



# GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN

TRABAJO FIN DE GRADO

**Análisis de transferencia inalámbrica de energía por  
radiofrecuencia para aplicaciones prácticas**

Autor: **Máximo Pío Cánovas del Castillo Morilla**

Director: **Pedro Olmos González**

Madrid

### Declaración de originalidad

Declaro bajo mi responsabilidad que el Proyecto presentado con el título **Análisis de transferencia inalámbrica de energía por radiofrecuencia para aplicaciones prácticas** e la ETS de Ingeniería – ICAI de la Universidad Pontificia Comillas en el curso académico 4ºGITT es de mi autoría y no ha sido presentado con anterioridad a otros efectos. El Proyecto no es plagio de otro, ni total ni parcialmente y la información que ha sido tomada de otros documentos está debidamente referenciada.

### Uso de Inteligencia Artificial<sup>1</sup>

Declaro bajo mi responsabilidad que (indicar la opción correcta):

☐ No he utilizado Inteligencia Artificial en la elaboración del presente documento.

☒ He utilizado Inteligencia Artificial en la elaboración del presente documento y/o del Anexo B siempre en las condiciones permitidas por la Universidad Pontificia Comillas, es decir, aplicando el Nivel 2 de la [Escala de Evaluación de Perkins et al. \(2024\)](#): *“La IA puede utilizarse para actividades previas a la tarea, como la lluvia de ideas, la descripción y la investigación inicial. Este nivel se centra en el uso de la IA para la planificación, las síntesis y la generación de ideas, pero las evaluaciones deben hacer hincapié en la capacidad de desarrollar y refinar estas ideas de forma independiente”*. En concreto, las Inteligencia Artificial ha sido empleada para:

En concreto, la Inteligencia Artificial ha sido empleada para actividades de gestión y organización del trabajo y ayuda a la redacción, tales como:

Lluvia de ideas y planificación: Generación de propuestas preliminares para estructurar el índice del proyecto y organizar el flujo lógico de los capítulos.

Investigación inicial: Orientación preliminar sobre conceptos generales de *RF Energy Harvesting* para acotar la búsqueda bibliográfica en bases de datos académicas oficiales.

Síntesis en fase de borrador: Esquematización previa de los puntos clave a tratar antes de abordar el capítulo de resultados experimentales.

Apoyo en la redacción técnica: Generación y revisión de texto para determinados capítulos de la memoria, revisado, corregido y validado en su totalidad por el autor.

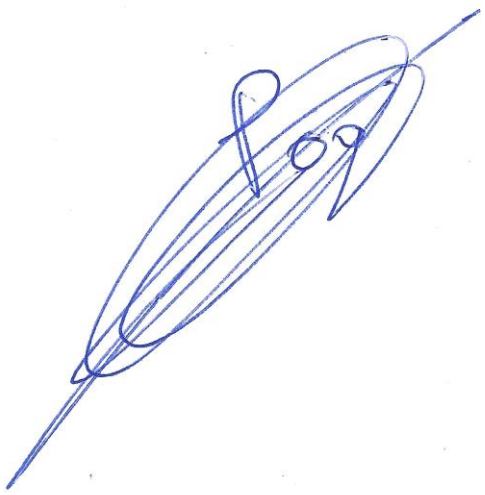


Firmado (alumno): Máximo Pío Cánovas del Castillo Morilla

Fecha: 22-06-2026

<sup>1</sup> Esta declaración se refiere al uso de la Inteligencia Artificial generativa para realizar los documentos del Proyecto (Anexo B y Memoria). No aplica a Proyectos donde, por su naturaleza, deban emplear inteligencia artificial como parte de los mismos (aplicación de técnicas de aprendizaje automático, redes neuronales, análisis de datos...)

### Autorización para la entrega del Proyecto

| El Director del Proyecto                                                          | El co-Director del Proyecto (si aplica) |
|-----------------------------------------------------------------------------------|-----------------------------------------|
|  |                                         |
| Fdo: Pedro Olmos Gonzalez                                                         | Fdo:                                    |
| Fecha: 22-Junio-2026                                                              | Fecha:                                  |





# GRADO EN INGENIERÍA EN TECNOLOGÍAS DE TELECOMUNICACIÓN

TRABAJO FIN DE GRADO

**Análisis de transferencia inalámbrica de energía por  
radiofrecuencia para aplicaciones prácticas**

Autor: **Máximo Pío Cánovas del Castillo Morilla**

Director: **Pedro Olmos González**

Madrid



# **ANÁLISIS DE TRANSFERENCIA INALÁMBRICA DE ENERGÍA POR RADIOFRECUENCIA PARA APLICACIONES PRÁCTICAS**

**Autor:** Cánovas del Castillo Morilla, Máximo Pío.

**Director:** Olmos González, Pedro.

**Keywords:** RF Energy Harvesting, Rectenna, Wi-Fi, Schottky, Internet of Things (IoT).

## **1. Introducción**

El despliegue masivo del Internet de las Cosas (IoT) y de las redes de sensores inalámbricos (WSN) está transformando la industria, la domótica y las aplicaciones biomédicas. Sin embargo, la escalabilidad de estas tecnologías se encuentra frenada por un cuello de botella logístico y medioambiental: la estricta dependencia de las baterías químicas convencionales. El coste de mantenimiento asociado al reemplazo de baterías en miles de nodos distribuidos es económicamente inasumible en despliegues a gran escala. Como solución a esta problemática, la captación de energía de radiofrecuencia ambiental (RF Energy Harvesting) se presenta como una tecnología disruptiva. Dado que los entornos urbanos y domésticos están saturados de ondas electromagnéticas provenientes de routers Wi-Fi y dispositivos móviles, este proyecto propone reciclar esa energía residual latente en el ambiente para dotar de autonomía energética y vida útil perpetua a dispositivos de ultra-bajo consumo.

## **2. Definición del proyecto**

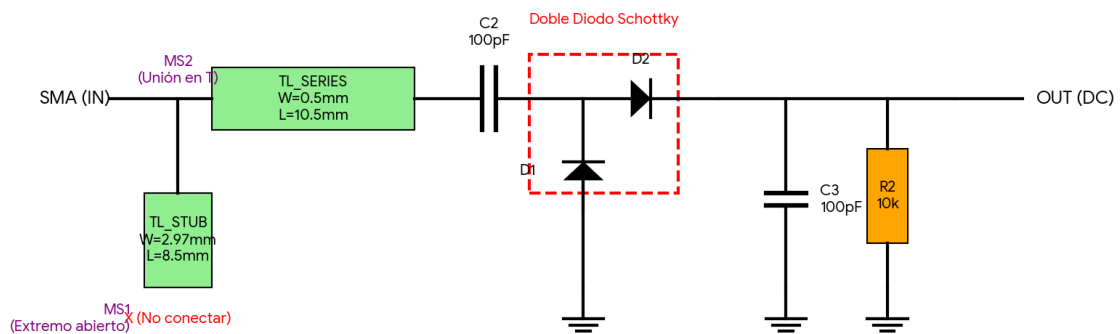
El objetivo principal de este proyecto es el diseño, simulación, fabricación y caracterización empírica de un sistema de captación de energía inalámbrica o Rectenna (contracción de antena y rectificador) optimizado para operar en la banda ISM a una frecuencia central de 2.42 GHz (estándar IEEE 802.11 Wi-Fi). El proyecto aborda el reto tecnológico de maximizar la Eficiencia de Conversión de Potencia (PCE) en escenarios de campo libre donde la densidad de energía incidente es sumamente débil (en el rango de los microvatios). Para ello, el trabajo engloba la caracterización matemática de semiconductores no lineales, el diseño electromagnético de una red de adaptación distribuida en líneas microstrip y la validación en laboratorio mediante instrumentación de alta precisión (Analizador Vectorial de Redes, Analizador de Espectros y Osciloscopio), demostrando la viabilidad comercial y técnica de alimentar sensores sin necesidad de baterías.

## **3. Descripción del modelo/sistema/herramienta**

El sistema desarrollado se estructura en tres bloques funcionales integrados sobre un único sustrato dieléctrico FR-4 de bajo coste.

En primer lugar, el transductor es una antena de parche planar (Microstrip Patch Antenna) diseñada analíticamente y adaptada a 50 Ohmios mediante la técnica de inserción geométrica (Inset Feed). A continuación, la señal alterna de alta frecuencia atraviesa una red de adaptación de impedancias distribuida. Esta red, sintetizada mediante las ecuaciones de Wheeler-Hammerstad y optimizada en el simulador electromagnético Qucs, está compuesta por un stub en paralelo y una línea de transmisión en serie, cuya función es cancelar la fuerte reactancia capacitiva del bloque rectificador y asegurar la máxima transferencia de potencia.

Por último, el núcleo del sistema es un circuito multiplicador de tensión basado en la topología de Villard. Para superar la barrera térmica de las señales débiles, se emplean diodos de barrera Schottky (modelo Skyworks SMS7630), que presentan un voltaje de umbral ultra-bajo y un tiempo de tránsito casi nulo, permitiendo la conmutación a frecuencias de microondas. Un filtro capacitivo final estabiliza la señal convirtiéndola en corriente continua (DC) útil.



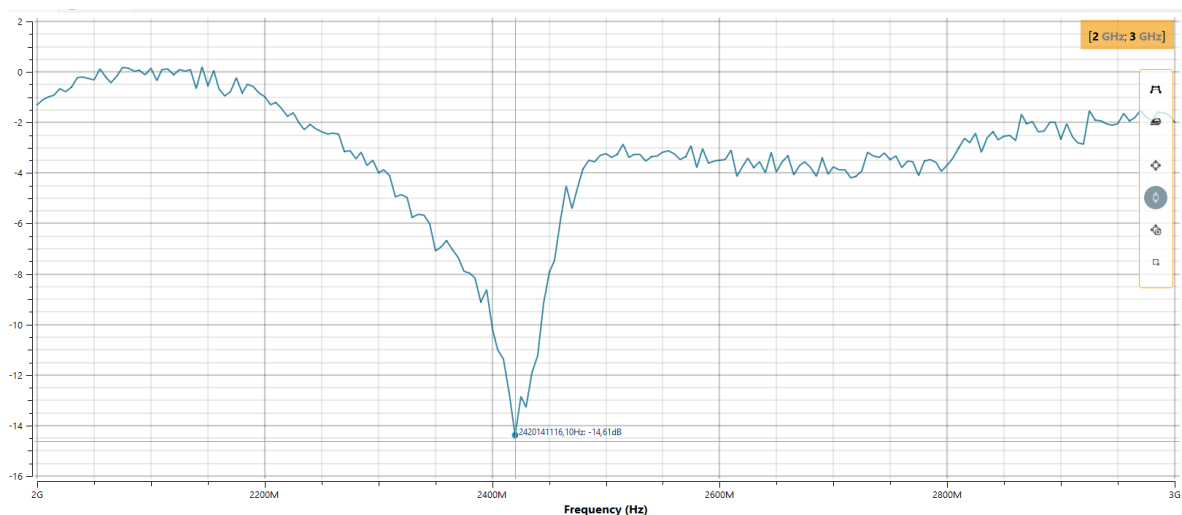
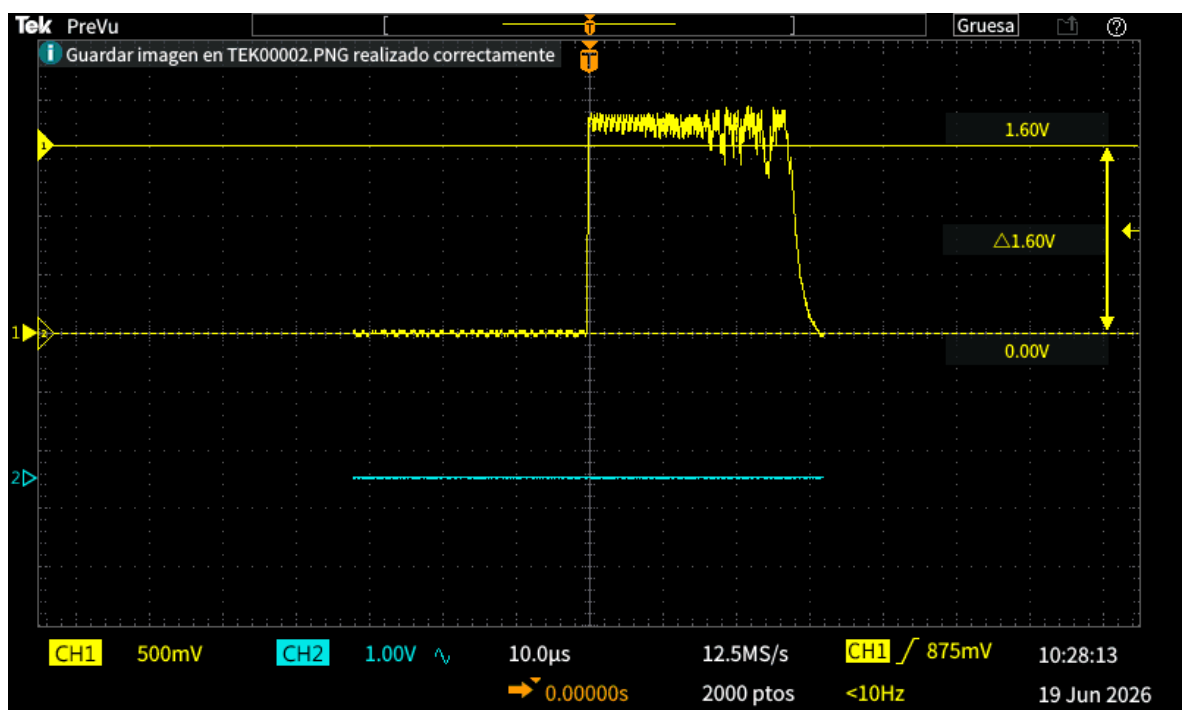
***Ilustración 1 - Esquema lógico de la arquitectura del circuito rectificador y red de adaptación microstrip.***

#### **4. Resultados**

Los prototipos físicos fueron sometidos a una rigurosa campaña de medidas experimentales que validaron el éxito de los modelos teóricos. El análisis lineal mediante el Analizador Vectorial de Redes (VNA) confirmó que la antena resuena de

forma exacta a 2.420 GHz, arrojando unas pérdidas de retorno ( $S_{11}$ ) de -14.61 dB. Esto garantiza una eficiencia de acoplamiento del 96.55%.

