potencia y la protección del amplificador frente a reflexiones.

A partir de este planteamiento, los objetivos específicos del trabajo son:

- Analizar la impedancia de entrada del dipolo a partir de las medidas de la ESA y obtener un modelo equivalente mediante elementos concentrados que permita estudiar su comportamiento en la banda de operación para valorar las soluciones existentes en la literatura en función de la carga que se pretende adaptar.
- Estudiar las tecnologías disponibles en el transistor del HPA y cómo esa elección condiciona el diseño de la red de adaptación, especialmente en términos de la tolerancia a la desadaptación y por tanto a la reflexión de potencia.
- Validar y extender un método sistemático de evaluación automática de topologías, capaz de generar, filtrar y optimizar configuraciones de redes de adaptación, incorporando el modelado de elementos con factor de calidad finito y una función de coste orientada a minimizar las pérdidas de inserción.
- Implementar un método de análisis de robustez frente a tolerancias mediante simulaciones de Monte Carlo [10], cuantificando la variabilidad del rendimiento de cada topología frente a desviaciones en los valores de los componentes.
- Diseñar dos redes de adaptación alternativas en función de la tecnología de transistor empleada en el HPA, implementadas con elementos concentrados, evaluando su sensibilidad a las desviaciones en los valores de los elementos que la componen.
- Comparar las dos soluciones propuestas en términos de adaptación, robustez, sensibilidad y protección del amplificador, determinando cuál ofrece un rendimiento más adecuado para un sistema de SRS. este estudio se realiza en los capítulos 5 y 6.

2 ESTADO DEL ARTE

2.1 SISTEMAS DE RADAR SUBSUPERFICIAL (SRS) EN MISIONES ESPACIALES

2.1.1 Aplicaciones científicas de los SRS en misiones planetarias

Los sistemas de RADAR subsuperficial forman parte de la instrumentación científica a bordo de las misiones planetarias que se están llevando a cabo en la actualidad. Los SRS son un tipo de RADAR de penetración que pretenden extraer información sobre la reflectividad del terreno que observan [6]. Mediante el procesado de los ecos producidos por las discontinuidades en la permitividad entre las distintas capas de sedimentos ubicadas bajo la superficie, el SRS es capaz de generar perfiles verticales complejos de la estructura subterránea del planeta. Esta información permite caracterizar la composición y la estratigrafía del terreno, y proporciona datos clave para evaluar la evolución geológica del cuerpo planetario y su relación con los modelos actuales de formación del sistema solar.

Los SRS han demostrado ser herramientas científicas fundamentales en la exploración planetaria. En Marte, instrumentos como MARSIS a bordo de Mars Express (ESA, 2005), opera entre 1.3 y 5.5 MHz mediante un dipolo desplegable de 40 m [2], [11], lo que ha permitido identificar capas estratificadas de hielo, reconstruir la historia climática del planeta [1] y detectar regiones de alta reflectividad compatibles con agua líquida bajo el casquete polar sur [12]. Su complemento, SHARAD en Mars Reconnaissance Orbiter (NASA, 2006), emplea un dipolo de 10 m y una banda centrada en 20 MHz con 10 MHz de ancho (15–25 MHz) [3], [11], lo que proporciona una resolución vertical del orden de 15 m, muy superior a los aproximadamente 150 m de MARSIS. Esta capacidad para resolver estructuras finas se aprecia en el radargrama de la Figura 2-1, donde se muestra con detalle la estratigrafía del casquete polar norte de Marte. Más recientemente, técnicas de postprocesado basadas en extrapolación de ancho de banda (BWE) y procesado UWB han permitido mejorar aún más la resolución vertical de los datos de ambos instrumentos, revelando la estratigrafía de los depósitos polares (NPLD/SPLD), depósitos enterrados de CO₂ y coladas de lava en la región de Tharsis [13], [11].

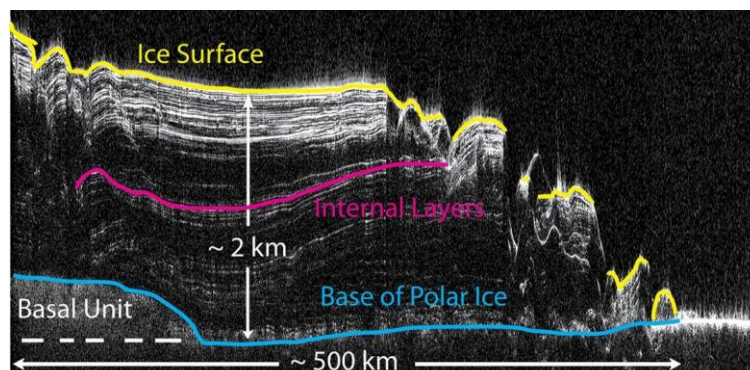


Figura 2-1: Perfil estratigráfico (radargrama) transversal de una sección de 250 km del casquete polar norte de Marte (NPLD) obtenido por el radar de subsuperficie SHARAD. Fuente: NASA/JPL-Caltech/ASI/UT [14].

En el sistema joviano, el instrumento RIME a bordo de JUICE (ESA, 2023) opera a una frecuencia central de 9 MHz con un dipolo de 16 m y un ancho de banda de 3 MHz, lo que le permite penetrar hasta 9 km en el hielo de las lunas heladas Ganimedes, Europa y Calisto [8], [15]. Esta capacidad permitirá caracterizar la estructura interna de estos cuerpos, identificar discontinuidades estratigráficas y evaluar la presencia y el espesor de posibles océanos subterráneos [8], considerados hoy uno de los entornos más prometedores para albergar vida [16].

2.1.2 Visión General del Sistema SRS

Un radar subsuperficial (SRS, Subsurface Radar Sounder) es un radar pulsado de baja frecuencia diseñado para penetrar varios cientos de metros en el subsuelo de un cuerpo planetario. Su arquitectura sigue el esquema clásico de un radar monostático, en el que una misma antena se emplea tanto en transmisión como en recepción, conmutada mediante un T/R switch sincronizado con el pulso transmitido [17]. La Figura 2-2 muestra un diagrama de bloques simplificado del cabezal de RF de un SRS.

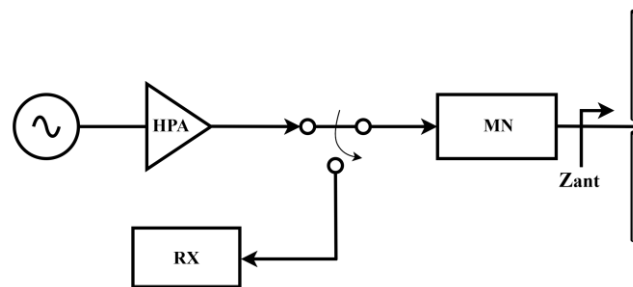


Figura 2-2: Diagrama de bloques del sistema SRS.

La cadena de transmisión comienza en el HPA (High Power Amplifier), encargado de aumentar la potencia de la señal para obtener la penetración deseada. En este trabajo se analizan dos tecnologías distintas para implementar el HPA, cuya elección condiciona directamente el diseño de la red de adaptación y la tolerancia a la desadaptación que se puede asumir.

Después del HPA se ubica la red de adaptación (MN), implementada mediante elementos concentrados. A las frecuencias de operación del SRS, los elementos distribuidos como líneas de transmisión o stubs son inviables debido a su gran tamaño, por lo que el uso de componentes discretos es la única opción práctica [9]. Esta red debe garantizar una transferencia de potencia adecuada en toda la banda de operación, compensando la naturaleza de banda estrecha del dipolo.

El último elemento de la cadena de transmisión es la antena dipolo desplegable, cuya impedancia de entrada (Z_{ant}) presenta una impedancia fuertemente dispersiva debido al gran ancho de banda requerido por el radar. Estas antenas de hilo resonantes son fuertemente reactivas, lo que complica la transformación de impedancia que debe realizar la red de adaptación. Esta red debe desplazar la impedancia de entrada de la antena hacia la impedancia de referencia del sistema en toda la banda de operación, garantizando un nivel de adaptación adecuado y protegiendo al transistor de potencia del HPA frente a reflexiones.

En recepción, la señal reflejada por las interfaces dieléctricas del subsuelo es captada por la misma antena y, a través del T/R switch, enrutada hacia la cadena receptora (RX). Esta comienza con un filtro paso banda, encargado de limitar el ruido integrado por las etapas posteriores, seguido por un amplificador de bajo ruido (LNA) que incrementa la potencia de la señal introduciendo la mínima distorsión posible. Gracias a la baja frecuencia de operación del sistema, la señal puede muestrearse directamente sin necesidad de una etapa de conversión a frecuencia intermedia, ya que el conversor analógico-digital requiere una frecuencia de muestreo relativamente baja. Tras la digitalización, el procesado se realiza íntegramente en el dominio digital.

La sensibilidad de este receptor, junto con la potencia transmitida y las pérdidas introducidas por el medio, determina la profundidad máxima de penetración alcanzable por el sistema [17].

El diseño del SRS está condicionado por cuatro factores principales: la baja frecuencia de operación, el gran ancho de banda, la elevada potencia transmitida y la fuerte variación de la impedancia de la antena en la banda de operación. Estos condicionantes estructuran el resto de este trabajo: el ancho de banda y la dispersión de la impedancia del dipolo motivan el diseño de la red de adaptación, mientras que la potencia transmitida y la tolerancia a la desadaptación determinan la elección de la tecnología del HPA.

2.1.3 Permitividad del Suelo de Venus y Requisitos de Ancho de Banda

Para establecer las especificaciones de diseño del SRS, el primer paso es caracterizar el medio por el que se va a propagar la onda electromagnética. Esta caracterización resulta especialmente relevante en radares de penetración, ya que las ecuaciones clásicas de la literatura asumen una propagación en el vacío, aproximación válida para radares que operan en la atmósfera terrestre pero no para aquellos en los que la onda propaga por el subsuelo. En este último caso, las propiedades del medio afectan de forma significativa a las métricas fundamentales del sistema (la resolución en rango y el rango máximo detectable) y condicionan, por tanto, el diseño del instrumento.

La resolución en rango del radar se define como la mínima distancia entre dos blancos que permite resolverlos como dos blancos distintos; esta figura de mérito es importante en los SRS pues de ella depende la resolución de los perfiles de terreno que se pueden extraer en el postprocesado. La ecuación clásica de la resolución en rango de un radar depende de la velocidad de propagación de la onda electromagnética y del ancho de banda de la señal transmitida [17]. Esta ecuación se muestra a continuación.

$$\Delta R = \frac{c_0}{2B} \quad (2.1)$$

Esta ecuación deriva de un modelo de propagación simplificado donde se asume que la onda electromagnética propaga por un medio dieléctrico con permitividad relativa $\epsilon_r = 1$. Esta aproximación resulta adecuada cuando se diseñan radares para trabajar en la atmósfera terrestre. Sin embargo, en radares de penetración, donde la permitividad del medio es muy distinta a la del vacío, es necesario tener en cuenta la reducción de la velocidad de propagación que sufre la onda respecto al vacío, la cual viene dada por la relación (2.2).

$$v_p = \frac{c_0}{\sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.2)$$

Esta reducción de velocidad tiene un efecto directo sobre la resolución en rango. Al propagarse más lentamente, la onda tarda más tiempo en recorrer la separación entre dos discontinuidades dieléctricas, lo que incrementa el retardo temporal entre los ecos reflejados por ambos blancos y reduce su solapamiento temporal. Como la resolución en rango está limitada por el mínimo retardo temporal distinguible, un retardo mayor permite resolver discontinuidades más próximas.

A continuación, se deriva la expresión de la resolución en rango dentro del medio combinando las relaciones (2.1) y (2.2), lo que da como resultado la expresión (2.3).

$$\Delta R = \frac{c_0}{2B \cdot \sqrt{\epsilon_r}} \quad (2.3)$$

Los estudios de caracterización dieléctrica conducidos por NASA/JPL, utilizando la cámara resonante mostrada en la Figura 2-3, evidencian que la permitividad del suelo venusiano varía de forma significativa con la densidad, la porosidad, la composición mineralógica y la temperatura [18]. En las campañas experimentales realizadas entre 380 °C y 460 °C, los basaltos considerados análogos representativos de las llanuras de Venus presentan valores de permitividad real comprendidos en el rango entre 4 y 10, con incrementos térmicos del 5% al 15%. La parte imaginaria también aumenta con la densidad y la temperatura, indicando pérdidas moderadas que condicionan la profundidad de penetración del radar.



Figura 2-3: Cavity resonante ubicada en el interior del horno para ensayos a alta temperatura. Fig 1 de [18].

Dado este rango de variación, y con el objetivo de ilustrar la relación entre la permitividad del medio, la resolución en rango y el ancho de banda, en este trabajo se adopta $\epsilon_r = 6$ como valor ilustrativo. A partir de este valor, y considerando una resolución objetivo del orden de 12 m para obtener perfiles del terreno con calidad suficiente, la expresión (2.3) permite derivar que el ancho de banda necesario es del orden de 5 MHz, en concordancia con la especificación proporcionada por la ESA. Esta aproximación sirve únicamente para contextualizar físicamente dicho requisito y relacionarlo con las características del subsuelo venusiano, demostrando así que el gran ancho de banda impuesto en el diseño no se trata de una especificación arbitraria, ya que tiene un impacto directo en la calidad de los mapas estratigráficos que se pueden obtener con el instrumento.

2.1.4 Antenas de dipolo en misiones planetarias de SRS

El sistema de RADAR subsuperficial requiere un ancho de banda elevado, ya que este parámetro está directamente relacionado con la resolución en rango del instrumento. Dicha resolución determina la capacidad del radar para detectar y separar las distintas capas presentes bajo la superficie. Por tanto, es necesario que el elemento de transición entre el medio guiado y el espacio libre presente un comportamiento de banda ancha.

En misiones espaciales con SRS, el elemento de transición empleado es una antena dipolo de media onda. El uso de un dipolo puede resultar sorprendente en primera instancia, puesto que este tipo de antena es intrínsecamente estrecha en banda: su ancho de banda está fundamentalmente limitado por su condición de antena de hilo resonante [19]. Sin embargo, su elección se justifica por motivos geométricos y estructurales: un dipolo puede plegarse durante el lanzamiento y desplegarse una vez entrada la órbita mediante un mecanismo de despliegue telescópico, lo que lo convierte en la única solución práctica para longitudes de varios metros en misiones planetarias. El comportamiento de banda ancha requerido por el radar se obtiene posteriormente mediante la red de adaptación, que compensa la naturaleza de banda estrecha del elemento radiante.

La impedancia de entrada del dipolo no depende únicamente de su geometría, sino también de los elementos que lo rodean: el cuerpo del satélite y los paneles solares, situados a corta distancia de la antena, modifican su impedancia de entrada y deben tenerse en cuenta en su caracterización. Por ello, estas medidas se realizan en una cámara anecoica que emula el entorno de espacio libre, replicando la disposición real del dipolo junto con la plataforma del satélite. La Figura 2-4 ilustra este tipo de ensayo sobre un modelo a escala 1:18 de la antena RIME, en el que el escalado de las dimensiones permite además aumentar la frecuencia de operación, facilitando la realización de las pruebas en cámara anecoica.

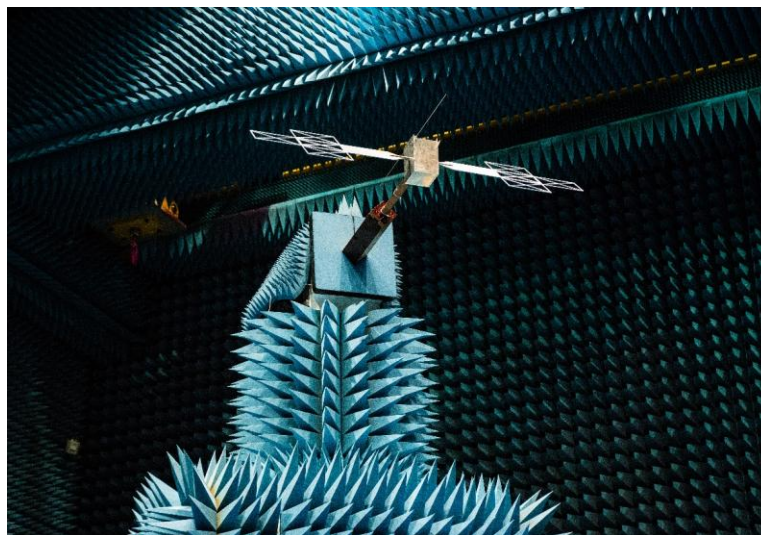


Figura 2-4: Caracterización del dipolo de RIME utilizando un modelo a escala 1:18 de la sonda JUICE en la cámara anecoica Hertz (ESTEC). Fuente: ESA/M. Cowan [20].

En nuestro caso, disponemos directamente de las medidas de la impedancia de entrada del dipolo realizadas por la Agencia Espacial Europea en sus instalaciones. A partir de estos datos,

el primer paso ha sido modelar el comportamiento de la antena mediante un modelo de elementos concentrados, puesto que muchas estrategias de diseño de redes de adaptación de banda ancha encontradas en la literatura parten del modelo eléctrico de la antena que se pretende adaptar. En la Figura 2-5 se aprecia este modelo equivalente, que sigue de forma aproximada la misma trayectoria en la carta de Smith que el dipolo al aumentar la frecuencia.

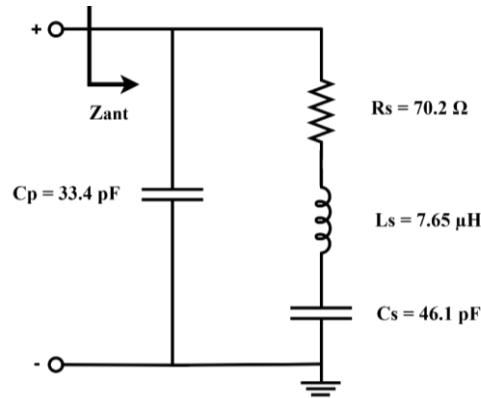


Figura 2-5: Modelo de elementos concentrados del dipolo, válido en la banda 6.5-11.5 MHz.

Cabe destacar que este modelo es localmente correcto en la banda de operación y el error respecto a la medida aumenta en acercarse a los extremos de la banda. Este modelo no está validado fuera de la banda de operación del sistema; sin embargo, nos es útil para simplificar el comportamiento de la antena, y en el caso de presentar un modelo equivalente conocido en la literatura, es posible obtener la red de adaptación óptima como solución cerrada. Por ejemplo, si se tratase de una antena con un modelo equivalente R-C, existen soluciones cerradas en la literatura que presentan una red en configuración Pi como solución óptima de adaptación de banda ancha para este tipo de carga [21], [22]. Estas soluciones, basadas en la teoría de Fano sobre los límites de adaptación de banda ancha, permiten obtener directamente los valores de los elementos de la red sin necesidad de recurrir a procesos de optimización numérica, si bien su aplicabilidad queda restringida a las cargas y topologías concretas para las que fueron derivadas.

En el caso del dipolo estudiado, el modelo equivalente obtenido no corresponde a ninguna de las cargas canónicas tratadas en la literatura, por lo que no existe una solución cerrada directamente aplicable. En consecuencia, el diseño de la red de adaptación debe abordarse mediante un proceso de optimización numérica, ajustando la topología y los valores de los elementos para satisfacer los criterios de adaptación de banda ancha impuestos por el sistema.

A continuación, la Figura 2-6 muestra las excursiones en frecuencia tanto de la medida real de la antena hecha por la ESA (traza verde) como de la del modelo de elementos concentrados (traza naranja). Visualizar la impedancia de entrada en la carta de Smith permite observar el fuerte comportamiento reactivo que la antena presenta en el margen frecuencial entre 6.5 MHz y 11.5 MHz. A medida que aumenta la frecuencia, la impedancia del dipolo describe una trayectoria en sentido horario, y el extremo superior de la banda se aproxima al circuito abierto (punto más a la derecha de la carta). Esta gran variación de la impedancia con la frecuencia implica un gran desajuste respecto a la impedancia del transmisor/receptor, lo que convierte el diseño de la red de adaptación en un problema complejo, especialmente en un sistema de banda ancha como el SRS.

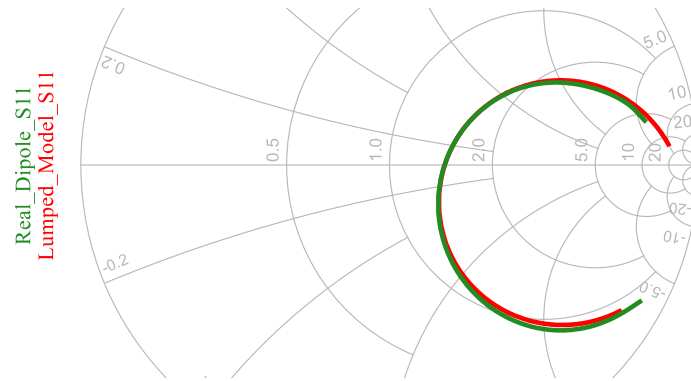


Figura 2-6: Impedancia de entrada de la antenna real frente al modelo de elementos concentrados sobre la carta de Smith.

La Figura 2-7 muestra la respuesta de la antenna mediante el coeficiente de reflexión en módulo y fase, lo que pone en evidencia la gran variación de la impedancia de entrada del dipolo: la antenna presenta una adaptación buena de -15 dB a 8.5 MHz y una adaptación deficiente de -2 dB en los extremos de la banda. La fase del coeficiente de reflexión varía entre 40° y -60° en los extremos. Esta gran diferencia entre la impedancia en el centro de la banda y los extremos es la que más adelante motiva la adición de un vector de pesos en función de la frecuencia en el proceso de optimización, lo que permite priorizar los extremos de la banda.

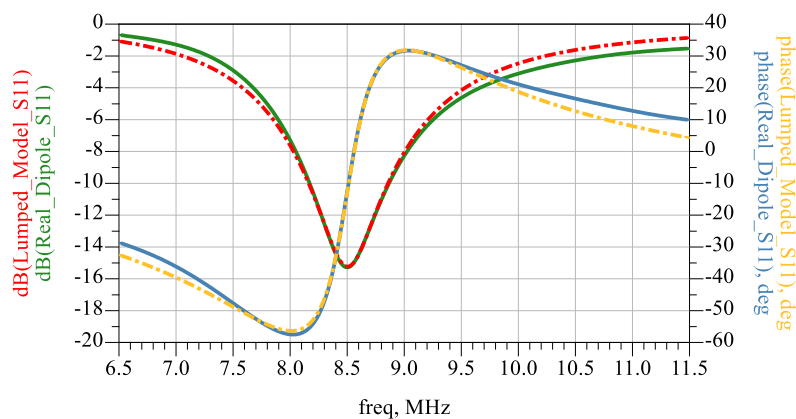


Figura 2-7: Coeficiente de reflexión (módulo y fase) de la antenna real frente al modelo de elementos concentrados.

El hecho de que el dipolo sea una antenna de banda estrecha se manifiesta claramente en la Figura 2-7, que solo presenta un nivel de adaptación aceptable en una pequeña fracción del ancho de banda de operación, consecuencia directa del límite fundamental de banda introducido al inicio de este apartado. Superar esta limitación intrínseca de la antenna es precisamente la función de la red de adaptación, cuyo diseño debe garantizar que el nivel de adaptación necesario para proteger al transistor de potencia del HPA se cumpla en todo el ancho de banda de operación, a pesar de la fuerte variación de impedancia que presenta el dipolo. En la sección 5.1 se aborda el diseño de dicha red mediante un proceso de optimización numérica, dado que, como se ha discutido, el modelo equivalente del dipolo no corresponde a ninguna carga canónica con solución cerrada conocida.

2.2 TECNOLOGÍAS DEL AMPLIFICADOR

2.2.1 Impacto de la tecnología del transistor en el diseño de la red de adaptación

La interfaz entre el amplificador de potencia y la antena es uno de los puntos más críticos de la cadena de transmisión, especialmente en un radar de banda ancha donde la impedancia de la antena presenta una gran variación a lo largo de toda la banda. En estas condiciones, cualquier desadaptación puede generar reflexiones de potencia que regresan al PA y producen sobretensiones en el drenador del transistor. La capacidad del dispositivo para soportar estas sobretensiones depende directamente de su tensión de ruptura y de su tolerancia al VSWR [23].

2.2.2 Redes de adaptación para amplificadores de GaN

Los transistores GaN HEMT incluidos en la Tabla 1 (Wolfspeed, Qorvo, Sumitomo) ofrecen una buena combinación de densidad de potencia, eficiencia y ganancia [24], [25], con dispositivos capaces de entregar entre 250 W y más de 550 W con eficiencias superiores al 80%. Sin embargo, estos dispositivos presentan tensiones de ruptura relativamente bajas por ejemplo, $BVDG = 145$ V para el Qorvo-QPDL1016L de la Tabla 1 y, por tanto, una tolerancia limitada al VSWR a la salida si se pretenden mantener los márgenes de seguridad en misiones de espacio, lo que los hace especialmente sensibles a las desadaptaciones en la interfaz HPA-antena.

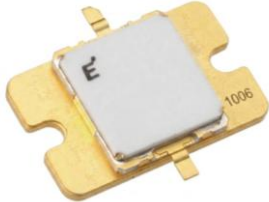
		
WOLFSPEED - CGHV14250 DC hasta 1.6 GHz Potencia pico: 350W Ganancia > 25 dB @35 MHz PAE > 80%	QORVO - QPDL1016L DC hasta 1.7 GHz Potencia pico: 550W Ganancia > 20 dB lineal PAE > 80%	SUMITOMO - EGN21C210I2 DC hasta 3GHz Potencia pico: 250W Ganancia > 25 dB @50 MHz PAE > 80%

Tabla 1: Comparativa de GaN HEMTs comerciales.

En un radar de banda ancha y de baja frecuencia de operación, una reflexión significativa en la interfaz con la antena puede llevar al transistor a un régimen de operación peligroso en el que se supera la tensión de ruptura del canal. La forma habitual de proteger el dispositivo es intercalar un circulador o aislador que derive la potencia reflejada hacia una carga adaptada, pero alcanzar las prestaciones necesarias en esta aplicación, que combina un ancho de banda fraccional elevado (55.6%), una frecuencia de operación baja y una potencia transmitida de 200

W, resulta inviable. Una muestra de esta dificultad la ofrece el catálogo de UIY Inc. [26], una empresa especializada en el diseño de aisladores y circuladores de RF: su modelo de menor frecuencia opera entre 10 y 55 MHz, pero limitado a un ancho de banda fraccional del 20%, una potencia directa máxima de 100 W y unas pérdidas de inserción de 1.2 dB. Incluso un fabricante especializado se queda, en esa banda, en menos de la mitad del ancho de banda fraccional requerido y la mitad de la potencia transmitida, además de introducir unas pérdidas de inserción apreciables en el camino directo, lo que evidencia la dificultad física de realizar un aislador con estas prestaciones a estas frecuencias. Por ello, la protección del transistor debe garantizarse mediante el propio diseño de la red de adaptación, imponiendo una especificación de adaptación estricta; en este caso se ha seleccionado $RL \geq 10 \text{ dB}$ en toda la banda.

Esta especificación estricta en las pérdidas de retorno fuerza a que solo un 10% de la potencia que se inyecta a la red de adaptación pueda reflejarse de nuevo hacia el puerto de entrada. Esta condición de adaptación deriva en la selección de topologías con un número elevado de elementos, con las desventajas que ello conlleva frente a desviaciones del valor nominal de los componentes y frente a las pérdidas óhmicas asociadas a dicho número de elementos; además, conlleva un aumento de las dimensiones de la placa que puede resultar crítico en aplicaciones de espacio.

2.2.3 Redes de adaptación para amplificadores de E-mode GaN

Los dispositivos E-mode GaN mostrados en la Tabla 2 representan una alternativa tecnológicamente más robusta para esta aplicación [27], [28]. A diferencia de los GaN HEMT convencionales, estos transistores no se comercializan como dispositivos RF, sino como transistores de potencia para electrónica de conmutación. Por ello, los fabricantes no suelen proporcionar especificaciones RF como potencia de salida, ganancia o rango de frecuencias, sino parámetros eléctricos como tensión de ruptura, corriente máxima, $R_{ds(on)}$, pérdidas dinámicas (Q_g , C_{oss}) y capacidad de conmutación a decenas de MHz.

		
INFINEON- IGLR65R270D2 Transistor GaN de modo de enriquecimiento (E-mode) de 5ª generación, 650 V. Ofrece tiempos de encendido y apagado muy rápidos, mínimas pérdidas de conmutación y permite topologías half-bridge de alta eficiencia.	GaN Systems - GS66504/8B Transistores GaN de modo de enriquecimiento de 3ª generación sobre sustrato de silicio. La tecnología GaN permite altas corrientes, elevada tensión de ruptura y frecuencias de conmutación muy altas.	ST Microel.-SGT12065R65AL Transistor GaN E-mode de 650 V y 15/25 A, con encapsulado optimizado para baja resistencia térmica y alta eficiencia en aplicaciones de potencia.

Tabla 2: Comparativa de transistores E-mode GaN comerciales.

La capacitancia de salida, que en una aplicación pulsada debe cargarse y descargarse en cada ciclo de conmutación, constituye uno de los factores que limitan la frecuencia de operación de un transistor de RF. Los transistores E-mode GaN presentan una capacitancia de drenador notablemente baja, lo que los convierte en excelentes candidatos para el diseño de amplificadores que operan en el rango de decenas de megahercios.

Además, su alta tensión de ruptura (650 V en el caso del dispositivo de Infineon de la Tabla 2) y la capacidad de trabajar en régimen de conmutación a frecuencias elevadas permiten que los E-mode GaN se empleen en amplificadores RF de baja frecuencia (LF-VHF) con potencias comparables a las de los GaN HEMT convencionales, pero con una robustez frente a desadaptaciones muy superior. Gracias a esta robustez, la especificación de pérdidas de retorno puede relajarse, permitiendo centrar el diseño de la red de adaptación en minimizar las pérdidas de inserción de esta.

En este caso, el criterio principal pasa a ser la pérdida de inserción, fijándose explícitamente una especificación de $IL \leq 2$ dB en toda la banda. Esta especificación condiciona directamente el diseño de las redes de adaptación, puesto que cuantos más elementos no ideales se incluyen en el diseño, mayores son las pérdidas óhmicas de la red, lo que naturalmente nos lleva a redes de adaptación con menos elementos.

En conjunto, la tecnología E-mode GaN permite redes de adaptación más simples, compactas y eficientes, manteniendo al mismo tiempo un margen de seguridad elevado frente a las variaciones de carga propias de un dipolo en aplicaciones de SRS

3 CONCEPTOS TEÓRICOS

3.1 ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIAS Y PARÁMETROS DE SCATTERING

3.1.1 Adaptación de impedancias

El diseño de la red de adaptación nace de una necesidad concreta del sistema de garantizar que la potencia generada por el amplificador llegue a la antena evitando así que una parte de esa potencia regrese hacia el transistor. Estas reflexiones que retornan al HPA someten al transistor a un régimen de trabajo inseguro y aceleran su degradación, por lo que mantener un nivel bajo de la onda reflejada es imprescindible. Para entender el origen de esas reflexiones y cómo mitigarlas, conviene empezar por el fenómeno que las origina: la onda reflejada que aparece en la frontera entre dos medios de distinta impedancia.

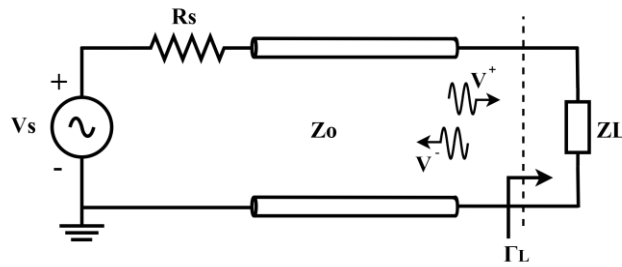


Figura 3-1: Esquema de las ondas progresiva y regresiva en un escenario de una línea de transmisión cargada con una impedancia Z_L .

Esta situación se representa en la Figura 3-1, donde un generador entrega energía, a través de una línea de transmisión de impedancia característica Z_0 , a una carga genérica Z_L distinta de Z_0 . Supongamos una onda que avanza por la línea hacia la carga, a la que llamaremos onda incidente. Mientras viaja, la relación entre su tensión y su corriente se mantiene fija en todo punto e igual a la impedancia característica [9], esta expresión se muestra en la ecuación (3.1).

$$Z_0 = \frac{V_0^+}{I_0^+} \quad (3.1)$$

El conflicto aparece en el plano de la carga, debido a la ley de Ohm la tensión y la corriente totales guardan la relación $Z_L = V_L/I_L$ en ese punto. Tenemos entonces dos exigencias incompatibles: a lo largo de la línea ese cociente vale Z_0 , pero justo en la carga ha de valer Z_L , y partimos de que $Z_L \neq Z_0$. Una sola onda viajando hacia la carga no puede satisfacer ambas a la vez.

La respuesta a esta incompatibilidad se explica debido a que, en la propia frontera, se genere una onda adicional que se propaga en sentido opuesto, regresando hacia el generador: la onda reflejada. Su amplitud y su fase se ajustan precisamente a los valores necesarios para satisfacer la condición que impone la carga. Así, en el caso sin pérdidas, la tensión y la corriente en cualquier punto resultan de sumar la contribución incidente y la reflejada:

$$V(z) = V_0^+ e^{-j\beta z} + V_0^- e^{+j\beta z} \quad (3.2)$$

$$I(z) = \frac{V_0^+}{Z_0} e^{-j\beta z} - \frac{V_0^-}{Z_0} e^{+j\beta z} \quad (3.3)$$

siendo V_0^+ la amplitud de la onda que incide sobre la carga y V_0^- la de la que se refleja. Si evaluamos el cociente entre tensión y corriente en el plano de la carga ($z = 0$) y lo igualamos a Z_L , obtenemos:

$$Z_L = \frac{V(0)}{I(0)} = Z_0 \frac{V_0^+ + V_0^-}{V_0^+ - V_0^-} \quad (3.4)$$

de donde puede aislarse la amplitud reflejada en términos de la incidente y de la impedancia de la línea y de la carga:

$$V_0^- = V_0^+ \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3.5)$$

El cociente entre ambas amplitudes en el plano de la carga es lo que se conoce como coeficiente de reflexión, Γ cuya expresión se muestra en (3.6):

$$\Gamma = \frac{V_0^-}{V_0^+} = \frac{Z_L - Z_0}{Z_L + Z_0} \quad (3.6)$$

Este parámetro complejo mide la fracción de la onda que rebota en el plano de la carga. En cargas pasivas su módulo queda entre 0 y 1 ($0 \leq |\Gamma| \leq 1$). El valor $|\Gamma| = 0$ se da cuando $Z_L = Z_0$: no hay onda reflejada y la carga está adaptada. A medida que $|\Gamma|$ crece, mayor es la desadaptación y más amplitud tiene la onda que retorna hacia el generador.