En las pruebas dinámicas, un Analizador de Espectros midió una potencia ambiental incidente de -15.64 dBm (27.2  $\mu$ W) proveniente de ráfagas de transmisión Wi-Fi. Sometida a este estímulo, la Rectenna demostró su capacidad de acumulación energética en el osciloscopio, generando un voltaje de salida rectificado estable de 1.00 V continuos y picos transitorios que escalaron hasta los 1.60 V. Este rendimiento fue suficiente para lograr la activación autónoma y el encendido sostenido de un diodo LED rojo acoplado a la salida.



***Ilustración 2** - Respuesta transitoria en el osciloscopio alcanzando picos de 1.60 V (arriba) y resonancia medida en el VNA (abajo).*

## **5. Conclusiones**

El diseño y fabricación empírica de la Rectenna confirma la viabilidad absoluta de la tecnología de captación de energía por radiofrecuencia. Se concluye que la aproximación de diseño distribuido logra adaptar con precisión cargas altamente no lineales, y que la selección de tecnología Schottky es imperativa para escenarios de bajo nivel de señal. Lograr generar diferencias de potencial superiores a 1 Voltio empleando únicamente energía reciclada del aire certifica que este sistema puede ser implementado de forma inminente como fuente de alimentación o interrupción pasiva (Wake-Up Radio) en microcontroladores CMOS modernos, abriendo la puerta a despliegues IoT verdaderamente ecológicos y libres de mantenimiento.

## **6. Referencias**

- [1] T. Soyata, L. Copeland y W. Heinzelman, “RF Energy Harvesting for Embedded Systems: A Survey of Tradeoffs and Methodology,” IEEE Circuits and Systems Magazine, vol. 16, n.º 1, pp. 22-57, 2016.
- [2] Skyworks Solutions, Inc., “SMS7630 Series: Surface-Mount, 0201 Zero-Bias Silicon Schottky Detector Diodes,” datasheet, Woburn, MA, EE. UU.

# **ANALYSIS OF RADIO FREQUENCY WIRELESS POWER TRANSFER FOR PRACTICAL APPLICATIONS**

**Author:** Cánovas del Castillo Morilla, Máximo Pío.

**Supervisor:** Olmos González, Pedro.

**Keywords:** RF Energy Harvesting, Rectenna, Wi-Fi, Schottky, Internet of Things (IoT).

## **1. Introduction**

The massive deployment of the Internet of Things (IoT) and Wireless Sensor Networks (WSN) is transforming industry, home automation and biomedical applications. However, the scalability of these technologies is hindered by a logistical and environmental bottleneck: the strict dependence on conventional chemical batteries. The maintenance cost associated with replacing batteries in thousands of distributed nodes is economically unsustainable in large-scale deployments. As a solution to this problem, ambient radio-frequency energy harvesting (RF Energy Harvesting) emerges as a disruptive technology. Since urban and domestic environments are saturated with electromagnetic waves from Wi-Fi routers and mobile devices, this project proposes recycling that latent residual energy present in the environment to provide energy autonomy and perpetual operational life to ultra-low-power devices.

## **2. Project Definition**

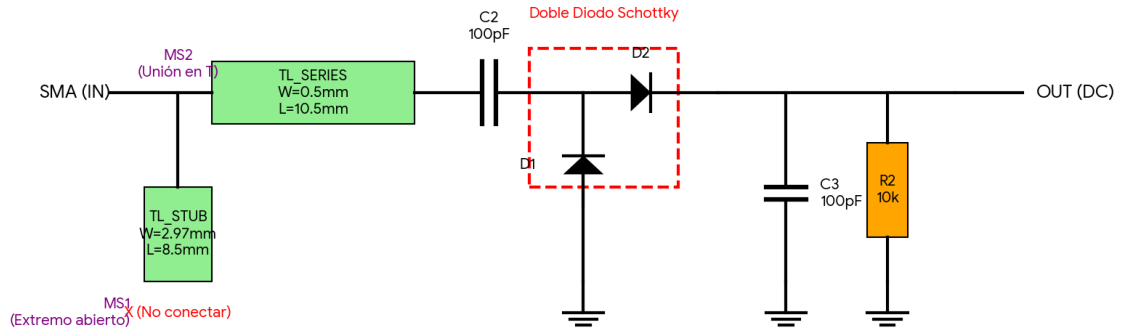
The main objective of this project is the design, simulation, fabrication and empirical characterisation of a wireless energy harvesting system, or Rectenna (a portmanteau of antenna and rectifier), optimised to operate in the ISM band at a centre frequency of 2.42 GHz (IEEE 802.11 Wi-Fi standard). The project addresses the technological challenge of maximising Power Conversion Efficiency (PCE) in free-field scenarios where the incident energy density is extremely weak (in the microwatt range). To this end, the work encompasses the mathematical characterisation of non-linear semiconductors, the electromagnetic design of a distributed matching network based on microstrip transmission lines, and laboratory validation using high-precision instrumentation (Vector Network Analyser, Spectrum Analyser and Oscilloscope), demonstrating the commercial and technical feasibility of powering sensors without the need for batteries.

## **3. Description of the Model/System/Tool**

The developed system is structured into three functional blocks integrated on a single low-cost FR-4 dielectric substrate.

First, the transducer is a planar patch antenna (Microstrip Patch Antenna) designed analytically and matched to 50 Ohms using the geometric inset feed technique (Inset Feed). The high-frequency alternating signal then passes through a distributed impedance matching network. This network, synthesised using the Wheeler-Hammerstad equations and optimised in the electromagnetic simulator Qucs, consists of a shunt stub and a series transmission line, whose function is to cancel the strong capacitive reactance of the rectifier block and ensure maximum power transfer.

Finally, the core of the system is a voltage multiplier circuit based on the Villard topology. To overcome the thermal barrier of weak signals, Schottky barrier diodes (Skyworks SMS7630 model) are used, featuring an ultra-low threshold voltage and near-zero transit time, enabling switching at microwave frequencies. A final capacitive filter stabilises the signal, converting it into useful direct current (DC).

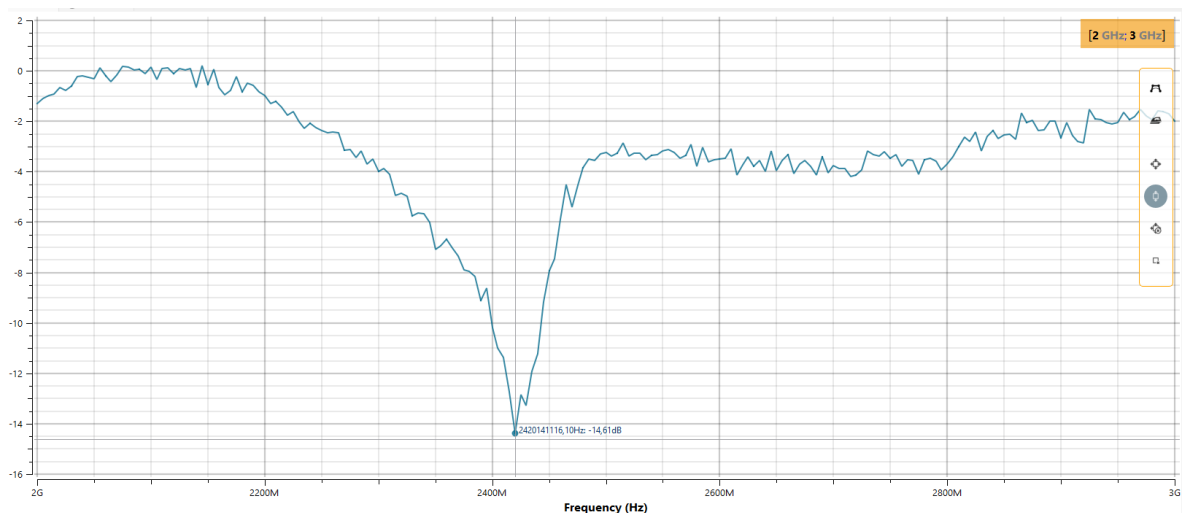
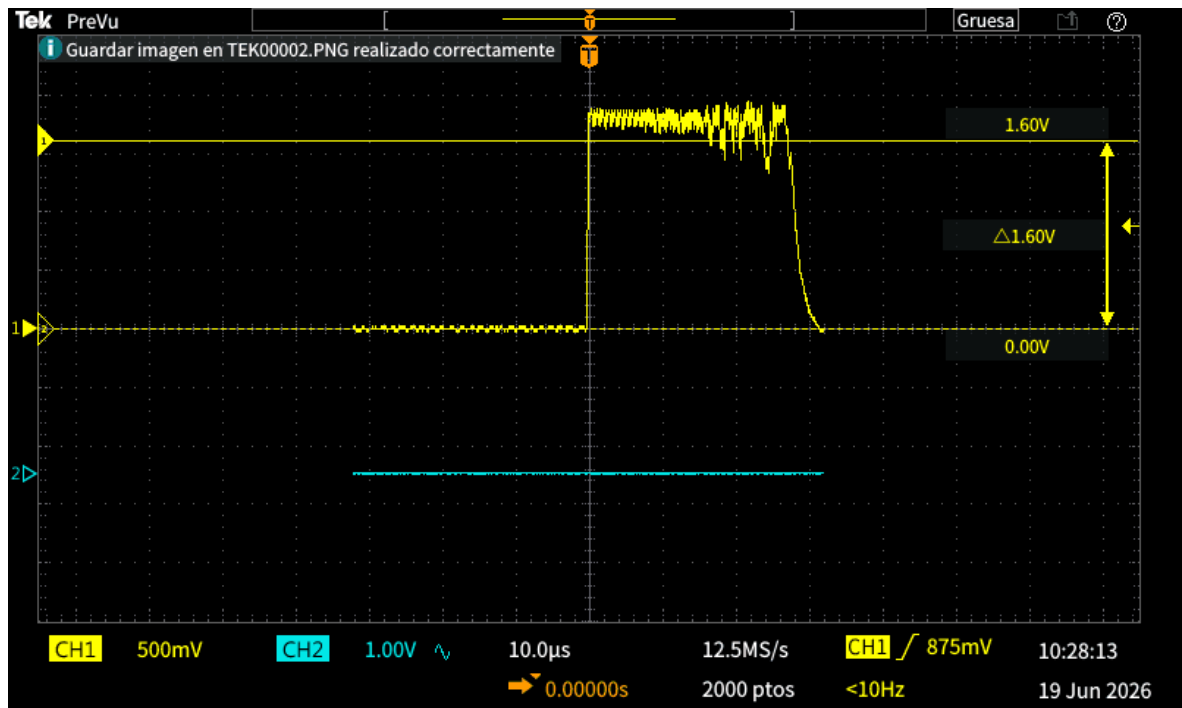


**Figure 1** – Logical schematic of the rectifier circuit architecture and microstrip matching network.

#### 4. Results

The physical prototypes were subjected to a rigorous experimental measurement campaign that validated the accuracy of the theoretical models. Linear analysis using the Vector Network Analyser (VNA) confirmed that the antenna resonates exactly at 2.420 GHz, yielding return losses ( $S_{11}$ ) of -14.61 dB. This guarantees a coupling efficiency of 96.55%.

In the dynamic tests, a Spectrum Analyser measured an incident ambient power of -15.64 dBm (27.2  $\mu$ W) from Wi-Fi transmission bursts. Subjected to this stimulus, the Rectenna demonstrated its energy accumulation capability on the oscilloscope, generating a stable rectified output voltage of 1.00 V DC and transient peaks that scaled up to 1.60 V. This performance was sufficient to achieve autonomous activation and sustained illumination of a red LED diode coupled to the output.



**Figure 2** – Transient response on the oscilloscope reaching peaks of 1.60 V (top) and resonance measured on the VNA (bottom).

## 5. Conclusions

The empirical design and fabrication of the Rectenna confirms the absolute feasibility of radio-frequency energy harvesting technology. It is concluded that the distributed design approach achieves precise matching of highly non-linear loads, and that the selection of Schottky technology is imperative for low-signal-level scenarios. Successfully generating potential differences above 1 Volt using only energy recycled from the air certifies that this system can be imminently deployed as a power source or passive switching element (Wake-Up Radio) in modern CMOS microcontrollers, opening the door to truly ecological and maintenance-free IoT deployments.