Junto al criterio de reflexión nula existe un segundo criterio de adaptación, el de máxima transferencia de potencia. Para un generador de impedancia interna $Z_g = R_g + jX_g$ que ve una impedancia de entrada Z_{in} , la potencia entregada es máxima cuando la impedancia que se le presenta es el complejo conjugado de su impedancia. Esta es la llamada condición de adaptación conjugada:

$$Z_{in} = Z_g^* \Rightarrow R_{in} = R_g, X_{in} = -X_g \quad (3.7)$$

La parte resistiva de entrada se iguala a la del generador para repartir por igual la tensión disponible, mientras que la reactancia de entrada cancela la del generador, de modo que el conjunto se comporta como puramente resistivo y no almacena energía reactiva que limite la potencia entregada. En el caso que nos ocupa el generador puede considerarse canónico, con impedancia interna puramente resistiva ($X_g = 0$), por lo que la condición se reduce a $Z_{in} = R_g$. Si además esa resistencia coincide con la impedancia de referencia del sistema ($R_g = Z_0$), la adaptación conjugada y la reflexión nula convergen en la misma condición, $Z_{in} = Z_0$.

3.1.2 Red de adaptación

Una vez establecidos los criterios de adaptación, queda por resolver el caso general en el que la carga no cumple ninguna de estas condiciones por sí sola, situación habitual en cualquier antena real. La solución consiste en interponer entre el generador y la carga un bloque pasivo e idealmente sin pérdidas denominado red de adaptación, cuya función es transformar la impedancia de carga en la que el generador necesita ver a su entrada. Como en nuestro sistema el generador es canónico, con impedancia interna puramente resistiva R_g , el objetivo se reduce a presentar $Z_{in} = R_g$, es decir, a anular el coeficiente de reflexión a la entrada de la red ($\Gamma_{in} = 0$).

Para ilustrarlo, consideramos una carga $Z_L = 25 - j25 \Omega$ que se desea adaptar a un generador real de $R_g = 50 \Omega$, tal como se muestra en la Figura 3-2. La carga presenta una parte reactiva no nula ($-j25 \Omega$) y una parte resistiva demasiado baja (25Ω frente a los 50Ω que presenta el generador). La red de adaptación está formada por una inductancia serie, que compensa la naturaleza capacitiva de la carga, y una capacidad en derivación para acabar de ajustar el valor de la parte real y cancelar la parte imaginaria.

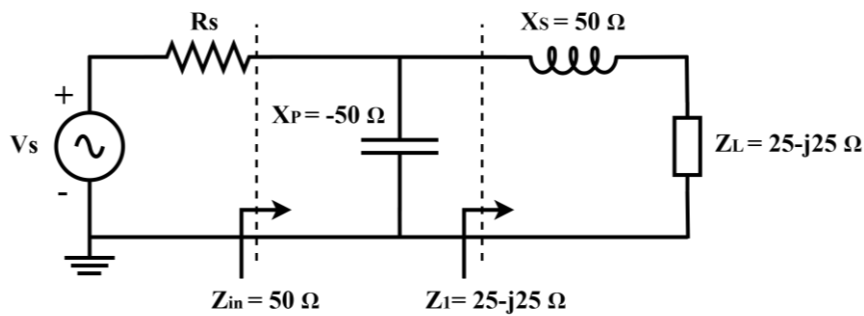


Figura 3-2: Esquema de la transformación de la impedancia a lo largo de una red de adaptación.

El primer elemento es una bobina en serie con la carga, que aporta una reactancia $+jX_s$. Sumada a la de la carga, la impedancia tras la bobina es:

$$Z_1 = Z_L + jX_s = 25 - j25 + jX_s \quad (3.8)$$

Eligiendo $X_s = +50 \Omega$, la impedancia intermedia queda $Z_1 = 25 + j25 \Omega$. Aún no está adaptada, pero ya tiene la forma adecuada para que el segundo elemento la lleve al valor final. Este segundo elemento es un condensador en derivación, con reactancia $-jX_p$, que cancela la parte reactiva restante y eleva la resistencia vista hasta R_g . Tomando $X_p = -50 \Omega$:

$$Z_{in} = Z_1 \parallel (-j50) = \frac{(25 + j25)(-j50)}{(25 + j25) - j50} = 50 \Omega \quad (3.9)$$

El resultado es una impedancia de entrada puramente resistiva e igual a la del generador, $Z_{in} = R_g = 50 \Omega$, con lo que el coeficiente de reflexión a la entrada se anula ($\Gamma_{in} = 0$) y la carga queda adaptada a la frecuencia de diseño.

Este proceso puede visualizarse de forma muy intuitiva sobre la carta de Smith. La carta de Smith es una representación gráfica del plano del coeficiente de reflexión sobre la que se

superponen los lugares geométricos de resistencia y reactancia constantes, de modo que cualquier impedancia se corresponde con un punto de la carta: el centro representa la adaptación perfecta ($\Gamma = 0$, $Z = Z_0$) y el borde, la reflexión total ($|\Gamma| = 1$). Su utilidad reside en que convierte el diseño de una red de adaptación en una construcción geométrica, ya que añadir un elemento reactivo equivale a desplazarse a lo largo de una de estas curvas, lo que permite ver de un vistazo qué elementos llevan la impedancia de carga hasta el centro.

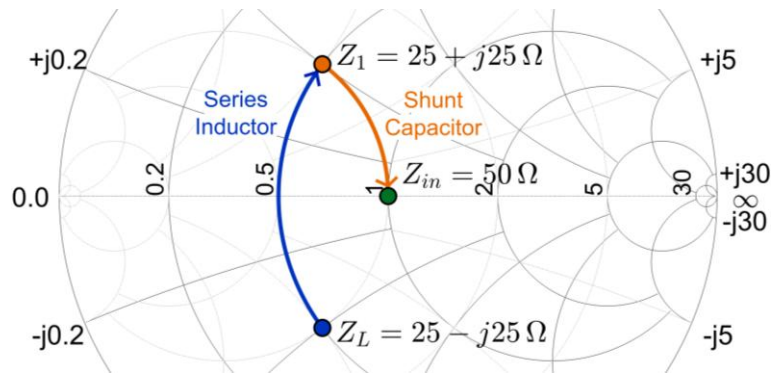


Figura 3-3: Adaptación de impedancias arbitraria en la carta de Smith.

La Figura 3-3 muestra el recorrido completo del ejemplo anterior sobre la carta de Smith. El punto de partida es la carga $Z_L = 25 - j25 \Omega$, situada en la parte inferior. La curva azul corresponde a la bobina en serie: al añadir la reactancia $+j50 \Omega$, la impedancia se desplaza sobre un círculo de resistencia constante hasta el punto intermedio $Z_1 = 25 + j25 \Omega$, este punto se ha escogido ya que está ubicado en el círculo de conductancia constante que pasa por el centro de la carta. La curva naranja corresponde al condensador en derivación, que desplaza la impedancia sobre un círculo de conductancia constante que pasa por el centro de la carta, cancelando la reactancia restante y elevando la resistencia vista hasta alcanzar el centro de la carta, $Z_{in} = 50 \Omega$. Llegados al centro, el coeficiente de reflexión a la entrada se anula ($\Gamma_{in} = 0$) y la carga queda perfectamente adaptada al generador.

La adaptación lograda en el ejemplo anterior es perfecta únicamente a la frecuencia de diseño f_0 . Los elementos que componen la red son reactivos y su impedancia depende de la frecuencia, puesto que la reactancia de una bobina vale $X_L = \omega L$ y la de un condensador $X_C = 1/(\omega C)$. Por este motivo, los valores de reactancia que cancelan la parte imaginaria de la carga y transforman su parte resistiva hasta R_g solo toman el valor exacto requerido para realizar la transformación de impedancias a la frecuencia de diseño f_0 . Al alejarnos de esa frecuencia las reactancias de los elementos cambian, la transformación deja de ser exacta y vuelve a aparecer una onda reflejada, por lo que el módulo del coeficiente de reflexión aumenta al aumentar o disminuir la frecuencia.

Este comportamiento se observa en la Figura 3-4, que representa el coeficiente de reflexión en dB en función de la frecuencia. La respuesta presenta un mínimo pronunciado en f_0 , donde la adaptación es máxima, y aumenta hacia los extremos de la banda. La región en la que el coeficiente de reflexión se mantiene por debajo de un nivel de adaptación seleccionado define el ancho de banda de la red. Vemos por tanto que la adaptación no se produce en un único punto, sino sobre un margen de frecuencias alrededor de f_0 , que será tanto mayor cuanto más plana sea la respuesta en torno al mínimo.

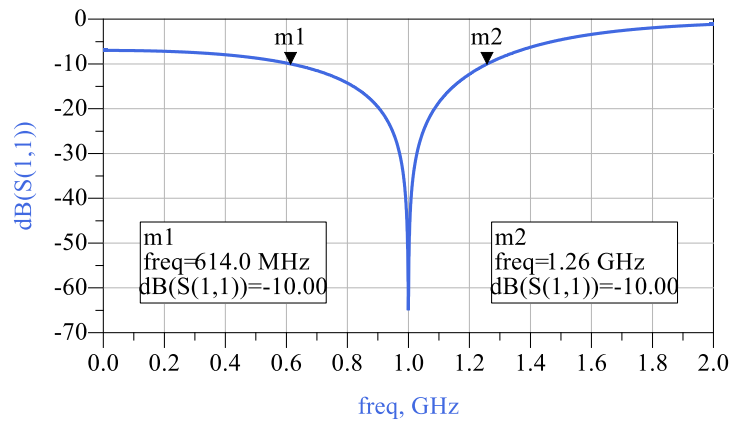


Figura 3-4: Coeficiente de reflexión en función de la frecuencia para una carga con impedancia fija.

El ancho de banda que se puede alcanzar depende directamente del número de elementos de la red. Una etapa en L como la del ejemplo dispone únicamente de dos grados de libertad, los justos para imponer la adaptación en una frecuencia a f_0 . Si aumentamos el orden de la red añadiendo más etapas, cada una formada por una inductancia y una capacidad, disponemos de grados de libertad adicionales con los que realizar la transformación de impedancia. Estos parámetros adicionales permiten repartir la adaptación a lo largo de la banda en lugar de concentrarla en un solo punto, de forma que se ensancha el margen de frecuencias en el que el coeficiente de reflexión se mantiene por debajo de la cota establecida. A cambio se reduce el factor de calidad Q de la red, ya que se renuncia a una adaptación muy profunda y selectiva en f_0 para conseguir una respuesta más plana y de mayor ancho de banda.

La Figura 3-5 ilustra este efecto sobre la carta de Smith, mostrando el coeficiente de reflexión de una carga arbitraria cuando se adapta con redes de distinto orden. La circunferencia discontinua representa el lugar geométrico correspondiente a un nivel de pérdidas de retorno de 10 dB ($RL = 10dB$), de modo que toda trayectoria contenida en su interior cumple esa especificación de adaptación. Se observa que, al aumentar el número de etapas, la trayectoria que describe el coeficiente de reflexión se acerca cada vez más al centro de la carta, y permanece dentro de la circunferencia de 10 dB en un margen de frecuencias mayor, lo que se traduce en una adaptación de banda más ancha. Este comportamiento confirma que el número de elementos de la red es el parámetro que gobierna el compromiso entre nivel de adaptación y ancho de banda: cuantas más etapas, mayor es el margen de frecuencias en el que la adaptación supera el límite establecido. No obstante, esta mejora no es ilimitada, ya que el carácter reactivo de la carga impone una cota máxima a la adaptación alcanzable en una banda dada con independencia del número de elementos empleados. Dicha cota, conocida como límite de Bode-Fano, se aborda en detalle más adelante en la sección 3.3.

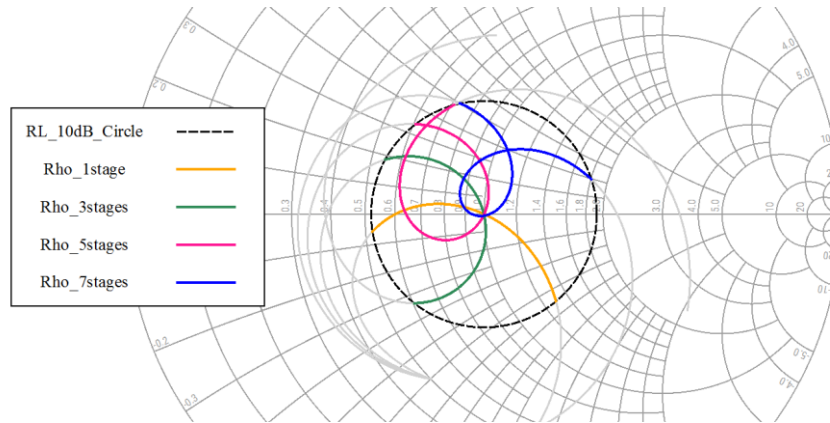


Figura 3-5: Coeficiente de reflexión para una red de adaptación tipo Ladder con 1,3,5 y 7 etapas.

Hasta ahora la red de adaptación se ha descrito en términos de tensiones y corrientes, magnitudes propias de la teoría de líneas de transmisión. En RF, sin embargo, resulta más conveniente trabajar con las ondas incidente y reflejada en cada puerto, ya que permiten describir de forma natural cómo se transfiere la energía entre los distintos puertos de una red. Sobre esta idea se construyen los parámetros de scattering, cuyo módulo al cuadrado tiene una interpretación directa en términos de potencia transferida o reflejada. Estos parámetros, introducidos formalmente en la sección 3.1.3, serán la herramienta empleada para caracterizar y diseñar las redes de adaptación en el resto del trabajo.

3.1.3 Parámetros de scattering

Los parámetros de scattering, o parámetros S, describen el comportamiento de una red de varios puertos a partir de las ondas de potencia incidentes y reflejadas en cada uno de ellos. En lugar de trabajar con la tensión y la corriente totales, se definen en cada puerto i una onda incidente a_i , que entra en la red, y una onda reflejada b_i , que sale de ella, normalizadas de forma que su módulo al cuadrado representa potencia. La Figura 3-6 muestra esta definición para una red de dos puertos, donde a_1 y a_2 son las ondas incidentes y b_1 y b_2 las reflejadas en los puertos 1 y 2 respectivamente.

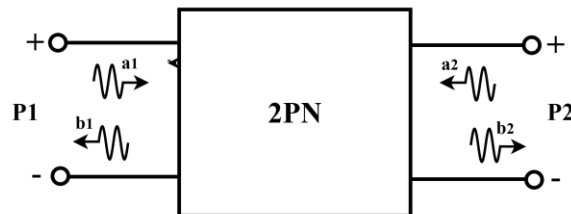


Figura 3-6: Red de dos puertos y definición de las ondas a y b.

La matriz de scattering establece las relaciones entre las ondas reflejadas y las ondas incidentes:

$$\begin{pmatrix} b_1 \\ b_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} a_1 \\ a_2 \end{pmatrix} \quad (3.10)$$

Hay que tener presente que los parámetros S dependen de la frecuencia. Como las ondas a_i y b_i dependen de impedancias y reactancias que varían con la frecuencia, cada parámetro S_{ij} es en realidad una función compleja $S_{ij}(f)$, con su propio módulo y fase en cada frecuencia. Por este motivo, la matriz de scattering escrita arriba no es un único conjunto de números, sino que representa el valor de la red a una sola frecuencia, es decir, un corte a frecuencia fija. La caracterización completa de una red de N puertos consiste, por tanto, en una matriz $N \times N$ evaluada en cada punto de un barrido de frecuencias, lo que da lugar a un conjunto de matrices, una por cada frecuencia analizada. Esta es precisamente la información que entrega un VNA: la evolución de cada parámetro S_{ij} a lo largo de la banda, y no un valor aislado.

Cada parámetro se define como el cociente entre una onda reflejada y una incidente cuando el resto de los puertos están terminados con la impedancia de referencia del sistema, habitualmente $Z_0 = 50 \Omega$:

$$S_{ij} = \frac{b_i}{a_j} \big|_{a_k=0, k \neq j} \quad (3.11)$$

La condición $a_k = 0$ significa que cada uno de los demás puertos está cargado con la impedancia de referencia, de modo que no devuelve ninguna onda hacia la red y no contribuye al cociente. Así, para obtener un parámetro como S_{21} se inyecta señal por el puerto 1 y se mide la que sale por el puerto 2, con todos los puertos terminados en Z_0 .

Esta definición da a cada parámetro un significado físico inmediato. Los parámetros S_{11} y S_{22} relacionan la onda reflejada y la incidente en un mismo puerto, por lo que son los coeficientes de reflexión a la entrada y a la salida de la red, y enlazan directamente con el coeficiente Γ definido en el apartado anterior. Los parámetros S_{21} y S_{12} relacionan la onda que sale por un puerto con la que entra por el otro, de modo que describen la transmisión a través de la red. Como las ondas están normalizadas en potencia, $|S_{21}|^2$ representa la fracción de potencia incidente en el puerto 1 que se transfiere al puerto 2.

A partir de estos parámetros se definen las dos figuras de mérito que se emplearán en el resto del trabajo. Las pérdidas de retorno (*return loss*, RL) cuantifican el nivel de adaptación de un puerto a partir de su coeficiente de reflexión:

$$RL = -20 \log_{10} |S_{11}| \text{ [dB]} \quad (3.12)$$

Reciben este nombre porque representan las pérdidas que sufre la onda que retorna, es decir, la fracción de potencia que se refleja y vuelve hacia el generador en lugar de transferirse a otro puerto de la red. Un valor alto de pérdidas de retorno indica que se refleja poca potencia y que el puerto está bien adaptado.

Las pérdidas de inserción (*insertion loss*, IL) cuantifican la potencia que la red deja de transmitir entre dos puertos:

$$IL = -20 \log_{10} |S_{21}| \text{ [dB]} \quad (3.13)$$

De este modo, a lo largo del trabajo la adaptación se describirá mediante las pérdidas de retorno y la transmisión mediante las pérdidas de inserción.

Las propiedades de la red imponen además condiciones sobre la matriz S. Si la red es recíproca, como ocurre con cualquier red pasiva formada por elementos concentrados, la transmisión es la misma en ambos sentidos y la matriz es simétrica, $S_{ij} = S_{ji}$. Un caso particular de interés es el de una red sin pérdidas, en la que toda la potencia que entra sale por alguno de los puertos, ya que nada se disipa en su interior. Esta conservación de la potencia se traduce en que la matriz de scattering es unitaria, condición que para una red de dos puertos se reduce a la expresión (3.14) para una red de dos puertos:

$$|S_{11}|^2 + |S_{21}|^2 = 1 \quad (3.14)$$

Esta condición no se cumple en una red real, sino que corresponde a la idealización que asume el software de exploración de topologías cuando se trabaja con elementos ideales, donde toda la potencia que no se transmite se refleja. En las redes reales los elementos introducen pérdidas y parte de la potencia se disipa, de modo que la suma de la potencia reflejada y la transmitida resulta menor que la incidente, como se verá al considerar los elementos concentrados no ideales.

Por último, los parámetros S no son solo una herramienta de análisis, sino una magnitud que se mide directamente sobre un prototipo fabricado mediante un analizador de redes vectorial (VNA). El instrumento inyecta una onda de potencia por uno de los puertos y mide la que llega a cada uno de los demás mientras estos permanecen cargados con la impedancia de referencia, lo que permite obtener los parámetros asociados a ese puerto. A continuación, conmuta la fuente al siguiente puerto y repite el proceso, terminando de nuevo el resto en Z_0 , hasta recorrer todos los puertos y completar la matriz de scattering. De esta forma, el VNA permite caracterizar experimentalmente una red real y comparar su respuesta con la obtenida en simulación.

3.2 PARÁMETROS ABCD

Los parámetros ABCD, o matriz de transmisión, describen una red de dos puertos relacionando la tensión y la corriente del puerto de entrada con las del puerto de salida. A diferencia de los parámetros S, que trabajan con ondas de potencia, los parámetros ABCD se definen directamente sobre las tensiones y corrientes totales en los nodos de la red, según la relación que recoge la ecuación (3.15).

$$\begin{pmatrix} V_1 \\ I_1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_2 \\ I_2 \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

La Figura 3-7 muestra el esquema de una red de dos puertos con la definición de las tensiones y corrientes en cada uno de ellos.

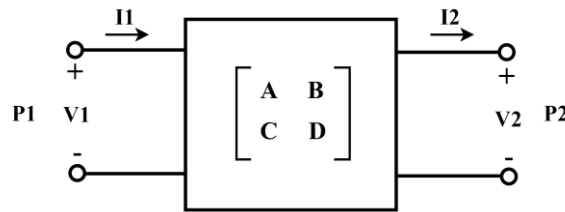


Figura 3-7: Definición de la matriz de parámetros ABCD de una red de dos puertos.

La principal ventaja de esta representación aparece al conectar varias redes en cascada. Cuando la salida de una red se conecta a la entrada de la siguiente, la matriz ABCD equivalente del conjunto es el producto de las matrices ABCD individuales, en el mismo orden en que están conectadas, tal como expresa la ecuación (3.16).

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{eq} = \prod_{k=1}^N \begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_k \quad (3.16)$$

La Figura 3-8 ilustra esta concatenación para una cascada de N bloques y su matriz equivalente.

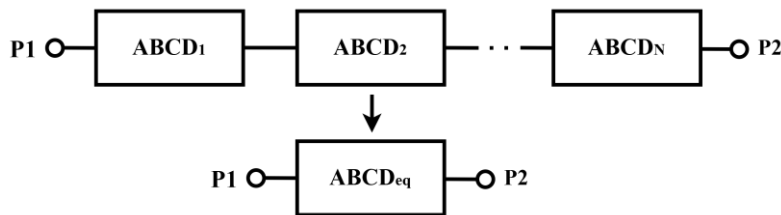


Figura 3-8: Esquema de la matriz equivalente de la concatenación de N matrices ABCD.

Esta propiedad es la que hace que los parámetros ABCD sean especialmente prácticos para el software de exploración de topologías, ya que permite obtener la respuesta de una red de adaptación completa multiplicando, una tras otra, las matrices de cada uno de los elementos que la componen. Para ello basta con conocer la matriz ABCD de los dos elementos básicos con los que se construyen estas redes: una impedancia conectada en serie y una impedancia conectada en derivación, dadas por las expresiones (3.17) y (3.18).

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{ser} = \begin{pmatrix} 1 & Z \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \quad (3.17)$$

$$\begin{pmatrix} A & B \\ C & D \end{pmatrix}_{shu} = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z & 1 \end{pmatrix} \quad (3.18)$$

La Figura 3-9 muestra ambos casos junto con su matriz ABCD correspondiente.

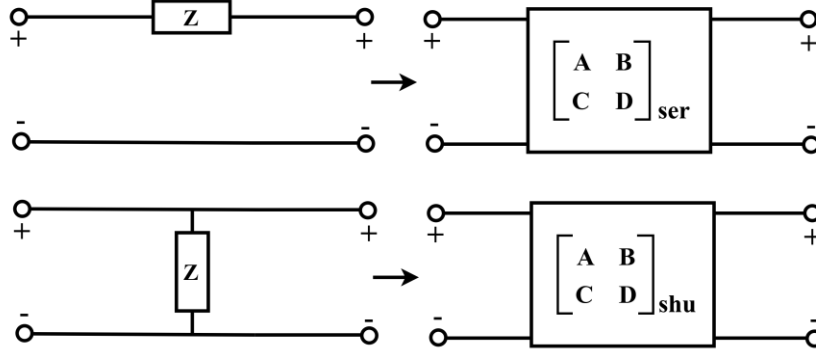


Figura 3-9: Matrices ABCD para una impedancia Z conectada en serie y en derivación.

Puesto que la impedancia de una bobina es $Z = j\omega L$ y la de un condensador $Z = 1/(j\omega C)$, sustituyendo estos valores en las matrices de las ecuaciones (3.17) y (3.18) se obtiene la matriz ABCD de cada elemento de la red según sea inductivo o capacitivo y según esté colocado en serie o en derivación. Multiplicando las matrices de todos los elementos en el orden en que están conectados, tal como indica la ecuación (3.16), se llega a la matriz ABCD total, que describe el comportamiento completo de la red de adaptación a cada frecuencia.

Una vez obtenida la matriz equivalente, interesa conocer la impedancia que presenta la red cuando se carga con la antena en su puerto de salida. La impedancia de entrada vista desde el puerto 1 se obtiene directamente a partir de los parámetros ABCD mediante la ecuación (3.19).

$$Z_{in} = \frac{A Z_L + B}{C Z_L + D} \quad (3.19)$$

La Figura 3-10 muestra esta situación, con la impedancia de carga arbitraria Z_L conectada al puerto 2.

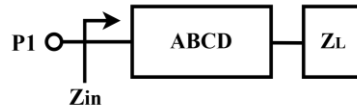


Figura 3-10: Impedancia de entrada de una matriz ABCD con el puerto 2 conectado a una impedancia.

A partir de esta impedancia de entrada se calcula el coeficiente de reflexión a la entrada de la red de adaptación, comparándola con la impedancia de referencia del sistema según la ecuación (3.20).

$$\Gamma_{in} = \frac{Z_{in} - Z_0}{Z_{in} + Z_0} \quad (3.20)$$

El coeficiente de reflexión a la entrada dado por la ecuación (3.20) resume la adaptación que presenta el conjunto formado por la red y la carga Z_L . De este modo, los parámetros ABCD proporcionan un procedimiento sistemático para obtener la respuesta de cualquier red en cascada: se construye su matriz equivalente multiplicando las de sus elementos mediante las ecuaciones (3.17) y (3.18) según el tipo de elemento, se carga con la impedancia Z_L aplicando la ecuación (3.19) y se evalúa el coeficiente de reflexión a la entrada con la ecuación (3.20).

Este procedimiento caracteriza la adaptación del conjunto red más carga a partir de un único coeficiente de reflexión, Γ_{in} . No obstante, también es posible caracterizar la red de adaptación como un bloque de dos puertos completo. Para ello, su matriz ABCD equivalente se convierte a parámetros S referidos a la impedancia de referencia Z_0 , manteniendo ambos puertos terminados en dicha impedancia. Esta conversión, para una red de dos puertos, viene dada por las ecuaciones (3.21), (3.22), (3.23) y (3.24).

$$S_{11} = \frac{A + B/Z_0 - CZ_0 - D}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D} \quad (3.21)$$

$$S_{12} = \frac{2(AD - BC)}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D} \quad (3.22)$$

$$S_{21} = \frac{2}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D} \quad (3.23)$$

$$S_{22} = \frac{-A + B/Z_0 - CZ_0 + D}{A + B/Z_0 + CZ_0 + D} \quad (3.24)$$

De estas expresiones se obtienen directamente las dos figuras de mérito definidas anteriormente: las pérdidas de retorno, a partir de S_{11} , y las pérdidas de inserción, a partir de S_{21} . Conviene distinguir ambos cálculos. Al cargar la red con la impedancia Z_L en su puerto de salida se obtiene un único puerto y, por tanto, solo el coeficiente de reflexión a la entrada Γ_{in} de la ecuación (3.20). En cambio, la matriz S completa describe la red como dos puertos terminados en Z_0 y permite obtener su respuesta en transmisión y reflexión a lo largo de la banda.

3.3 LÍMITE DE BODE-FANO

El límite de Bode-Fano establece la adaptación máxima que puede alcanzarse entre una carga pasiva y una red sin pérdidas sobre una banda de frecuencias finita [29]. Aunque la adaptación conjugada permite anular la reflexión en puntos aislados del espectro, ninguna red pasiva puede garantizar una adaptación arbitrariamente buena sobre una banda no nula, ya que la energía almacenada en los elementos reactivos de la carga impone una restricción fundamental que no puede superarse mediante redes pasivas y sin pérdidas. Es la propia carga, y no la red, la que fija el máximo de adaptación alcanzable.

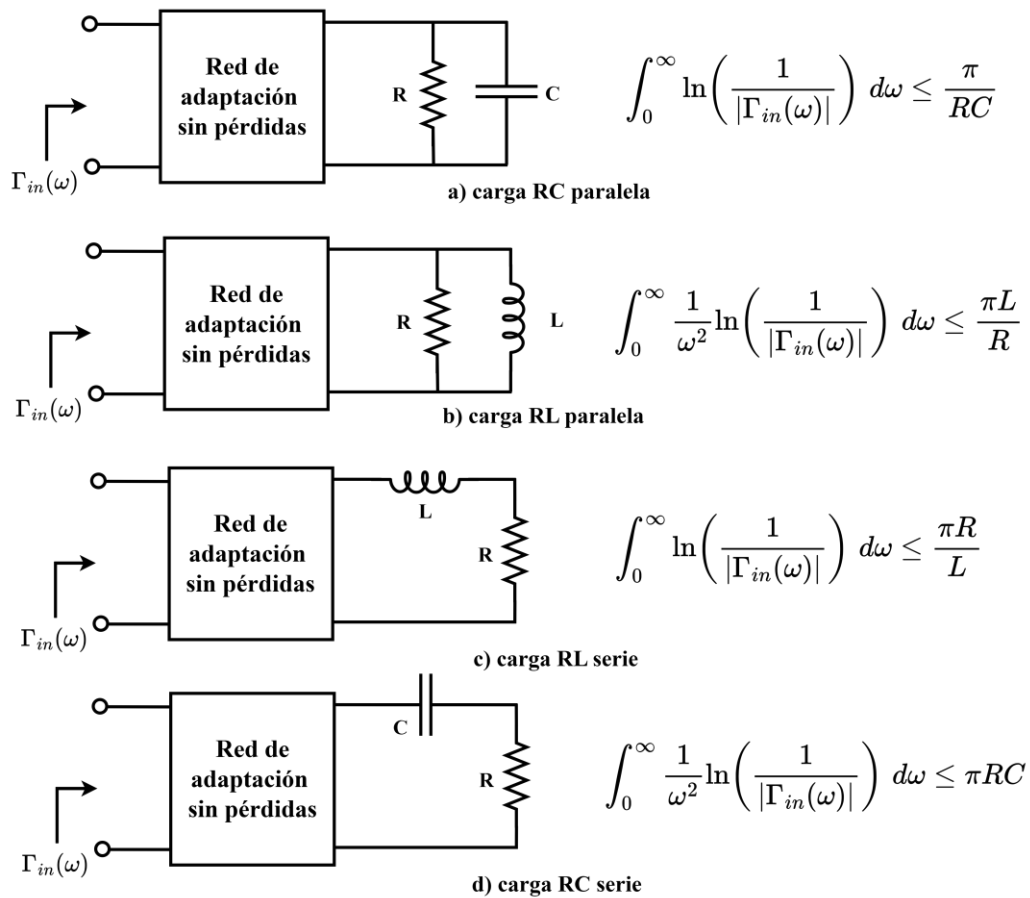


Figura 3-11: Límite de Bode-Fano para las cuatro cargas canónicas.

Para las cargas canónicas de primer orden este límite admite una expresión cerrada. La Figura 3-11 recoge las cuatro configuraciones habituales, la carga RC paralelo, la RL paralelo, la RL serie y la RC serie, junto con la cota integral asociada a cada una [9]. En estos casos la teoría de síntesis proporciona redes que alcanzan el límite de forma prácticamente óptima, como las redes en escalera de Chebyshev derivadas por Matthaei y Levy [21], [22], que permiten obtener directamente los valores de los elementos sin recurrir a optimización numérica.

En su formulación general que muestra la ecuación (3.25), el teorema impone una restricción integral sobre el coeficiente de reflexión a la entrada de la red de adaptación, en la que aparece la constante K , que depende exclusivamente de la carga que se pretende adaptar:

$$\int_0^{\infty} \ln \left(\frac{1}{|\Gamma_{in}(\omega)|} \right) d\omega \leq K \quad (3.25)$$

Esta integral admite una interpretación especialmente útil: representa el área de la adaptación disponible, que debe distribuirse a lo largo de todo el eje de frecuencias. El valor de la constante K fija el área total disponible para reducir la reflexión, finita y dependiente únicamente de la carga. Reducir dentro de la banda de interés consume parte de esa área, lo que obliga a degradar la adaptación fuera de ella. En consecuencia, ninguna red pasiva sin pérdidas puede mejorar simultáneamente la adaptación en todo el margen frecuencial: cualquier mejora local implica necesariamente un empeoramiento en otra región del espectro.

La Figura 3-12 ilustra la forma ideal del coeficiente de reflexión que maximiza la adaptación en una banda finita bajo esta restricción. La respuesta óptima presenta un comportamiento rectangular: $|\Gamma|$ es mínimo y constante dentro de la banda útil, mientras que fuera de ella toma el valor $|\Gamma| = 1$. Esta forma no es arbitraria; es la distribución que aprovecha de forma más eficiente el área de adaptación disponible, concentrando toda la adaptación en la banda de interés y evitando desperdiciarla fuera de ella.

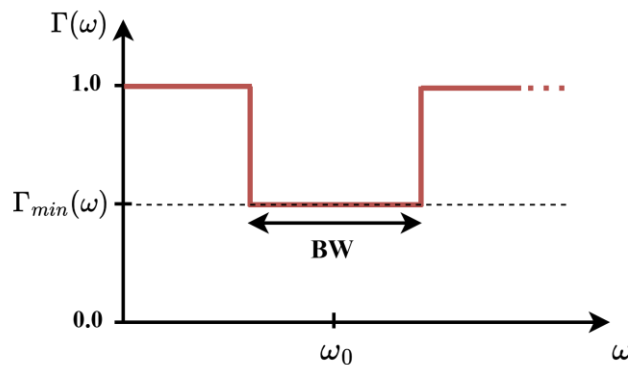


Figura 3-12: Forma del coeficiente de reflexión que maximiza la adaptación en una banda finita.

Sin embargo, esta respuesta ideal solo puede alcanzarse en el límite de redes de orden infinito. Una red real, formada por un número finito de elementos, no puede generar una transición abrupta entre $|\Gamma|_{min}$ y $|\Gamma| = 1$. En su lugar, la aproximación práctica presenta un rizado tanto dentro como fuera de la banda, consecuencia directa de las limitaciones de orden y de la necesidad de cumplir simultáneamente la restricción integral y la implementación física de la red [30]. Al aumentar el número de elementos el rizado disminuye, la adaptación en banda mejora y la transición se vuelve más pronunciada, pero la respuesta nunca supera la cota en promedio, sino que se aproxima a ella de forma asintótica.

La especificación de la ESA fija la banda de operación entre 6.5 y 11.5 MHz. Durante el diseño se consideró la posibilidad de extender la banda hacia abajo aproximadamente 0.5 MHz para compensar las pérdidas adicionales que aparecerán cuando se introduzcan los modelos no ideales de los elementos concentrados, aspecto que se desarrolla en el apartado siguiente. Sin

embargo, al analizar el comportamiento del límite de Bode–Fano se observa que esta ampliación no es beneficiosa. Al aumentar el ancho de banda, el área de adaptación disponible debe repartirse sobre un intervalo mayor y el nivel mínimo alcanzable de adaptación empeora. Por tanto, ensanchar la banda con el objetivo de reducir el efecto del redondeo de la banda no compensa la nueva cota máxima de adaptación impuesta por este límite físico.