## **6. References**

- [1] T. Soyata, L. Copeland and W. Heinzelman, "RF Energy Harvesting for Embedded Systems: A Survey of Tradeoffs and Methodology," *IEEE Circuits and Systems Magazine*, vol. 16, no. 1, pp. 22–57, 2016.
- [2] Skyworks Solutions, Inc., "SMS7630 Series: Surface-Mount, 0201 Zero-Bias Silicon Schottky Detector Diodes," datasheet, Woburn, MA, USA.

## *Índice de la memoria*

|                                                                                              |           |
|----------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>Capítulo 1. Introducción .....</b>                                                        | <b>7</b>  |
| 1.1 Motivación del proyecto.....                                                             | 7         |
| <b>Capítulo 2. Descripción de las Tecnologías.....</b>                                       | <b>9</b>  |
| 2.1 La Rectenna y su Estructura .....                                                        | 9         |
| 2.2 Ondas en el Aire y Captación de Energía.....                                             | 10        |
| 2.3 Tipos de Antenas y sus Parámetros Clave.....                                             | 11        |
| 2.3.1 Parámetros para medir el rendimiento .....                                             | 11        |
| 2.3.2 Modelos de antenas impresas en placa .....                                             | 12        |
| 2.4 El Secreto del Rectificador: Los Diodos .....                                            | 13        |
| 2.4.1 Por qué los diodos normales fallan y necesitamos tecnología Schottky .....             | 13        |
| 2.4.2 Opciones para diseñar el circuito rectificador .....                                   | 14        |
| 2.5 El Reto del Acoplamiento de Impedancias .....                                            | 14        |
| <b>Capítulo 3. Estado de la Cuestión .....</b>                                               | <b>16</b> |
| 3.1 La energía realmente disponible en el ambiente y la elección de banda .....              | 16        |
| 3.2 La antena de la rectenna: parches microstrip sobre sustratos de bajo coste .....         | 18        |
| 3.3 El rectificador: diodos Schottky de polarización cero y topologías de conversión .....   | 19        |
| 3.4 El reto de la adaptación: una impedancia de carga no lineal .....                        | 20        |
| 3.5 Prototipos de referencia y prestaciones alcanzadas .....                                 | 21        |
| 3.6 Los tres muros que frenan el salto al mercado y el posicionamiento de este trabajo ..... | 22        |
| <b>Capítulo 4. Definición del Trabajo .....</b>                                              | <b>24</b> |
| 4.1 Justificación.....                                                                       | 24        |
| 4.1.1 El problema energético en el despliegue del IoT .....                                  | 24        |
| 4.1.2 La oportunidad del espectro electromagnético (RF Energy Harvesting) .....              | 26        |
| 4.1.3 Viabilidad técnica y propuesta de valor del diseño propuesto.....                      | 26        |
| 4.2 Objetivos .....                                                                          | 26        |
| 4.3 Metodología.....                                                                         | 27        |
| 4.4 Planificación y Estimación Económica .....                                               | 28        |
| 4.4.1 Planificación temporal : .....                                                         | 28        |
| 4.4.2 Estimación Económica: .....                                                            | 29        |

|                                                                                                    |           |
|----------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|
| <b>Capítulo 5. Diseño de la antena</b>                                                             | <b>30</b> |
| 5.1 Elección de las Bandas de Frecuencia y Planteamiento Inicial                                   | 30        |
| 5.2 Desarrollo Matemático y Fórmulas de Diseño                                                     | 31        |
| 5.3 Demostración Matemática y Análisis de la Banda de 868 MHz                                      | 33        |
| 5.3.1 Cálculos Teóricos                                                                            | 33        |
| 5.3.2 Resultados de la Simulación (868 MHz)                                                        | 35        |
| 5.4 Demostración Matemática y Análisis de la Banda de 2.42 GHz                                     | 38        |
| 5.4.1 Cálculos Teóricos Paso a Paso                                                                | 38        |
| 5.4.2 Resultados de la Simulación (2.42 GHz)                                                       | 39        |
| 5.5 Resumen Comparativo de Dimensiones y Rendimiento                                               | 42        |
| 5.6 Técnica de Adaptación por Corte (Inset Feed) a 50 Ohmios                                       | 44        |
| <b>Capítulo 6. Diseño del circuito rectificador</b>                                                | <b>46</b> |
| 6.1 Introducción y requisitos del bloque rectificador en RF Energy Harvesting                      | 46        |
| 6.2 Análisis de la topología circuital: el duplicador de Villard                                   | 47        |
| 6.3 Justificación física del semiconductor: parámetros SPICE del diodo SMS7630                     | 49        |
| 6.4 Fundamentos teóricos de la red de adaptación de impedancias                                    | 50        |
| 6.5 Fase I: simulación temporal no lineal en LTspice                                               | 52        |
| 6.5.1 Amplitud de la fuente ( $V_1$ ) e impedancia de puerto ( $R_1$ )                             | 52        |
| 6.5.2 Condensador de acoplamiento de entrada y bloqueo de continua ( $C_2$ )                       | 53        |
| 6.5.3 Condensador de filtro de salida ( $C_3$ ) y resistencia de carga ( $R_2$ )                   | 53        |
| 6.5.4 Red de adaptación concentrada ( $L_1$ y $C_1$ ): deducción analítica de sus valores          | 54        |
| 6.5.5 Justificación matemática de las directivas de control del simulador                          | 56        |
| 6.5.6 Extracción de la impedancia de gran señal del rectificador                                   | 57        |
| 6.6 El límite de los componentes concentrados y la migración a redes distribuidas                  | 58        |
| 6.7 Determinación analítica de las dimensiones de las líneas microtira                             | 60        |
| 6.7.1 Corrección por espesor de metalización                                                       | 61        |
| 6.7.2 Línea del stub de adaptación ( $w = 2.97 \text{ mm}$ )                                       | 61        |
| 6.7.3 Línea serie inductiva ( $w = 0.5 \text{ mm}$ )                                               | 62        |
| 6.8 Síntesis de las longitudes de MSTC1 y MSTC2: equivalencia con la red concentrada $L_1$ – $C_1$ | 64        |
| 6.8.1 Longitud de la línea serie MSTC1 (equivalente al inductor $L_1$ )                            | 64        |
| 6.8.2 Longitud del stub MSTC2 (equivalente al condensador $C_1$ )                                  | 65        |
| 6.8.3 De las longitudes semilla a las longitudes finales optimizadas                               | 66        |

|                                                                                                                  |            |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|------------|
| 6.9 Fase II: diseño circuital linealizado y modelado de pistas en Qucs .....                                     | 68         |
| 6.9.1 El método de linealización por impedancia equivalente.....                                                 | 68         |
| 6.9.2 Justificación del aislamiento de la etapa DC frente a la señal de RF .....                                 | 69         |
| 6.9.3 Modelado del sustrato y de las discontinuidades .....                                                      | 70         |
| 6.10 Verificación analítica de la impedancia de entrada con corrección por el efecto de bordes (MS1 y MS2) ..... | 71         |
| 6.10.1 Corrección del stub por efecto de bordes (MS1 – MOPEN) .....                                              | 71         |
| 6.10.2 Corrección de la línea serie por efecto de bordes (MS2 – MTEE) .....                                      | 73         |
| 6.10.3 Impedancia de entrada total combinada y necesidad del simulador matricial.....                            | 74         |
| 6.11 Análisis de los resultados de simulación en Qucs .....                                                      | 76         |
| 6.11.1 Interpretación de la respuesta frecuencial (S11).....                                                     | 76         |
| 6.11.2 Interpretación de la Carta de Smith.....                                                                  | 77         |
| 6.11.3 Balance energético de acoplamiento.....                                                                   | 77         |
| <b>Capítulo 7. Caracterización experimental y análisis de resultados.....</b>                                    | <b>79</b>  |
| 7.1 Introducción.....                                                                                            | 79         |
| 7.2 Medidas con el VNA: resonancia y adaptación de impedancias.....                                              | 81         |
| 7.2.1 Coeficiente de reflexión S11 .....                                                                         | 81         |
| 7.2.2 mpedancia en la Carta de Smith.....                                                                        | 82         |
| 7.3 Análisis espectral: potencia disponible en el entorno.....                                                   | 84         |
| 7.4 Medidas con el osciloscopio: conversión RF a DC.....                                                         | 85         |
| 7.4.1 El LED se enciende .....                                                                                   | 85         |
| 7.4.2 Tensión de salida: primera captura .....                                                                   | 86         |
| 7.4.3 Pico de 1.60 V y descarga exponencial.....                                                                 | 87         |
| 7.5 potencia media frente a potencia de pico .....                                                               | 88         |
| 7.6 Conclusiones .....                                                                                           | 89         |
| <b>Capítulo 8. Conclusiones y Trabajos Futuros.....</b>                                                          | <b>90</b>  |
| 8.1 Conclusiones .....                                                                                           | 90         |
| 8.2 Limitaciones tecnológicas .....                                                                              | 91         |
| 8.2.1 ¿Puede esta rectenna sustituir la batería de un dispositivo IoT? .....                                     | 93         |
| 8.3 8.3 Trabajos futuros.....                                                                                    | 95         |
| <b>Capítulo 9. Bibliografía.....</b>                                                                             | <b>97</b>  |
| <b>ANEXO I: ALINEACIÓN DEL PROYECTO CON LOS ODS .....</b>                                                        | <b>100</b> |

## *Índice de figuras*

- Figura 1. Coeficiente de reflexión simulado (868MHz)34
- Figura 2. Impedancia de salida simulada (868 MHz)35
- Figura 3. Diagrama polar de directividad absoluta (868Mhz)35
- Figura 4. Diagrama polar de ganancia real (868MHz)36
- Figura 5. Coeficiente de reflexión (2.42GHz)38
- Figura 6. Impedancia de salida simulada (2.42GHz)39
- Figura 7. Diagrama polar de directividad absoluta (2.42GHz)40
- Figura 8. Diagrama polar de ganancia real (2.42GHz)40
- Figura 9. Esquema de la simulación en LTSpice50
- Figura 10. Esquema de la simulación de QUCS65
- Figura 11. Pérdidas de retorno  $S_{11}$  en dB (izquierda) y lugar geométrico del coeficiente de reflexión en la Carta de Smith (derecha) obtenidos en Qucs72
- Figura 12. Placa de antena sin el circuito con un puerto SMA76
- Figura 13. Rectenna completa con un led a la salida77
- Figura 14. Coeficiente de reflexión medido en el laboratorio78
- Figura 15. Carta de Smith de la Impedancia medida en el laboratorio79
- Figura 16. Grafica en el analizador de espectros de la potencia media recibida por la antena81
- Figura 17. Primera captura del osciloscopio83

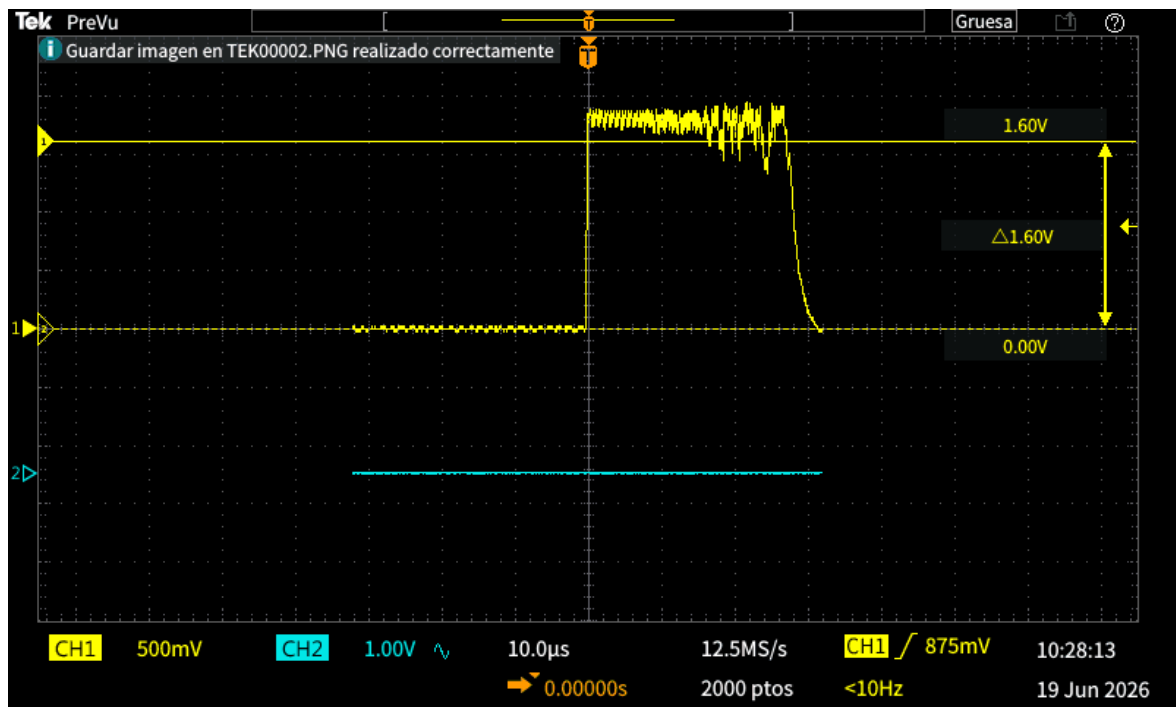


Figura 18. Segunda captura del osciloscopio84

## *Índice de tablas*

Tabla 1. Matriz comparativa de rendimiento entre las dos bandas simuladas42

Tabla 2. Comparación entre los parametros reales y los simulados80

Tabla 3. Tabla de viabilidad del uso de la antena como fuente de alimentación para distintos dispositivos IoT90

## Capítulo 1. INTRODUCCIÓN

En este capítulo se hace una introducción de este proyecto despertando el interés del lector por el proyecto y describiendo la motivación del proyecto.