El caso que ocupa a este trabajo es más exigente, porque el dipolo no es una carga canónica. Su modelo equivalente de elementos concentrados, un circuito RLC serie con una capacidad en paralelo mostrado en la Figura 2-5, no coincide con ninguna de las cuatro cargas de la Figura 3-11, de modo que la literatura no proporciona una expresión cerrada para su límite de adaptación [31] ni para la red de adaptación óptima. Esto no significa que el límite no exista, sigue presente como cota inferior del coeficiente de reflexión alcanzable, pero debe identificarse de forma empírica en lugar de calcularse de forma analítica.

La Figura 3-13 ilustra este comportamiento para el modelo del dipolo en la banda de 6.5 a 11.5 MHz, con un ancho de banda fraccional del 55.6%. Las trazas corresponden a redes de adaptación de orden creciente mostradas en Figura A, de cinco a diez elementos, implementadas con elementos ideales mediante el proceso de optimización numérica que se detalla más adelante en la sección 4.1, y la leyenda indica el coeficiente de reflexión promedio que cada una alcanza en la banda. Al pasar de cinco a siete elementos la adaptación media mejora de forma apreciable, de unos 6.4 dB a cerca de 6.9 dB, pero a partir de ahí los coeficientes de reflexión promedio dejan de mejorar y se agrupan en torno a 6.8 dB, de manera que añadir más elementos apenas modifica el resultado. Esta saturación es la firma del límite de Bode-Fano, la red ha alcanzado la cota de adaptación máxima que la carga permite y aumentar el orden de la red ya no se traduce en mejor adaptación.

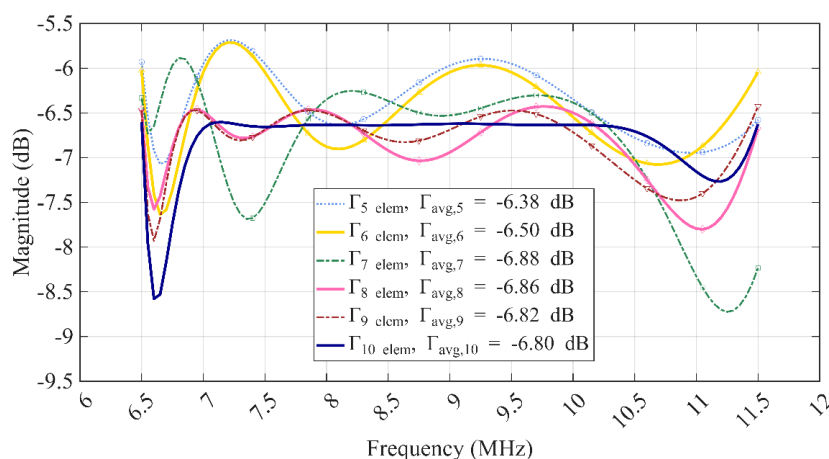


Figura 3-13: Aproximación del límite de Bode-Fano a medida que se aumenta el número de elementos de la red con FBW = 55.6%.

La Figura 3-14 repite el análisis sobre la banda de 6 a 11.5 MHz, con un ancho fraccional del 62.8%. Las redes de adaptación obtenidas se muestran en la Figura B y sus coeficientes de reflexión se muestran a continuación con las trazas a color, a su vez se muestran en gris las trazas correspondientes al análisis anterior de la Figura 3-13. La tendencia con el orden es la misma, pero el nivel de saturación se sitúa ahora en torno a 4.7 dB, unos 2 dB por debajo del obtenido en la banda más estrecha. Esta comparación confirma de forma directa lo anticipado,

ensanchar la banda endurece el límite y empeora la adaptación alcanzable, por lo que la extensión de 0.5 MHz planteada inicialmente no se ha considerado viable y no se ha empleado en el resto del trabajo ya que esta requeriría un elemento resistivo de mayor atenuación.

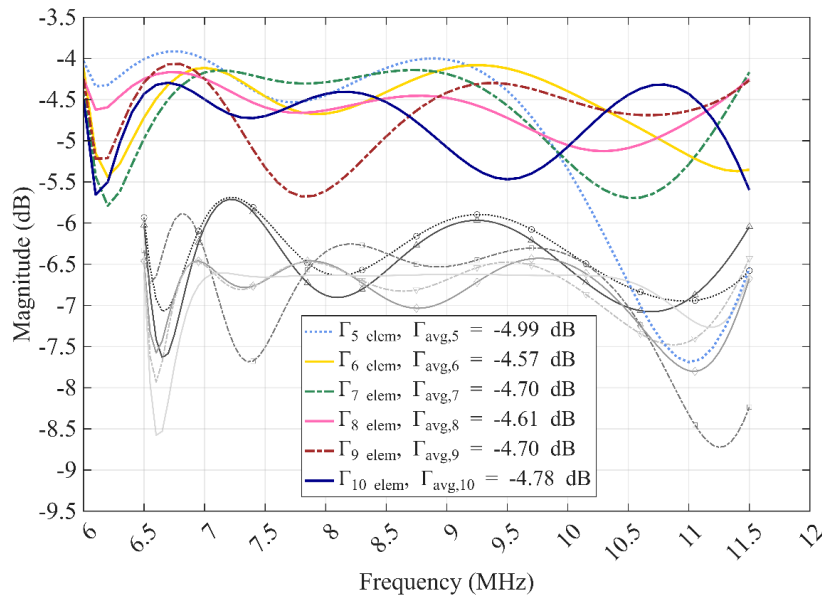


Figura 3-14: Aproximación del límite de Bode-Fano a medida que se aumenta el número de elementos de la red con FBW = 62.8%.

En conjunto, estas figuras muestran que, para una carga no canónica como el dipolo, el límite de Bode-Fano no se obtiene mediante expresiones cerradas de la literatura, pero sí se identifica con claridad a partir de la tendencia asintótica de las soluciones. La adaptación mejora al aumentar el orden y satura en un nivel que depende únicamente de la carga considerada y del ancho de banda considerado. Para esta antena, ese techo se sitúa en torno a 6.8 dB en la banda del 55.6%.

Esta limitación es la que dota de sentido al resto del trabajo. El dipolo es un radiante intrínsecamente estrecho en banda, con una impedancia fuertemente dispersiva en frecuencia que se traduce en un factor de calidad elevado [7]. El ancho de banda fraccional exigido por el SRS, del 55.6%, junto con la especificación de $RL \geq 10 \text{ dB}$, fuerza las soluciones a aproximarse e incluso a superar la cota de adaptación que una red sin pérdidas puede alcanzar, situada en torno a 6.8 dB. Como una red pasiva sin pérdidas no puede superar ese límite por mucho que se aumente su orden, satisfacer la especificación obliga a emplear redes con pérdidas, que reducen el coeficiente de reflexión a costa de introducir atenuación adicional, para proteger el transistor frente a las reflexiones del dipolo.

3.4 ELEMENTOS CONCENTRADOS NO IDEALES

Hasta este punto las redes de adaptación se han tratado como asociaciones de inductores y condensadores ideales, sin pérdidas. Un componente real, sin embargo, se aparta de ese comportamiento, ya que presenta una resistencia serie que disipa potencia y elementos parásitos reactivos que desplazan su respuesta, a los que se suman, en los inductores con núcleo magnético, las pérdidas del propio material. Estas no idealidades afectan de forma directa a las dos magnitudes que definen la calidad de la red, la adaptación y las pérdidas de inserción, y a través de esta última a la potencia que finalmente se radia hacia el subsuelo y a la eficiencia global del transmisor.

Su modelado es especialmente importante en este trabajo por tres motivos propios del SRS. El primero es la baja frecuencia de operación, en torno a los 9 MHz, a la que la reactancia de los elementos es pequeña y las pérdidas internas dejan de ser despreciables frente a ella. El segundo es el ancho de banda, ya que la red debe mantener un comportamiento controlado sobre todo el margen de 6.5 a 11.5 MHz. El tercero es la propia especificación de pérdidas de inserción, $IL \leq 2$ dB, que solo puede verificarse si las pérdidas óhmicas de cada elemento se incorporan al diseño desde el principio. Por ello, antes de abordar la síntesis de la red conviene establecer un modelo eléctrico realista de cada componente y una métrica que cuantifique sus pérdidas, el factor de calidad.

3.4.1 Modelo equivalente del condensador

El comportamiento de un condensador real puede describirse mediante el circuito equivalente de la Figura 3-15, en el que a la capacidad ideal se añaden los elementos que representan sus mecanismos de pérdida y sus parásitos.

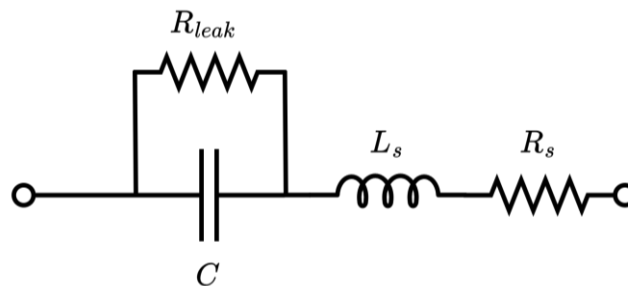


Figura 3-15: Modelo eléctrico de una capacidad

La resistencia en paralelo R_{leak} modela la conductancia del dieléctrico, es decir, las pérdidas por corriente de fuga debidas a que el aislante que separa las placas del condensador no es un aislante perfecto. Se trata de una resistencia de valor muy elevado, por lo que su contribución a la disipación es reducida. En serie con la capacidad aparecen una inductancia L_s y una resistencia R_s asociadas a los electrodos y a los terminales del componente, que a frecuencias altas determinan su frecuencia de auto-resonancia y su resistencia serie equivalente. A la frecuencia de operación de este diseño del SRS, ambos efectos son prácticamente inapreciables, ya que los electrodos presentan una superficie amplia por la que circula la corriente, lo que

reduce tanto la densidad de corriente y con ella las pérdidas óhmicas como la inductancia parásita asociada. En consecuencia, los condensadores ofrecen factores de calidad muy elevados en esta banda y no constituyen el elemento limitante de la red.

3.4.2 Modelo equivalente del inductor

El inductor real se modela mediante la inductancia ideal L en serie con una resistencia dependiente de la frecuencia $R_s(f)$, y una capacidad en paralelo C_{wind} , que agrupa los efectos capacitivos del bobinado, tal como se muestra en la Figura 3-16 [32].

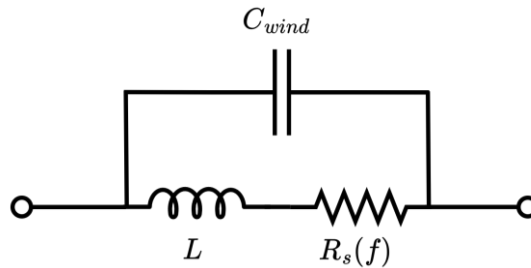


Figura 3-16: Modelo eléctrico de un inductor

La resistencia serie $R_s(f)$ representa las pérdidas óhmicas del componente y es el parámetro crítico del inductor para aplicaciones de banda ancha, ya que crece con la frecuencia por efecto pelicular, efecto de proximidad y, en los inductores con núcleo magnético, por las pérdidas del propio material. La capacidad C_{wind} , del inglés *winding*, modela la capacidad parásita entre las espiras del bobinado, donde el recubrimiento aislante del conductor actúa como dieléctrico. El conjunto de todas estas pequeñas capacidades se comporta como una capacidad en paralelo con la inductancia y fija la frecuencia de auto-resonancia del componente. Conviene destacar que estos parámetros no son independientes entre sí, por ejemplo para aumentar la inductancia es necesario incrementar el número de espiras, lo que alarga la trayectoria del conductor y aumenta la resistencia serie en DC y en alta frecuencia. Ese mismo aumento del número de espiras incrementa también la capacidad parásita entre ellas, reduciendo la frecuencia de auto-resonancia. En consecuencia, la obtención de inductancias elevadas en un volumen reducido implica de forma inevitable un aumento simultáneo de $R_s(f)$ y de C_{wind} , lo que limita el factor de calidad alcanzable a frecuencias tan bajas como 9 MHz debido a la baja reactancia que presenta el elemento en comparación con las pérdidas.

3.4.3 Factor de calidad (Q factor)

El factor de calidad cuantifica la relación entre la energía almacenada y la disipada por ciclo, y para un elemento reactivo se define como el cociente entre su reactancia y su resistencia serie tal y como muestra la ecuación (3.26) [9]:

$$Q = \frac{X}{R_s} \quad (3.26)$$

En un inductor, $X = \omega L$, de modo que $Q = \omega L/R_s(f)$. El mecanismo de pérdidas dominante en la banda de interés es el efecto pelicular, que confina la corriente a una capa superficial del conductor de espesor igual a la profundidad de penetración,

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega \mu \sigma}} = \frac{1}{\sqrt{\pi f \mu \sigma}} \quad (3.27)$$

donde μ y σ son la permeabilidad y la conductividad del material. A 9 MHz, la profundidad de penetración en cobre es del orden de 22 μm , por lo que la corriente circula por una corona de espesor reducido. La resistencia en alta frecuencia de un hilo de radio a se aproxima por

$$R_{ac} \approx \frac{\rho \ell}{2\pi a \delta} \propto \frac{\sqrt{f}}{a} \quad (3.28)$$

lo que muestra que la resistencia crece con la raíz de la frecuencia y disminuye con el radio del conductor. A este mecanismo se añade el efecto de proximidad, por el que el campo de las espiras vecinas induce corrientes parásitas que aumentan la resistencia efectiva del bobinado [33].

El factor de calidad de un inductor real presenta una característica en forma de campana con un máximo a una frecuencia determinada. Esta forma no se explica por el efecto pelicular por sí solo, ya que si la resistencia creciera únicamente como $\sqrt{f}$, el cociente $Q = \omega L/R_s$ aumentaría de forma monótona, ya que la reactancia crece linealmente y lo haría más deprisa que la resistencia. El máximo aparece debido a que al aumentar la frecuencia, intervienen mecanismos adicionales que reducen el factor de calidad, y estos mecanismos dependen de la tecnología del inductor.

En los inductores con núcleo de ferrita, el material se describe mediante una permeabilidad compleja cuya parte imaginaria representa las pérdidas magnéticas por histéresis y por corrientes de Foucault [32]. Estas pérdidas se traducen en una resistencia serie adicional que crece con la frecuencia más rápido que la reactancia, de modo que el factor de calidad alcanza un máximo y cae a partir de ese punto. Por ello, el pico de Q en inductores de ferrita aparece a frecuencias relativamente bajas, muy por debajo de su frecuencia de auto-resonancia.

En los inductores de núcleo de aire, en cambio, no existen pérdidas magnéticas y la caída del factor de calidad se debe a la capacidad parásita entre espiras. Esta capacidad, C_{wind} , forma un circuito resonante con la inductancia y fija la frecuencia de auto-resonancia del componente. A medida que la frecuencia se aproxima a dicha resonancia, parte de la corriente pasa a circular por el camino capacitivo en lugar de almacenar energía magnética disminuyendo así el factor de calidad del inductor.

Las curvas típicas del factor de calidad en función de la frecuencia para varios inductores con núcleo de ferrita de la serie 0402AF [34] se muestran en la Figura 3-17.

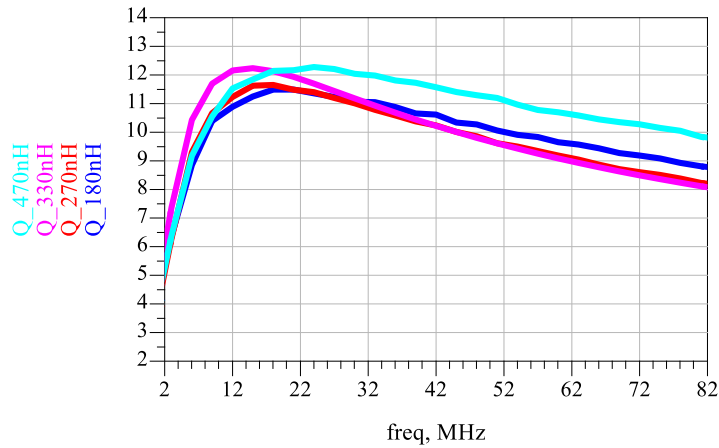


Figura 3-17: Factor de calidad en función de la frecuencia para inductores con núcleo de ferrita 0402AF [34].

El detalle de la contribución de cada término puede apreciarse en la Figura 3-18 mostrada a continuación, donde se representan por separado la reactancia inductiva, la resistencia serie y el factor de calidad resultante para un inductor 0402AF-181XJ de 180 nH con núcleo de ferrita de la serie 0402AF [34]. La reactancia crece de forma lineal con la frecuencia, mientras que la resistencia serie aumenta lentamente en bajas frecuencias, dominada por la resistencia en continua. A partir de cierta frecuencia aparece un punto donde la pendiente de $R_s(f)$ supera a la de X_L marcado con el cursor Q_{max} en la curva de $R_s(f)$, momento en el que comienzan a intervenir el efecto pelicular y las pérdidas del núcleo. Estos mecanismos hacen que R_s pase de crecer más despacio que X_L a crecer más deprisa, y ese cambio de régimen es precisamente el que genera el máximo del factor de calidad. A partir de ese punto, la resistencia R_s aumenta más rápido que la reactancia y el cociente $Q = X_L/R_s$ comienza a disminuir, reproduciendo la característica en forma de campana con un máximo situado en torno a 13 MHz.

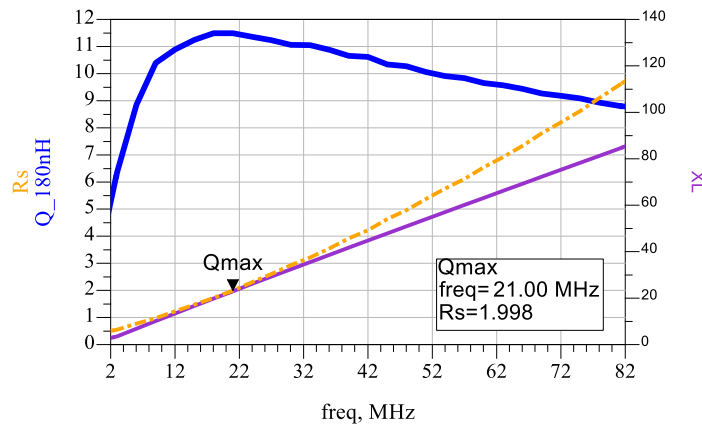


Figura 3-18: Factor de calidad, reactancia inductiva y resistencia serie para un inductor de 180 nH con núcleo de ferrita.

La banda de operación del SRS, entre 6.5 y 11.5 MHz, queda por debajo de ese máximo, de modo que se trabaja en una zona en la que el factor de calidad está limitado por la resistencia serie del componente y no por la auto-resonancia. Para los inductores de ferrita este factor de calidad es del orden de 12 en la banda, un valor reducido que condiciona el rendimiento de la red y motiva la búsqueda de tecnologías de inductor con menores pérdidas.

3.4.4 Tecnologías de inductor: núcleo de aire, cerámico y ferrita

La elección de la tecnología del inductor es un aspecto importante del diseño. La impedancia de entrada del dipolo es elevada y varía de forma significativa con la frecuencia, por lo que su compensación requiere inductancias relativamente grandes, típicamente entre 100 nH y 1.5 μ H, para proporcionar la reactancia necesaria en torno a 9 MHz. Obtener inductancias de este orden obliga a aumentar el número de espiras, lo que incrementa la longitud del conductor y la resistencia serie, o bien a utilizar un núcleo magnético que reduce el número de espiras necesarias a costa de introducir pérdidas en el material. En ambos casos el factor de calidad disminuye.

Para evaluar este compromiso se comparan tres familias de inductores del mismo fabricante, Coilcraft, con valores de inductancia solapados dentro del rango requerido y orientadas a aplicaciones de RF. La única diferencia entre ellas es el material del núcleo: la serie de núcleo de aire 1515SQ [35], la serie de núcleo de ferrita 0402AF [34] y la serie de núcleo cerámico 0402HL [36]. La Tabla 3 resume sus características principales.

Serie	Núcleo	Inductancia	Q_{typ}	SRF
1515SQ	Aire	47–500 nH	140–180 @ 50 MHz	1.8 GHz
0402HL	Cerámico	270–820 nH	11–13 @ 25 MHz	165–600 MHz
0402AF	Ferrita	20–560 nH	14–16 (1-100MHz)	0.6–2.6 GHz

Tabla 3: Comparativa de las tecnologías de inductores

A continuación, en la Figura 3-19 se muestra una imagen representativa de cada tecnología de inductor.

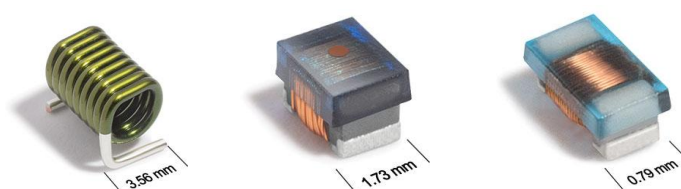


Figura 3-19: Tipos de inductores comerciales: núcleo de aire, núcleo de ferrita y núcleo cerámico (de izquierda a derecha).

En la imagen se aprecia la diferencia en la sección del conductor y en el volumen físico de cada tecnología. El inductor de núcleo de aire utiliza un hilo de diámetro mayor que los inductores cerámicos y de ferrita, cuyo conductor es más fino. Esta diferencia en la sección efectiva del conductor explica buena parte de la variación en el factor de calidad, ya que un hilo más grueso reduce la resistencia serie asociada al efecto pelicular.

El inductor de núcleo de aire no dispone de apantallamiento magnético. El campo generado por la corriente se extiende de forma más amplia fuera del componente y presenta un alcance lateral mayor. Esto implica una interacción más intensa con elementos cercanos y condiciona el diseño del layout por el riesgo de acoplamiento magnético entre inductores, fenómeno que será

explorado en la sección 5.3.3. En cambio, los inductores cerámicos y de ferrita presentan una geometría más compacta y un campo más confinado, aunque a costa de mayores pérdidas y por tanto un factor de calidad reducido.

Desde el punto de vista eléctrico, el inductor de núcleo de aire combina un conductor de gran sección con la ausencia de pérdidas magnéticas en su núcleo, lo que le permite alcanzar factores de calidad del orden de 140 a 180 en la banda de HF-VHF, lo que representa valores imposibles de encontrar en ferritas. El inductor cerámico, con un conductor más fino y un mayor número de espiras para obtener inductancias elevadas, presenta factores de calidad del orden de 11 a 13 a 25 MHz. Su núcleo cerámico no es magnético, por lo que no introduce pérdidas adicionales, pero tampoco contribuye a la inductancia, simplemente aporta rigidez mecánica y mantiene la forma del devanado. El inductor de ferrita, con un conductor igualmente fino y un núcleo magnético que disipa energía por histéresis y corrientes de Foucault [32], alcanza factores de calidad máximos en torno a 12, aunque permite inductancias elevadas en un volumen reducido. En los tres casos, la frecuencia de auto-resonancia queda muy por encima de la banda de operación, de modo que la diferencia realmente relevante entre tecnologías es el factor de calidad. Por ello, en los capítulos siguientes se presta especial atención a este parámetro, además del tamaño de los elementos.

3.4.5 Impacto del factor de calidad finito en la red de adaptación

Para ilustrar el efecto de las pérdidas sobre la respuesta de la red conviene adelantar, a modo de ejemplo, una red de adaptación representativa, en concreto una de siete elementos formada por cuatro inductores y tres condensadores. No es necesario en este punto detallar cómo se obtiene, lo que se aborda en el capítulo de diseño, ya que lo relevante aquí no es la red en sí, sino comparar su respuesta suponiendo elementos ideales y suponiendo elementos con un factor de calidad finito.

La Figura 3-20 muestra la respuesta en parámetros S de esta red con elementos ideales, junto con su retardo de grupo. Las pérdidas de inserción se mantienen próximas a 1 dB en la banda y la adaptación se sitúa en torno al techo de Bode-Fano de la carga. La red se comporta como un filtro paso alto, con una banda de transición abrupta en el extremo inferior, en torno a 6.5 MHz, por debajo de la cual la transmisión cae rápidamente, y una banda de paso plana por encima. El retardo de grupo, representado en el eje derecho, no es constante, sino que alcanza su valor máximo, del orden de 17 ns, precisamente en esa banda de transición a 6.5 MHz, y disminuye hacia el resto de la banda.

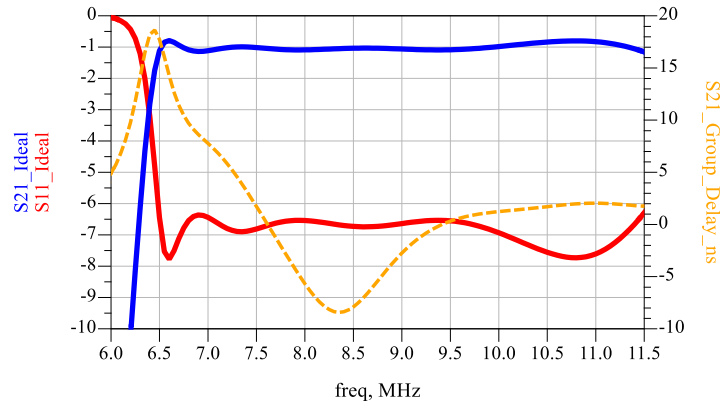


Figura 3-20: Respuesta en parámetros S de la red de adaptación implementada con elementos ideales.

La Figura 3-21 corresponde exactamente a la misma red, con idéntica topología y los mismos valores de los elementos. La única diferencia es que se ha asignado a los inductores un factor de calidad finito, $Q = 12$, representativo de un inductor de núcleo de ferrita en esta banda, mientras que los condensadores se mantienen como ideales por su factor de calidad muy elevado. Todo el cambio observado entre ambas figuras se debe, por tanto, exclusivamente a las pérdidas óhmicas que introduce un Q finito en los inductores de la red.

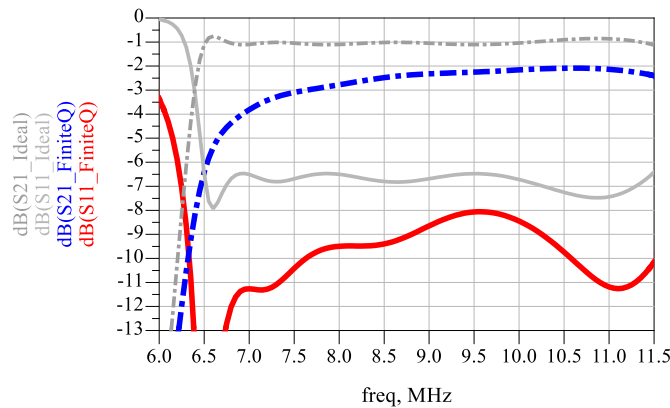


Figura 3-21: Efecto del factor de calidad finito ($Q=12$) sobre la respuesta en parámetros S de la red de adaptación de 7 elementos.

El origen físico de este cambio está en la forma en que la red gestiona la energía. Cada elemento reactivo almacena energía en su campo, magnético en los inductores y eléctrico en los condensadores, y la intercambia ciclo a ciclo con el resto de la red a medida que la señal la atraviesa. Un inductor real disipa parte de esa energía en su resistencia serie, $R_s = \omega L/Q$, de manera que cuanto menor es el factor de calidad, mayor es la fracción de potencia que se pierde en forma de calor en lugar de llegar a la antena, lo que reduce el parámetro de transmisión S_{21} .

Esta reducción no es uniforme. La atenuación introducida por un factor de calidad finito es inversamente proporcional al Q y proporcional al retardo de grupo de la red, es decir, al tiempo que la energía permanece almacenada en sus elementos antes de alcanzar la carga [9], de modo que el efecto es más notorio a las frecuencias a las que el retardo de grupo es más grande. Como se observa en la Figura 3-21, el redondeo de las pérdidas de inserción aparece únicamente en la banda de transición del filtro paso alto, en el extremo inferior, justo en la zona donde el retardo

de grupo es mayor. Allí las pérdidas de inserción se redondean hasta unos 6 dB en el borde inferior de la banda, mientras que en el resto de la banda de paso aumentan de forma mucho más moderada, hasta alcanzar los 2.2 dB. El extremo superior, donde el retardo de grupo es pequeño, apenas se ve afectado.

Este redondeo afecta directamente al sistema del SRS, ya que el aumento de las pérdidas de inserción reduce la potencia radiada y, por tanto, la penetración, esta pérdida de potencia radiada en la parte baja de la banda se traduce a su vez en una reducción del ancho de banda efectivo y por lo tanto una reducción de la resolución en rango del instrumento.

4 METODOLOGÍA

4.1 SOFTWARE DE EXPLORACIÓN DE TOPOLOGÍAS

La metodología de diseño de las redes de adaptación ha seguido un esquema automatizado, en el que todas las combinaciones de elementos en topología Ladder han sido evaluadas y optimizadas individualmente mediante un algoritmo automatizado de exploración de topologías desarrollado en [37], cuyo diagrama de flujo se muestra en la Figura 4-6. Esta herramienta, presentada en el contexto del diseño de redes de adaptación para amplificadores de potencia, se ha empleado en este trabajo para obtener las topologías candidatas para la antena del SRS. Este software recibe como parámetros de entrada la impedancia de carga, en nuestro caso Z_{ant} que se adjunta en el Anexo A: Impedancia de entrada del dipolo, además se debe especificar el vector de frecuencias usado para la optimización. En nuestro caso el vector de frecuencias se ha diezmado para optimizar simplemente con 11 puntos, ya que añadir más puntos aumentaría el tiempo de simulación de manera directa sin un beneficio notorio para la optimización. También se debe especificar la impedancia de entrada a la que se pretende adaptar la impedancia de carga, en nuestro caso 50 ohmios como se especificó en la sección 1.2. Primero se deben establecer los elementos permitidos para la optimización, que en nuestro caso se limita a capacidades y bobinas ya que el uso de elementos distribuidos queda descartado debido a su gran tamaño. Es importante establecer los límites inferiores y superiores de los valores que pueden adquirir los elementos para limitar el espacio de búsqueda a un rango de valores lógico en función de cada elemento.

Para comenzar la fase de búsqueda es necesario establecer el tamaño de la red resultante, por lo tanto, debemos introducir el número de elementos que componen la topología, cabe tener en cuenta que el número de combinaciones posibles para un número determinado de elementos escala de forma exponencial según la siguiente expresión de combinatoria:

$$N_{topo} = A_{elem}^{N_{elem}} \quad (4.1)$$

Donde A_{elem} es el número de elementos permitidos, N_{elem} es el número de elementos que componen la red y N_{topo} es el número resultante de combinaciones posibles. El algoritmo discrimina entre elementos en serie y en derivación ya que cada uno tiene una matriz ABCD asociada distinta, tal y como se muestra en la Figura 3-9 de la sección 3.2. Por lo tanto, en nuestro caso $A_{elem} = 4$ ya que tenemos; capacidad serie, capacidad en derivación, inductor serie e inductor en derivación.

Debido a este crecimiento exponencial es necesario implementar un paso previo de filtrado de topologías redundantes, ya que dentro de este N_{topo} que mencionamos antes existen muchas topologías que, pese a tener los elementos en orden distinto presentan un comportamiento equivalente. A continuación, la Figura 4-1 ejemplifica 3 topologías que el software debe ser capaz de detectar la redundancia y eliminar los duplicados.

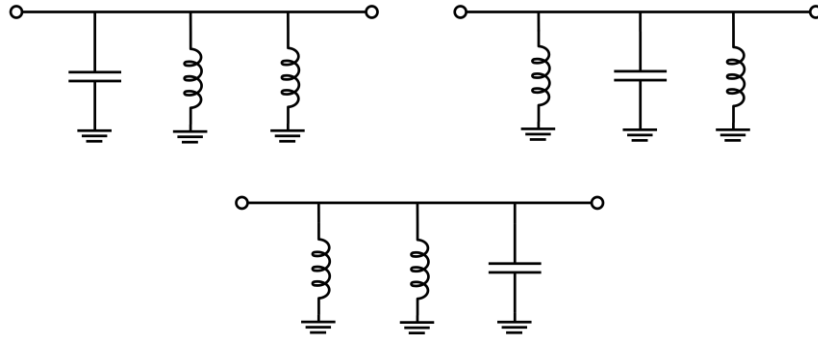


Figura 4-1: Ejemplo de topologías redundantes equivalentes para una red de 3 elementos.

Este proceso de filtrado cobra importancia a medida que se aumenta el número de elementos que conforman la topología, ya que el número total de combinaciones crece de forma exponencial y se vuelve inabordable sin un filtrado eficiente. En la Figura 4-2, se muestra la comparativa entre el número de topologías antes y después de filtrar, notar que la escala es logarítmica, con lo que en el caso de $N_{elem} = 10$ el número de topologías después del filtrado se reduce en dos órdenes de magnitud pasando de $N_{topo} = 10^5$ a $N_{topo} = 10^3$ después de filtrar.

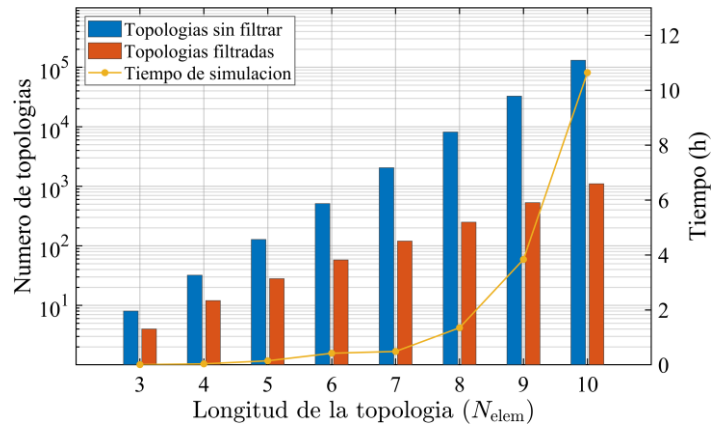


Figura 4-2: Número de topologías antes y después del filtrado y tiempo de ejecución en función N_{elem} .

La Figura 4-2 muestra a su vez el tiempo de simulación en color amarillo, se puede observar claramente como sigue una tendencia exponencial, donde la pendiente va aumentando rápidamente al aumentar el eje de las abscisas.

El diagrama de flujo del algoritmo completo se muestra en la Figura 4-6, donde se observa el bucle principal de optimización. La optimización se lleva a cabo mediante la función `fmincon` de MATLAB [38]. Notar que la topología se define por un vector de la siguiente forma $topology = [3, 4, 5, \dots, 5]$, en el que cada una de las posiciones del vector hace referencia a un elemento de la red. Los elementos se codifican mediante un número que tiene asociado cada uno, para el caso de una red de elementos concentrados sin pérdidas, los elementos que emplearemos en la optimización siguen la correspondencia mostrada en la Figura 4-3. El modelado de los elementos con factor de calidad finito, necesario para la rama de E-mode GaN, se incorpora a esta misma herramienta en la sección 6.2.

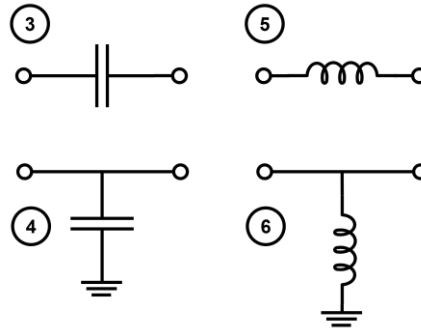


Figura 4-3: Codificación numérica de los elementos concentrados empleada por el algoritmo.

El algoritmo guarda los valores asociados a cada uno de los elementos en un vector de la forma $X0 = [C_1[\text{pF}], C_2[\text{pF}], L_3[\text{nH}], \dots, C_N[\text{pF}]]$, esto permite al algoritmo guardar una topología únicamente mediante el vector *topology* y el vector $X0$.

Una vez filtradas las topologías, el algoritmo carga la topología a evaluar. Se establece un valor inicial de todos los elementos de forma aleatoria y se guarda en $X0$. En el caso de las capacidades y los inductores el parámetro de optimización es la capacitancia C y la inductancia L respectivamente. Para cada iteración de la optimización por gradiente [39], se generan las matrices ABCD de cada elemento de la topología mediante las ecuaciones mencionadas en el capítulo 3. A continuación, se calcula la matriz ABCD equivalente del conjunto como el producto de matrices en cascada, seguidamente se carga esa matriz ABCD con la impedancia de la antena Z_{ant} y se calcula la impedancia de entrada Z_{in} del conjunto según muestra la Figura 4-4.



Figura 4-4: Matriz ABCD equivalente cargada con Z_{ant} .

La impedancia de entrada de una matriz ABCD cargada con una impedancia arbitraria se puede calcular de forma sencilla mediante la relación (4.2), en la que A,B,C y D también dependen de la frecuencia pero se ha omitido por simplificar la notación.

$$Z_{in,MN}(X0, f) = \frac{A(X0) \cdot Z_{ant}(f) + B(X0)}{C(X0) \cdot Z_{ant}(f) + D(X0)} \quad (4.2)$$

Una vez obtenida la impedancia de entrada es necesario calcular el coeficiente de reflexión a la entrada, esta figura de mérito se emplea en la función de coste para calcular el coste asociado de la iteración actual y poder actualizar los valores dentro de $X0$ en función del gradiente de la función de coste. Por lo tanto, el primer paso es calcular el $\Gamma_{in}(X0, f)$ según se muestra en la ecuación (4.3) donde se ha seleccionado $Z_0 = 50\Omega$ por simplicidad.

$$\Gamma_{in}(X0, f) = \frac{Z_{in,MN}(f) - 50}{Z_{in,MN}(f) + 50} \quad (4.3)$$

El coeficiente de reflexión a la entrada es la magnitud sobre la que opera la optimización. La función de coste se define como la suma ponderada del error cuadrático entre el coeficiente de reflexión obtenido y un coeficiente objetivo Γ_{opt} , evaluada en los N_{freq} puntos del vector de frecuencias, según la ecuación (4.4).

$$J(X0) = \sum_{f=1}^{N_{freq}} w_f \cdot |\Gamma_{in}(X0, f) - \Gamma_{opt}(f)|^2 \quad (4.4)$$

El término $|\Gamma_{in}(X0) - \Gamma_{opt}|^2$ es la distancia al cuadrado en el plano complejo entre el coeficiente de reflexión de la red para los elementos (X0) y el objetivo, por lo que recoge en una única cantidad el error de módulo y el de fase. El factor w_f es un vector de pesos por frecuencia que permite aumentar la contribución al coste de los extremos de la banda, donde la adaptación es más exigente.

En este trabajo el objetivo es desplazar la impedancia de la antena al centro de la carta, es decir es equivalente a imponer $\Gamma_{opt}(f) = 0$ en toda la banda. Con esta particularización la función de coste queda según la ecuación (4.5).

$$J(X0) = \sum_{f=1}^{N_{freq}} w_f \cdot |\Gamma_{in}(X0, f)|^2 \quad (4.5)$$

Esta forma cuadrática es no negativa, es suave respecto a los valores de los elementos y no penaliza que la adaptación supere localmente al objetivo, lo que la hace adecuada para el método de gradiente que emplea fmincon. Esta función de coste base está orientada exclusivamente a la adaptación. En la sección 6.3 se extiende para incorporar una penalización de las pérdidas de inserción, necesaria al diseñar las redes con elementos de factor de calidad finito para la rama de E-mode GaN.

La función fmincon calcula el gradiente de la función de coste y actualiza los valores de los elementos para reducir $J(X0)$. Cuando el coste deja de disminuir, se selecciona un nuevo vector X0 inicial de forma aleatoria y se repite la optimización. El proceso se ejecuta K veces con distintos vectores iniciales, lo que aumenta la probabilidad de alcanzar el mínimo global y reduce el riesgo de caer en mínimos locales del espacio de búsqueda. De las K realizaciones se conserva el vector X0 de menor coste. Este bucle externo se corresponde con el diagrama de flujo de la Figura 4-6. A continuación, se carga la siguiente topología y se optimiza del mismo modo. Una vez recorridas todas las topologías, se ordenan en un ranking final según el coste asociado a cada una. Las mejores soluciones se visualizan representando los coeficientes de reflexión de entrada y de salida sobre la carta de Smith. La Figura 4-5 muestra, a modo de ejemplo, las cuatro topologías de menor coste para una red de cinco elementos.

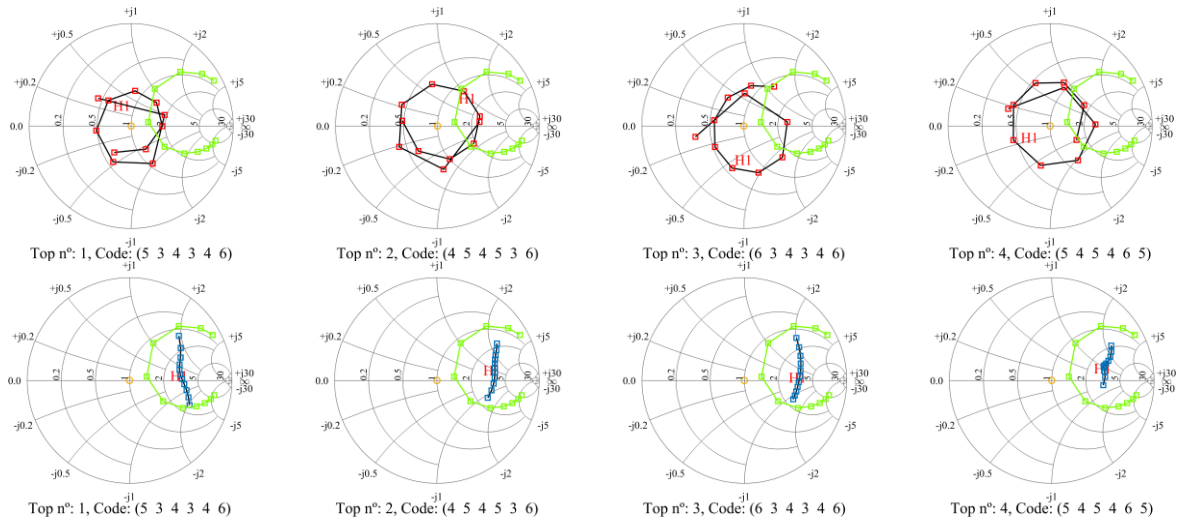


Figura 4-5: Visualización del ranking de topologías mediante el coeficiente de reflexión en las cartas de Smith (entrada roja, salida azul).

En las cartas de Smith, se observa el coeficiente de reflexión de la entrada $\Gamma_{in}(f)$ en color rojo, este debe estar lo más cerca posible del centro de la carta, que coincide con el $\Gamma_{opt} = 0$ marcado en amarillo. La impedancia de la antena, mostrada en color verde, actúa como referencia para evaluar la adaptación en la interfaz MN–antena. El coeficiente de reflexión de salida, representado en azul, no forma parte directa del proceso de optimización, ya que la optimización se realiza únicamente sobre Γ_{in} . Sin embargo, de manera natural, las soluciones que proporcionan un mejor comportamiento global son aquellas en las que la impedancia de la red se aproxima a la impedancia de la antena, lo que reduce las reflexiones en la interfaz y, en consecuencia, contribuye a minimizar Γ_{in} .

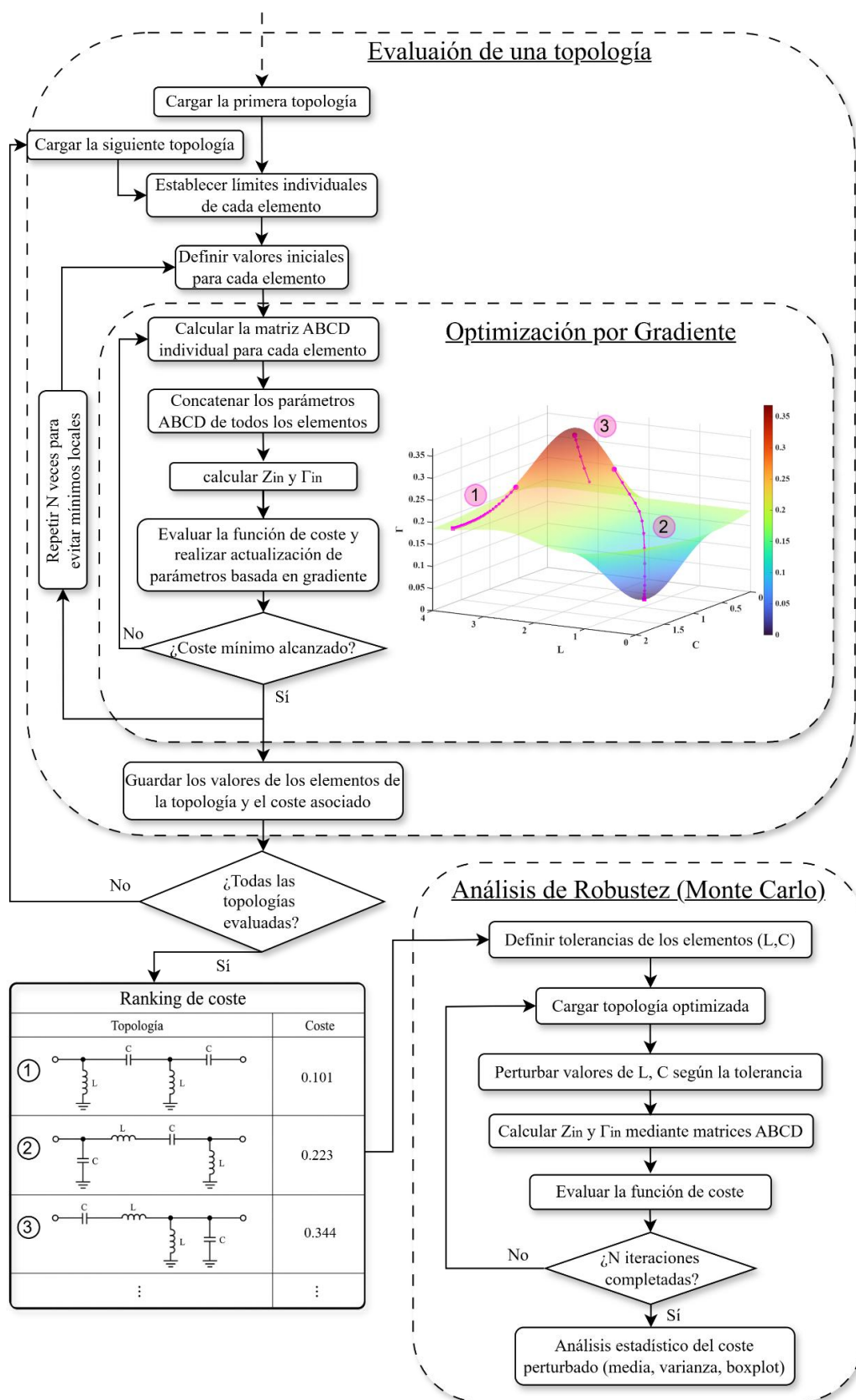


Figura 4-6: Diagrama de flujo del algoritmo de exploración y optimización de topologías.

4.2 ANÁLISIS DE ROBUSTEZ MEDIANTE EL MÉTODO DE MONTE CARLO

El estudio de la robustez de las topologías constituye un paso esencial antes de seleccionar la red de adaptación más adecuada para la antena del SRS, ya que el algoritmo de exploración de topologías únicamente clasifica las soluciones en función del mínimo coste de adaptación, pero no permite compararlas en términos de robustez frente a variaciones de los componentes.

Este análisis es especialmente relevante en aplicaciones espaciales, donde las condiciones ambientales provocan variaciones térmicas que afectan directamente al valor efectivo de los elementos pasivos, y donde el transistor del HPA debe mantenerse en todo momento dentro de un margen de seguridad respecto a sus *maximum ratings*. Tanto inductores como capacitores presentan fluctuaciones en su inductancia y capacitancia debido a fenómenos como la dilatación térmica de los conductores, la variación de las dimensiones del dieléctrico o los coeficientes de temperatura propios de cada tecnología. Estas fluctuaciones se traducen directamente en variaciones de la reactancia de cada elemento, lo que modifica la transformación de impedancias que realiza la red y puede degradar significativamente la adaptación, comprometiendo dicho margen de seguridad. Por ello, es imprescindible evaluar la sensibilidad de cada topología a dichas perturbaciones.

Para ello, se propone un análisis de robustez basado en un método Monte Carlo [10] aplicado sobre las topologías con menor coste obtenido en la fase de optimización. El método consiste en repetir el cálculo del coste desviando aleatoriamente los valores nominales de los elementos dentro de un rango que representa sus tolerancias y derivas térmicas. De este modo, es posible cuantificar cómo de sensible es cada topología a pequeñas variaciones en los componentes y, por tanto, identificar aquellas configuraciones que mantienen un comportamiento estable bajo condiciones no ideales.

A modo ilustrativo, en la Figura 4-7 se muestra la comparación en términos de robustez entre dos redes de adaptación de dos elementos. En este caso, es posible representar el coste en un espacio tridimensional donde cada punto corresponde a una combinación de C y L, lo que permite visualizar de forma intuitiva la sensibilidad de cada topología frente a desviaciones en los valores de sus componentes.

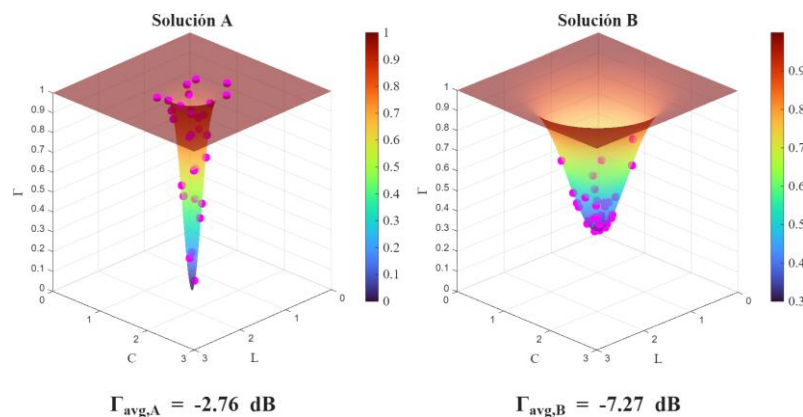


Figura 4-7: Comparativa de robustez frente a tolerancias de dos redes de adaptación de 2 elementos.

Se puede observar en la Figura 4-7 que la solución A presenta un coste nominal menor que la solución B; sin embargo, la solución B muestra una mayor robustez frente a desviaciones en los valores de los componentes. Esta robustez puede evaluarse, por ejemplo, calculando el promedio del coste obtenido en las N realizaciones del método Monte Carlo y comparando dicho coste medio entre topologías. En el ejemplo ilustrativo de la Figura 4-7, la solución A presenta un coste nominal más bajo, pero un coste promedio mayor, lo que indica una mayor sensibilidad a variaciones respecto a la solución B. El *trade-off* entre coste nominal y robustez debe considerarse en función de los requisitos de cada aplicación.

El análisis final se basa en estudiar la dispersión del coste obtenida en las N realizaciones del método Monte Carlo. Esta dispersión se cuantifica mediante la desviación estándar, una medida estadística que evalúa cuánto se alejan los valores individuales del coste respecto al coste medio. La desviación estándar puede interpretarse como un error cuadrático medio respecto a la media y proporciona una estimación directa de la sensibilidad de la topología frente a variaciones en los valores de los componentes.

No obstante, la desviación estándar absoluta depende de la escala del coste, lo que impide comparar topologías con costes nominales distintos. Como el objetivo es cuantificar únicamente la robustez, y no el valor absoluto del coste, es necesario expresar la dispersión de forma relativa. Para ello se utiliza la desviación normalizada, definida como la desviación estándar dividida por el coste nominal de la topología, lo que proporciona una medida adimensional y directamente comparable entre topologías. La robustez se cuantifica a partir de las N realizaciones del método Monte Carlo mediante dos magnitudes estadísticas. En primer lugar, se calcula el coste medio, mostrado en la ecuación (4.6):

$$\mu_J = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} J_n \quad (4.6)$$

donde J_n es el coste obtenido en la realización n . A continuación, la ecuación (4.7) muestra el cálculo de la desviación estándar que mide la dispersión de los valores de coste alrededor de la media:

$$\sigma_J = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} (J_n - \mu_J)^2} \quad (4.7)$$

Finalmente, para evaluar la robustez de forma independiente de la escala del coste, se define la desviación estándar normalizada ($\overline{\sigma}_J$) según la ecuación (4.8), donde J_0 es el coste nominal de la topología:

$$\overline{\sigma}_J = \frac{\sigma_J}{J_0} \quad (4.8)$$

Una dispersión normalizada reducida indica que la topología mantiene un comportamiento estable ante variaciones en los valores de los componentes, mientras que una dispersión normalizada elevada indica una mayor sensibilidad.

El ranking de robustez se basa en la métrica de la desviación normalizada, lo que permite ordenar las topologías de izquierda a derecha según su robustez, siendo la primera la más

robusta. Una forma visual de representar esta información es mediante un gráfico tipo boxplot, mostrado en la Figura 4-8, donde el rectángulo azul representa el intervalo comprendido entre el primer cuartil (Q1) y el tercer cuartil (Q3), es decir, el 50% central de los valores obtenidos en las realizaciones del método Monte Carlo.

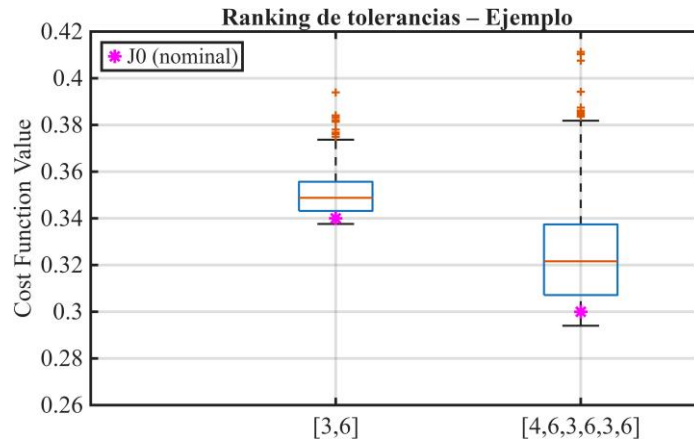


Figura 4-8: Ranking de robustez de topologías mediante diagramas de caja (boxplot) de la dispersión del coste

Sobre cada boxplot se muestra un asterisco fucsia que indica el coste nominal, mientras que la línea naranja marca la mediana del coste. Las líneas grises verticales se extienden desde el valor mínimo hasta el valor máximo no atípico y permiten visualizar la amplitud de la distribución, mientras que los puntos naranjas representan los valores atípicos (outliers), correspondientes a realizaciones que se alejan significativamente del comportamiento típico. Este tipo de representación permite comparar de forma visual el coste nominal, la dispersión del coste y la presencia de valores extremos, proporcionando una herramienta intuitiva y eficaz para evaluar la robustez relativa de cada topología.

En el ejemplo de la Figura 4-8 se muestra el ranking de robustez de dos topologías: una de 2 elementos y otra de 6 elementos. La topología de 2 elementos aparece en primera posición porque presenta una dispersión claramente menor, un rango intercuartílico más estrecho y un número reducido de valores atípicos. Aunque su coste nominal J_0 es más alto, su comportamiento frente a tolerancias es más estable y, por tanto, más robusto. En cambio, la topología de 6 elementos, pese a ofrecer un coste nominal inferior, muestra una distribución mucho más amplia y una mayor presencia de outliers, lo que indica una sensibilidad mayor a variaciones en los componentes. Por este motivo queda situada a la derecha en el ranking, reflejando que su menor coste ideal se obtiene a costa de una robustez significativamente inferior.

5 RED DE ADAPTACIÓN PARA HPA CON TECNOLOGÍA GAN

5.1 MOTIVACIÓN

El objetivo de esta sección es estudiar las redes de adaptación diseñadas para el dipolo de 16 m cuando se emplea un transistor GaN clásico en el amplificador de potencia. Este tipo de dispositivos ofrece una alta eficiencia y una elevada potencia de salida a la frecuencia de operación del RADAR; sin embargo, presentan una limitación crítica cuando la carga varía significativamente con la frecuencia dentro de la banda de trabajo: su baja tensión de ruptura del canal. Al operar con potencias del orden de 53 dBm ($= 200 \text{ W}$), cualquier desadaptación de impedancias en la interfaz entre el HPA y la antena puede generar una cantidad considerable de potencia reflejada. Esta potencia reflejada obliga al transistor a trabajar en un régimen inseguro, ya que la tensión de drenador puede experimentar fluctuaciones no contempladas en el diseño del amplificador. Dichas fluctuaciones pueden acelerar la degradación del dispositivo y reducir de forma significativa su vida útil.

Por este motivo, en esta sección se diseña una red de adaptación que garantice pérdidas de retorno superiores a 10 dB en toda la banda de operación, asegurando así una protección adecuada del transistor frente a reflexiones y proporcionando una carga estable que permita una transferencia de potencia correcta hacia la antena.

5.2 DISEÑO DE LA RED DE ADAPTACIÓN CON ELEMENTOS IDEALES

El primer paso en el diseño de la red de adaptación consiste en explorar las distintas topologías ideales con un número creciente de elementos, con el objetivo de identificar qué configuraciones resultan más adecuadas para adaptar la impedancia de entrada del dipolo mostrada en la Tabla 7 en la banda de 6.5-11.5 MHz. El coeficiente de reflexión resultante de esta exploración, correspondiente a las topologías de menor coste mostradas en la Figura A, se muestra en la Figura 3-13, la misma que se empleó en la sección 3.3 del marco teórico. En dicho capítulo se explicó el límite de Bode-Fano y se observó que la carga del dipolo no es canónica, por lo que no puede calcularse mediante una expresión cerrada. Por este motivo el límite se infirió a partir de la saturación de la adaptación promedio al aumentar el número de elementos.

A partir de esta exploración se observa que la topología de 7 elementos es la que presenta el coeficiente de reflexión promedio más bajo en la banda $\Gamma_{7elem} = -6.88 \text{ dB}$. Además, a partir de este número de elementos la mejora del coeficiente de reflexión promedio se satura, ya que las topologías de 8, 9 y 10 elementos no lo reducen de forma significativa simplemente disminuyen el rizado. Por este motivo, la topología de 7 elementos representa en primera instancia una solución con la misma optimalidad nominal que las topologías de más elementos. Sin embargo para seleccionar la topología a fabricar es necesario estudiar la robustez de las topologías de menor coste para cada número de elementos. Para ello se emplea el script que implementa el método de Monte Carlo explicado en la sección 4.2 con $N = 1000$ realizaciones.

Los resultados del estudio de robustez se muestran a continuación en un boxplot en el que se ordenan las topologías de mayor a menor robustez, de izquierda a derecha.

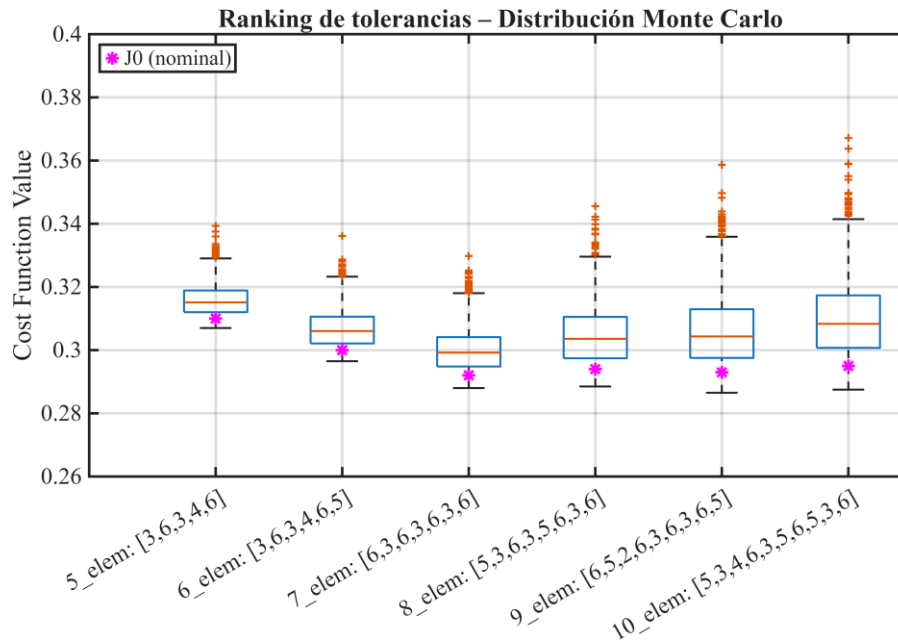


Figura 5-1: Estudio de la robustez de las soluciones de 5 a 10 elementos mediante el método de Monte Carlo en formato box plot.

Tal y como se observa en la Figura 5-1, el coste nominal disminuye progresivamente al aumentar el número de elementos de la red de adaptación. No obstante, esta tendencia se va haciendo cada vez más plana a partir de aproximadamente siete elementos, donde la adaptación comienza a saturarse y las mejoras obtenidas al añadir más elementos resultan cada vez menos significativas. Este comportamiento indica que la red se encuentra ya muy próxima al límite de adaptación teórico de Bode–Fano para la impedancia del dipolo.

Por el contrario, la dispersión de los resultados obtenidos mediante el análisis Monte Carlo sigue aumentando con el número de elementos. Este efecto se refleja en el ensanchamiento progresivo del rango intercuartílico (delimitado por las líneas azules) y en el incremento del número de valores atípicos (cruces naranjas), lo que implica una mayor sensibilidad frente a las tolerancias en los elementos que componen la red.

Dado que el objetivo de este capítulo es obtener una red de adaptación con 10 dB de pérdidas de retorno manteniendo una robustez adecuada frente a desviaciones en los valores de los elementos, se ha seleccionado la topología de siete elementos. Como muestra la Figura 5-1, esta topología coincide con el punto a partir del cual el coste nominal se encuentra prácticamente saturado, de modo que las topologías de orden superior no aportan mejoras apreciables en la adaptación mientras que sí presentan una degradación progresiva de la robustez. El esquemático de la topología seleccionada se muestra a continuación en la Figura 5-2:

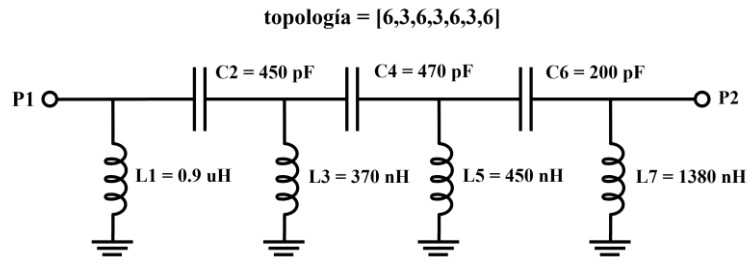


Figura 5-2: Topología seleccionada de 7 elementos con componentes ideales.

Se puede observar que la topología resultante de siete elementos encontrada se trata de un filtro paso alto, pues esta presenta elementos capacitivos en serie, que se comportan como cortocircuitos a altas frecuencias y elementos inductivos en derivación a masa, lo que se comporta como un cortocircuito a frecuencias bajas. Como es de esperar, puesto que el límite de Bode-Fano se encuentra alrededor de $|\Gamma_{7elem}| = 6.8 \text{ dB}$, la red de adaptación sin pérdidas no cumple la especificación de 10 dB de pérdidas de retorno en toda la banda. A continuación, se muestra la respuesta de la red de la Figura 5-2, donde se observa con claridad el comportamiento de filtro paso alto.

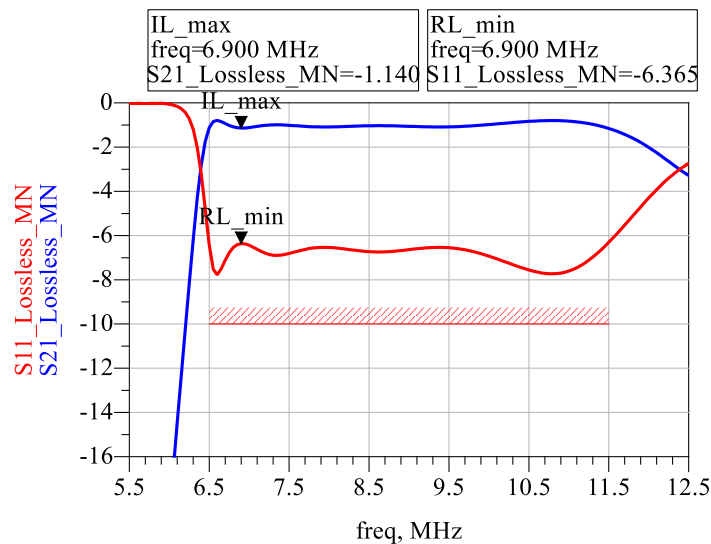


Figura 5-3: Respuesta en parámetros S de la red de adaptación de 7 elementos con componentes ideales.

En la Figura 5-3 se observa la respuesta en parámetros S de la red de adaptación de 7 elementos implementada con elementos ideales. Se puede observar cómo el valor mínimo de las pérdidas de retorno (traza roja) dentro de la banda es de $RL_{min} = 6.36 \text{ dB}$, es necesario entonces implementar algún elemento adicional para mejorar dicha adaptación. Dado que diseñar un circulador con un ancho de banda tan grande y a una frecuencia tan baja es muy difícil, la alternativa seleccionada es introducir pérdidas a la red de forma intencional mediante un atenuador conectado a la entrada tal y como muestra la Figura 5-4. Esta solución es especialmente adecuada dado que un atenuador resistivo presenta una respuesta prácticamente plana en frecuencia, lo que lo convierte en una opción ideal cuando el parámetro de reflexión de la red ya muestra una variación suave en banda.

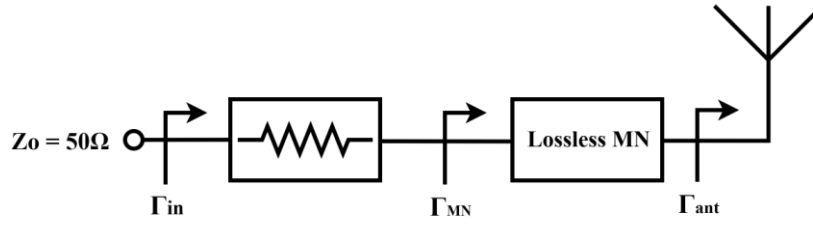


Figura 5-4: Esquema de la red de adaptación con atenuador resistivo a la entrada

El objetivo de incluir el atenuador a la entrada es mejorar la adaptación de la red debido a que para un atenuador ideal recíproco, la atenuación afecta una vez a la onda progresiva y dos veces a la onda reflejada, puesto que esta representa una fracción de la onda progresiva que se ha reflejado en la interfaz entre la salida del atenuador y la entrada de la red de adaptación, destacar que esto solo se cumple para un atenuador ideal, recíproco y perfectamente adaptado. A continuación, se demuestra el efecto de incluir un atenuador ideal a la entrada. Este atenuador se modela como una red pasiva, recíproca de dos puertos con los parámetros de reflexión de la entrada y la salida nulos tal y como muestra la ecuación (5.1), esto se traduce en una adaptación perfecta para todas las frecuencias.

$$S_{11} = S_{22} = 0 \quad (5.1)$$

A continuación, se definen los parámetros de transmisión de un atenuador de A [dB]. Dado que los parámetros S establecen relaciones entre ondas incidentes y reflejadas (proporcionales a tensiones y corrientes), es necesario expresar la atenuación en escala lineal de amplitud. Sin embargo, la atenuación suele especificarse en dB de potencia, donde se emplea la relación (5.2).

$$A_{dB} = 10 \log_{10} \left(\frac{P_{in}}{P_{out}} \right) \quad (5.2)$$

Dado que la potencia es proporcional al cuadrado de la amplitud ($P \propto V^2$), la conversión a escala lineal de amplitud se realiza según la expresión (5.3).

$$a = 10^{-A/20} \quad (5.3)$$

Este factor a es el que debe emplearse en los parámetros de transmisión del atenuador ideal, que quedan definidos como muestra la relación (5.4).

$$|S_{21}| = |S_{12}| = a = 10^{-A/20} \quad (5.4)$$

Una vez definidos los parámetros S del atenuador ideal, se procede a calcular el valor de atenuación necesario para cumplir los 10 dB de pérdidas de retorno. El efecto del atenuador a la entrada de una red se puede expresar mediante la ecuación (5.5), que desplaza el coeficiente de reflexión de carga Γ_L a la entrada de una red arbitraria, dicha expresión es mostrada a continuación:

$$\Gamma_{in} = S_{11} + \frac{S_{12}S_{21}\Gamma_L}{1 - S_{22}\Gamma_L} \quad (5.5)$$

Sustituyendo los parámetros S del atenuador ideal, obtenemos la siguiente expresión.

$$\Gamma_{in} = a^2 \Gamma_L \quad (5.6)$$

Es decir, el coeficiente de reflexión de la carga se multiplica por a^2 , si pasamos esa expresión a dB, puesto que $a < 1$ la atenuación A queda restando según muestra la ecuación (5.7):

$$\Gamma_{in\,dB} = \Gamma_{L\,dB} - 2A \quad (5.7)$$

Por lo tanto, si teníamos que: $\min(\Gamma_{MN\,dB}) = -6.36\,dB$ y necesitamos cumplir con $\Gamma_{in\,dB} = -10\,dB$, empleando la ecuación (5.7) se puede calcular que necesitamos incluir un atenuador de $A = 1.82\,dB$. Este atenuador puede implementarse de forma sencilla mediante tres resistencias en configuración pi, y su diseño resulta trivial, ya que las ecuaciones de síntesis para obtener los valores resistivos son conocidas y se encuentran ampliamente documentadas en la literatura. Esta topología permite fijar simultáneamente la atenuación deseada y la impedancia característica, garantizando una adaptación adecuada en ambos puertos. La Figura 5-5 muestra el esquemático de un atenuador en configuración pi, donde se pueden observar dos resistencias en derivación R_{shu} y una resistencia serie R_{ser} .