### *1.1 MOTIVACIÓN DEL PROYECTO*

En la última década se ha podido ver un despliegue masivo de sensores inalámbricos y de dispositivos IoT en red. El sistema que forman estos dispositivos se utiliza cada vez más en sectores críticos como la monitorización ambiental la automatización industrial e incluso las infraestructuras biomédicas, además en el desarrollo de lo que se llaman ciudades inteligentes. Sin embargo, el auge de estas tecnologías se podría ver ralentizado debido a las dependencias de fuentes de energía locales ilimitadas.

En la gran mayoría de casos los dispositivos IoT son alimentados usando pilas o baterías convencionales. El uso de esta fuente de energía causa algunos problemas operativos económicos y ecológicos que pueden limitar la conveniencia de estos dispositivos.

En primer lugar existe una limitación temporal y logística. Las pilas y baterías tradicionales tienen una vida útil finita. El tener que sustituir estas baterías constantemente en redes compuestas por miles de dispositivos, los cuales muchas veces están situados en ubicaciones de difícil acceso, es logísticamente complejo y poco eficiente económicamente por los elevados costes de mantenimiento.

Por otra parte, se produce un impacto medioambiental enorme debido a los residuos tóxicos y metales pesados que pueden generar el desecho de estas baterías. Esto entra en conflicto directo con los criterios globales de sostenibilidad y los Objetivos de Desarrollo Sostenible de las Naciones Unidas.

Por último, estas baterías pueden afectar al diseño y la forma de los dispositivos electrónicos impidiendo una miniaturización óptima.

Dicho esto, es evidente que es necesario buscar una forma distinta de alimentar estos dispositivos. Existen alternativas como utilizar placas solares y alimentar estos dispositivos con la energía solar. Sin embargo, es evidente que no todos los dispositivos están localizados en lugares que reciben luz solar y esta solución también está limitada a las horas de luz que hay en el día. En este sentido se me ocurre la idea de intentar alimentar estos dispositivos mediante radiofrecuencia. Podría ser tanto con generadores propios (aunque esto resulta más inconveniente y costoso) cómo utilizando directamente las señales de radiofrecuencia que hay en los ambientes urbanos. De esta forma nos quitamos el problema de que la fuente de energía no esté todo el rato activa.

En este contexto, es importante el concepto de la rectenna qué es básicamente una antena conectada a un circuito rectificador para que de esta forma las ondas electromagnéticas captadas por la antena se puedan convertir en tensión y corriente continuas.

## Capítulo 2. DESCRIPCIÓN DE LAS TECNOLOGÍAS

En este capítulo voy a explicar las bases teóricas de este proyecto. Para entender cómo funciona un recuperador de energía ambiental (*RF Energy Harvesting*), primero debemos comprender cómo viajan las ondas por el espacio. Después, analizaremos los dos bloques principales del circuito: la antena y el rectificador.

### 2.1 LA RECTENNA Y SU ESTRUCTURA

Una *rectenna* es un dispositivo híbrido. Su nombre viene de unir las palabras en inglés *rectifying antenna* (antena rectificadora). Este circuito une un captador de ondas electromagnéticas con un convertidor de energía. El sistema parece sencillo sobre el papel, pero su análisis en alta frecuencia es complejo debido a la naturaleza de las señales con las que trabaja.

El camino que sigue la energía se divide en cuatro bloques bien diferenciados:

1. **Antena Receptora:** Sintoniza la frecuencia de trabajo elegida. Su misión es interceptar las ondas electromagnéticas del aire. Después, transforma esa energía invisible en una señal de corriente alterna (AC).
2. **Red de Adaptación de Impedancias:** Es el bloque intermedio y uno de los más difíciles de diseñar. Ajusta la "resistencia" eléctrica del rectificador para que encaje perfectamente con la de la antena. Si este acoplamiento falla, la energía captada rebota y se pierde en forma de calor.
3. **Circuito Rectificador:** Utiliza componentes electrónicos de conmutación rápida llamados diodos Schottky. Recibe la señal de alterna ya adaptada. Su tarea es dejar pasar la corriente en un solo sentido para transformarla en corriente continua (DC).
4. **Filtro de Salida y Almacenamiento:** Limpia las impurezas de alta frecuencia de la señal rectificada. Suaviza la corriente para que sea lo más estable posible. Además,

suele incluir un condensador para acumular la energía antes de mandarla al sensor final.

## 2.2 *ONDAS EN EL AIRE Y CAPTACIÓN DE ENERGÍA*

Para calcular cuánta energía podemos recuperar, hay que mirar las leyes físicas de las ondas. Una onda de radio transporta energía por el espacio. La cantidad de potencia disponible por cada metro cuadrado en un punto del espacio se llama **densidad de potencia** ( $S$ ).

Si una antena transmite con una potencia  $P_T$  y una ganancia  $G_T$ , la densidad de potencia a una distancia  $R$  en el espacio libre es:

$$S = \frac{P_T \cdot G_T}{4\pi R^2}$$

Esta fórmula nos muestra el primer gran obstáculo del proyecto. La densidad de potencia disminuye muy rápido al alejarnos de la fuente porque la distancia va al cuadrado ( $R^2$ ). Por eso la energía ambiental que nos llega del Wi-Fi o de las antenas de telefonía es tan pequeña.

Por su parte, la antena receptora actúa como una red que atrapa esa potencia. Su capacidad para extraer energía se define mediante la **apertura efectiva** ( $A_e$ ) o área equivalente. Esta apertura depende de la ganancia de la propia antena ( $G$ ) y de la longitud de onda de la señal ( $\lambda$ ):

$$A_e = \frac{\lambda^2}{4\pi} G$$

Al final, la potencia total que la antena entrega en sus terminales ( $P_{RX}$ ) se calcula multiplicando ambos conceptos:

$$P_{RX} = S \cdot A_e = S \cdot \frac{\lambda^2}{4\pi} G$$

La longitud de onda cambia según la frecuencia del trabajo ( $\lambda = c/f$ , donde  $c$  es la velocidad de la luz,  $\approx 3 \times 10^8$  m/s). De aquí sacamos una regla de oro para el diseño de este TFG. A frecuencias muy altas (como el Wi-Fi de 2.4 Gigahercios), la longitud de onda es más pequeña. Esto hace que la apertura efectiva de la antena se reduzca y capture menos potencia. En cambio, a frecuencias más bajas (como la banda de 868 Megahercios), la apertura es mayor y atrapa más energía. Este equilibrio entre el tamaño de la antena y la energía que podemos recoger es un pilar básico del sistema.

## 2.3 TIPOS DE ANTENAS Y SUS PARÁMETROS CLAVE

La elección de la antena y su forma geométrica definen el éxito de la rectenna. En aplicaciones del Internet de las Cosas (IoT), los dispositivos deben ser ligeros y pequeños. Por eso las antenas no pueden ser voluminosas; se fabrican grabadas directamente sobre el cobre de la placa de circuito impreso (PCB).

Para elegir la mejor opción, debemos entender sus parámetros básicos:

### 2.3.1 PARÁMETROS PARA MEDIR EL RENDIMIENTO

- **Coefficiente de Reflexión ( $S_{11}$ ):** Mide cuánta energía rebota en la entrada de la antena por culpa de un mal acoplamiento. Se mide en decibelios (dB). Si el valor es de 0 dB, toda la energía se pierde y vuelve hacia atrás. Para que la antena funcione bien y absorba la señal, este valor debe ser menor de  $-10$  dB en la frecuencia elegida.

- **Ancho de Banda:** Es el rango de frecuencias donde la antena trabaja de forma óptima. Las hay de banda estrecha (sintonizadas para una sola frecuencia fija, como 868 MHz) o de banda ancha (capaces de captar varias señales distintas a la vez, como el 4G y el Wi-Fi).
- **Ganancia ( $G$ ):** Mide la capacidad de la antena para enfocar la energía en una dirección concreta del espacio. Si sabemos dónde está el emisor de radio, nos interesa una ganancia alta. Si el emisor se mueve o no sabemos dónde está, preferimos menos ganancia a cambio de recibir señal desde cualquier ángulo.
- **Diagrama de Radiación:** Es un dibujo en tres dimensiones que muestra cómo la antena "mira" al espacio. Puede ser omnidireccional (forma de donut, recibe igual por todos los lados) o direccional (forma de foco, apunta hacia un único sitio).

### 2.3.2 MODELOS DE ANTENAS IMPRESAS EN PLACA

Existen tres grandes familias de antenas que encajan muy bien en este proyecto por su bajo coste y facilidad de fabricación:

- **Antenas de Parche (*Microstrip*):** Son un cuadrado o rectángulo de cobre encima de la placa, con una capa completa de masa por detrás. Son muy populares porque son planas y baratas de fabricar. Su problema es que su ancho de banda es estrecho. Requieren un diseño asistido por ordenador muy preciso para que la frecuencia no se desplace al fabricarlas.
- **Dipolos Impresos:** Tienen forma de "T" o de brazos abiertos. No necesitan obligatoriamente una capa de masa debajo. Su gran ventaja es que reciben energía desde casi cualquier dirección. Esto es perfecto para sensores IoT que se colocan de forma aleatoria en una habitación, ya que captarán energía sin importar cómo queden orientados.
- **Antenas de Ranura (*Slot Antennas*):** En lugar de dibujar una pista de cobre, lo que se hace es abrir una ventana o ranura vacía en una zona metálica grande de la

placa. Son estructuras muy robustas. Funcionan muy bien a frecuencias altas y no se desajustan si tienen plásticos o carcasas cerca.

## **2.4 EL SECRETO DEL RECTIFICADOR: LOS DIODOS**

Cuando la antena pilla la señal de alterna, hay que pasarla a corriente continua. En los enchufes de casa que van a 50 Hercios, esto se hace con diodos normales de silicio. Pero en radiofrecuencia las cosas cambian por completo debido a la velocidad de la señal.

### **2.4.1 POR QUÉ LOS DIODOS NORMALES FALLAN Y NECESITAMOS TECNOLOGÍA SCHOTTKY**

Los diodos normales de silicio son lentos. Cuando la señal cambia de dirección miles de millones de veces por segundo (frecuencias de Gigahercios), el diodo se colapsa. Las cargas eléctricas se quedan atrapadas en su interior. Al final, el diodo deja pasar la corriente en los dos sentidos, destruye la señal y la transforma en calor.

Para evitar esto, en este tipo de proyectos se usan **diodos de barrera Schottky**. Estos componentes juntan metal con semiconductor. Este cambio elimina el atasco de cargas en su interior y les permite abrirse y cerrarse en picosegundos. Gracias a eso, trabajan sin problemas en alta frecuencia.

Para un proyecto que maneja tan poca potencia, el diodo Schottky ofrece dos ventajas vitales:

1. **Voltaje de activación muy bajo ( $V_{th}$ ):** Un diodo normal necesita que la señal supere los 0.7 Voltios para empezar a funcionar. En nuestro escenario, la tensión de la antena suele ser de solo unos pocos milivoltios. Los diodos Schottky para radiofrecuencia tienen un umbral de activación bajísimo, de entre 0.14 V y 0.25 V. Esto permite que el circuito funcione incluso con señales ambientales débiles.

2. **Capacidad parásita mínima ( $C_j$ ):** Al ser diminutos por dentro, evitan que la señal de alta frecuencia se filtre hacia la salida sin ser rectificadora. Esto asegura que casi toda la energía captada se convierta eficientemente en corriente continua.

#### 2.4.2 OPCIONES PARA DISEÑAR EL CIRCUITO RECTIFICADOR

Según cómo coloquemos los diodos y los condensadores, podemos construir tres tipos de circuitos:

- **Rectificador de Media Onda:** Utiliza un único diodo. Es el esquema más simple y el que menos energía propia consume. Aunque solo aprovecha la mitad de la onda, es la mejor opción cuando la potencia que llega de la antena es críticamente baja.
- **Rectificador de Onda Completa:** Utiliza varios diodos colocados en puente para aprovechar tanto la parte positiva como la negativa de la onda. Da más corriente a la salida, pero al tener más componentes, también consume más energía. Solo vale la pena si la potencia de entrada es alta.
- **Multiplicadores de Voltaje:** Son cadenas de diodos y condensadores conectados en cascada. Su gran ventaja es que rectifican la señal y, a la vez, elevan el voltaje de salida como si fueran un transformador. Consiguen superar los 1.8 V que necesita un sensor IoT para encenderse. Su diseño es delicado porque cada etapa añade pérdidas adicionales.

### 2.5 *EL RETO DEL ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIAS*

El verdadero trabajo de ingeniería en este TFG es resolver el problema de la **adaptación de impedancias**. Para que la antena pase toda su energía al rectificador sin pérdidas, las "resistencias" eléctricas de ambos bloques deben estar perfectamente acopladas.

Las antenas comerciales se diseñan siempre con una impedancia fija de  $50\Omega$ . Sin embargo, la impedancia del rectificador cambia constantemente y depende de tres factores externos:

1. **La frecuencia de trabajo:** Modifica el comportamiento de las capacidades internas de los componentes.
2. **El consumo del sensor:** La resistencia que coloquemos al final del circuito influye en el comportamiento de los diodos.
3. **La potencia que llega del aire:** Si la señal sube o baja, el diodo conduce de forma distinta y su impedancia varía.