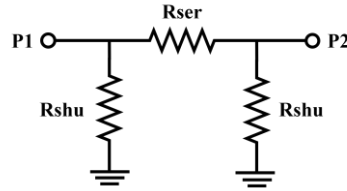


Figura 5-5: Esquemático del atenuador resistivo en configuración pi

La síntesis de un atenuador de $A[dB]$ puede realizarse mediante las expresiones clásicas basadas en el factor de atenuación K . Este parámetro no es más que la inversa del factor de transmisión en amplitud a definido previamente en la ecuación (5.3). Mientras que en el modelado mediante parámetros S se emplea a para describir el factor de transmisión entre los dos puertos ($a < 1$), en la síntesis de atenuadores resistivos se utiliza su inverso:

$$K = \frac{1}{a} = 10^{A[dB]/20} \quad (5.8)$$

Para cumplir la especificación de pérdidas de retorno, es necesario implementar un atenuador de $A[dB] = 1.82$, si calculamos entonces el factor de atenuación K con la expresión (5.8) obtenemos $K = 1.23$. A continuación, se muestran las ecuaciones de diseño del atenuador resistivo en configuración pi:

$$R_{shu} = Z_0 \cdot \left(\frac{K + 1}{K - 1} \right) \quad (5.9)$$

$$R_{ser} = \frac{Z_0}{2} \cdot \left(\frac{K^2 - 1}{K} \right) \quad (5.10)$$

Sustituyendo el valor obtenido de K y con $Z_0 = 50\,\Omega$ en las ecuaciones (5.9) y (5.10), obtenemos los valores $R_{shu} = 479\,\Omega$ y $R_{ser} = 10.5\,\Omega$. En la Figura 5-6, se muestra el efecto de conectar el atenuador a la entrada sobre la respuesta en parámetros S de la red de adaptación.

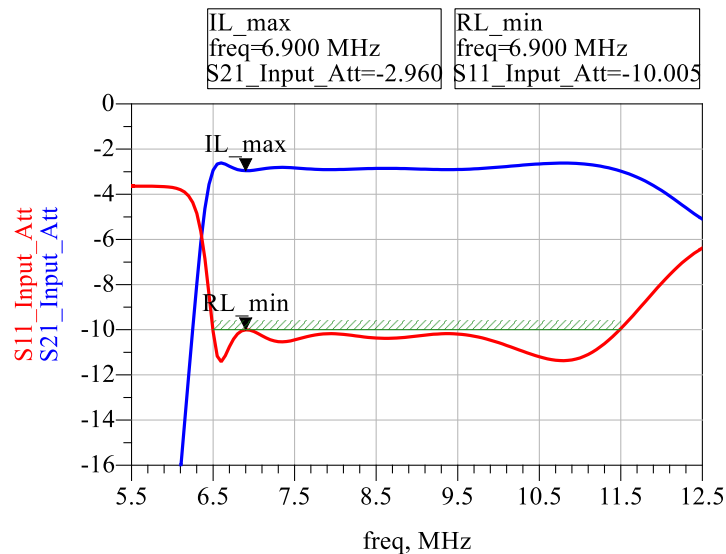


Figura 5-6: Respuesta en parámetros S de la red de adaptación con atenuador a la entrada (elementos ideales).

En la Figura 5-6 se puede observar como el parámetro de reflexión (traza roja) se encuentra por debajo de 10 dB en toda la banda, esta mejora de la adaptación viene acompañada inevitablemente por un aumento de las pérdidas de inserción (traza azul) de la red debido al atenuador resistivo que se ha incluido a la entrada. Las pérdidas de inserción de la red después de añadir el atenuador se sitúan en un nivel de 3 dB en toda la banda, esto implica que la mitad de la potencia que se inyecta a la red por el puerto 1 no alcanza el puerto 2. En el caso del SRS, si se diseña un HPA con una potencia de salida de 200W, la potencia entregada a la antena será de 100W. Esta disminución de la potencia entregada a la antena es estrictamente necesaria si se quiere emplear el HEMT de GaN en el HPA puesto que la red sin pérdidas se encuentra prácticamente en el límite de Bode-Fano. El siguiente paso es diseñar el layout de la red de adaptación, este paso se explica en el siguiente apartado.

5.3 FABRICACIÓN DE LA RED DE ADAPTACIÓN CON ELEMENTOS REALES

Este apartado se centra en el diseño del layout de la red de adaptación. El proceso se ha realizado en ADS Keysight, ya que esta herramienta permite combinar en un mismo esquemático modelos eléctricos y simulaciones electromagnéticas. Además, ADS permite diseñar layouts en 2D rápidamente y exportarlos en formatos compatibles con el programa que se usa en el laboratorio con la fresadora LPKF S62.

Para la fabricación se ha seleccionado el sustrato ROGERS RO4003C de 1.52 mm, ya que presenta bajas pérdidas dieléctricas y, además, el espesor de 1.52 mm proporciona una placa rígida, adecuada para soportar el estrés mecánico asociado al montaje de componentes y a la manipulación del prototipo.

Como primer paso, se ha realizado una simulación considerando las longitudes eléctricas de los pads necesarios para conectar los componentes concentrados, con el objetivo de cuantificar el efecto de las líneas de interconexión sobre la respuesta de la red. Para ello se ha usado el bloque MLIN de ADS, que modela una línea microstrip sobre el sustrato definido con el bloque MSub

y permite cuantificar la degradación de la respuesta debido a la longitud eléctrica y las pérdidas de las líneas de interconexión entre los componentes.

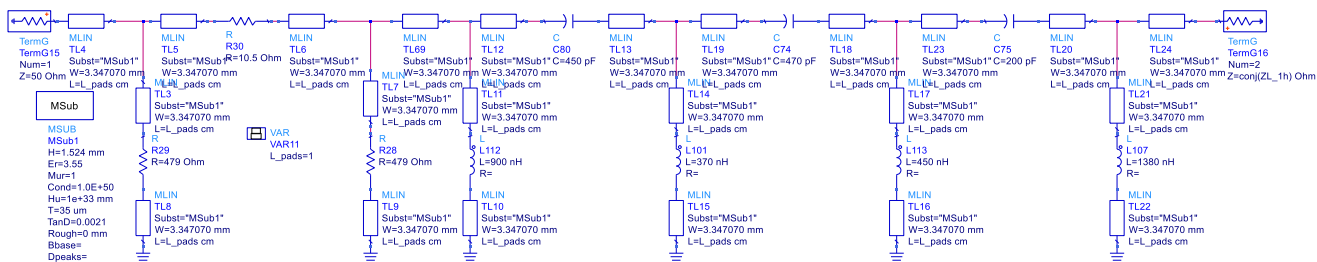


Figura 5-7: Esquemático de simulación de la red de adaptación con líneas de interconexión (bloque MLIN).

En la Figura 5-7 a continuación, se muestra el efecto de incluir líneas microstrip de 5, 10 y 15 mm entre cada uno de los componentes con el objetivo de cuantificar el efecto sobre la respuesta.

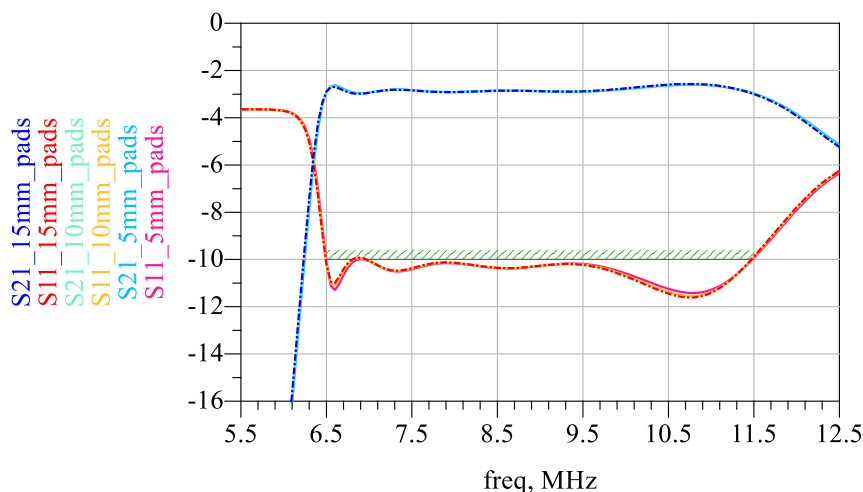


Figura 5-8: Efecto de las líneas de interconexión de 5, 10 y 15 mm sobre la respuesta de la red

Se observa en la Figura 5-8 que el efecto de incluir las líneas de interconexión en el modelo es prácticamente imperceptible. Esto se debe a que, a la frecuencia de operación del sistema, las líneas necesarias para conectar los SMD representa una fracción muy pequeña de la longitud de onda. A continuación, de forma ilustrativa se calcula la longitud eléctrica de una línea de 1 cm.

En el sustrato empleado con permitividad efectiva $\epsilon_{eff} \approx 2.6$, la longitud de onda efectiva viene dada por la expresión (5.11):

$$\lambda_{eff} = \frac{c}{f\sqrt{\epsilon_{eff}}} \quad (5.11)$$

Sustituyendo la velocidad de la luz y la ϵ_{eff} del sustrato para una frecuencia de 9 MHz se obtiene una longitud de onda de $\lambda_{eff} = 20.7$ m, por lo que un tramo de línea de 1 cm representa una fracción muy pequeña de la longitud de onda:

$$L_{1cm} = \frac{0.01m}{\lambda_{eff}} = \frac{0.01m}{20.7m} = 4.83 \cdot 10^{-4} \lambda \quad (5.12)$$

Es decir, solo el 0.05% de la longitud de onda.

Dado que para interconectar los siete elementos del circuito basta con emplear unos pocos centímetros de línea en total, la estructura completa sigue siendo eléctricamente muy pequeña en comparación con λ . Esto confirma que las líneas microstrip actúan prácticamente como conexiones ideales, sin introducir efectos notorios en la respuesta en parámetros S.

Como consecuencia, el diseño del layout se simplifica: mientras las dimensiones se mantengan reducidas, el comportamiento electromagnético de las líneas es despreciable. El diseño puede limitarse a interconectar los elementos mediante líneas microstrip de 50 Ω y longitud arbitraria, sin necesidad de optimizar las dimensiones de las líneas de conexión.

5.3.1 Red de adaptación de 7 elementos implementada con inductores de chip cerámicos

En este apartado se analiza la solución de siete elementos empleando componentes concentrados no ideales. Al trabajar con componentes reales, los parámetros más relevantes son la frecuencia de auto-resonancia (SRF), el factor de calidad (Q) y la tolerancia del valor nominal.

A 9 MHz, la mayoría de los inductores SMD comerciales no tienen una capacitancia parásita lo bastante grande como para situar su SRF cerca de esta frecuencia, de manera que la auto-resonancia no es el factor limitante. El parámetro crítico es el factor de calidad del inductor, fenómeno explicado en la sección 3.4.3, a frecuencias tan bajas la reactancia inductiva es pequeña y las pérdidas internas del componente pasan a ser comparables al valor reactivo. En cambio, las capacidades presentan factores de calidad muy altos a estas frecuencias, ya que sus pérdidas vienen principalmente dominadas por las pérdidas del dieléctrico, que disminuyen mucho a frecuencias bajas. Las capacidades presentan una resistencia serie menor que los inductores debido a que los electrodos de las capacidades son relativamente anchos, lo que reduce las pérdidas óhmicas. Por tanto, el elemento que realmente condiciona el rendimiento de la red son los inductores.

Para adaptar un dipolo cuya impedancia es elevada y además es muy variante con la frecuencia, las soluciones obtenidas requieren inductancias relativamente grandes, típicamente entre 100 nH y 1.5 μ H, para proporcionar una reactancia suficiente a 9 MHz. Sin embargo, inductores de este rango suelen necesitar más espiras o núcleo magnético, lo que aumenta las pérdidas y reduce el Q. Como consecuencia, muchos inductores comerciales en estos valores presentan Q bajos, lo que degrada la selectividad y el rendimiento de la red de adaptación (sección 3.4.5).

Como primera prueba, se utilizaron inductores chip cerámicos de Johanson, disponibles en el laboratorio gracias a un *design kit* con una gran cantidad de valores disponibles. Estos inductores presentan factores de calidad del orden de $Q \approx 12$ a 9 MHz, lo que permite evaluar de forma realista el impacto de las pérdidas en la red. El layout de la red de adaptación implementada con los inductores de Johanson se muestra a continuación en la Figura 5-9.

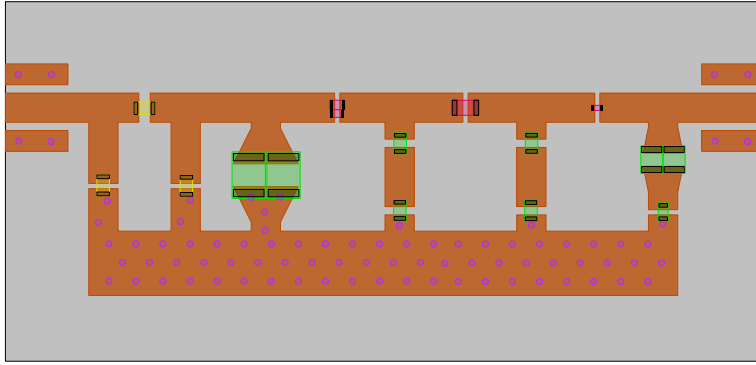


Figura 5-9: Layout de la red de adaptación de 7 elementos con inductores cerámicos de Johanson.

Los inductores se representan en color verde, las resistencias en amarillo y las capacidades en color fucsia. Hay que destacar que en algunos casos ha sido necesario combinar elementos en serie y en paralelo para conseguir el valor de inductancia necesario para implementar la red de la Figura 5-2. A continuación, en la Figura 5-10 se muestra la comparación entre la respuesta de la red de adaptación implementada con elementos ideales y la respuesta de la red de adaptación con elementos reales con las líneas microstrip simuladas electromagnéticamente.

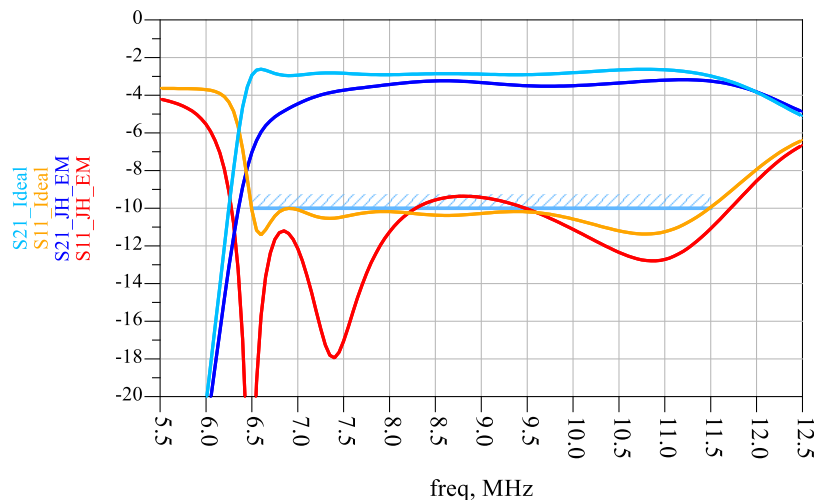


Figura 5-10: Comparación de la respuesta con elementos ideales y con inductores de núcleo cerámico de Johanson.

Se puede observar de forma clara el redondeo del parámetro S_{21} en la traza azul oscuro debido al factor de calidad finito de los elementos reales. Este efecto es especialmente notable en la parte baja de la banda: entre 6.5 y 7.5 MHz, la respuesta obtenida con elementos ideales y la obtenida con elementos reales difieren significativamente en el parámetro de transmisión (traza azul oscuro) y en el parámetro de reflexión (Traza roja).

Las pérdidas de inserción también aumentan respecto al caso ideal en toda la banda de operación, llegando a aparecer casi 1 dB de diferencia entre ambas simulaciones. Además, el parámetro de adaptación muestra un rizado mayor cuando se emplean los inductores de Johanson.

A continuación, la Figura 5-11 muestra el prototipo fabricado y conectorizado. Es importante destacar que, para la medida de la red de adaptación, no se han compensado los conectores SMA mediante calibración, a pesar de que estos realizan la transición de un cable coaxial a una pista microstrip. La razón es que, según el datasheet del fabricante, los puertos presentan un $RL \approx 30 \text{ dB}$ a 10 MHz, por lo que las pérdidas por desadaptación en los conectores pueden considerarse despreciables en la banda de interés.

Además, el módulo de adaptación del SRS debe fabricarse como un bloque independiente, con su propia conectorización coaxial, de modo que resulta coherente medir la red tal y como se integraría en el sistema real, sin realizar un *de-embedding* adicional que eliminaría el efecto de los conectores que sí estarán presentes en la implementación final.

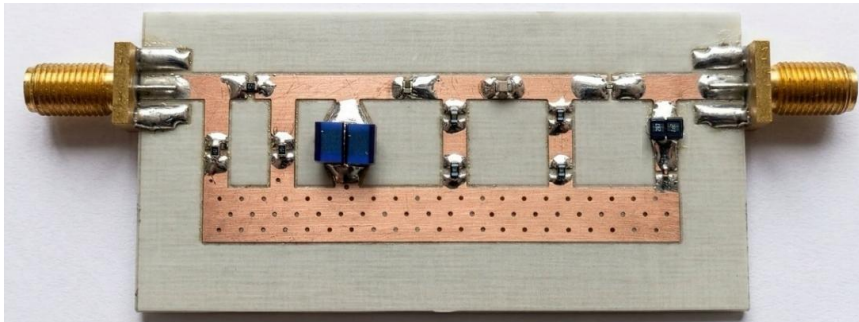


Figura 5-11: Prototipo fabricado de la red de adaptación con inductores de núcleo cerámico de Johanson.

Dado que los inductores de Johanson presentan una tolerancia relativamente elevada, ha sido necesario medir individualmente los componentes más críticos para ajustar la respuesta del prototipo a la simulación. Este proceso ha sido especialmente complicado porque, aunque la red teórica consta de siete elementos, en la práctica la red se ha implementado con catorce como antes se ha mencionado. Con tantos elementos, el error no proviene de un único elemento, sino que se distribuye entre todos, cada uno con su propia desviación respecto al valor nominal. Esto hace muy difícil identificar qué componente está causando el desajuste observado, más adelante este problema es el que motivará la búsqueda de redes con un menor número de elementos.

Para simplificar el análisis en redes con tanta sensibilidad a las tolerancias, es habitual representar en el fondo de la misma gráfica un conjunto de N realizaciones de Montecarlo (trazas grises). Este fondo estadístico permite comprobar si la diferencia entre la medida y la simulación se debe simplemente a las tolerancias acumuladas de los componentes o si, por el contrario, existe algún error de montaje o de medida que deba corregirse. Esta simulación de Montecarlo más adelante muestra su utilidad como herramienta para detectar fenómenos no contemplados en la simulación electromagnética o detectar desviaciones sistemáticas dentro de la tendencia de la distribución estadística. A continuación, en la Figura 5-12 se muestra la respuesta en parámetros S de la red implementada con elementos de Johanson.

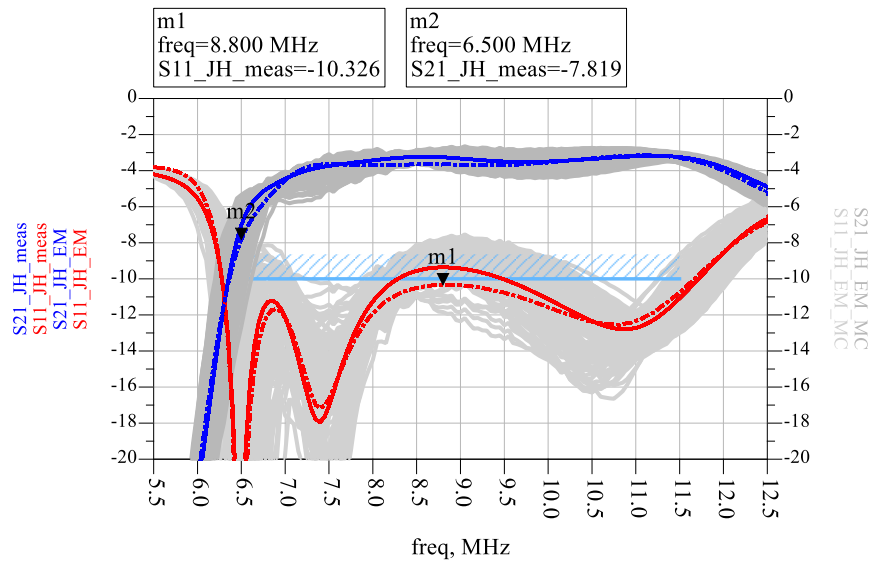


Figura 5-12: Comparativa entre la medida y la simulación del prototipo con inductores de Johanson.

Se puede apreciar en la Figura 5-12 que la medida (trazas punteadas) y la simulación (trazas sólidas) concuerdan muy bien. Curiosamente, la mayor diferencia aparece en el parámetro de reflexión en el centro de la banda. En este caso, esta discrepancia ha resultado favorable puesto que, en esa zona, la medida presenta una adaptación mejor que la simulación. Esto puede deberse a pérdidas no modeladas en la simulación que, de forma indirecta, están mejorando la adaptación real o simplemente a una desviación en el valor nominal de los elementos que contribuye a una red más óptima que la de los elementos con valor nominal.

En la simulación, el punto de peor adaptación dentro de la banda no cumplía la especificación de $RL \geq 10 \text{ dB}$. Sin embargo, en la medida, ese mismo punto en frecuencia presenta $RL = 10.3 \text{ dB}$, tal como indica el cursor m1 situado a 8.8 MHz. Si observamos las pérdidas de inserción, la medida (traza azul punteada) muestra el redondeo esperado debido al factor de calidad limitado de los componentes, efecto que aparece algo más acentuado que en la simulación. En la parte baja de la banda, las pérdidas alcanzan 7.8 dB a 6.5 MHz, tal como indica el cursor m2.

Este nivel de pérdidas en el extremo inferior de la banda supone un problema para el diseño del radar: toda la energía espectral situada en esa zona se atenúa de forma significativa debido a las pérdidas óhmicas de los inductores. Como consecuencia, la penetración en la corteza de Venus se reduce para esas frecuencias, y el receptor no es capaz de recuperar el eco con suficiente potencia a grandes profundidades. Esto implica una reducción del ancho de banda efectivo del radar y, por tanto, una pérdida de resolución en rango, afectando directamente a la calidad de los perfiles obtenidos tras el procesamiento [17].

Este comportamiento es precisamente lo que ha motivado la búsqueda de componentes con factores de calidad más altos, con el objetivo de recuperar el rendimiento de la red en el extremo inferior de la banda, estos elementos se presentan a continuación en la sección 5.3.2.

5.3.2 Red de adaptación de 7 elementos implementada con inductores con núcleo de aire

En este apartado se han reemplazado los inductores de Johanson, que presentaban un factor de calidad de aproximadamente 12 en la banda de operación, por inductores del fabricante Coilcraft basados en un núcleo de aire presentados en la sección 3.4.4. Esta segunda medida se ha realizado con el objetivo de mejorar las pérdidas de inserción en la parte baja de la banda, ya que el factor de calidad de los inductores Johanson producía un redondeo de la banda.

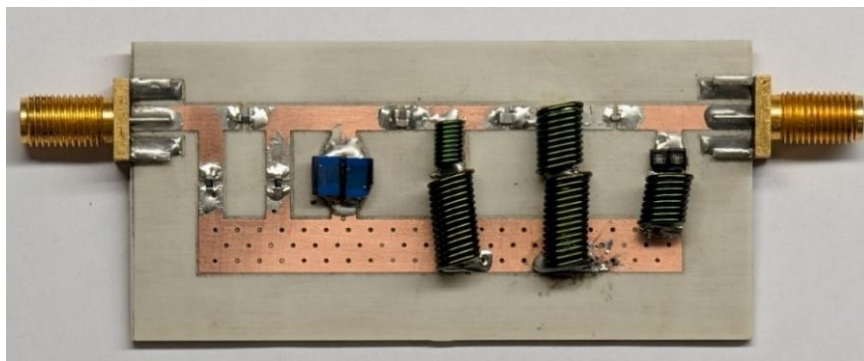


Figura 5-13: Prototipo fabricado de la red de adaptación con inductores de núcleo de aire de Coilcraft.

Tal y como se muestra en la Figura 5-13, los inductores de Coilcraft poseen un tamaño significativamente mayor, ya que están contruidos con un conductor de mayor sección. El aumento de la sección del hilo conductor tiene un impacto evidente en el tamaño físico de los inductores. Los gaps de las líneas de conexión del layout habían sido dimensionados originalmente para los inductores de Johanson, lo que ha dificultado la soldadura de los inductores de Coilcraft. Sin embargo, el incremento en la sección del conductor reduce de forma notable las pérdidas óhmicas, puesto que el efecto *skin depth* no limita de manera apreciable la sección efectiva disponible para el flujo de corriente a 9 MHz. Como consecuencia directa, el factor de calidad de estos inductores es considerablemente superior al de los inductores de núcleo cerámico empleados inicialmente, alcanzando valores máximos del orden de $Q \approx 140$ alrededor de 50 MHz, lo que se traduce en un factor de calidad de alrededor de 50 en nuestra banda de operación debido a que estamos trabajando por debajo del régimen de máxima Q (en el flanco de subida de la campana del factor de calidad en función de la frecuencia explicado en la sección 3.4.3).

La Figura 5-14 que muestra una comparativa de la respuesta medida del prototipo de la red de adaptación implementada con elementos de Coilcraft (trazas azul oscuro y roja) con factor de calidad de aproximadamente 50 y la red de adaptación implementada con elementos de Johanson con un factor de calidad de aproximadamente 12.

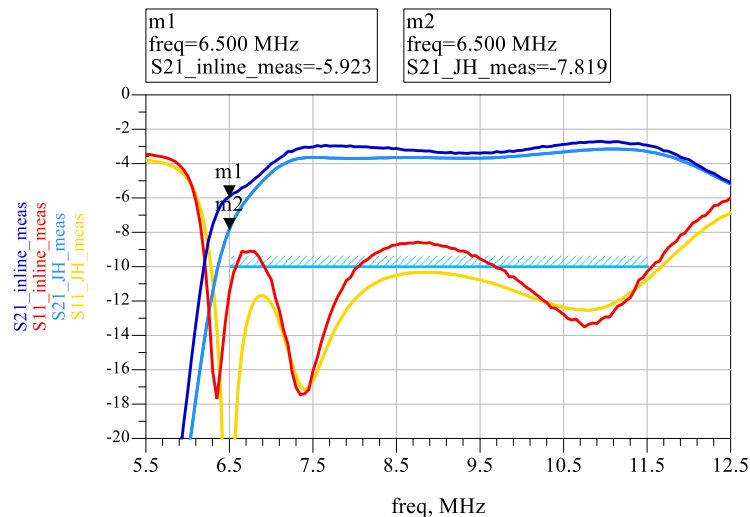


Figura 5-14: Comparativa de la respuesta de la red con inductores de Coilcraft ($Q = 50$) y de Johanson ($Q = 12$).

Se aprecia en la Figura 5-14 el efecto del mayor factor de calidad de los inductores de Coilcraft, ya que el redondeo observado en la parte baja de la banda con los inductores de Johanson se reduce de forma notable. La red de adaptación presenta ahora menores pérdidas de inserción en prácticamente toda la banda, especialmente en la zona inferior de la banda, donde el Q limitado de los inductores de núcleo cerámico empeoraban la selectividad de la red.

En concreto, las pérdidas de inserción en la parte baja de la banda se han reducido aproximadamente 2 dB, pasando de alrededor de 7.8 dB con los inductores de Johanson a aproximadamente 5.9 dB con los inductores de Coilcraft. Esta mejora es coherente con el incremento del factor de calidad de los inductores.

Por otro lado, la adaptación en la zona central de la banda (trazas roja y amarilla), alrededor de 9 MHz, ha empeorado ligeramente, con una degradación aproximada de 1.5 dB en centro de la banda. Este pequeño desplazamiento puede deberse tanto a las pérdidas propias de la nueva red como a desviaciones en los valores reales de los componentes o a tolerancias del montaje.

Para comprobar la sensibilidad de la red frente a desviaciones en los valores nominales de los elementos, se realizan $N = 200$ realizaciones del método Monte Carlo desde ADS, lo que permite evaluar si la respuesta medida se mantiene dentro de los márgenes esperables debido a las tolerancias de los componentes. La comparativa entre la medida y la simulación se muestra en la Figura 5-15, donde, además de las trazas principales, se representan en segundo plano las posibles respuestas obtenidas al considerar las variaciones estadísticas del valor nominal de los componentes. Estas simulaciones de Monte Carlo permiten identificar si las discrepancias entre la medida y la simulación ideal se deben a tolerancias de los elementos o a algún otro factor externo que no ha sido contemplado en la simulación.

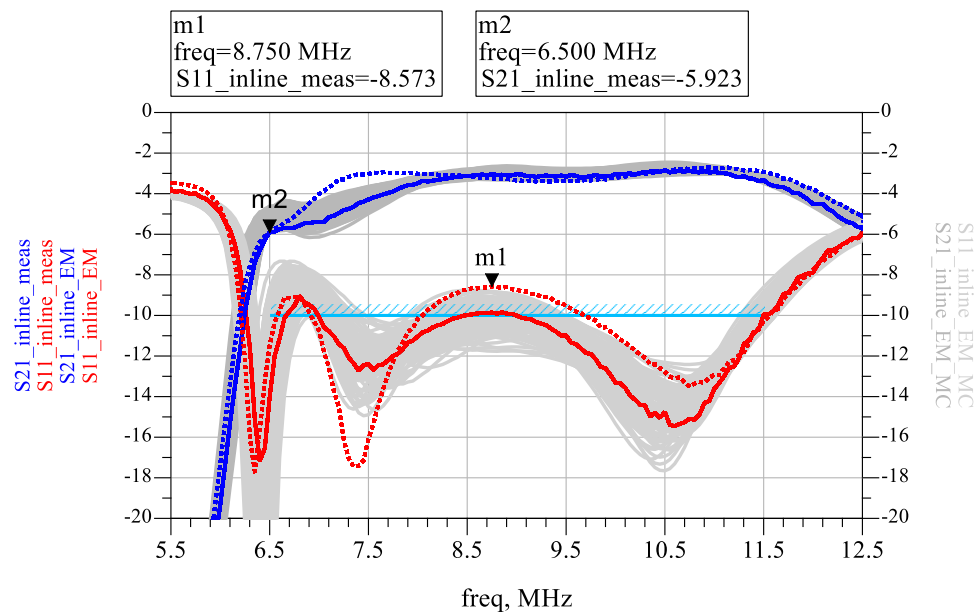


Figura 5-15: Comparativa entre la medida y la simulación del prototipo con inductores de Coilcraft soldados en línea.

En la Figura 5-15 se aprecia como la medida (trazas punteadas) no concuerda con la simulación ni en las pérdidas de inserción ni en la adaptación. Además, en varias zonas la traza medida queda fuera del conjunto de realizaciones de Monte Carlo, lo que indica que las discrepancias no pueden explicarse únicamente por las tolerancias de los componentes.

En el centro de la banda, las pérdidas de inserción medidas (traza azul punteada) coinciden razonablemente con la simulación (traza azul sólida) de Monte Carlo; sin embargo, en esta zona la adaptación (trazas rojas) presenta un empeoramiento de aproximadamente 1.5 dB. En la parte inferior de la banda se observa un desajuste tanto en pérdidas de inserción como en pérdidas de retorno, lo que implica que el comportamiento de la red se desvía sistemáticamente de lo esperado incluso considerando las variaciones estadísticas de los valores de los elementos mediante las realizaciones de Monte Carlo.

Dado que la medida presenta discrepancias que no quedan justificadas por las tolerancias de los elementos, el primer candidato a explicar este desajuste son los inductores de Coilcraft. Esta hipótesis es coherente con el hecho de que, en el primer prototipo con inductores de núcleo cerámico, la medida sí coincidía con la nube de Monte Carlo y ha sido al cambiar de tipo de inductores que se ha observado esta discrepancia. En el siguiente apartado se analizan en detalle los inductores de núcleo de aire y las implicaciones que tiene su uso en el diseño del layout, así como su impacto en la respuesta electromagnética de la red.

5.3.3 Estudio del acoplamiento entre inductores

El uso de inductores de núcleo de aire en esta red de adaptación introduce un aspecto adicional que debe analizarse: su tamaño físico y la ausencia de apantallamiento magnético pueden afectar al confinamiento del campo magnético que almacena la energía alrededor de cada inductor. Cuando dos inductores se encuentran próximos entre sí, el campo magnético generado por uno puede acoplarse al bobinado del otro e inducir corrientes en él, modificando su inductancia efectiva y alterando la respuesta global de la red. Este fenómeno es especialmente relevante en inductores de gran tamaño y sin shielding, donde el flujo magnético se extiende más allá del componente y aumenta la probabilidad de interacción entre elementos adyacentes.

En este apartado se estudia precisamente este efecto de acoplamiento magnético entre inductores, evaluando cómo la proximidad, la orientación y la geometría influyen en la inductancia efectiva y en el comportamiento global de la red de adaptación.

5.3.3.1 Medidas de los inductores en un test fixture

Para caracterizar el acoplamiento magnético entre inductores, el primer paso consiste en seleccionar una pareja de inductores y medir su inductancia de forma aislada, es decir, garantizando que cada inductor se evalúa sin la influencia del campo magnético del otro. Para ello se emplea un test fixture para obtener la inductancia del componente a partir de una medida en configuración serie de los parámetros S. Con el fin de evitar que la desviación del valor nominal de los componentes enmascare el efecto del acoplamiento, se midieron previamente varios inductores de 180 nH y 270 nH, seleccionando aquellos cuyos valores estuvieran más próximos a la inductancia nominal. La medida de la inductancia de los dos inductores más próximos al valor nominal se muestra a continuación en la Figura 5-16:

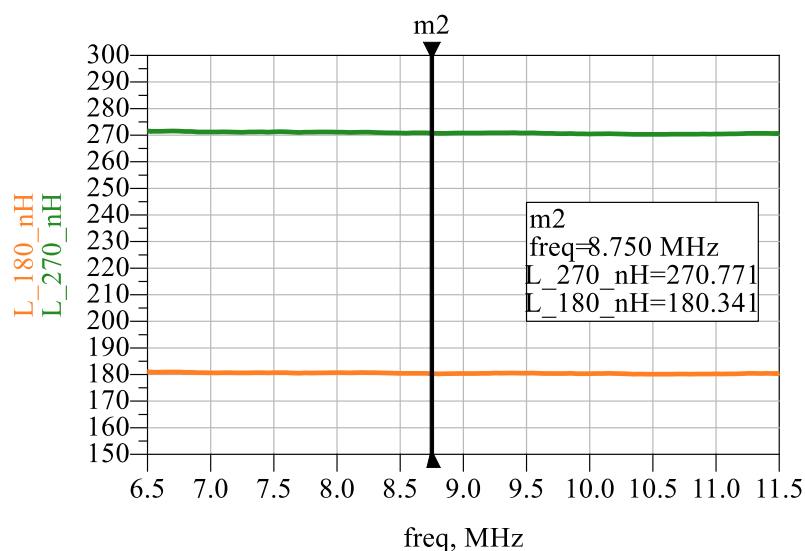


Figura 5-16: Medida individual de la inductancia de los inductores de 270 nH y 180 nH mediante test fixture.

Para eliminar completamente la influencia de las tolerancias de los componentes en la interpretación de los resultados, todas las medidas presentadas en este capítulo se han realizado utilizando siempre la misma pareja de inductores, cuya respuesta individual se muestra en la

Figura 5-16. Estos inductores fueron soldados y desoldados en las distintas placas empleadas en los experimentos, asegurando que cualquier variación observada en la inductancia equivalente medida se deba exclusivamente al acoplamiento entre ellos y no a tolerancias en el valor de la inductancia de los componentes. De este modo, el análisis refleja únicamente los efectos geométricos y de proximidad entre inductores.

5.3.3.2 Inductores en configuración en línea

Para la primera prueba se ha diseñado una placa en la que los inductores se sitúan de forma que sus devanados quedan alineados entre sí, separados por una distancia reducida para emular el efecto de observado en las medidas de la red medida en la sección 5.3.2. En la simulación del circuito se han empleado las medidas individuales de los inductores obtenidas previamente, mientras que las líneas microstrip se han contemplado mediante una simulación electromagnética para capturar su contribución. En la Figura 5-17 se muestra el esquemático utilizado en la simulación, donde los ficheros *.snp* correspondientes a las medidas de los inductores se han conectado en los gaps del modelo electromagnético de la placa. También se incluye una fotografía de la placa fabricada, en la que se han soldado los dos inductores caracterizados en el apartado anterior con los devanados alineados. Esta disposición reproduce la configuración que aparecía en la red de adaptación implementada con inductores de núcleo de aire, donde el espacio disponible en el layout obligaba a colocarlos en esta orientación.

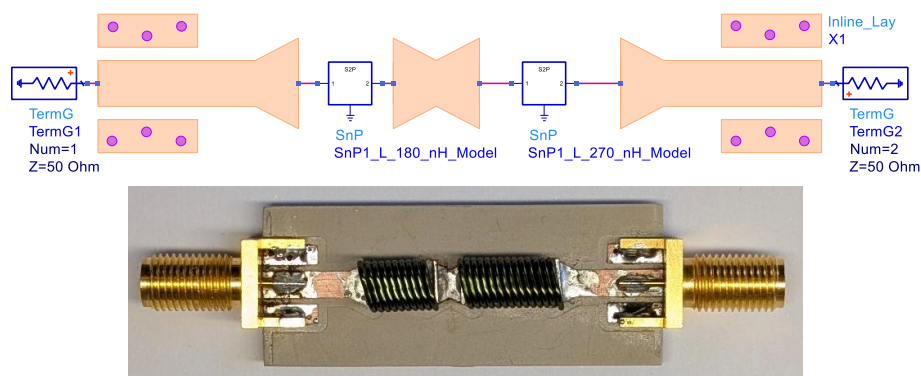


Figura 5-17: Simulación y fabricación de la placa de evaluación con inductores alineados.

A continuación, en la Figura 5-18 se muestran tanto la simulación electromagnética de las líneas microstrip con los modelos de los inductores aislados (traza azul sólida) como la medida de la placa con los inductores colocados en línea (traza verde punteada).

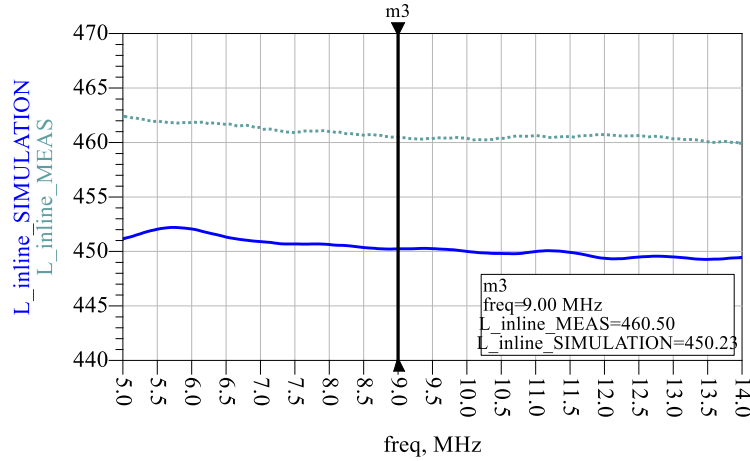


Figura 5-18: Inductancia equivalente de los inductores alineados: simulación frente a medida.

La Figura 5-18 muestra que la simulación (traza azul) y la medida (traza verde punteada) presentan una diferencia prácticamente constante de aproximadamente 10 nH en toda la banda de operación. Esta discrepancia se debe al acoplamiento magnético entre los dos inductores cuando se encuentran próximos y alineados, ya que en la simulación se han utilizado los ficheros snp de cada inductor medido de forma aislada, sin contemplar la interacción entre sus campos magnéticos.

Cada inductor posee una inductancia propia, entendida como la inductancia del componente cuando se mide de manera aislada, sin influencia de otros inductores. Estos valores, obtenidos experimentalmente y mostrados en la Figura 5-16, son aproximadamente:

$$L_1 = 270\text{nH} \quad L_2 = 180\text{nH} \quad (5.13)$$

Cuando dos inductores se colocan próximos, aparece una inductancia mutua M , que modifica la inductancia equivalente del conjunto. Para una conexión en serie con los devanados alineados, la inductancia equivalente medida es:

$$L_{meas} = L_1 + L_2 + 2M \quad (5.14)$$

Mientras que la simulación, al no incluir interacción magnética, modela únicamente:

$$L_{sim} = L_1 + L_2 \quad (5.15)$$

La diferencia observada entre los dos casos es:

$$\Delta L = L_{meas} - L_{sim} = 2M \approx 10 \text{ nH} \quad (5.16)$$

Por tanto, la inductancia mutua entre los dos inductores alineados es aproximadamente:

$$M \approx \frac{10 \text{ nH}}{2} = 5 \text{ nH} \quad (5.17)$$

A partir de la inductancia mutua calculada en la expresión (5.17) puede obtenerse el factor de acoplo de la siguiente forma:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} = \frac{5 \text{ nH}}{\sqrt{(270 \text{ nH}) \cdot (180 \text{ nH})}} = 0.022 \quad (5.18)$$

Aunque este valor de k es relativamente pequeño, su efecto es suficiente para producir una variación de unos 10 nH en la inductancia equivalente, lo que explica la diferencia sistemática entre la simulación y la medida. La simulación reproduce únicamente $L_1 + L_2$, mientras que la medida refleja $L_1 + L_2 + 2M$, justificando así la diferencia observada.

Además, este acoplamiento no se limita a esta pareja de inductores: se produce entre varios de los inductores de la red de adaptación completa. La suma de todas estas contribuciones de inductancia mutua, combinada con las tolerancias individuales de cada componente, provoca que la traza medida de la red completa no quede contenida dentro de la nube de realizaciones del Monte Carlo, ya que dicho análisis estadístico solo contempla variaciones independientes de los valores nominales, pero no incluye los efectos de acoplamiento magnético entre inductores próximos.

5.3.3.3 Medida de Inductores en configuración ortogonal

Con el objetivo de minimizar el acoplamiento entre inductores, se ha fabricado una segunda placa de evaluación en la que se han colocado los mismos dos inductores utilizados anteriormente, pero esta vez en posición ortogonal. Esta disposición reduce significativamente el acoplamiento magnético, ya que un campo magnético orientado perpendicularmente al plano de una espira induce una corriente mucho menor en comparación con el caso en el que los inductores están alineados. De este modo, se pretende evaluar experimentalmente hasta qué punto la orientación relativa de los inductores permite mitigar la inductancia mutua observada en la configuración anterior.

El procedimiento seguido es análogo al empleado en la placa con inductores alineados. En primer lugar, se ha realizado la simulación electromagnética de las líneas microstrip, conectando en los gaps los modelos de los inductores medidos de forma aislada, con el fin de contemplar la ligera variación en la longitud de la pista que conecta ambos componentes. El esquemático de la simulación en ADS se muestra en la Figura 5-19, junto con la placa fabricada en la que los inductores han sido soldados en la orientación ortogonal correspondiente.

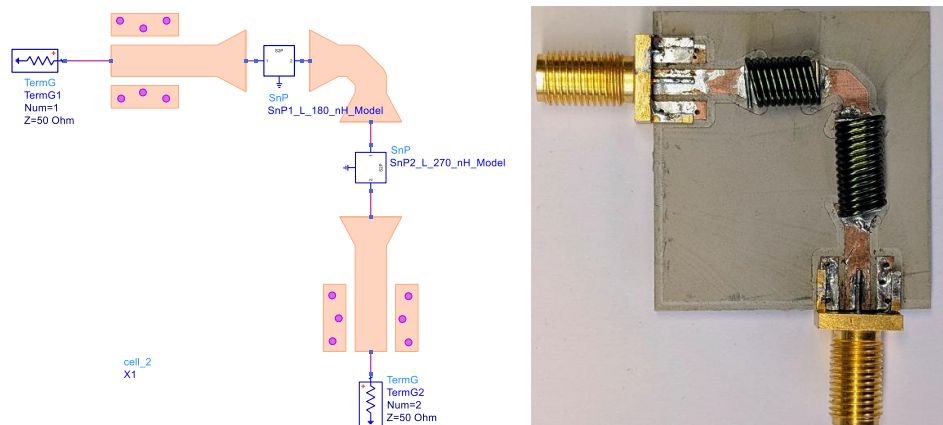


Figura 5-19: Simulación y fabricación de la placa de evaluación con inductores en configuración ortogonal.

A continuación, en la Figura 5-20 se muestran tanto la simulación electromagnética de las líneas microstrip con los modelos de los inductores aislados representada por la traza roja sólida, como la medida de la placa con los inductores colocados en orientación ortogonal, indicada mediante la traza amarilla punteada.

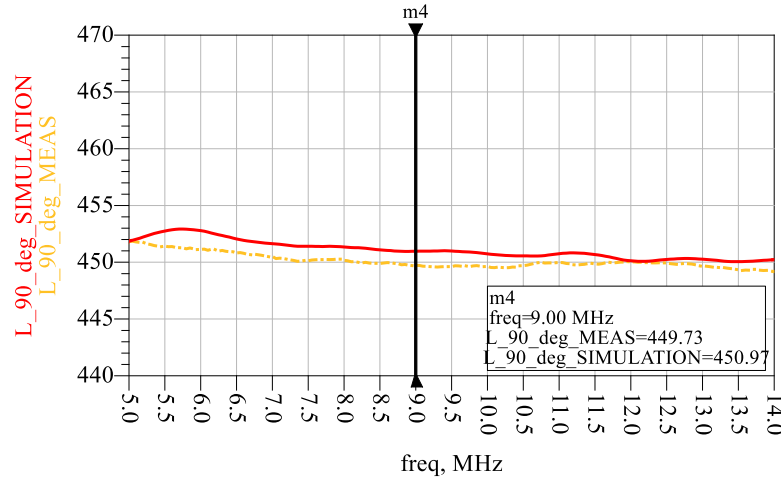


Figura 5-20: Inductancia equivalente de los inductores en configuración ortogonal: simulación frente a medida.

La Figura 5-20 muestra una coincidencia mucho mayor entre la simulación y la medida. En este caso, la medida (traza amarilla punteada) presenta una inductancia equivalente aproximadamente 1 nH menor que la simulación (traza roja) en toda la banda. Esto indica que la inductancia mutua entre los inductores en orientación ortogonal actúa con signo negativo sobre las inductancias propias, es decir, las interacciones entre los campos magnéticos tienden a oponerse, reduciendo ligeramente la inductancia total del conjunto. Sin embargo, el hecho de que la diferencia entre medida y simulación sea tan solo de 1 nH demuestra que el acoplamiento existente entre las bobinas es muy reducido y este actúa en signo negativo, tal como cabía esperar en una configuración ortogonal, donde el flujo magnético de un inductor atraviesa mínimamente el plano del otro.

A continuación, se muestra el cálculo de la inductancia conjunta para el caso en el que los campos se oponen, empleando la expresión correspondiente a la contribución negativa de la inductancia mutua. Para el caso de la medida, ahora la inductancia equivalente se calcula según muestra la expresión (5.19) debido a que los campos se oponen:

$$L_{meas} = L_1 + L_2 - 2M \quad (5.19)$$

Mientras que la simulación, al no incluir interacción magnética, modela únicamente:

$$L_{sim} = L_1 + L_2 \quad (5.20)$$

La diferencia observada experimentalmente en la Figura 5-20 es:

$$\Delta L = L_{meas} - L_{sim} = -2M \approx -1 \text{ nH} \quad (5.21)$$

Con la expresión (5.19) se puede aislar la inductancia mutua:

$$M \approx 0.5 \text{ nH} \quad (5.22)$$

Esta inductancia mutua se traduce en un factor de acoplo calculado a continuación:

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} = \frac{0.5 \text{ nH}}{\sqrt{(270 \text{ nH}) \cdot (180 \text{ nH})}} = 0.0022 \quad (5.23)$$

A continuación, la Tabla 4 muestra una comparativa de las inductancias equivalentes, la inductancia mutua y el factor de acoplo para los dos casos con el objetivo de resumir el efecto de colocar los inductores ortogonales entre sí.

Configuración	$L_{sim} @ 9MHz$	$L_{meas} @ 9MHz$	$M @ 9MHz$	$k @ 9MHz$
Inductores en línea	450.23 nH	460.50 nH	5 nH	0.022
Inductores ortogonales	450.97 nH	449.73 nH	0.5 nH	0.0022

Tabla 4: Resumen del estudio del acoplamiento entre inductores.

Tal y como muestra la Tabla 4, la disposición de bobinas ortogonales entre sí minimiza de forma notable el efecto del acoplamiento magnético, reduciendo el factor de acoplo k en un orden de magnitud, desde $k = 0.022$ hasta $k = 0.0022$. Esta verificación experimental confirma que el acoplamiento entre inductores no había sido considerado en la implementación original de la red de adaptación con inductores de núcleo de aire, donde la proximidad y la orientación favorecían la interacción entre campos magnéticos.

Con el objetivo de comprobar que este fenómeno es efectivamente el responsable de la falta de concordancia entre la medida de la red completa y las realizaciones del método de Monte Carlo, en el siguiente apartado se procede a fabricar nuevamente la red de adaptación, utilizando los mismos elementos que en el diseño anterior, pero colocando ahora los inductores ortogonales entre sí y con una separación suficiente para minimizar su acoplamiento mutuo. Esta nueva implementación permitirá evaluar directamente el impacto del acoplamiento magnético en la respuesta de la red.

5.3.4 Red de adaptación de 7 elementos implementada con inductores con núcleo de aire en disposición ortogonal

Es importante destacar que, dado que el SRS opera a 9 MHz, la longitud de onda efectiva en el sustrato ROGERS RO4003C de 1.52 mm es de aproximadamente 20.7 m, por lo que la longitud eléctrica asociada a las pistas microstrip de la placa es prácticamente despreciable. En este rango de frecuencias, unos pocos centímetros de pista representan menos de una fracción de grado de fase, de modo que la variación geométrica necesaria para enrutar las ramas de la red no afecta de manera apreciable al comportamiento eléctrico. Esta característica proporciona la libertad necesaria para alargar las pistas y colocar los inductores ortogonales entre sí, manteniendo la respuesta de la red inalterada.

Con esta consideración, se ha diseñado un nuevo layout siguiendo la misma metodología empleada en la red de adaptación implementada con inductores cerámicos de Johanson. La diferencia fundamental es que, en este caso, las ramas en derivación deben presentar una longitud ligeramente superior, ya que es necesario garantizar tanto la separación física como la orientación ortogonal entre los inductores para minimizar su acoplamiento. El diseño resultante se muestra en la Figura 5-21, donde puede observarse la distribución de las pistas y la organización de las islas de masa. Para evitar un incremento excesivo del tamaño total de la placa, se ha dividido dicho plano de masa en tres secciones, enrutando de forma alternada las pistas de las ramas en derivación hacia el norte y el sur de la placa. Esta estrategia permite obtener un diseño relativamente compacto, aunque inevitablemente mayor que el original debido a la necesidad de mitigar el acoplamiento magnético entre inductores.

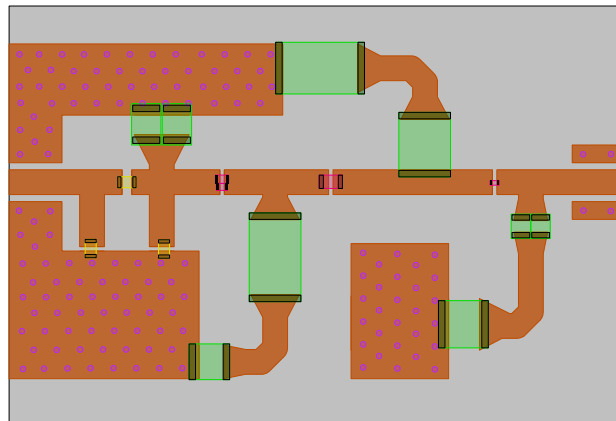


Figura 5-21: Layout de la red de adaptación de 7 elementos con inductores ortogonales entre sí.

El prototipo fabricado se muestra en la Figura 5-22. Es importante destacar que, con el objetivo de aislar exclusivamente el efecto del acoplamiento entre inductores, todos los componentes SMD presentes en la placa original han sido desoldados y posteriormente soldados en esta nueva implementación. De este modo, se garantiza que las tolerancias individuales de los elementos no influyen en la comparación entre la medida obtenida con los inductores en disposición alineada y la medida correspondiente a la disposición ortogonal. Esta metodología asegura que cualquier diferencia observada en la respuesta de la red se debe únicamente a la variación en el acoplamiento magnético y no a dispersión de los componentes.

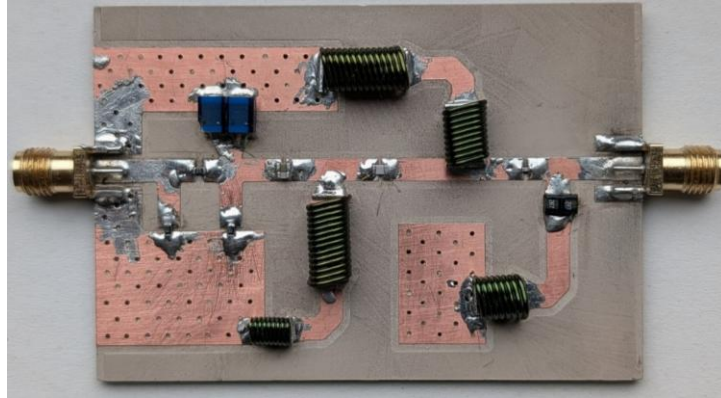


Figura 5-22: Prototipo fabricado de la red de adaptación de 7 elementos con inductores ortogonales entre sí.

A continuación, en la Figura 5-23 se muestra la respuesta en parámetros S de la red de adaptación con los inductores de las ramas en derivación colocados a 90 grados entre sí, permitiendo evaluar directamente el efecto de la orientación ortogonal sobre el acoplamiento magnético y la respuesta global de la red.

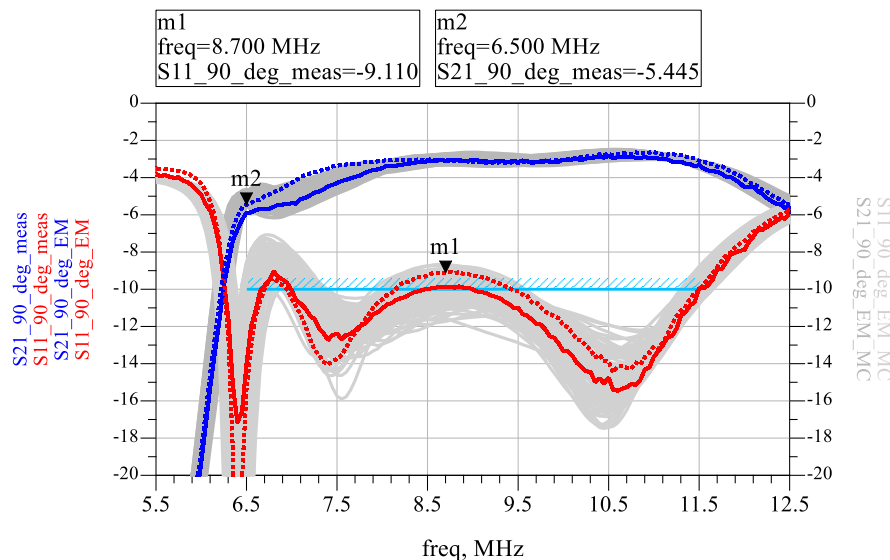


Figura 5-23: Comparativa entre la medida y la simulación del prototipo con inductores de Coilcraft en configuración ortogonal.

La Figura 5-23 muestra que, en esta nueva implementación con inductores colocados a 90°, la respuesta medida (trazas punteadas) de la red concuerda casi perfectamente con la simulación (trazas sólidas) y con la nube de realizaciones del Monte Carlo (trazas grises) en prácticamente todo el ancho de banda de operación. Esta coincidencia confirma que el acoplamiento magnético entre inductores era la principal fuente de discrepancia observada en el diseño anterior con inductores con los devanados alineados.

En la parte inferior de la banda, las pérdidas de inserción medidas (traza azul punteada) se sitúan en el límite superior de la nube de Monte Carlo, lo cual indica que existe un pequeño desajuste sistemático respecto al modelo estadístico. Este comportamiento puede deberse al proceso de extracción del modelo de los inductores de Coilcraft: las medidas se realizaron mediante un test fixture con una calibración escalar del tipo *port extension* (ya que el modelo de Coilcraft no

estaba medido por debajo de 10 MHz), esta calibración asume que la línea microstrip del fixture es una prolongación ideal del cable coaxial calibrado. Esta aproximación no contempla las pérdidas por desadaptación adicionales asociadas a la transición coaxial–microstrip. Como consecuencia, cada modelo de inductor extraído incorpora unas pérdidas ligeramente superiores a las reales. Aunque estas pérdidas son pequeñas a 9 MHz, su efecto acumulado a lo largo de los cuatro inductores de la red produce una sobreestimación global de las pérdidas en la simulación.

Este fenómeno explica por qué, en todas las comparativas realizadas, la medida (traza punteada) presenta pérdidas de inserción menores que la simulación (traza sólida), un redondeo de banda ligeramente inferior y una adaptación algo peor en el centro de la banda.

En esta nueva implementación, las pérdidas de inserción en el límite inferior de la banda alcanzan 5.45 dB, lo que supone una mejora de 2.35 dB respecto a la medida obtenida con los inductores Johanson, que presentaba 7.8 dB en el extremo inferior. Esta mejora confirma que la implementación de la red con los inductores de núcleo de aire contribuye a reducir el redondeo de las pérdidas de inserción siempre que se controlen los acoplamientos magnéticos entre dichos inductores.

5.4 RESULTADOS

En este apartado se comparan las tres redes de adaptación de 7 elementos fabricadas para el amplificador basado en GaN clásico, evaluando el efecto de la tecnología del inductor y del layout sobre la respuesta. La especificación de partida, pérdidas de retorno superiores a 10 dB en toda la banda de 6.5-11.5 MHz, viene impuesta por la baja tensión de ruptura del transistor, que obliga a limitar la potencia reflejada hacia el drenador. La Figura 5-24 reúne las medidas en parámetros S de las tres redes, con la máscara de adaptación representada como una línea horizontal azul situada en -10 dB.

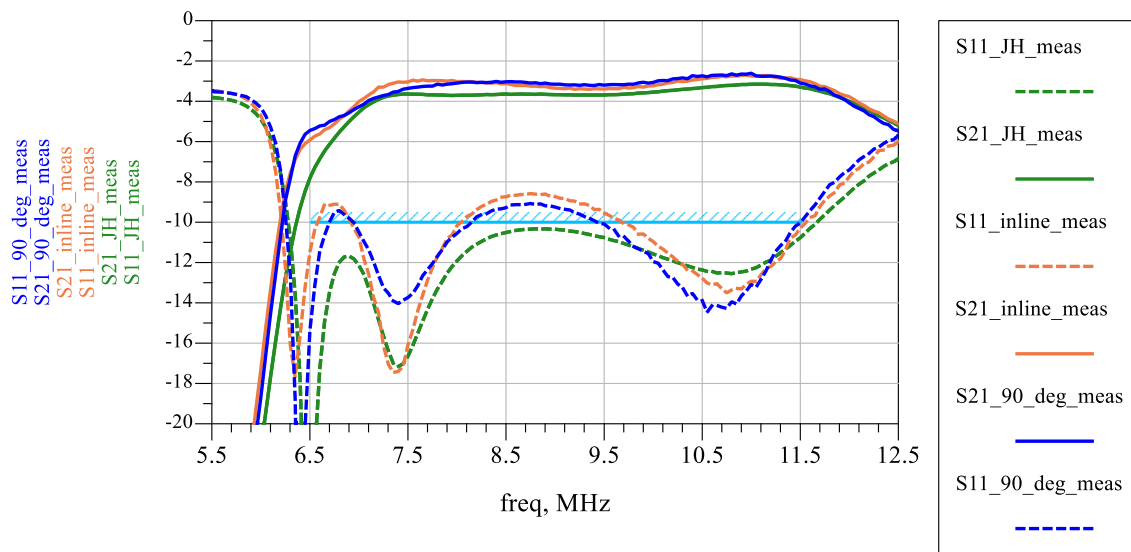


Figura 5-24: Comparativa entre las medidas de las tres redes de 7 elementos fabricadas.

La coincidencia entre la medida, la simulación y las realizaciones de Monte Carlo de la red con inductores de Johanson (trazas verdes) se explica por su encapsulado cerámico, que confina el campo magnético y reduce prácticamente a cero el acoplamiento entre elementos. Al trabajar con componentes cuyo comportamiento es esencialmente independiente, la simulación basada en modelos individuales reproduce fielmente la respuesta real de la red. Este encapsulado compacto, sin embargo, implica un factor de calidad reducido, alrededor de $Q \approx 12$, debido a la elevada ESR asociada a la geometría interna del componente. Esta ESR actúa como un mecanismo de adaptación por pérdidas: mejora el parámetro de reflexión y permite que la red cumpla la especificación de $S_{11} \leq -10$ dB en toda la banda (traza verde punteada), con un RL mínimo de 10.32 dB en el punto más crítico, en torno a 8.8 MHz. El coste de este efecto es una penalización clara en la transmisión: el S_{21} (traza verde sólida) presenta un redondeo muy marcado, cayendo hasta -7.81 dB en el extremo inferior de la banda, reduciendo la potencia radiada en las frecuencias bajas.

Para reducir las pérdidas de inserción se sustituyeron los inductores cerámicos por inductores de núcleo de aire de Coilcraft, de mayor factor de calidad, $Q \approx 50$. La primera implementación reutilizó el layout original, con los inductores alineados (trazas naranjas). Su S_{21} (traza naranja sólida) mejora respecto a la red de Johanson, con unas pérdidas de inserción

de 5.92 dB en el extremo inferior, pero su S_{11} (traza naranja punteada) presenta la peor adaptación de las tres implementaciones, con un RL mínimo de 8.57 dB en torno a 8.75 MHz, y no cumple la máscara. El mayor tamaño de estos inductores y la ausencia de apantallamiento introdujeron acoplamientos magnéticos que alteraron la inductancia efectiva, generando discrepancias de 1 a 2 dB entre medida y simulación que quedaban fuera de la nube de Monte Carlo, lo que confirma que no se debían a tolerancias sino a un efecto no contemplado en la simulación.

La tercera red corrige este problema mediante un layout con los inductores dispuestos de forma ortogonal (trazas azules), que minimiza el acoplamiento magnético. Con esta disposición la medida vuelve a coincidir con la simulación y con el Monte Carlo, y la adaptación (traza azul punteada) mejora respecto a la red con inductores alineados, con un RL mínimo de 9.11 dB en torno a 8.7 MHz. El S_{21} (traza azul sólida) presenta las menores pérdidas de inserción de las tres redes, alcanzando 5.45 dB en el extremo inferior, frente a los 7.81 dB de la red de Johanson y a los 5.92 dB de la red con los devanados alineados (traza naranja sólida). No obstante, esta red tampoco cumple la especificación de $RL \geq 10 \text{ dB}$.

La Tabla 5 resume las métricas de las tres implementaciones:

Tecnología de los inductores	Q factor	RL_{min}	IL_{max}	Concordancia con la simulación
Núcleo Cerámico	12	10.32 dB @8.8 MHz	7.81 dB @6.5MHz	alta
Núcleo de aire, alineados	50	8.57 dB @8.75 MHz	5.92 dB @6.5MHz	baja
Núcleo de aire, ortogonales	50	9.11 dB @8.7 MHz	5.45 dB @6.5MHz	alta

Tabla 5: comparativa de las tres redes de 7 elementos fabricadas.

La Tabla 5 muestra el compromiso entre redondeo y pérdidas de inserción, por un lado, y nivel de adaptación, por el otro. La red de Johanson es la única que cumple la máscara de pérdidas de retorno, pero lo consigue a costa de añadir pérdidas resistivas: su elevada ESR mejora el S_{11} a costa de degradar el S_{21} hasta 7.81 dB en la parte baja, lo que reduce la potencia radiada y, con ella, la penetración del radar en el subsuelo para esas frecuencias. Las dos redes de núcleo de aire reducen esas pérdidas de forma notable gracias a su mayor factor de calidad, pero solo la configuración ortogonal lo hace con un acoplamiento controlado, de modo que su concordancia con la simulación vuelve a ser alta, frente a la baja concordancia de la versión con inductores alineados.

Por estos motivos se selecciona la red de 7 elementos con inductores de núcleo de aire en configuración ortogonal como implementación final para el GaN clásico. Es la que ofrece el mejor compromiso entre redondeo y pérdidas de inserción, con un IL_{max} de 5.45 dB en el borde inferior frente a los 7.81 dB de la red de Johanson, y la única de las de núcleo de aire cuyo comportamiento es predecible, al haberse mitigado los acoplamientos magnéticos que distorsionaban la respuesta de la versión alineada. Aunque el prototipo fabricado se queda en un RL mínimo de 9.11 dB y no alcanza los 10 dB de adaptación necesaria, la simulación con

los valores nominales sí cumple la máscara, por lo que un ajuste fino de los valores de los elementos permitiría alcanzar simultáneamente baja IL y $RL \geq 10 \text{ dB}$, aprovechando las ventajas del núcleo de aire sin los problemas de acoplamiento iniciales.

Toda esta complejidad surge de la necesidad de proteger al transistor GaN clásico frente a las reflexiones, ya que su limitada tensión de ruptura obliga a imponer una especificación estricta de adaptación en toda la banda. Cuando se emplea un transistor E-mode GaN, cuya tensión de ruptura es muy superior, el criterio de diseño cambia por completo: la red ya no necesita garantizar pérdidas de retorno superiores a 10 dB en toda la banda, y el objetivo pasa a ser minimizar las pérdidas de inserción. Bajo esta nueva restricción, se diseñan redes más simples, compactas y con menos elementos reactivos, que presentan menor sensibilidad a tolerancias y resultan especialmente adecuadas para aplicaciones espaciales.

6 RED DE ADAPTACIÓN PARA HPA CON TECNOLOGÍA E-MODE GAN

6.1 MOTIVACIÓN

El objetivo de esta sección es estudiar las redes de adaptación diseñadas para el dipolo de 16 m cuando se emplea un transistor E-mode GaN en el amplificador de potencia. A diferencia del GaN HEMT analizado en el capítulo anterior, los dispositivos E-mode GaN se comercializan principalmente como conmutadores de alta velocidad para electrónica de potencia y presentan tensiones de ruptura del orden de 600–650 V. Esta robustez eléctrica, unida a su baja capacitancia de drenador, los hace adecuados para operar como amplificadores de alta potencia a frecuencias bajas, permitiendo manejar potencias del orden de 53 dBm con una tolerancia significativamente mayor frente a reflexiones.

Aun así, el dipolo de 16 m es una antena intrínsecamente estrecha en banda y con una impedancia fuertemente dispersiva, por lo que la red de adaptación sigue siendo un elemento crítico del diseño. La diferencia respecto al caso del GaN clásico es que ya no es necesario imponer una especificación estricta de pérdidas de retorno para proteger el transistor, lo que permite desplazar el criterio de diseño hacia la minimización de las pérdidas de inserción y la máxima transferencia de potencia al dipolo.

Este cambio de objetivo obliga a incorporar explícitamente el factor de calidad finito de los elementos pasivos en la optimización. Tal como se mostró en la sección 3.4.5, un Q finito implica la existencia de pérdidas tanto en los inductores como en los condensadores, lo que se traduce en un redondeo del parámetro de transmisión S_{21} . En estas condiciones, las pérdidas de inserción dejan de ser despreciables y pasan a ser la magnitud limitante del diseño. Para capturar este efecto, cada elemento se modela mediante su matriz ABCD no ideal, incorporando la resistencia serie derivada del Q factor especificado por el fabricante.

La inclusión de pérdidas obliga también a modificar la función de coste. La función original, basada únicamente en $|\Gamma_{in}|$, es adecuada cuando los elementos son ideales, ya que minimizar la reflexión equivale a maximizar la potencia entregada a la carga. Sin embargo, con elementos con pérdidas esta equivalencia se rompe: el optimizador puede intentar reducir $|\Gamma_{in}|$ a costa de disipar potencia en las resistencias serie en lugar de transferirla al dipolo. Para evitar este comportamiento, se mantiene el término de adaptación, pero se introduce una penalización no lineal que actúa cuando $|S_{21}| \leq 2$ dB. De este modo, la búsqueda descarta automáticamente aquellas soluciones que reducen la reflexión a costa de incrementar las pérdidas óhmicas, priorizando configuraciones con baja IL y un comportamiento robusto frente a tolerancias.