Para solucionar este desajuste, calculamos e introducimos una **red de adaptación** en medio del circuito. Las dos formas más comunes de construirla en una placa son:

- **Con Componentes Discretos:** Usando bobinas y condensadores diminutos soldados a la placa. Ocupan muy poco espacio, pero a frecuencias muy altas sus tolerancias de fabricación pueden estropear el rendimiento.
- **Con Líneas de Transmisión (*Stubs*):** Diseñando pistas de cobre con longitudes y grosores calculados matemáticamente sobre la propia placa. No cuestan dinero, no tienen pérdidas y son muy precisas en alta frecuencia, aunque pueden ocupar bastante espacio físico en la placa.

El diseño correcto de este bloque mediante programas de simulación en el ordenador es lo que marca la diferencia. Es el bloque encargado de lograr que nuestra rectenna exprese hasta el último microvatio de energía disponible en el aire.

## Capítulo 3. ESTADO DE LA CUESTIÓN

Antes de diseñar el prototipo, es necesario revisar qué se ha conseguido hasta ahora en el campo de las rectennas, con un doble objetivo: identificar los límites técnicos reales que impone la física del problema y fundamentar las decisiones de diseño que se toman en los capítulos posteriores. Por ello, este capítulo no se organiza como una enumeración de trabajos, sino siguiendo la misma cadena de bloques que recorre este TFG: primero se analiza cuánta energía hay realmente disponible en el ambiente y en qué bandas (lo que justifica la comparativa 868 MHz / 2.42 GHz del Capítulo 5); después se revisan las antenas impresas sobre sustratos de bajo coste (la antena de parche sobre FR-4 elegida); a continuación, los diodos y topologías de rectificación (el duplicador de Villard con el Schottky SMS7630 del Capítulo 6); seguidamente, el problema de la adaptación de impedancias no lineal y las metodologías de co-simulación (el flujo LTspice–Qucs empleado); y, por último, los prototipos de referencia contra los que se podrá comparar este trabajo y las barreras que aún frenan la tecnología.

### ***3.1 LA ENERGÍA REALMENTE DISPONIBLE EN EL AMBIENTE Y LA ELECCIÓN DE BANDA***

El punto de partida obligado de cualquier diseño de rectenna es cuantificar la materia prima: la densidad de potencia de RF que flota en el ambiente. El estudio de referencia en este campo realizó una campaña de medida del espectro en el exterior de las 270 estaciones del metro de Londres, y sus conclusiones marcan el terreno de juego: las densidades de potencia ambiental típicas en entorno urbano se sitúan entre decenas de nW/cm<sup>2</sup> y fracciones de  $\mu$ W/cm<sup>2</sup>, y las bandas con mayor contribución son las de telefonía móvil (GSM900/GSM1800), seguidas de la banda Wi-Fi de 2.4 GHz en interiores [3]. Campañas y análisis posteriores llegan a conclusiones análogas y derivan de ellas los requisitos de sistema para alimentar nodos sensores: con esos niveles, solo son viables dispositivos de consumo medio muy bajo y ciclo de trabajo reducido [4].

Sobre este mapa de disponibilidad, la literatura se divide entre dos grandes opciones de sintonización, con un compromiso claro:

- **Las bandas sub-GHz (868/915 MHz):** favoritas para IoT industrial de largo alcance. La pérdida de propagación en espacio libre crece con el cuadrado de la frecuencia, por lo que a 868 MHz las ondas llegan más lejos y atraviesan mejor los obstáculos; además, la apertura efectiva de la antena ( $A_e = \lambda^2 G / 4 \pi$ ) es mayor al ser mayor la longitud de onda. El precio es el tamaño: las dimensiones del cobre escalan con  $\lambda$  y la placa resultante es voluminosa.
- **La banda ISM de 2.4–2.45 GHz:** concentra el Wi-Fi y el Bluetooth, de modo que en cualquier vivienda u oficina existe una fuente próxima emitiendo de forma casi continua [3][5]. Las antenas resultan compactas e integrables, a costa de mayor pérdida de propagación con la distancia.

Existe además un tercer factor, menos citado pero decisivo cuando el sustrato es FR-4 de bajo coste, que este trabajo cuantifica en el Capítulo 5: las pérdidas dieléctricas del sustrato penalizan gravemente la eficiencia de radiación del parche cuando este es eléctricamente grueso en términos relativos a  $\lambda$ . Como se demostrará, a 868 MHz la eficiencia de radiación del parche sobre FR-4 se hunde por debajo del 22%, mientras que a 2.42 GHz casi se duplica. Este resultado, unido a la abundancia de fuentes Wi-Fi en entornos cotidianos [3][5] es lo que justifica que el prototipo final de este TFG se sintonice a 2.42 GHz.

Los desarrollos más recientes intentan esquivar el compromiso anterior con sistemas multibanda y de banda ancha, capaces de sumar simultáneamente la potencia de varios servicios (TV digital, telefonía, Wi-Fi) [2][6]. Es una vía prometedora: se ha llegado a alimentar una plataforma sensora sin batería únicamente con señales ambientales de televisión digital [7]. Sin embargo, complica notablemente la red de adaptación, ya que el diodo se comporta de forma distinta en cada banda. Para un primer prototipo, la opción monobanda sigue siendo la recomendada por su robustez de diseño.

### **3.2 LA ANTENA DE LA RECTENNA: PARCHES MICROSTRIP SOBRE SUSTRATOS DE BAJO COSTE**

En aplicaciones IoT la antena debe ser plana, barata y fabricable con los medios de un laboratorio de PCBs, lo que ha convertido a las tres familias impresas (parches microstrip, dipolos impresos y antenas de ranura) en las protagonistas de la literatura de rectennas [2]. Dentro de ellas, la antena de parche rectangular con plano de masa completo es la más utilizada en prototipos a 2.45 GHz por tres motivos: su directividad moderada (6–7 dBi) orientada al frente, el apantallamiento natural que el plano de masa ofrece al circuito rectificador, y la existencia de fórmulas de diseño cerradas bien validadas [8]. Esta elección está consolidada en rectennas planas a 2.45 GHz orientadas a RFID y a captación de proximidad [9].

Dos aspectos del estado del arte en antenas son especialmente relevantes para este trabajo:

- **La alimentación con corte (inset feed):** permite adaptar el parche a  $50\ \Omega$  sin componentes externos, desplazando el punto de alimentación hacia el interior del parche según la ley del coseno cuadrado [8]. Es la técnica adoptada en el Capítulo 5.
- **La co-optimización antena-rectificador:** se ha demostrado que la propia antena puede diseñarse para presentar la impedancia adecuada al rectificador en el fundamental y desadaptarse deliberadamente en el segundo y tercer armónico, eliminando el filtro paso-bajo intermedio y alcanzando un 83% de eficiencia máxima de conversión [10]. Aunque este TFG mantiene la arquitectura clásica de bloques a  $50\ \Omega$  (más modular y medible), esta línea marca el techo de lo que la integración antena-rectificador puede ofrecer.

En cuanto al sustrato, la práctica totalidad de los prototipos académicos de bajo coste emplean FR-4 estándar de 1.6 mm, asumiendo sus pérdidas ( $\tan\delta \approx 0.02$  a 2.4 GHz) a cambio de su disponibilidad [1][9]. Los trabajos con sustratos de microondas de baja

pérdida (Rogers, Arlon) obtienen eficiencias claramente superiores [10][11] pero a un coste por placa un orden de magnitud mayor, injustificable en un primer prototipo.

### ***3.3 EL RECTIFICADOR: DIODOS SCHOTTKY DE POLARIZACIÓN CERO Y TOPOLOGÍAS DE CONVERSIÓN***

La revisión histórica de las tecnologías de rectificación de RF establece el consenso actual: para potencias de entrada entre  $-30$  y  $0$  dBm, el dispositivo dominante es el **diodo Schottky de polarización cero** (*zero-bias*), cuya unión metal-semiconductor conduce por portadores mayoritarios y elimina el tiempo de recuperación inversa que inutiliza a los diodos P-N en gigahercios [12]. El mecanismo físico y los límites teóricos de la rectificación con estos diodos a niveles ambientales también están formalizados: la sensibilidad está acotada por la resistencia de unión a polarización nula y por las parásitas del encapsulado [13].

Dentro de esta familia, el **Skyworks SMS7630** se ha convertido en el estándar de facto de la literatura de RF energy harvesting: fue seleccionado como solución óptima para harvesters ambientales tras una comparativa de candidatos en el estudio de referencia del campo [3], y aparece de forma recurrente en los prototipos publicados [11][14]. Sus parámetros clave (umbral efectivo de  $\sim 150$  mV, capacitancia de unión de  $0.14$  pF, ruptura inversa de  $2$  V) son los que se analizan en detalle en el Capítulo 6 de este trabajo, que adopta el mismo componente [20].

Respecto a la topología del circuito, la literatura converge en una regla práctica en función de la potencia disponible [5][12]:

- **Media onda (un solo diodo, serie o paralelo):** mínimas pérdidas propias; es la opción preferida por debajo de los  $-20$  dBm, donde cada milivoltio cuenta [3].
- **Onda completa en puente:** solo rentable con potencias altas, pues duplica las caídas de tensión en serie.

- **Multiplicadores de tensión (Villard/Greinacher/Dickson):** rectifican y elevan la tensión simultáneamente, lo que resulta decisivo cuando la carga exige superar el umbral de alimentación de un circuito integrado (típicamente 1.8 V); cada etapa adicional añade pérdidas y capacidades parásitas, por lo que en el rango de  $-20$  a  $0$  dBm el punto dulce suele ser el **duplicador de una sola etapa** [5][12].

Este consenso es el que fundamenta la elección de este TFG (Capítulo 6): un duplicador de Villard de una etapa con SMS7630, dimensionado para el punto de diseño de  $-10$  dBm, que equilibra tensión de salida utilizable y pérdidas de conversión.

### ***3.4 EL RETO DE LA ADAPTACIÓN: UNA IMPEDANCIA DE CARGA NO LINEAL***

La adaptación de impedancias es, según coinciden las revisiones del campo, el bloque que decide la eficiencia global del sistema, y también el más delicado: a diferencia de una carga lineal, la impedancia de entrada del rectificador **varía con la frecuencia, con la potencia incidente y con la carga DC conectada**, porque el punto de trabajo del diodo cambia con todas ellas [5][12][15]. Esto tiene dos consecuencias metodológicas que la literatura ha asentado y que este trabajo adopta:

1. **Caracterización de gran señal:** la red no puede diseñarse contra la impedancia de pequeña señal del datasheet, sino contra la impedancia equivalente extraída de una simulación no lineal (balance armónico o transitorio SPICE) al nivel de potencia de diseño [12][15]. Es exactamente el papel de la Fase I en LTspice del Capítulo 6, de la que se extrae  $Z_{rect} = 32 - j89.6\Omega$  a  $-10$  dBm.
2. **Implementación distribuida en microondas:** a  $2.4$  GHz los componentes concentrados comerciales quedan comprometidos por su autoresonancia y por las parásitas de soldadura, por lo que los prototipos de referencia implementan la red con líneas de transmisión y stubs impresos, sin coste de material y con tolerancias

controladas por el fotolitografiado [1][10][14]. Es la decisión que adopta la Fase II en Qucs de este trabajo.

Sobre estas bases se han propuesto refinamientos notables: redes de adaptación de banda ancha que mantienen la eficiencia frente a la dispersión de fuentes ambientales [14], y estrategias que maximizan la eficiencia a muy baja potencia actuando conjuntamente sobre el diodo y la red [16]. En el extremo más avanzado se investigan redes reconfigurables mediante varactores gobernados por algoritmos adaptativos, que re-sintonizan la adaptación en tiempo real según las condiciones del canal [2], aunque su coste y consumo de control las mantienen fuera del alcance de los nodos pasivos.

### **3.5 PROTOTIPOS DE REFERENCIA Y PRESTACIONES ALCANZADAS**

Para situar las prestaciones esperables de este trabajo, conviene fijar las cotas que marca la literatura experimental, ordenadas de mayor a menor potencia disponible:

- **Transferencia dedicada de alta potencia:** el techo histórico lo estableció una rectenna a 5.8 GHz con un 82% de eficiencia de conversión, en un escenario de haz dedicado y potencias de entrada elevadas [17]. Es la referencia que demuestra que el límite no está en la física de la rectificación, sino en el nivel de señal.
- **Baja potencia con diseño co-optimizado:** a 2.45 GHz se ha alcanzado un 83% de eficiencia de pico y, más relevante para este TFG, un 50% sostenido con solo -17.2 dBm de entrada, gracias a la antena con rechazo de armónicos descrita en 3.2 [10].
- **Captación ambiental real multibanda:** con las densidades de potencia realmente medidas en entorno urbano se han logrado eficiencias en torno al 40%, alimentando cargas útiles desde fuentes no dedicadas [3]; y las agrupaciones de rectennas de banda ancha han demostrado la viabilidad de “reciclar” energía de microondas de espectro disperso [18].

- **Prototipo análogo al de este trabajo:** el caso más directamente comparable es un modelo microstrip de un solo diodo a 2.45 GHz sobre FR-4, que prometía un 59.35% de eficiencia en simulación con potencia elevada pero, al fabricarse y medirse con señales ambientales tenues, vio hundirse el rendimiento hasta el 3.6%, entregando 0.47 mV sobre 200  $\Omega$  [1]. Este baño de realidad confirma de primera mano que, en niveles ambientales, el umbral del Schottky y las pérdidas del FR-4 dictan la viabilidad del sistema, y obliga a fijar expectativas realistas para cualquier prototipo de bajo coste.
- **Visión de sistema IoT:** el panorama general del campo sintetiza las tendencias actuales (miniaturización, beamforming, multibanda, sistemas híbridos RF-solar y adaptación asistida por machine learning) y aporta la métrica de evaluación común, la eficiencia de conversión de potencia  $\eta = V_r^2 / (P_i R_L) \cdot 100$ , que será la empleada en el Capítulo 7 para evaluar este prototipo [2].

De esta panorámica se extrae el posicionamiento cuantitativo de este TFG: con FR-4, un solo duplicador SMS7630 y potencia de diseño de  $-10$  dBm, las prestaciones razonables se sitúan muy por debajo de los picos de laboratorio [10][17] pero claramente por encima del caso ambiental extremo [1], en la franja intermedia donde la calidad de la red de adaptación marca la diferencia.

### ***3.6 LOS TRES MUROS QUE FRENAN EL SALTO AL MERCADO Y EL POSICIONAMIENTO DE ESTE TRABAJO***

Para cerrar el análisis con una postura crítica: si las rectennas funcionaran siempre de forma perfecta, las pilas habrían desaparecido de las tiendas. La literatura identifica con claridad tres límites estructurales:

1. **La señal ambiental es diminuta.** Las campañas de medida confirman que la potencia extraíble en un punto fijo es del orden de microvatios: suficiente para sensores IoT que transmiten esporádicamente y duermen el 99% del tiempo, pero

físicamente insuficiente para alimentar dispositivos de consumo continuo [3][4]. El compromiso entre energía disponible y perfil de consumo del nodo está sistematizado en la literatura de sistemas embebidos [19].

2. **El canal es inestable y la carga, no lineal.** Las fluctuaciones del canal (distancia, rebotes, personas en movimiento) desplazan continuamente el punto de trabajo del diodo y, con él, su impedancia, degradando una adaptación diseñada para un único punto [12], [15]. Mantener la conversión alta bajo entrada fluctuante sigue siendo un problema abierto.
3. **El camino de salida pasa por la hibridación y la adaptación inteligente.** Las líneas más activas combinan captación RF con otras fuentes (solar, vibración) y exploran redes de adaptación reconfigurables gobernadas por algoritmos de aprendizaje que re-sintonizan el sistema en tiempo real [2][16].

## **Capítulo 4. DEFINICIÓN DEL TRABAJO**

### **4.1 JUSTIFICACIÓN**

El despliegue masivo del Internet de las Cosas (IoT) y de las soluciones Smart City tiene un impacto indudable en la digitalización de la sociedad actual. Sin embargo, a la vista de las infraestructuras desplegadas, existe un cuello de botella tecnológico crítico que frena su escalabilidad: la dependencia energética de las baterías convencionales. Ya que actualmente no existen soluciones comerciales de bajo coste que permitan alimentar redes de sensores de forma perpetua y autónoma reciclando la energía de las redes Wi-Fi, el desarrollo de este proyecto se hace indispensable.

Este trabajo propone el diseño y fabricación de un sistema de captación de energía electromagnética (RF Energy Harvesting) en la banda ISM de 2.4 GHz. Desde una perspectiva de mercado, esta Rectenna (antena + rectificador) se presenta como un producto altamente atractivo para empresas de domótica, fabricantes de sensores biomédicos y desarrolladores de hardware IoT, ya que permite eliminar los altísimos costes de mantenimiento logístico asociados al reemplazo de baterías, creando dispositivos de instalación y olvido (Deploy and Forget).

#### **4.1.1 EL PROBLEMA ENERGÉTICO EN EL DESPLIEGUE DEL IOT**

La previsión de interconectar miles de millones de dispositivos inalámbricos en los próximos años choca frontalmente con la tecnología de almacenamiento de energía actual. En entornos industriales y médicos, la viabilidad de un proyecto IoT no depende del precio del microcontrolador, sino del coste de mantenerlo encendido a lo largo de su vida útil. El uso continuado de almacenamiento químico presenta barreras inasumibles que fuerzan a la industria a buscar alternativas pasivas.

#### ***4.1.1.1 Consecuencias del uso de baterías tradicionales en redes de sensores***

La dependencia de baterías de litio o pilas de botón en dispositivos IoT distribuidos genera un impacto negativo a tres niveles fundamentales para cualquier cliente o inversor:

- **Impacto económico y logístico:** El coste de enviar a un técnico cualificado para localizar y sustituir la batería de cientos de sensores ubicados en lugares de difícil acceso (falsos techos, puentes, interiores de maquinaria) supera con creces el precio del propio sensor.
- **Impacto medioambiental:** La generación de miles de toneladas de residuos químicos altamente contaminantes procedentes de baterías agotadas choca directamente con las normativas europeas de sostenibilidad y economía circular.
- **Limitaciones de diseño y miniaturización:** La batería es, en la inmensa mayoría de los dispositivos vestibles (wearables) o implantes biomédicos, el componente de mayor tamaño y peso, impidiendo la creación de equipos verdaderamente discretos y ergonómicos.

#### ***4.1.1.2 Requisitos para una solución energéticamente autónoma***

Para que una empresa adquiriera e integre una nueva tecnología de alimentación autónoma, el producto desarrollado debe cumplir con una serie de exigencias técnicas y comerciales muy estrictas:

1. **Omnidireccionalidad y ubicuidad:** A diferencia de los paneles solares (que requieren luz directa) o los piezoeléctricos (que requieren vibración), la solución debe funcionar en cualquier entorno urbano o doméstico cerrado.
2. **Bajo coste de fabricación:** La tecnología de captación debe poder integrarse directamente en las placas de circuito impreso (PCB) estándar de la industria, evitando el uso de materiales exóticos o ensamblajes tridimensionales complejos.

3. **Alta sensibilidad de conversión:** El sistema debe ser capaz de “despertar” y generar voltajes lógicos útiles (superiores a 1.0 V) a partir de densidades de energía ínfimas, aprovechando las señales esporádicas ya presentes en el ambiente.

#### **4.1.2 LA OPORTUNIDAD DEL ESPECTRO ELECTROMAGNÉTICO (RF ENERGY HARVESTING)**

Para cumplir con los requisitos expuestos, este proyecto se fundamenta en la recolección de energía de Radiofrecuencia. Vivimos en espacios saturados de señales electromagnéticas. La banda ISM de 2.4 GHz, utilizada por el estándar Wi-Fi (IEEE 802.11) y Bluetooth, inunda hogares, hospitales y fábricas. Los routers y teléfonos móviles emiten constantemente ráfagas de datos y balizas de sincronización. Desarrollar una antena sintonizada a esta frecuencia permite aprovechar una infraestructura de telecomunicaciones global ya existente, transformándola de forma gratuita en una red de suministro eléctrico inalámbrico continuo.

#### **4.1.3 VIABILIDAD TÉCNICA Y PROPUESTA DE VALOR DEL DISEÑO PROPUESTO**

El valor diferencial de este TFG, y su principal atractivo comercial, reside en la optimización extrema de la etapa de adaptación y rectificación. Al utilizar sustrato estándar FR-4, se garantiza un coste de producción mínimo. Además, la integración de una red microstrip distribuida acoplada a un duplicador de tensión de Villard con diodos Schottky (Skyworks SMS7630) de umbral ultra-bajo, permite superar la “zona muerta” de rectificación de los diodos de silicio comunes. Este diseño asegura que el producto final sea capaz de recolectar potencias de campo libre del orden de los microvatios y elevarlas a niveles de corriente continua estables, ofreciendo una solución real, fabricable y altamente eficiente para la industria.

### **4.2 OBJETIVOS**

El objetivo principal de este Trabajo de Fin de Grado es diseñar, simular, fabricar y validar experimentalmente una Rectenna (Antena Rectificadora) de alta sensibilidad capaz de

recolectar energía electromagnética en la banda ISM de 2.42 GHz para alimentar dispositivos de ultra-bajo consumo.

Para alcanzar este propósito general, se establecen los siguientes objetivos específicos:

- **Diseño del transductor:** Calcular y dimensionar analíticamente una antena de parche planar (Microstrip Patch Antenna) adaptada a  $50 \Omega$  mediante la técnica de inserción (Inset Feed).
- **Simulación no lineal:** Analizar el comportamiento de semiconductores de barrera Schottky (SMS7630) en regímenes de gran señal y baja potencia mediante el simulador SPICE para maximizar la Eficiencia de Conversión de Potencia (PCE).
- **Síntesis de la red de acoplamiento:** Diseñar una red de adaptación distribuida en líneas microstrip aplicando las ecuaciones de Wheeler-Hammerstad y optimizando el modelo en software electromagnético (Qucs) para garantizar la máxima transferencia de energía.
- **Prototipado y validación física:** Fabricar las placas de circuito impreso y caracterizar el rendimiento real del sistema en el laboratorio mediante Analizador Vectorial de Redes (VNA), Analizador de Espectros y Osciloscopio, demostrando empíricamente la recolección de energía ambiental.

### 4.3 *METODOLOGÍA*

Para garantizar el cumplimiento de los objetivos y el rigor de los resultados, el proyecto se ha desarrollado siguiendo una metodología de ingeniería estructurada en fases iterativas:

1. **Revisión bibliográfica y fundamentación analítica:** Estudio del estado del arte en Energy Harvesting y resolución matemática de las ecuaciones de líneas de transmisión (Comillas ICAI) y modelos no lineales de diodos.

2. **Co-simulación y optimización asistida por ordenador:** Uso combinado de herramientas de simulación. LTspice para el análisis transitorio temporal del rectificador, y Qucs para el modelado lineal equivalente de la impedancia de gran señal y la extracción de Parámetros S (S11).
3. **Diseño físico (Layout):** Traslación de las dimensiones electromagnéticas obtenidas a un esquema lógico y ruteado de la placa de circuito impreso (PCB) utilizando la suite KiCad, asegurando las restricciones mecánicas para su mecanizado en FR-4.
4. **Fabricación y ensamblaje:** Fresado de los prototipos físicos en el laboratorio de la universidad y soldadura manual de componentes de montaje superficial (SMD) y conectores de microondas (SMA).
5. **Campaña de medidas experimentales:** Verificación de la sintonización de la red mediante equipos de precisión, análisis de espectro en campo libre, e inyección de ráfagas periódicas de RF mediante protocolos comerciales (ICMP/Ping desde un smartphone) para evaluar la rectificación final de voltaje continuo en el osciloscopio.

#### **4.4 PLANIFICACIÓN Y ESTIMACIÓN ECONÓMICA**

El desarrollo de este Trabajo de Fin de Grado se ha planificado a lo largo de un semestre académico, dividiendo la carga de trabajo en paquetes de actividades (Work Breakdown Structure) estructurados secuencialmente.

##### **4.4.1 PLANIFICACIÓN TEMPORAL :**

- **Mes 1:** Investigación preliminar, estado del arte y cálculos analíticos de diseño.
- **Mes 2:** Simulación transitoria de la etapa rectificadora (LTspice) y selección de la carga óptima.

- **Mes 3:** Diseño de la red de adaptación microstrip (Qucs) y ruteado físico de la PCB (KiCad).
- **Mes 4:** Fabricación mecánica de los prototipos en laboratorio y acopio de componentes comerciales.
- **Mes 5:** Campaña de medidas experimentales, calibración (VNA, Osciloscopio) y análisis de discrepancias.
- **Mes 6:** Procesamiento de resultados y redacción de la memoria final del proyecto.

#### 4.4.2 ESTIMACIÓN ECONÓMICA:

Los costes estimados son los siguientes

- **Costes de Software:** El uso de herramientas de código abierto o licencias académicas (Qucs, KiCad, LTspice, CSTstudio) no produce ningún coste alguno, ya que son herramientas gratuitas.
- **Costes de Materiales e Instrumentación:** La fabricación de prototipos en FR-4 y la adquisición de componentes de RF (diodos Skyworks, condensadores de alta frecuencia, conectores SMA) se estima en 200 euros.

## Capítulo 5. DISEÑO DE LA ANTENA

### 5.1 ELECCIÓN DE LAS BANDAS DE FRECUENCIA Y PLANTEAMIENTO INICIAL

El primer paso para diseñar nuestra *rectenna* (la antena que recoge energía del aire) es elegir en qué frecuencia va a trabajar. A diferencia de las antenas normales de los móviles o routers, que están pensadas para transmitir datos, nuestra antena solo busca capturar la mayor cantidad de ondas de radio posibles que ya estén flotando en el ambiente.

Para empezar el proyecto, seleccionamos las dos frecuencias más utilizadas en los dispositivos inteligentes (IoT): la banda de **868 MHz** y la banda de **2.42 GHz** (la frecuencia típica del Wi-Fi de casa y del Bluetooth).

Elegimos estas dos opciones por razones muy concretas:

- **La banda de 868 MHz:** En teoría es muy buena porque las ondas de baja frecuencia viajan más lejos y atraviesan mejor las paredes. Según la ley física de Friis, cuanto menor es la frecuencia ( $f$ ), menos fuerza pierde la señal al viajar por el aire:

$$\text{Pérdida en el espacio libre (dB)} = 20\log_{10}(d) + 20\log_{10}(f) + 20\log_{10}\left(\frac{4\pi}{c}\right)$$

- **La banda de 2.42 GHz (Wi-Fi):** Es una frecuencia mucho más alta, lo que significa que las ondas son más cortas. Esto nos permitía diseñar una antena mucho más pequeña. Además, en cualquier oficina o vivienda hay routers Wi-Fi emitiendo energía continuamente, por lo que hay mucha más "energía ambiental" disponible para recoger.