6.2 INCLUSIÓN DEL FACTOR DE CALIDAD FINITO EN LA EXPLORACIÓN DE TOPOLOGÍAS

La herramienta de exploración descrita en la sección 4.1 genera la matriz ABCD de cada elemento a partir de su impedancia ideal, que en el caso de un inductor es $Z = j\omega L$ y en el de un condensador $Z = 1/(j\omega C)$. Para incorporar las pérdidas óhmicas se han sustituido estas impedancias reactivas puras por la impedancia compleja del modelo no ideal introducido en la sección 3.4, ignorando los demás parásitos de los componentes y centrándonos en las pérdidas resistivas se obtiene la impedancia de la ecuación (6.1):

$$Z(\omega) = R_s(\omega) + jX(\omega) \quad (6.1)$$

Este modelo se aplica tanto a inductores como a condensadores. En los condensadores, la resistencia serie asociada es muy pequeña en la banda de 6.5–11.5 MHz y su contribución a las pérdidas es despreciable. En cambio, la $R_s(\omega)$ de los inductores domina el comportamiento no ideal de la red. La Figura 6-1 ilustra como cada elemento ideal se reemplaza por una rama de impedancia compleja $Z(\omega)$, que es la que se utiliza para generar la matriz ABCD según las expresiones de la sección 3.2 para una impedancia arbitraria en serie o en derivación.

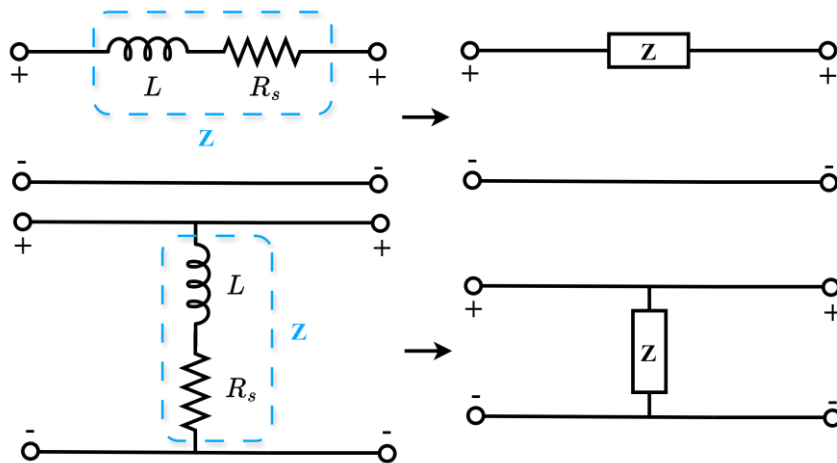


Figura 6-1: Elementos concentrados con factor de calidad.

A partir de la definición del factor de calidad de la ecuación (3.26), ($Q = X/R_s$), y de la reactancia del inductor $X_L = \omega L$, se obtiene la resistencia serie:

$$R_s(\omega) = \frac{\omega L}{Q(\omega)} \quad (6.2)$$

El factor de calidad no es constante en la banda. Como se mostró en la sección 3.4.3, $Q(f)$ presenta una característica en forma de campana con un máximo fuera de la banda de operación del SRS para la mayoría de los inductores comerciales. En el intervalo de 6.5 a 11.5 MHz el dispositivo opera en el flanco ascendente de dicha campana, donde la resistencia en continua domina y la reactancia crece linealmente con la frecuencia. En esta región, $Q = \omega L/R_s$ aumenta aproximadamente de forma lineal, por lo que emplear el Q factor como un valor constante en un ancho de banda del 55.6% aumenta el error que se comete respecto a la implementación final de la red.

Para capturar esta variación con la frecuencia, se ha decidido modelar el factor de calidad mediante un ajuste lineal de primer orden sobre la banda, empleando los valores de Q extraídos del datasheet del componente en dos frecuencias de referencia f_1 y f_2 . La expresión del factor de calidad con el modelo lineal se muestra en la ecuación (6.3),(6.4):

$$Q(f) = Q(f_1) + m (f - f_1) \quad (6.3)$$

$$m = \frac{Q(f_2) - Q(f_1)}{f_2 - f_1} \quad (6.4)$$

con pendiente $m > 0$ por situarse en el flanco ascendente de la campana. La pendiente y el valor de referencia se extraen de la curva de Q frente a frecuencia del componente comercial, mostrada para las tecnologías evaluadas en la sección 3.4.4.

Sustituyendo este modelo en la ecuación (6.2) se obtiene la resistencia serie en cada punto del vector de frecuencias, y con ella la impedancia compleja de cada inductor, según la ecuación (6.1). A partir de esta impedancia se generan las matrices ABCD de los elementos según las definiciones de la sección 3.2. Para los elementos en serie, se obtiene la matriz ABCD según indica la ecuación (6.5):

$$\begin{bmatrix} 1 & Z(\omega) \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (6.5)$$

La ABCD de los elementos en derivación se calcula según la ecuación (6.6):

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1/Z(\omega) & 1 \end{bmatrix} \quad (6.6)$$

El resto del flujo de optimización se mantiene igual al descrito en la sección 4.1. La matriz ABCD equivalente de la red se obtiene como el producto en cascada de las matrices de sus elementos, se carga con la impedancia de la antena y se calculan la impedancia de entrada y el coeficiente de reflexión mediante las ecuaciones (4.2) y (4.3). La diferencia es que ahora la matriz incorpora las pérdidas de los elementos pasivos a través de $R_s(\omega)$, lo que permite evaluar el parámetro de transmisión S_{21} y, con él, las pérdidas de inserción reales de cada topología. Esta magnitud es la que interviene en la penalización de la función de coste que se detalla en el siguiente apartado.

6.3 MODIFICACIÓN DE LA FUNCIÓN DE COSTE PARA LA RED DE ADAPTACIÓN DE MÍNIMAS PÉRDIDAS DE INSERCIÓN

La inclusión del factor de calidad finito en los elementos pasivos permite evaluar las pérdidas de inserción reales de cada topología a través del parámetro de transmisión S_{21} . Como se explicó en la sección 6.1, la función de coste basada únicamente en $|\Gamma_{in}|$ deja de ser adecuada cuando los elementos presentan pérdidas, ya que el optimizador intenta reducir la reflexión disipando potencia en las resistencias serie en lugar de transferirla al dipolo, es decir, mejorando la adaptación a costa de incluir elementos con muchas pérdidas. Para evitar este comportamiento, se modifica la función de coste añadiendo un término de penalización que favorece las soluciones con menores pérdidas de inserción en toda la banda, de modo que las configuraciones con baja transferencia de energía entre el HPA y la antena quedan automáticamente penalizadas. La función de coste empleada en la exploración de topologías para el HPA de E-mode GaN se muestra a continuación en la ecuación (6.7):

$$J(X_0) = \sum_{f=1}^{NN_{freq}} w_f \cdot |\Gamma_{in}(X_0, f)|^2 + \lambda \sum_{f=1}^{N_{freq}} w_f [\max(0, IL(X_0, f) - IL_{max})]^2 \quad (6.7)$$

El operador $\max(0, \cdot)$ se introduce para que la penalización actúe únicamente cuando las pérdidas de inserción superan el umbral fijado en $IL_{max} = 2$ dB. Si en un punto de frecuencia dado se cumple $IL(X_0, f) \leq 2$ dB, la expresión $(IL(X_0, f) - IL_{max})$ es negativa y el máximo devuelve cero, de modo que ese punto no contribuye al coste. En cambio, cuando $IL(X_0, f) > 2$ dB, el operador $\max(0, \cdot)$ devuelve exactamente el exceso sobre la cota establecida, y es esa diferencia la que se penaliza. De este modo, la penalización solo actúa en los puntos en los que no se cumple la especificación de IL y se cuantifica en qué medida se supera esa cota. Elevando dicha diferencia al cuadrado, los incumplimientos mayores contribuyen más al coste que los cercanos al límite: una red con 4 dB de pérdidas de inserción recibe una penalización muy superior a otra con 2.2 dB. El parámetro λ fija el compromiso entre adaptación y pérdidas, determinando cuánto peso tiene la penalización respecto al término de $|\Gamma_{in}(X_0, f)|^2$, con λ elevado se prioriza limitar la IL, mientras que valores menores permiten aceptar mayores pérdidas a cambio de mejorar la adaptación.

Con esta formulación, el optimizador ya no puede explotar las pérdidas internas de los elementos para mejorar la adaptación a costa de aumentar las pérdidas de inserción. Cada elemento adicional incrementa la IL, activa la penalización y empeora el coste total, lo que explica el reordenamiento de topologías observado en los resultados que se mostrarán en la siguiente sección: las redes con más elementos dejan de ser nominalmente óptimas cuando se consideran las pérdidas reales y la penalización asociada. Esta función de coste es la que se emplea en la evaluación y comparación de las topologías en las secciones siguientes.

6.4 DISEÑO DE LA RED DE ADAPTACIÓN CON ELEMENTOS CON Q FINITO

En este apartado se presentan los resultados de la optimización basada en la función de coste definida en la sección 6.3, cuyo objetivo es minimizar las pérdidas de inserción manteniendo un nivel de adaptación adecuado para el dipolo de 16 m cuando el HPA emplea tecnología E-mode GaN. El peso de la penalización se fija en $\lambda = 0.7$, valor que prioriza las soluciones de mínima pérdida frente a la adaptación. Para cada familia de 2, 3 y 4 elementos se selecciona la topología de menor coste, lo que permite analizar simultáneamente la evolución del coste nominal y el efecto acumulativo de las tolerancias.

Dado que los tres prototipos se fabrican, los valores óptimos se redondean al componente comercial más cercano. Este redondeo explica que en el boxplot aparezcan realizaciones con un coste inferior al nominal: al perder optimalidad en el proceso del redondeo, algunas perturbaciones del Monte Carlo desplazan los valores de los componentes más cerca del óptimo teórico que el propio valor redondeado. En las capacidades, para aproximar mejor el resultado de la optimización, se combinan dos condensadores en paralelo cuando ha sido necesario.

A continuación, se muestran los esquemáticos de las topologías seleccionadas:

La Figura 6-2 muestra la red de adaptación de dos elementos con un coste asociado de $J_0 = 0.3401$. Esta implementa un filtro paso alto de dos elementos, consistente en una capacidad serie y una bobina en derivación.

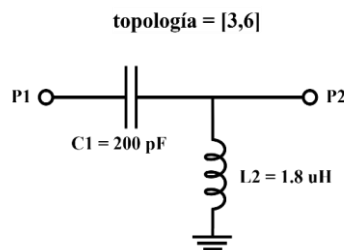


Figura 6-2: Esquemático de la red de adaptación de 2 elementos para HPA con tecnología E-mode GaN.

La Figura 6-3 muestra la red de adaptación de tres elementos con un coste asociado de $J_0 = 0.3415$. Esta presenta una topología similar a la de dos elementos, con la diferencia de que incluye una capacidad en derivación a la entrada.

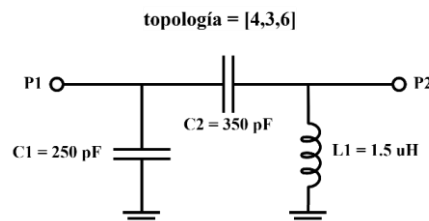


Figura 6-3: Esquemático de la red de adaptación de 3 elementos para HPA con tecnología E-mode GaN.

A continuación, en la Figura 6-4 se observa la solución de cuatro elementos con un coste asociado de $J_0 = 0.3491$. Esta presenta un inductor más que la topología de tres elementos ubicada entre la primera capacidad en derivación y la capacidad en serie.

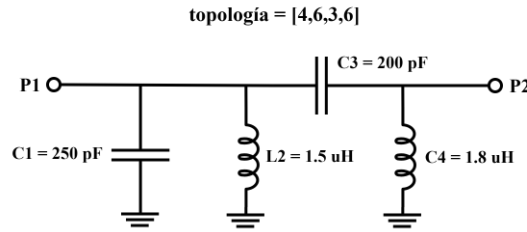


Figura 6-4: Esquemático de la red de adaptación de 4 elementos para HPA con tecnología E-mode GaN.

Una vez identificadas las tres topologías con menor coste durante la fase de optimización, resulta necesario evaluar su sensibilidad frente a las tolerancias de los componentes con el objetivo de acotar la respuesta que se espera obtener en la medida. Aunque el algoritmo de exploración de topologías permite ordenar las redes de adaptación en función de su coste nominal, este criterio por sí solo no proporciona información acerca de la robustez de cada solución frente a las desviaciones en el valor nominal que presentan los componentes comerciales.

Para ello, las tres topologías seleccionadas se han evaluado mediante el script de análisis de robustez descrito en la sección 4.2. El estudio se ha realizado mediante una simulación Monte Carlo con $N = 1000$ realizaciones, en las que los valores nominales de inductancias y capacidades obtenidos en la optimización se han perturbado aleatoriamente dentro de los márgenes de tolerancia especificados. Para cada realización se recalcula la función de coste, obteniendo así una distribución estadística del coste que permite cuantificar la sensibilidad de cada topología frente a variaciones en los componentes.

A partir de las distribuciones de coste obtenidas se han calculado las métricas estadísticas mencionadas en la sección 4.2, resumidas en la Tabla 6. En ella se muestra el coste nominal (J_0), el coste medio (μ_J) obtenido tras las realizaciones Monte Carlo, la desviación estándar (σ_J) y la desviación estándar ($\overline{\sigma_J}$) empleado como métrica de robustez al representar la dispersión del coste normalizada respecto a su valor nominal.

Topología	J_0	μ_J	σ_J	$\overline{\sigma_J}$
[3,6]	0.3401	0.3471	0.0082	0.0241
[4,3,6]	0.3415	0.3506	0.0103	0.0301
[4,6,3,6]	0.3491	0.3621	0.0152	0.0436

Tabla 6: Resultados del análisis de robustez mediante Monte Carlo para las tres topologías seleccionadas.

Los resultados muestran una tendencia clara: al aumentar el número de elementos de la red de adaptación, el coste nominal aumenta. Este comportamiento contrasta con el caso ideal del capítulo 5, donde la ausencia de pérdidas permitía que las topologías más complejas alcanzaran mejores resultados nominales. En este caso, la función de coste incorpora las pérdidas de inserción, de modo que cada elemento adicional introduce una penalización asociada a su

resistencia serie equivalente. Por este motivo, la topología de dos elementos presenta el menor coste nominal ($J_0 = 0.3401$), seguida por la de tres elementos ($J_0 = 0.3415$) y, finalmente, por la de cuatro elementos ($J_0 = 0.3491$).

El incremento del coste no es uniforme y depende del tipo de elemento añadido. Entre las topologías de dos y tres elementos el coste varía muy poco, ya que el elemento incorporado es una capacidad en derivación. Las capacidades presentan una resistencia serie muy baja por lo que las pérdidas son prácticamente despreciables a la frecuencia de operación, por lo que afectan sobre todo al término de adaptación y muy poco al término de pérdidas de inserción de la función de coste. Esto explica que el coste nominal solo aumente de 0.3401 a 0.3415. En cambio, al pasar de tres a cuatro elementos se introduce un inductor adicional, cuyo factor de calidad es sensiblemente inferior al de las capacidades. A diferencia de la capacidad, el inductor interviene en los dos términos de la función de coste: participa en la transformación de impedancias que recoge el término de adaptación y, por su bajo factor de calidad, aporta pérdidas al término de IL. Esta doble contribución se traduce en un aumento notable del coste nominal hasta 0.3491. En la práctica, el inductor representa el elemento limitante de la topología en pérdidas y robustez.

La dispersión del coste obtenida mediante el análisis Monte Carlo sigue la misma lógica. La desviación estándar normalizada pasa de $\overline{\sigma}_J = 0.0241$ para la topología de dos elementos a $\overline{\sigma}_J = 0.0301$ para la de tres, y aumenta en mayor medida al incluir el inductor, hasta $\overline{\sigma}_J = 0.0436$ en la de cuatro. La causa es la misma que en el coste nominal: una desviación en la capacidad afecta sobre todo al término de adaptación y muy poco al de pérdidas, por su elevado factor de calidad, mientras que una desviación en el inductor se traslada a los dos términos a la vez, tanto al de adaptación como al de IL. Según este criterio, la red de dos elementos es la más robusta, seguida por la de tres, mientras que la de cuatro es claramente la más sensible frente a variaciones paramétricas.

La Figura 6-5 muestra gráficamente la distribución de costes obtenida para cada topología mediante un boxplot. Las topologías aparecen ordenadas de más robusta a menos, de izquierda a derecha respectivamente, mientras que el asterisco magenta indica el coste nominal obtenido durante la optimización.

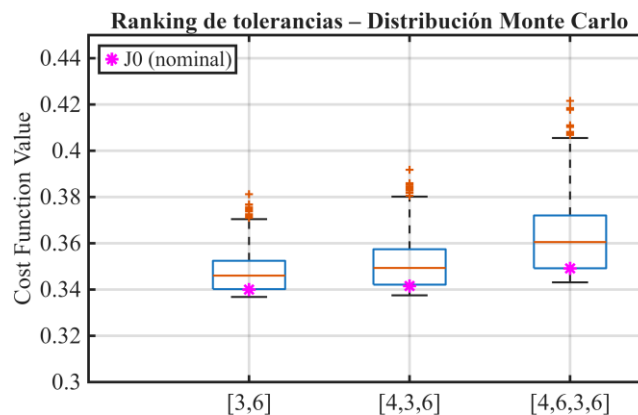


Figura 6-5: Ranking de robustez de las tres topologías de menor coste para el transistor de E-mode GaN mediante el método de Monte Carlo.

Puede observarse cómo la dispersión del coste aumenta a medida que se incrementa el número de elementos de la red. Aunque la topología de cuatro elementos proporciona el peor resultado nominal, también presenta el mayor rango intercuartílico y el mayor número de valores atípicos, reflejo de la sensibilidad introducida por el inductor adicional. Por el contrario, la topología de dos elementos muestra una distribución mucho más concentrada alrededor de su valor nominal, lo que indica un comportamiento más estable frente a desviaciones en los valores de los componentes.

En conjunto, los resultados muestran que el compromiso entre adaptación y robustez propio del caso ideal desaparece al considerar las pérdidas. Las topologías más complejas disponen de más grados de libertad y, en ausencia de pérdidas, permitirían aproximar mejor la transformación de impedancias, como se vio en el capítulo 5. Sin embargo, cuando se consideran las pérdidas y las tolerancias de los componentes, esa ventaja se anula: la red de dos elementos presenta a la vez el menor coste nominal y la mayor robustez, por lo que no existe incentivo para aumentar el número de elementos. En consecuencia, la selección final de la red de adaptación no debe basarse únicamente en el coste nominal alcanzado durante la optimización, sino también en la estabilidad de su comportamiento bajo condiciones reales de fabricación y operación.

6.5 FABRICACIÓN DE LA RED DE ADAPTACIÓN PARA E-MODE GAN CON ELEMENTOS REALES

En este apartado se muestra la fabricación de las tres redes de adaptación seleccionadas en la sección 6.4. La fabricación de las tres redes se ha hecho sobre el sustrato ROGERS RO4003C de 1.52 mm empleado en el diseño de la red de adaptación de 7 elementos fabricada en la sección 5.3. Este sustrato fue seleccionado debido a sus bajas pérdidas dieléctricas y su rigidez mecánica. El diseño de las tres redes de adaptación en ADS supone un proceso trivial, puesto que, a 9 MHz, la longitud eléctrica de las líneas necesarias para conectar los elementos concentrados supone una fracción muy pequeña de la longitud de onda, con lo que la transformación de la impedancia de la antena no sufre prácticamente degradación respecto a la simulación con conexiones eléctricas ideales.

6.5.1 Fabricación de la red de adaptación de 2 elementos

A continuación, en la Figura 6-6 se muestra el layout de la red de adaptación de dos elementos, en la que se observa una capacidad serie de un tamaño reducido en comparación con la bobina conectada en derivación.

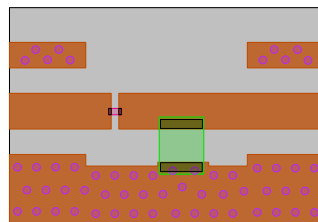


Figura 6-6: Layout de la red de adaptación de 2 elementos.

El diseño del layout se reduce a conectar dos puertos SMA mediante una línea microstrip en la que se dejan gaps para soldar los componentes en serie, mientras que una isla de masa situada al sur de la placa sirve para conectar los pads de los elementos en derivación. Las pistas cortas ubicadas en los extremos norte de la placa permiten soldar las patillas del conector SMA, proporcionando tanto una conexión estable a masa como una mejor fijación mecánica del conector. Las dimensiones resultantes de la placa son de 18×27 mm, notablemente más compactas que las placas de 45×67 mm obtenidas en la solución de siete elementos para el transistor GaN clásico, lo que evidencia la ventaja en términos de integración que ofrece la tecnología E-mode GaN al permitir relajar la especificación de adaptación. En la Figura 6-7 se muestra la placa fabricada, conectorizada y con los componentes soldados.

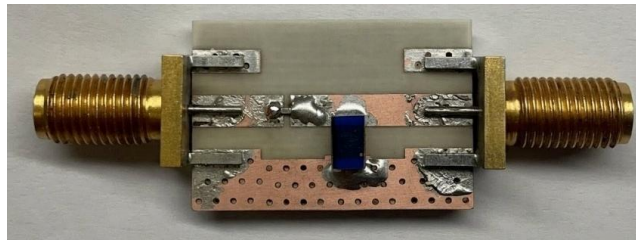


Figura 6-7: Prototipo fabricado de la red de adaptación de 2 elementos.

Una vez fabricado el prototipo, se ha procedido a medir la red de adaptación mediante un analizador vectorial de redes (VNA). Al igual que en las medidas realizadas en la sección 5.3, no se ha realizado ninguna compensación de los conectores SMA mediante calibración, dado que su contribución a la desadaptación y pérdidas es despreciable en la banda de interés. En la Figura 6-8 se muestra la comparativa entre la respuesta simulada electromagnéticamente y la medida del prototipo, junto con la nube de realizaciones del método de Monte Carlo, que permite evaluar si las posibles discrepancias entre ambas trazas quedan justificadas por las tolerancias de los componentes o por el contrario existe algún fenómeno que no se haya contemplado en simulación.

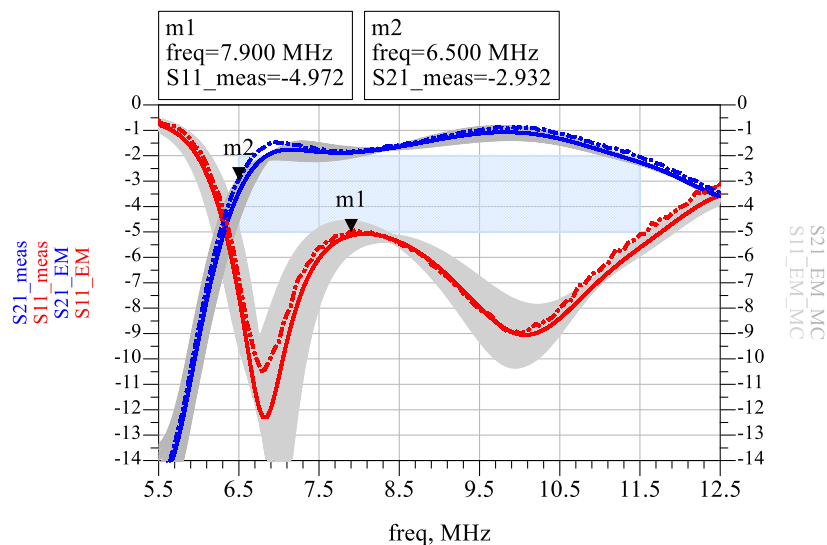


Figura 6-8: Comparativa entre la medida y la simulación en parámetros S del prototipo de 2 elementos.

La respuesta en parámetros S de la red de 2 elementos mostrada en la Figura 6-8 presenta una buena concordancia entre la medida y la simulación. Se puede observar cómo las pérdidas de inserción (trazas azules: sólida la simulación EM, punteada la medida) se mantienen por debajo de 2 dB en la mayor parte de la banda, a excepción de los extremos, donde aumentan hasta alcanzar los 3 dB en el extremo inferior de la banda. Comparando con la red de 7 elementos implementada con inductores de núcleo de aire, esta solución presenta una mejora de aproximadamente 1 dB de pérdidas de inserción en el centro de la banda y de hasta 2 dB en el extremo inferior.

En términos de pérdidas de retorno (trazas rojas), los puntos más críticos se encuentran en los extremos de la banda y alrededor de 7.9 MHz, donde se obtiene un valor mínimo de 5 dB. Este nivel de adaptación es aceptable para un diseño orientado a transistores E-mode GaN, cuya elevada tensión de ruptura del drenador permite tolerar un mayor nivel de potencia reflejada sin comprometer la integridad del dispositivo. A diferencia de la red diseñada para el GaN clásico, esta red no incorpora un atenuador a la entrada, lo que explica tanto la mejora en pérdidas de inserción como el nivel de adaptación más relajado, priorizando la máxima transferencia de potencia hacia la antena.

6.5.2 Fabricación de la red de adaptación de 3 elementos

En la Figura 6-9 se muestra el layout de la red de adaptación de 3 elementos, el layout es prácticamente idéntico a la red de dos elementos con la diferencia de la capacidad soldada en derivación a la entrada de la estructura.

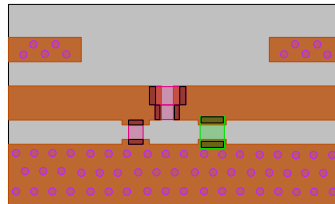


Figura 6-9: Layout de la red de adaptación de 3 elementos.

El prototipo fabricado y conectorizado se muestra en la Figura 6-10. Dado que el elemento añadido respecto a la red de 2 elementos es una capacidad en derivación, no se espera observar una variación significativa en las pérdidas de inserción de la red. Esto se debe a que, a 9 MHz, las capacidades presentan pérdidas dieléctricas muy reducidas y, por tanto, un factor de calidad elevado, de modo que su contribución a las pérdidas óhmicas totales de la red es prácticamente despreciable.

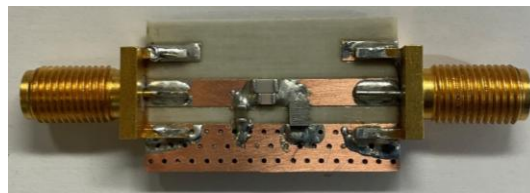


Figura 6-10: Prototipo fabricado de la red de adaptación de 3 elementos.

Una vez fabricado el prototipo, se ha procedido a medir la red mediante el VNA siguiendo el mismo procedimiento empleado en las medidas anteriores. En la Figura 6-11 se muestra la comparativa entre la respuesta simulada electromagnéticamente y la medida del prototipo, junto con la nube de realizaciones del método de Monte Carlo.

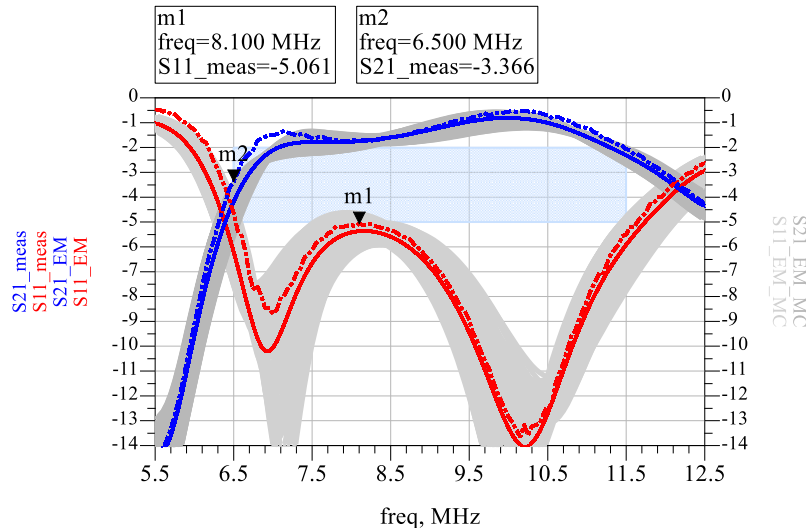


Figura 6-11: Comparativa entre la medida y la simulación en parámetros S del prototipo de 3 elementos.

Se puede observar en la Figura 6-11 cómo las pérdidas de retorno (trazas rojas) permanecen por encima de 5 dB en el centro de la banda, un comportamiento similar al observado en la red de 2 elementos. En cuanto a las pérdidas de inserción (trazas azules), se mantienen por debajo de 2 dB en la mayor parte de la banda, aumentando hasta 3.3 dB en el extremo inferior. En esta zona, la medida (traza azul punteada) presenta pérdidas inferiores a la simulación (traza azul sólida) y al Monte Carlo (trazas grises), lo que indica que el modelo de los inductores extraído mediante el test fixture sobreestima ligeramente las pérdidas reales del componente debido a las pérdidas asociadas a las líneas del propio fixture, tal y como ya se había observado en el capítulo 5, este efecto es más notorio en la zona de transición de la banda como ya se explicó en la sección 3.4.5.

Por lo demás, la red presenta un comportamiento en parámetros S relativamente similar al de la red de 2 elementos. La diferencia más notable se aprecia en el ancho de la nube de realizaciones de Monte Carlo (nube gris), mayor en esta topología, lo que indica una menor robustez frente a variaciones en los valores de los componentes. Este comportamiento era de esperar, ya que el estudio de robustez mostrado en el boxplot de la Figura 6-5 ya permitía anticipar que la incorporación de la capacidad en derivación apenas modifica el coste nominal, por su elevado factor de calidad y sus pérdidas reducidas, pero introduce un grado de libertad adicional con su propia tolerancia, lo que aumenta ligeramente la dispersión del coste, manifestada en un rango intercuartílico más amplio y por tanto una nube de realizaciones de Monte Carlo (trazas grises) más amplia que la de la Figura 6-8.

6.5.3 Fabricación de la red de adaptación de 4 elementos

En la Figura 6-12 se muestra el layout de la red de adaptación de 4 elementos. Respecto a la topología anterior, esta incorpora un inductor adicional en serie, por lo que se espera un incremento en las pérdidas de inserción respecto a las redes de 2 y 3 elementos, dado que el inductor es el elemento que mayor contribución óhmica introduce en la red a estas frecuencias.

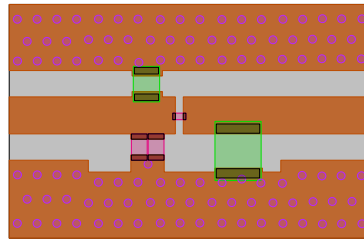


Figura 6-12: Layout de la red de adaptación de 4 elementos.

El prototipo fabricado y conectorizado se muestra en la Figura 6-13. En ella se observan los inductores en derivación con una capacidad de un tamaño reducido conectada entre los inductores. Se ha decidido añadir un segundo plano de masa al norte de la placa con el objetivo de reducir la longitud de las líneas de conexión en el camino serie, ya que este contribuye directamente a las pérdidas de inserción.

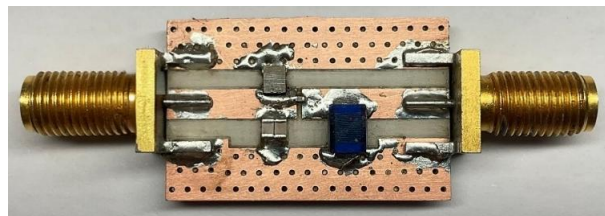


Figura 6-13: Prototipo fabricado de la red de adaptación de 4 elementos.

Una vez fabricado el prototipo, se ha procedido a medir la red mediante el VNA siguiendo el mismo procedimiento empleado en las medidas anteriores. En la Figura 6-14 se muestra la comparativa entre la respuesta simulada electromagnéticamente y la medida del prototipo, junto con la nube de realizaciones del método de Monte Carlo.

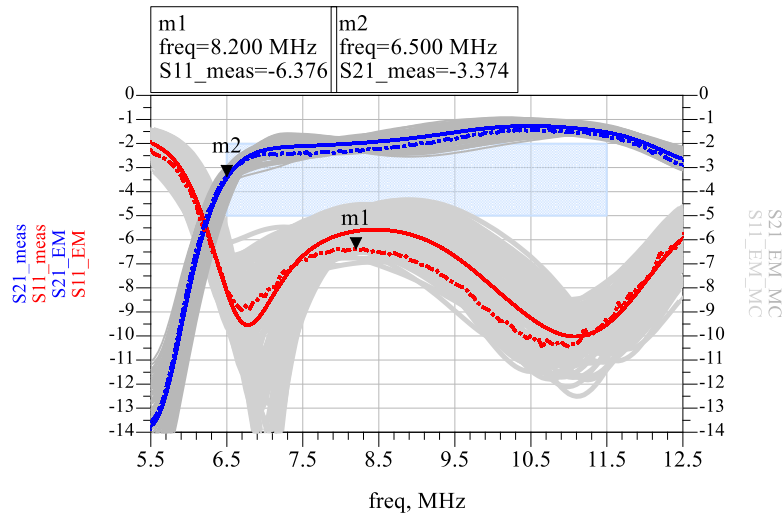


Figura 6-14: Comparativa entre la medida y la simulación en parámetros S del prototipo de 4 elementos.

La Figura 6-14 muestra que las pérdidas de inserción (trazas azules) de la red de 4 elementos son notablemente superiores a las de las topologías anteriores. Esto se debe a la presencia de dos inductores en la red, cuyos factores de calidad limitados introducen pérdidas óhmicas significativas. El efecto es especialmente visible en la traza de S_{21} (azul): el redondeo de la banda inferior se acentúa progresivamente a medida que se añaden elementos inductivos a la red, de modo que en esta topología las pérdidas de inserción superan los 2 dB en el primer tramo de la banda, hasta aproximadamente 7.5 MHz. Por encima de esa frecuencia, en cambio, la especificación de $IL \leq 2 \text{ dB}$ sí se cumple. En cuanto a la adaptación, las pérdidas de retorno (trazas rojas) se mantienen por encima de 6 dB en toda la banda, un nivel ligeramente superior al de las redes de 2 y 3 elementos gracias al grado de libertad que aporta el inductor adicional. No obstante, bajo el criterio de diseño adoptado, que prioriza las pérdidas de inserción, esta mejora de adaptación no compensa la degradación del S_{21} que introduce ese mismo inductor, de modo que la red de 4 elementos resulta la menos adecuada de las tres pese a su mejor adaptación. Por último, la nube de realizaciones del método de Monte Carlo (nube gris) presenta una dispersión más amplia que en las topologías anteriores, reflejo directo del mayor número de elementos y del consiguiente incremento de la sensibilidad frente a variaciones en los valores nominales de los componentes.

6.6 RESULTADOS

En este apartado se comparan los tres prototipos fabricados y se selecciona la red de adaptación final. A diferencia del caso GaN convencional, donde la especificación de pérdidas de retorno imponía una adaptación estricta en toda la banda, aquí el criterio prioriza las pérdidas de inserción y penaliza las soluciones cuyo S_{21} se degrada por encima del umbral, lo que favorece redes con pocos elementos y, por tanto, con menores pérdidas. La Figura 6-15 presenta la comparativa en parámetros S de las medidas de los tres prototipos.