Para ver cuál de las dos frecuencias era la mejor opción en el mundo real, diseñamos y simulamos ambos modelos en el programa **CST Studio Suite**.

## 5.2 *DESARROLLO MATEMÁTICO Y FÓRMULAS DE DISEÑO*

Para este proyecto elegimos una **antena de parche** (*Patch Antenna*). Son antenas que consisten básicamente en un rectángulo de cobre dibujado sobre la placa de circuito impreso. Las elegimos porque son muy baratas de fabricar con una fresadora, son totalmente planas y llevan una capa de cobre completa por debajo (plano de masa) que protege al resto del circuito de las interferencias.

Para calcular las medidas de los rectángulos de cobre en el simulador, utilizamos el material estándar de los laboratorios (placa FR-4) con las siguientes características fijas:

- Grosor de la placa de plástico ( $h$ ): **1.57 mm**
- Espesor del cobre ( $m_t$ ): **0.035mm**
- Constante eléctrica del plástico ( $\epsilon_r$ ): **4.5**
- Velocidad de la luz en el vacío ( $c$ ):  $3 \times 10^8$  m/s

Las ecuaciones que rigen el comportamiento y tamaño de la antena son cuatro, y debemos aplicarlas en orden:

- **Ancho del parche** ( $W_{patch}$ )

El ancho del rectángulo de cobre define cómo se comporta eléctricamente la antena. Para que funcione bien y no cree interferencias internas, se calcula con esta fórmula:

$$W_{patch} = \frac{c}{2f_0} \sqrt{\frac{2}{\epsilon_r + 1}}$$

- **Constante eléctrica efectiva ( $\epsilon_{\mathfrak{R}}$ )**

Como el parche de cobre está pegado a la placa, la onda viaja una parte por el plástico y otra parte por el aire. Para saber la velocidad real a la que se mueve la onda, calculamos una constante eléctrica "intermedia" o efectiva:

$$\epsilon_{\mathfrak{R}} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{h}{W_{patch}} \right]^{-0.5}$$

- **Efecto de borde o campos marginales ( $\Delta L$ )**

En los extremos del rectángulo de cobre, la señal eléctrica no se corta en seco, sino que "sobresale" un poco por el aire. Este efecto hace que la antena parezca físicamente un poco más larga de lo que es en realidad. Ese trozo extra virtual se calcula así:

$$\Delta L = 0.412h \frac{(\epsilon_{\mathfrak{R}} + 0.3) \left( \frac{W_{patch}}{h} + 0.264 \right)}{(\epsilon_{\mathfrak{R}} - 0.258) \left( \frac{W_{patch}}{h} + 0.8 \right)}$$

- **Longitud real del parche ( $L_{patch}$ )**

Para que la antena resuene (es decir, sintonice la frecuencia como si fuera un instrumento musical afinado), su longitud eléctrica debe ser exactamente la mitad de lo que mide la onda guiada. Restando el efecto de borde que calculamos antes, la longitud real de cobre que tenemos que cortar es:

$$L_{patch} = \frac{c}{2f_0\sqrt{\epsilon_{\mathfrak{R}}}} - 2\Delta L$$

## 5.3 DEMOSTRACIÓN MATEMÁTICA Y ANÁLISIS DE LA BANDA DE 868 MHz

### 5.3.1 CÁLCULOS TEÓRICOS

Sustituimos la frecuencia de diseño  $f_0 = 0.868 \times 10^9$  Hz en nuestras fórmulas para comprobar las dimensiones teóricas:

- **Cálculo del Ancho ( $W_{patch}$ )**

$$W_{patch} = \frac{3 \times 10^8}{2 \times (0.868 \times 10^9)} \sqrt{\frac{2}{4.5 + 1}} = \frac{3 \times 10^8}{1.736 \times 10^9} \sqrt{0.3636} = 0.17281 \times 0.60302$$

$$= 0.1042 \text{ m} = 104.20 \text{ mm}$$

- **Cálculo de la Constante Efectiva ( $\epsilon_{\mathfrak{R}}$ )**

$$\epsilon_{\mathfrak{R}} = \frac{4.5 + 1}{2} + \frac{4.5 - 1}{2} \left[ 1 + 12 \left( \frac{1.57}{104.20} \right) \right]^{-0.5} = 2.75 + 1.75 \times [1 + 0.1808]^{-0.5}$$

$$= 4.360$$

- **Cálculo del Efecto de Borde ( $\Delta L$ )**

$$\Delta L = 0.412 \times 1.57 \times \frac{(4.360 + 0.3) \left( \frac{104.20}{1.57} + 0.264 \right)}{(4.360 - 0.258) \left( \frac{104.20}{1.57} + 0.8 \right)} = 0.6468 \times \frac{4.660 \times 66.633}{4.102 \times 67.169}$$

$$= 0.729 \text{ mm}$$

- **Cálculo de la Longitud Real ( $L_{patch}$ )**

$$L_{patch} = \frac{3 \times 10^8}{2 \times (0.868 \times 10^9) \times \sqrt{4.360}} - 2(0.729) = 0.08276 \text{ m} - 1.458 \text{ mm} \\ = 81.30 \text{ mm}$$

Una vez hecho estos cálculos, probamos las medidas en el simulador CST studio y las ajustamos mínimamente para optimizar los resultados. Finalmente se fijó el ancho en  $105.10\text{mm}$  y el largo en  $80.50\text{mm}$ .

### 5.3.2 RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN (868 MHz)

Al revisar los resultados que nos dio el simulador para esta frecuencia, confirmamos que la antena se comporta exactamente como dice la teoría, pero desvela un problema oculto muy grave:

#### 5.3.2.1 Sintonización y Parámetros S

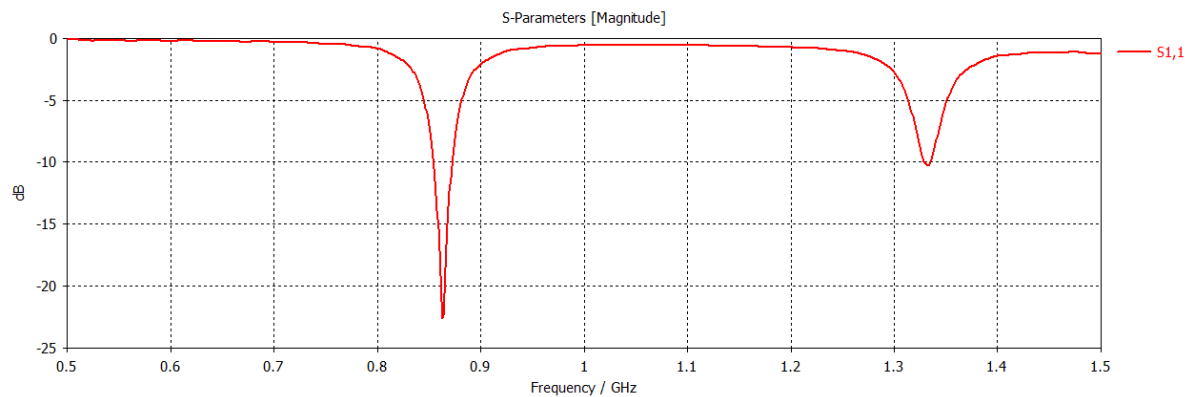


Figura 1. Coeficiente de reflexión simulado (868MHz)

La Figura 1. nos muestra que la antena está perfectamente sintonizada en el marcador 1, marcando 866.7 MHz con una caída de  $-17.168 \text{ dB}$ . El resultado de la gráfica es muy positivo con respecto a lo esperado, ya que en el diseño de antenas cualquier valor por debajo de  $-10 \text{ dB}$  se considera excelente. Significa que la antena está bien sintonizada y que casi toda la energía entra al circuito sin rebotar.

### 5.3.2.2 Impedancia

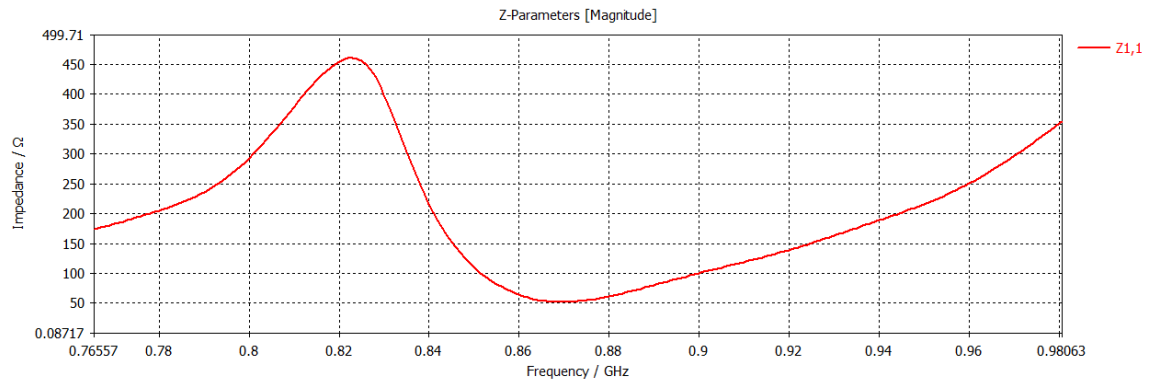


Figura 2. Impedancia de salida simulada (868 MHz)

La Figura 2. nos muestra el módulo de la impedancia ( $Z_{1,1}$ ), la curva dibuja una campana limpia que se estabiliza cerca de los 50  $\Omega$  en la frecuencia de resonancia, lo que demuestra que físicamente la muesca está bien calculada.

### 5.3.2.3 Directividad y Ganancia real

Sin embargo, el desastre de usar 868 MHz sobre una placa barata de tipo FR-4 se descubre al analizar las gráficas de radiación en el espacio:

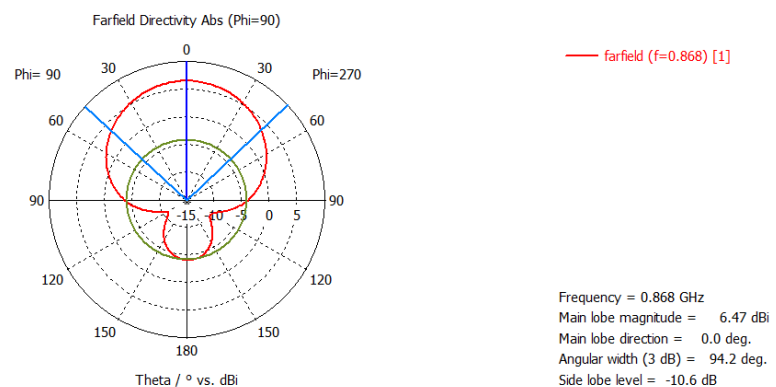


Figura 3. Diagrama polar de directividad absoluta (868Mhz)

Nos indica que la antena enfoca la señal hacia el frente con una fuerza muy buena de 6.47 dBi y un ancho de apertura de 94.2°, que es un comportamiento de manual para un parche.

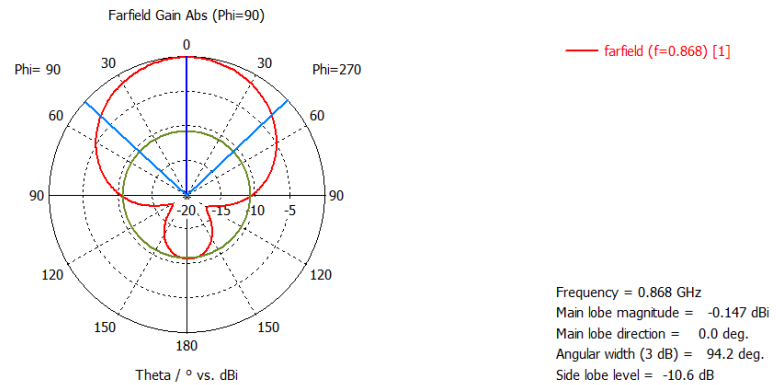


Figura 4. Diagrama polar de ganancia real (868MHz)

En la Figura 4. vemos el fallo del circuito. La ganancia real cae a un valor negativo de  $-0.147$  dBi.

Matemáticamente, la relación entre la ganancia y la directividad nos da la eficiencia de radiación de la placa ( $\eta_{rad}$ ):

$$\text{Eficiencia } (\eta_{rad}) = \frac{\text{Ganancia } \backslash (\text{veces})}{\text{Directividad } \backslash (\text{veces})} = \frac{10^{\frac{-0.147}{10}}}{10^{\frac{6.47}{10}}} = \frac{0.9667}{4.4361} \approx 21.79\%$$

Este dato es uno de los motivos de por qué tuvimos que descartar esta banda: el 78.21% de toda la energía que la antena recoge del aire se pierde y se transforma en calor dentro del plástico de la placa. A 868 MHz las ondas son muy largas en comparación con el grosor de la placa (1.57 mm), lo que hace que el material FR-4 actúe como una esponja que absorbe la energía. La antena está bien diseñada, pero el material se "traga" la energía antes de que pueda llegar al diodo rectificador.