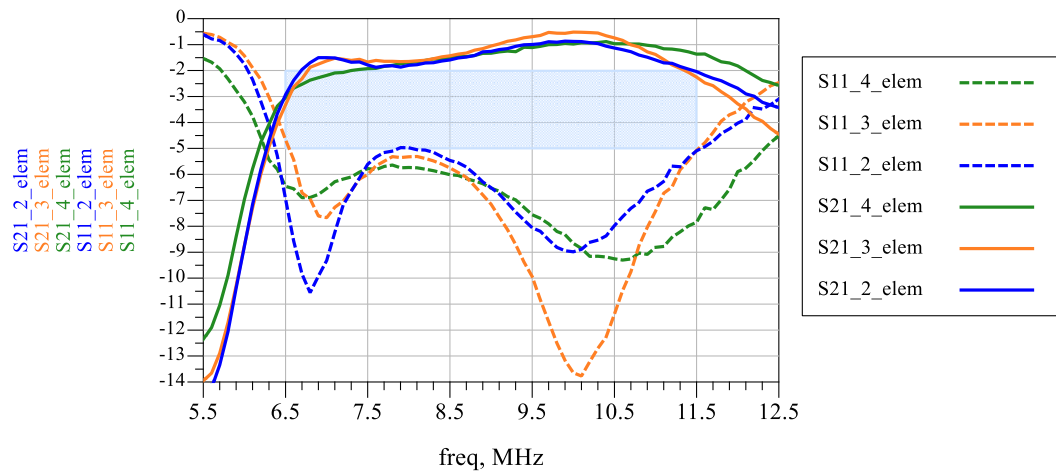


Figura 6-15: Comparativa en parámetros S de las medidas de las redes de 2,3 y 4 elementos.

La red de dos elementos mantiene unas pérdidas de retorno en torno a 5 dB en toda la banda (traza azul punteada). En el extremo inferior, alrededor de 6.5 MHz, su traza de S_{21} (traza azul sólida) es la que presenta un menor recorte de las tres, de modo que es la que conserva un mayor ancho de banda efectivo en el margen frecuencial de operación. La red de tres elementos presenta unas pérdidas de inserción (traza naranja sólida) muy similares a las de la red de dos, si bien en los extremos de la banda, en torno a 6.5 MHz y 11.5 MHz, queda ligeramente por debajo de la de dos elementos, lo que refleja unas pérdidas ligeramente superiores. La red de cuatro elementos muestra un redondeo más pronunciado de su S_{21} (traza verde sólida) en el primer tramo de la banda, hasta aproximadamente 7.5 MHz, debido al inductor adicional. En pérdidas de retorno, en cambio, la red de cuatro elementos presenta la respuesta más plana de las tres (traza verde punteada), aunque esa mejora en la adaptación se obtiene a costa de ese mayor redondeo de las pérdidas de inserción en la banda baja.

El paso de dos a tres elementos no varía significativamente las pérdidas de inserción, ya que el elemento añadido es una capacidad en derivación de elevado factor de calidad. Al pasar a cuatro elementos se introduce un inductor de factor de calidad bajo, que incrementa las pérdidas en la mitad inferior de la banda hasta superar el límite de 2 dB durante aproximadamente 1 MHz de la banda de operación. El inductor es, por tanto, el elemento que determina las pérdidas de la red.

El comportamiento frente a tolerancias refuerza esta misma lectura. Aunque en la Figura 6-15 no se representan las realizaciones del método de Monte Carlo, el estudio de robustez de la

sección 6.4 y las simulaciones de las nubes de Montecarlo para cada red muestran que la dispersión del coste aumenta con el número de elementos, ya que cada elemento adicional introduce una nueva fuente de incertidumbre. A diferencia del caso ideal del capítulo 5, donde aumentar el número de elementos mejoraba la adaptación a costa de la robustez, al contabilizar las pérdidas reales ese compromiso desaparece: la red de dos elementos es, además de presentar las menores pérdidas, la más robusta frente a desviaciones.

Cuando se emplean dispositivos E-mode GaN, su elevada tensión de ruptura proporciona un margen considerable frente a las desadaptaciones de la antena, por lo que ya no es imprescindible imponer pérdidas de retorno extremadamente bajas y el criterio puede desplazarse hacia la minimización de las pérdidas de inserción. Desde un punto de vista práctico, esto permite redes más simples, que reducen el número de componentes, las pérdidas óhmicas acumuladas y las dimensiones de la placa, y presentan un comportamiento más predecible frente a desviaciones de fabricación o a efectos térmicos, algo especialmente relevante en una aplicación espacial.

Por estos motivos se selecciona la topología de dos elementos como solución final, ya que reúne el menor coste nominal escogiendo (para $\lambda = 0.7$), las menores pérdidas de inserción y la mayor robustez de las tres alternativas, además de la implementación más compacta. Los resultados confirman que la tecnología E-mode GaN permite desplazar el diseño desde una filosofía centrada en la adaptación hacia una estrategia orientada a la eficiencia y la robustez global del sistema.

7 CONCLUSIONES Y TRABAJO FUTURO

7.1 CONCLUSIONES

En la obtención de mapas topográficos del subsuelo, la profundidad de penetración y la resolución en rango son dos métricas determinantes. La primera está ligada a la potencia que se radia hacia el subsuelo y a las pérdidas del medio, mientras que la segunda mejora al aumentar el ancho de banda efectivo de la señal transmitida. Ambas se ven directamente influidas por el comportamiento de la red de adaptación, que se sitúa entre el amplificador de potencia y la antena dentro de la cadena de transmisión, de modo que sus limitaciones repercuten sobre la penetración y la resolución que finalmente alcanza el radar.

El diseño basado en GaN HEMT convencional, desarrollado en el capítulo 5, parte de una especificación de adaptación exigente, $RL \geq 10$ dB en toda la banda, ya que la baja tensión de ruptura del transistor obliga a protegerlo frente a las reflexiones de la antena. Dado que la cota máxima de adaptación que puede alcanzar una red sin pérdidas se sitúa en torno a 6.8 dB para un ancho de banda del 55.6%, se ha optado por incorporar un atenuador resistivo a la entrada, ya que el diseño de un circulador de tres puertos que derive las reflexiones hacia una carga resulta impráctico para un ancho de banda tan grande. Esta especificación conduce además a topologías con un número elevado de elementos, en este caso de siete. Una de las dificultades centrales del trabajo ha sido la adaptación en banda ancha a una frecuencia tan baja como 9 MHz, donde los inductores SMD con núcleo de ferrita presentan un factor de calidad reducido por las pérdidas del núcleo y por la limitada sección del conductor. Por este motivo, la mejor candidata ha resultado ser la red con inductores de núcleo de aire de Coilcraft en disposición ortogonal, en los que la ausencia de núcleo magnético elimina sus pérdidas asociadas y el mayor grosor del conductor aumenta la sección efectiva por la que circula la corriente, reduciendo el efecto pelicular y, con ello, la resistencia serie equivalente. El inconveniente de estos inductores es que no disponen de shielding, lo que ha condicionado el diseño de la placa final debido a los acoplamientos magnéticos que aparecen entre ellos.

Con esta implementación se ha obtenido un nivel de adaptación de 9.11 dB, que no llega a cumplir el objetivo de 10 dB, junto con un redondeo de la banda en su extremo inferior, donde las pérdidas de inserción alcanzan 5.45 dB. Estas dos métricas condicionan al radar de forma directa: las pérdidas de inserción reducen la potencia radiada y, por tanto, la profundidad de penetración, mientras que el redondeo recorta el ancho de banda efectivo y empeora la resolución en rango, ya que las frecuencias atenuadas dejan de aportar un retorno detectable. En este caso, el redondeo se extiende unos 1.5 MHz, lo que equivale al 30% de los 5 MHz de banda y supone, por tanto, una reducción significativa del ancho de banda disponible para el procesamiento del radar. El tamaño final de esta placa es de 45×67 mm, notablemente mayor que el del diseño con E-mode debido al número de elementos y al volumen de los inductores de núcleo de aire.

En el diseño basado en E-mode GaN, tratado en el capítulo 6, la elevada tensión de ruptura de esta tecnología, del orden de 600 a 650 V, proporciona una gran robustez frente a las

desadaptaciones en el plano de la carga, lo que permite relajar la especificación de adaptación y centrar el diseño en reducir las pérdidas de inserción. Con este criterio, la red de dos elementos ofrece la mejor solución. Sus pérdidas de inserción se mantienen por debajo de 2 dB en la mayor parte de la banda, salvo en los 0.5 MHz del extremo inferior, donde el redondeo las eleva hasta 2.93 dB, por lo que tampoco se cumple de forma estricta el objetivo de $IL \leq 2$ dB en todo el margen frecuencial. Aun así, este redondeo de 0.5 MHz representa solo el 10% de la banda, frente al 30% del diseño con GaN convencional, de modo que el ancho de banda disponible para el procesado del radar apenas se ve afectado y la resolución en rango se mantiene próxima a la nominal. Esta red conserva además una adaptación en torno a 5 dB, suficiente para proteger el transistor gracias al margen que aporta la tecnología, y es la topología más robusta frente a las desviaciones de los componentes, al estar compuesta por menos elementos. A ello se añade su menor tamaño, ya que la placa fabricada mide 18×27 mm y, ajustando los conectores y la geometría, resulta viable una implementación del orden de $1 \text{ cm} \times 1 \text{ cm}$.

Más allá de las dos redes diseñadas, este trabajo ha permitido extender el software de exploración de topologías para incorporar el factor de calidad finito de los componentes y una función de coste sensible a las pérdidas de inserción. Esta extensión se ha validado experimentalmente, ya que las medidas de los tres prototipos de E-mode GaN reproducen tanto la respuesta predicha por el modelo de Q finito como la ordenación de topologías que impone la nueva función de coste, confirmando que el modelo de pérdidas y la penalización incorporados describen correctamente el comportamiento real de las redes. A ello se suma el desarrollo y la validación de una metodología de análisis de robustez basada en el método de Monte Carlo, y un análisis de las limitaciones de la adaptación de banda ancha a baja frecuencia, donde el factor de calidad finito de los componentes y el límite de Bode-Fano determinan el compromiso alcanzable entre adaptación y pérdidas. La conclusión principal es que una decisión como la tecnología del amplificador no se limita a esa etapa, sino que condiciona la filosofía de diseño de los elementos posteriores de la cadena. Elegir E-mode GaN permite pasar de un enfoque centrado en minimizar la reflexión, pensado para proteger un transistor poco robusto, a otro orientado a minimizar las pérdidas y a maximizar la robustez, lo que repercute finalmente en las prestaciones globales del SRS.

7.2 TRABAJO FUTURO

El presente trabajo constituye la validación de una metodología de diseño de redes de adaptación aplicada a la instrumentación de espacio, empleada en la fabricación de un prototipo preliminar. Las redes obtenidas demuestran la viabilidad del enfoque, pero su paso a un prototipo final, cualificable para una misión espacial, requiere completar varias líneas de trabajo, tanto en el refinamiento del propio diseño como en su validación bajo las condiciones reales de operación y del entorno de lanzamiento. En concreto, se proponen las siguientes líneas:

- **Fine tuning de los elementos.** Ajuste de los valores de los elementos de las redes obtenidas hasta alcanzar una respuesta que cumpla la especificación de $RL \geq 10 \text{ dB}$ en toda la banda, en el caso de la red para el GaN HEMT.
- **Fabricación de inductores a medida.** Estudio del devanado propio de inductores de núcleo de aire, que permitiría disponer de valores de inductancia no comerciales y ajustarse con precisión a los valores óptimos obtenidos en la exploración de topologías, contribuyendo así a reducir el error introducido al redondear los componentes ideales obtenidos en el software.
- **Implementación de una biblioteca de elementos comerciales.** Con el objetivo de simplificar el proceso de exploración y de fabricación del prototipo, se pretende implementar en el software una librería de elementos concentrados a partir de los ficheros *.s2p* proporcionados por los fabricantes de SMDs de modo que la optimización trabaje directamente con elementos comerciales.
- **Pruebas en potencia.** Ensayos a 200 W en modo pulsado respetando el duty cycle del SRS, ya que la caracterización se ha realizado con un VNA en pequeña señal, con lo que no se han tenido en cuenta los *maximum ratings* de potencia de los componentes.
- **Validación del conjunto HPA y red.** Medida del sistema formado por el amplificador y la red de adaptación, ambos conectorizados, junto con el modelo de la antena en elementos concentrados, estudiando las fluctuaciones de la tensión en el drenador del transistor y verificando que se mantienen dentro de los márgenes de seguridad exigidos en aplicaciones de espacio.
- **Estudio térmico.** Análisis del comportamiento térmico de la red bajo la operación pulsada del radar, prestando especial atención a la disipación en los componentes, en particular en la ESR de los inductores.
- **Estudio de vibraciones.** Ensayos mecánicos de vibración, necesarios para garantizar la supervivencia del prototipo frente a los estreses mecánicos asociados al lanzamiento de un satélite.

- **Cumplimiento de normativas espaciales.** La transición del prototipo preliminar a un modelo apto para vuelo requiere garantizar el cumplimiento de las normativas aplicables al diseño de instrumentación RF en misiones espaciales. En particular, la red de adaptación debe ajustarse a los estándares ECSS-E-ST-20C de compatibilidad electromagnética, que condicionan la disposición física del circuito y el control de emisiones; a ECSS-Q-ST-60C, que regula la selección y cualificación de componentes eléctricos y justifica el análisis del factor de calidad finito y la ESR; y a ECSS-E-ST-31C, que establece los requisitos térmicos que motivan el estudio del comportamiento bajo operación pulsada. Asimismo, los procesos de fabricación deben cumplir ECSS-Q-ST-70C, y la operación en la banda de 6.5–11.5 MHz debe respetar las ITU Radio Regulations para servicios espaciales. Estas normativas constituyen el marco regulador que debe considerarse en el desarrollo de un modelo cualificable para vuelo.

En conjunto, estas líneas de trabajo trazan el camino que separa el prototipo preliminar desarrollado en este trabajo de un modelo apto para vuelo. La aportación principal no reside únicamente en las redes fabricadas, sino en la validación y extensión de la metodología que las genera y evalúa, la exploración sistemática de topologías junto con el análisis de robustez mediante Monte Carlo, que constituye una herramienta capaz de simplificar el diseño final del instrumento.

BIBLIOGRAFÍA

- [1] G. Picardi, J. J. Plaut, D. Biccari, O. Bombaci, D. Calabrese, M. Cartacci, A. Cicchetti, S. M. Clifford, P. Edenhofer, W. M. Farrell, C. Federico, A. Frigeri, D. A. Gurnett, T. Hagfors, E. Heggy, A. Herique, R. L. Huff y A. B. Ivanov, «Radar Soundings of the Subsurface of Mars,» *Science*, vol. 310, nº 5756, p. 1925–1928, 2005.
- [2] G. Picardi, D. Biccari, R. Seu, J. Plaut, W. T. K. Johnson, R. L. Jordan, A. Safaeinili, D. A. Gurnett, R. Huff, R. Orosei, O. Bombaci, D. Calabrese y E. Zampolini, «MARSIS: Mars Advanced Radar for Subsurface and Ionosphere Sounding,» de *Mars Express: The Scientific Payload. ESA SP-1240*, Noordwijk, ESA Publications Division, 2004, p. 51–69.
- [3] R. Seu, R. J. Phillips, D. Biccari, R. Orosei, A. Masdea, G. Picardi, A. Safaeinili, B. A. Campbell, J. J. Plaut, L. Marinangeli, S. E. Smrekar y D. C. Nunes, «SHARAD sounding radar on the Mars Reconnaissance Orbiter,» *Journal of Geophysical Research: Planets*, vol. 112, 2007.
- [4] H. Svedhem, D. V. Titov, F. W. Taylor y O. Witasse, «Venus as a more Earth-like planet,» *Nature*, vol. 450, p. 629–632, 2007.
- [5] L. Bruzzone, F. Bovolo, S. Thakur, L. Carrer, E. Donini, C. Gerekos, S. Paterna, M. Santoni y E. Sbalchiero, «EnVision Mission to Venus: Subsurface Radar Sounding,» de *IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)*, Piscataway, NJ, 2020.
- [6] D. J. Daniels, *Ground Penetrating Radar* (2nd ed.), Londres : The Institution of Engineering and Technology (IET), 2004.
- [7] A. D. Yaghjian y S. R. Best, «Impedance, Bandwidth, and Q of Antennas,» *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 53, nº 4, p. 1298–1324, 2005.
- [8] L. Bruzzone, J. J. Plaut, G. Alberti, D. D. Blankenship, F. Bovolo, B. A. Campbell, A. Ferro, Y. Gim, W. Kofman, G. Komatsu, W. B. McKinnon, G. Mitri, R. Orosei, G. W. Patterson, D. Plettemeier y R. Seu, «RIME: Radar for Icy Moon Exploration,» de *2013 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS)*, Melbourne, 2013.
- [9] D. M. Pozar, *Microwave Engineering* (4th ed.), Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2011.
- [10] N. Metropolis and S. Ulam, “The Monte Carlo Method,” *Journal of the American Statistical Association*, vol. 44, no. 247, pp. 335–341, 1949.
- [11] L. Gambacorta, M. C. Raguso, M. Mastrogiuseppe and R. Seu, “UWB Processing Applied to Multifrequency Radar Sounders: The Case of MARSIS and Comparison With

- SHARAD,” *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*, vol. 60, p. 5120014, 2022.
- [12] R. Orosei, S. E. Lauro, E. Pettinelli, A. Cicchetti, M. Coradini, B. Cosciotti, F. Di Paolo, E. Flamini, E. Mattei, M. Pajola, F. Soldovieri, M. Cartacci, F. Cassenti, A. Frigeri, S. Giuppi, R. Martufi, A. Masdea, G. Mitri y C. Nenna, «Radar evidence of subglacial liquid water on Mars,» *Science*, vol. 361, n° 6401, p. 490–493, 2018.
 - [13] L. Gambacorta, M. C. Raguso, M. Mastrogiuseppe and R. Seu, “Range resolution enhancement of SHallow RADar (SHARAD) data via bandwidth extrapolation technique: Enabling new features detection and improving geophysical investigation,” *Icarus*, vol. 419, p. 115803, 2024.
 - [14] NASA/JPL-Caltech/ASI/UT, «North Polar Cap Cross Section (Annotated),» 11 Mar 2024. [En línea]. Available: <https://science.nasa.gov/resource/north-polar-cap-cross-section-annotated/>. [Último acceso: 15 May 2026].
 - [15] O. Grasset, M. K. Dougherty, A. Coustenis, E. J. Bunce, C. Erd, D. Titov, M. Blanc, A. Coates, P. Drossart, L. N. Fletcher, H. Hussmann, R. Jaumann, N. Krupp, J.-P. Lebreton, O. Prieto-Ballesteros, P. Tortora, F. Tosi y T. Van Hoolst, «JUper ICy moons Explorer (JUICE): An ESA mission to orbit Ganymede and to characterise the Jupiter system,» *Planetary and Space Science*, vol. 78, p. 1–21, 2013.
 - [16] M. G. Kivelson, K. K. Khurana, C. T. Russell, M. Volwerk, R. J. Walker y C. Zimmer, «Galileo Magnetometer Measurements: A Stronger Case for a Subsurface Ocean at Europa,» *Science*, vol. 289, n° 5483, p. 1340–1343, 2000.
 - [17] M. I. Skolnik, *Introduction to Radar Systems* (3rd ed.), Nueva York: McGraw-Hill, 2001.
 - [18] M. Barmatz, D. C. Nunes, J. Batres, M. Gilmore, D. Steinfeld y J. Filiberto, «Dielectric Permittivity Measurements of Geologic Samples at Venus Surface Temperatures,» de *55th Lunar and Planetary Science Conference (LPSC)*, The Woodlands, TX, 2024.
 - [19] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 1982.
 - [20] European Space Agency, «Pruebas del instrumento RIME de Juice,» 12 11 2018. [En línea]. Available: https://www.esa.int/Space_in_Member_States/Spain/Pruebas_del_instrumento_RIME_de_Juice. [Último acceso: 13 May 2026].
 - [21] G. L. Matthaei, «Synthesis of Tchebycheff Impedance-Matching Networks, Filters, and Interstages,» *IRE Transactions on Circuit Theory*, Vols. %1 de %2CT-3, n° 3, pp. 163–172, 1956.

- [22] R. Levy, «Explicit Formulas for Chebyshev Impedance-Matching Networks, Filters and Interstages,» *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 111, nº 6, pp. 1099-1106, 1964.
- [23] S. C. Cripps, *RF Power Amplifiers for Wireless Communications* (2nd ed.), Norwood, MA: Artech House, 2006.
- [24] U. K. Mishra, P. Parikh y Y.-F. Wu, «AlGaIn/GaN HEMTs—An Overview of Device Operation and Applications,» *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, nº 6, p. 1022–1031, 2002.
- [25] R. S. Pengelly, S. M. Wood, J. W. Milligan, S. T. Sheppard y W. L. Pribble, «A Review of GaN on SiC High Electron-Mobility Power Transistors and MMICs,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 60, nº 6, p. 1764–1783, 2012.
- [26] UIY Inc., «Coaxial Isolator,» 2026. [En línea]. Available: https://www.uiyinc.com/Coaxial_Isolator/. [Último acceso: 10 junio 2026].
- [27] Y. Uemoto, M. Hikita, H. Ueno, H. Matsuo, H. Ishida, M. Yanagihara, T. Ueda, T. Tanaka y D. Ueda, «Gate Injection Transistor (GIT)—A Normally-Off AlGaIn/GaN Power Transistor Using Conductivity Modulation,» *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 54, nº 12, p. 3393–3399, 2007.
- [28] W. Saito, Y. Takada, M. Kuraguchi, K. Tsuda, I. Omura, T. Ogura y H. Ohashi, «Recessed-Gate Structure Approach Toward Normally Off High-Voltage AlGaIn/GaN HEMT for Power Electronics Applications,» *IEEE Transactions on Electron Devices*, vol. 53, nº 2, p. 356–362, 2006.
- [29] R. M. Fano, «Theoretical Limitations on the Broadband Matching of Arbitrary Impedances,» *Journal of the Franklin Institute*, vol. 249, pp. 57–83 (Parte I), 139–154 (Parte II), 1950.
- [30] R. E. Collin, *Foundations for Microwave Engineering* (2nd edition), New York: McGraw-Hill / IEEE Press, 1992.
- [31] D. C. Youla, «A New Theory of Broadband Matching,» *IEEE Transactions on Circuit Theory*, vol. 11, nº 1, pp. 30-50, 1964.
- [32] M. K. Kazimierczuk, *High-Frequency Magnetic Components* (2nd edition), Chichester: John Wiley & Sons, Ltd., 2014.
- [33] P. L. Dowell, «Effects of Eddy Currents in Transformer Windings,» *Proceedings of the Institution of Electrical Engineers*, vol. 113, nº 8, pp. 1387-1394, 1966.
- [34] Coilcraft Inc., «0402AF Series Ferrite Chip Inductors Datasheet,» 2021. [En línea]. Available: [https://www.coilcraft.com/en-us/products/emi/wirewound-ferrite-beads/0402-\(1005\)/0402af/](https://www.coilcraft.com/en-us/products/emi/wirewound-ferrite-beads/0402-(1005)/0402af/).

- [35] Coilcraft Inc., «1515SQ Series Square Air Core Inductors Datasheet,» 2021. [En línea]. Available: <https://www.coilcraft.com/en-us/products/rf/air-core-inductors/square-air-core-inductors/1515sq-2222sq-2929sq/>.
- [36] Coilcraft Inc., «0402HL Series High L Chip Inductors Datasheet,» 2021. [En línea]. Available: [https://www.coilcraft.com/en-us/products/rf/ceramic-core-chip-inductors/0402-\(1005\)/0402hl/](https://www.coilcraft.com/en-us/products/rf/ceramic-core-chip-inductors/0402-(1005)/0402hl/).
- [37] S. López de Pablo, J. Mesas, P. de Paco y J. Verdú, «Algorithmic Exploration of Matching Network Topologies for Power Amplifiers,» *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 2026.
- [38] MathWorks, Inc., MATLAB Optimization Toolbox User's Guide, Natick: The MathWorks, Inc., 2023.
- [39] J. Nocedal y S. J. Wright, Numerical Optimization (2nd edition), New York: Springer, 2006.

ANEXO A: IMPEDANCIA DE ENTRADA DEL DIPOLO

La tabla siguiente muestra la parte real e imaginaria de la impedancia de entrada del dipolo (Z_{ant}) en función de la frecuencia), la cual debe ser adaptada con la red de adaptación en el ancho de banda establecido.

Frecuencia (MHz)	Parte real de Z_{in} (Ohm)	Parte imaginaria de Z_{in} (Ohm)
6.50	21.30	-217.71
6.60	23.06	-204.23
6.70	25.93	-192.18
6.80	29.12	-181.50
6.90	32.13	-171.89
7.00	34.68	-163.01
7.10	36.67	-154.47
7.20	38.18	-145.97
7.30	39.36	-137.29
7.40	40.43	-128.35
7.50	41.56	-119.16
7.60	42.89	-109.78
7.70	44.46	-100.33
7.80	46.28	-90.89
7.90	48.34	-81.52
8.00	50.57	-72.25
8.10	52.95	-63.11
8.20	55.42	-54.07
8.30	57.97	-45.11
8.40	60.57	-36.21
8.50	63.22	-27.34
8.60	65.93	-18.46
8.70	68.70	-9.54
8.80	71.56	-0.55

8.90	74.54	8.52
9.00	77.67	17.68
9.10	80.99	26.94
9.20	84.54	36.29
9.30	88.34	45.69
9.40	92.42	55.12
9.50	96.79	64.53
9.60	101.41	73.89
9.70	106.24	83.16
9.80	111.23	92.36
9.90	116.33	101.52
10.00	121.50	110.73
10.10	126.74	120.08
10.20	132.12	129.70
10.30	137.77	139.65
10.40	143.85	149.97
10.50	150.58	160.61
10.60	158.12	171.40
10.70	166.60	182.09
10.80	175.97	192.31
10.90	185.97	201.75
11.00	196.12	210.22
11.10	205.80	217.86
11.20	214.48	225.23
11.30	221.95	233.22
11.40	228.52	242.91
11.50	235.11	255.26

Tabla 7: Impedancia de entrada del dipolo de 16 m.

ANEXO B: REDES DE ADAPTACIÓN DE 5 A 10 ELEMENTOS PARA BW: 6.5-11.5 MHz

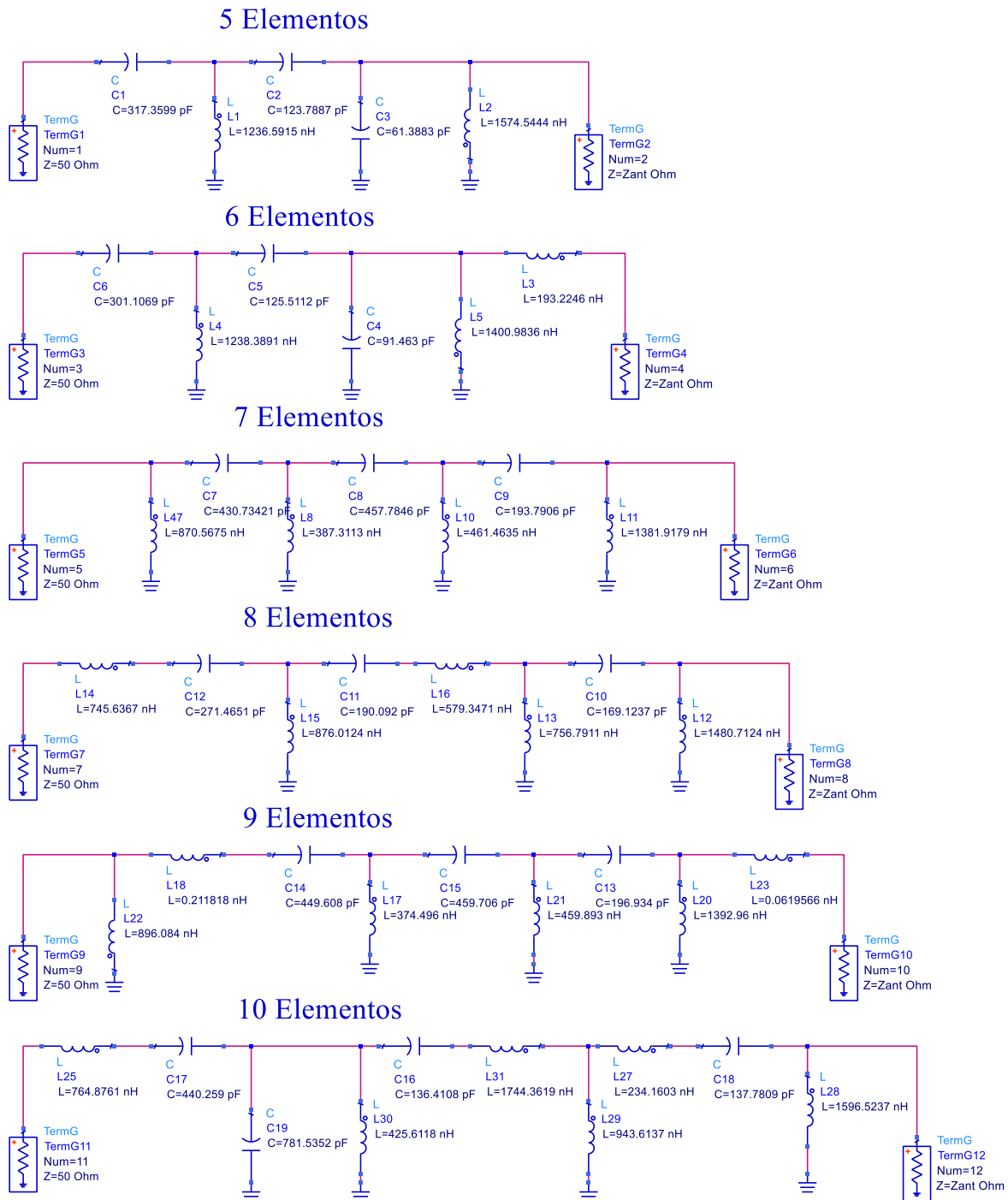


Figura A: Soluciones con menor coste de 5 a 10 elementos para FBW=55.6%

ANEXO C: REDES DE ADAPTACIÓN DE 5 A 10 ELEMENTOS PARA BW: 6-11.5 MHz

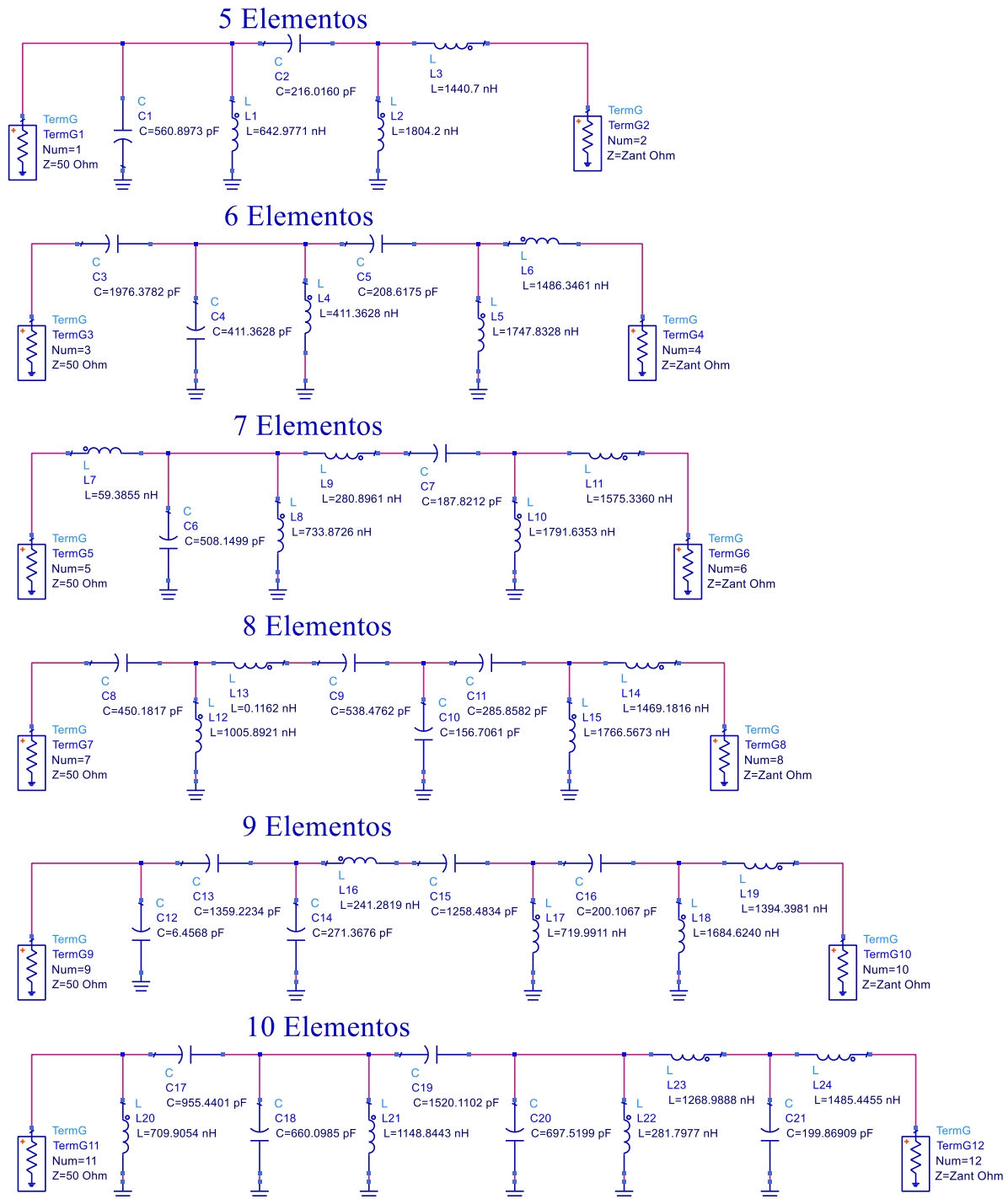


Figura B: Soluciones con menor coste de 5 a 10 elementos para FBW=62.8%

ANEXO D: REFLEXIÓN SOBRE EL USO DE LA IA

En la realización de este trabajo se han utilizado herramientas de Inteligencia Artificial con fines de revisión gramatical, ortográfica y de adecuación del registro académico del documento. Además, estas herramientas han permitido detectar errores de formato de manera rápida, como inconsistencias en las referencias bibliográficas, variaciones en los tipos de letra, referencias erróneas a figuras y tablas, así como otros errores de presentación, agilizando la revisión. En ningún caso la IA ha sido utilizada para generar de manera autónoma contenidos técnicos o interpretar datos. Todo el análisis técnico, el diseño de la red de adaptación, la interpretación de resultados y las conclusiones son responsabilidad exclusiva del autor.