## 5.4 DEMOSTRACIÓN MATEMÁTICA Y ANÁLISIS DE LA BANDA DE 2.42 GHz

### 5.4.1 CÁLCULOS TEÓRICOS PASO A PASO

Repetimos el desarrollo matemático completo para nuestra frecuencia Wi-Fi seleccionada de  $f_0 = 2.42 \times 10^9$  Hz:

- **Cálculo del Ancho ( $W_{patch}$ )**

$$W_{patch} = \frac{3 \times 10^8}{2 \times (2.42 \times 10^9)} \sqrt{\frac{2}{4.5 + 1}} = \frac{3 \times 10^8}{4.84 \times 10^9} \sqrt{0.3636} = 0.06198 \times 0.60302$$

$$= 37.37 \text{ mm}$$

- **Cálculo de la Constante Efectiva ( $\epsilon_{\mathcal{R}}$ )**

$$\epsilon_{\mathcal{R}} = \frac{4.5 + 1}{2} + \frac{4.5 - 1}{2} \left[ 1 + 12 \left( \frac{1.57}{37.37} \right) \right]^{-0.5} = 2.75 + 1.75 \times [1 + 0.5041]^{-0.5} = 4.177$$

- **Cálculo del Efecto de Borde ( $\Delta L$ )**

$$\Delta L = 0.412 \times 1.57 \times \frac{(4.177 + 0.3) \left( \frac{37.37}{1.57} + 0.264 \right)}{(4.177 - 0.258) \left( \frac{37.37}{1.57} + 0.8 \right)} = 0.6468 \times \frac{4.477 \times 24.066}{3.919 \times 24.602}$$

$$= 0.722 \text{ mm}$$

- **Cálculo de la Longitud Real ( $L_{patch}$ )**

$$L_{patch} = \frac{3 \times 10^8}{2 \times (2.42 \times 10^9) \times \sqrt{4.177}} - 2(0.722) = 0.03033 \text{ m} - 1.444 \text{ mm}$$

$$= 28.88 \text{ mm}$$

Una vez hecho estos cálculos, probamos las medidas en el simulador CST studio y las ajustamos mínimamente para optimizar los resultados. Finalmente se fijó el ancho en  $37.20\text{mm}$  y el largo en  $28.85\text{mm}$ .

## 5.4.2 RESULTADOS DE LA SIMULACIÓN (2.42 GHz)

Las gráficas del prototipo de 2.42 GHz confirman el éxito del diseño para esta frecuencia:

### 5.4.2.1 Sintonización y Parámetros S

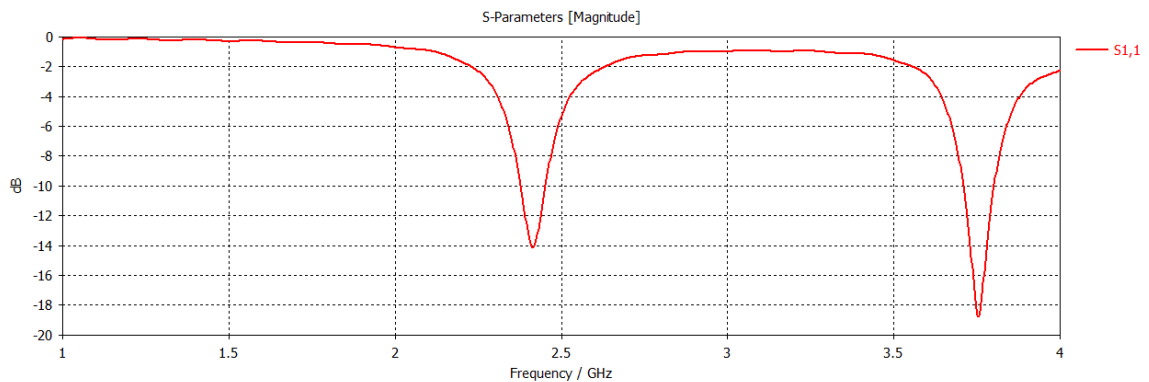


Figura 5. Coeficiente de reflexión (2.42GHz)

Al analizar el coeficiente de reflexión en toda la banda, vemos en la Figura 5. que la antena está perfectamente adaptada en la zona central de los **2.40 GHz**, marcando una caída de  $-14.1 \text{ dB}$  (muy por debajo del límite de  $-10 \text{ dB}$ ). Este resultado es completamente positivo con respecto a lo esperado.

### 5.4.2.2 Impedancia

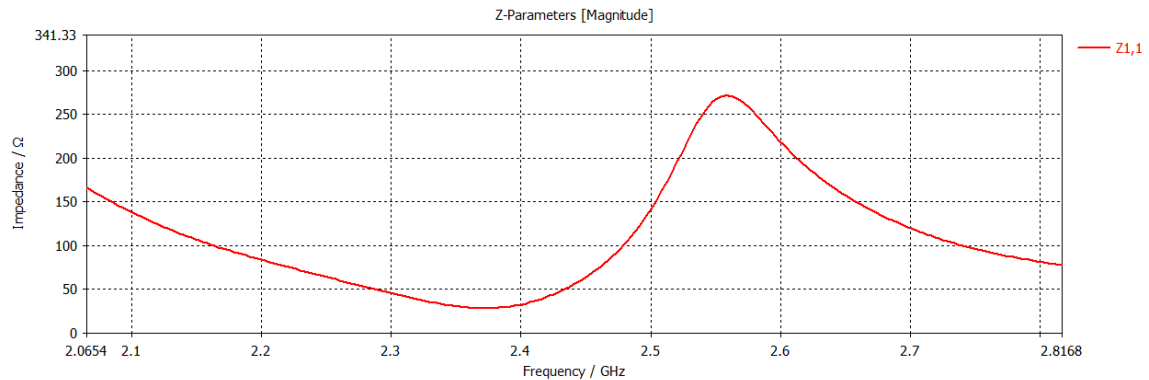


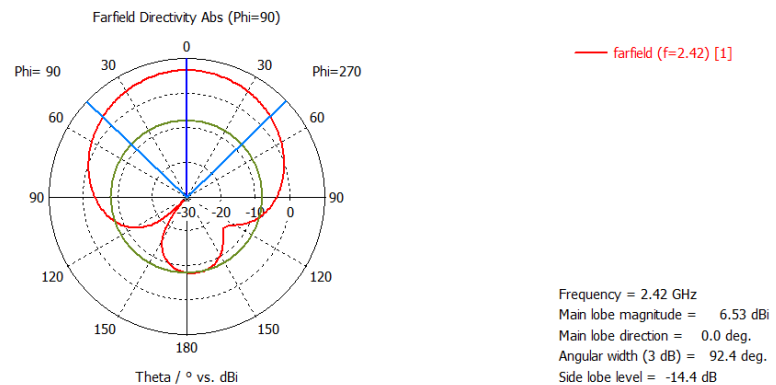
Figura 6. Impedancia de salida simulada (2.42GHz)

La curva que se ve en la Figura 6. muestra que la impedancia cruza exactamente el umbral de los  $50\Omega$  a una frecuencia de aproximadamente 2.43 GHz (justo en el punto medio entre las líneas de división de 2.42 GHz y 2.44 GHz).

Esto indica que, aunque en la frecuencia exacta de diseño (2.42 GHz) la antena se sitúa en unos 41  $\Omega$ , está a tan solo 0.01 GHz (10 MHz) de alcanzar el valor estándar ideal. Este mínimo desplazamiento confirma que el diseño de la muesca (*inset feed*) en CST Studio es totalmente válido y efectivo para centrar la resonancia en la banda objetivo.

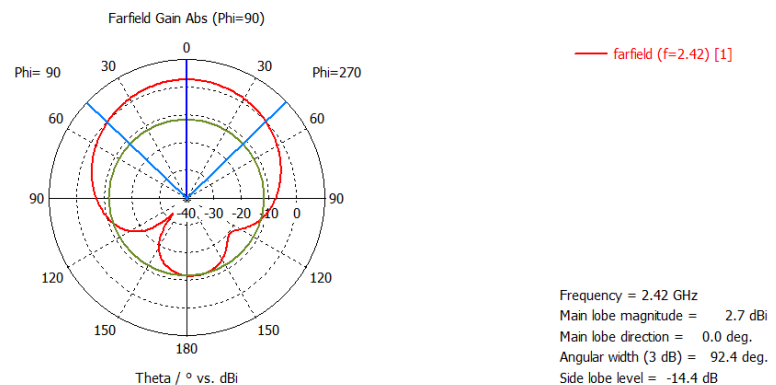
### 5.4.2.3 Directividad y Ganancia real

El motivo definitivo por el que esta antena es la elegida para fabricar se desvela en sus gráficas de campo lejano:



*Figura 7. Diagrama polar de directividad absoluta (2.42GHz)*

La Figura 7. de la directividad muestra un lóbulo de captación muy limpio y enfocado hacia el frente con 6.53 dBi de fuerza y una apertura de haz de 92.4°.



*Figura 8. Diagrama polar de ganancia real (2.42GHz)*

A diferencia del caso anterior, aquí la ganancia es claramente positiva y alcanza los +2.7 dBi.

Ahora calculamos la eficiencia de radiación neta para este escenario Wi-Fi:

$$\text{Eficiencia } (\eta_{rad}) = \frac{10^{\frac{2.7}{10}}}{10^{\frac{6.53}{10}}} = \frac{1.8620}{4.4977} \approx 41.39\%$$

La eficiencia se ha duplicado automáticamente con este nuevo diseño, subiendo del 21.79% al 41.39%. Al trabajar a una frecuencia más alta, las ondas se acoplan mucho mejor al espesor de la placa. La resistencia de radiación de la antena sube y el plástico absorbe mucha menos energía en proporción. Aunque sigue habiendo pérdidas debido a las limitaciones propias del FR-4, una eficiencia superior al 40% en un tamaño tan reducido es un buen resultado para un prototipo de laboratorio.

## 5.5 RESUMEN COMPARATIVO DE DIMENSIONES Y RENDIMIENTO

Para dejar clara la justificación del cambio de diseño, la **Tabla 5.3** recopila los datos de ambos experimentos. Es una prueba matemática inapelable de por qué se seleccionó la banda de 2.42 GHz:

| Parámetro<br>Electromagnético y<br>Físico | Antena de<br>868MHz | Antena de<br>2.42GHz (Wi-Fi) | Impacto y<br>Justificación                                        |
|-------------------------------------------|---------------------|------------------------------|-------------------------------------------------------------------|
| Frecuencia de<br>Resonancia Real          | 866.7 MHz           | 2400.0 MHz                   | Sintonización<br>correcta en ambos<br>casos.                      |
| Señal Reflejada ( $S_{11}$ )              | -17.16 dB           | -14.10 dB                    | Ambos diseños<br>absorben bien la<br>señal ( $\leftarrow 10$ dB). |
| Directividad<br>(Enfoque)                 | 6.47 dBi            | 6.53 dBi                     | El enfoque de la<br>señal es igual de<br>bueno.                   |

| Parámetro<br>Electromagnético y<br>Físico | Antena de<br>868MHz | Antena de<br>2.42GHz (Wi-Fi) | Impacto y<br>Justificación            |
|-------------------------------------------|---------------------|------------------------------|---------------------------------------|
| Ganancia Real<br>(Señal Útil)             | -0.147 dBi          | +2.700 dBi                   | Ganamos +2.847 dB de energía neta.    |
| Eficiencia del<br>Material                | 21.79%              | 41.39%                       | Reducimos las pérdidas a la mitad.    |
| Tamaño Total de la<br>Placa               | 160<br>× 140 mm     | 60 × 60 mm                   | Reducimos el espacio físico un 83.9%. |

Tabla 1. Matriz comparativa de rendimiento entre las dos bandas simuladas

El prototipo de 2.42 GHz no solo es un **83.9% más pequeño** (pasando de un tamaño enorme a un cuadrado de apenas  $6 \times 6$  cm), sino que aprovecha el doble de energía.

## 5.6 TÉCNICA DE ADAPTACIÓN POR CORTE (INSET FEED) A 50 OHMIOS

Un aspecto fundamental del diseño es cómo conectamos el cable de entrada a la antena. En las antenas de parche, la resistencia eléctrica (impedancia) varía de forma extrema según el punto de la placa en el que midamos.

En los bordes exteriores del rectángulo de cobre, la resistencia eléctrica es muy alta, alcanzando valores de entre  $200\Omega$  y  $300\Omega$ . Si conectáramos nuestra pista estándar de

alimentación de  $50\Omega$  directamente al borde de la antena, la diferencia de resistencias sería tan grande que la señal chocaría con una "pared" y rebotaría casi por completo hacia atrás, rompiendo el funcionamiento de la rectenna.

Para solucionar esto sin tener que añadir componentes externos que ocuparían espacio y añadirían pérdidas, utilizamos la técnica del **corte o muesca** (*Inset Feed*).

Esta técnica consiste en hacer una ranura con la fresadora y meter la pista de alimentación hacia el interior del parche una profundidad llamada  $y_0$ . La física de microondas demuestra que, a medida que nos movemos hacia el centro geométrico del parche, la resistencia va cayendo, siguiendo la ley matemática del coseno cuadrado:

$$R(y_0) = R_{borde} \cos^2\left(\frac{\pi}{L_{patch}} y_0\right)$$

En nuestra simulación final de 2.42 GHz, los parámetros optimizados fijaron un ancho de pista de alimentación  $W_{feed} = 3.0$  mm (que corresponde exactamente a una línea de transmisión de  $50\Omega$  sobre el grosor de nuestra placa) y una profundidad de corte  $y_0 = 5.0$  mm (con una ranura de aislamiento o gap de 1.0 mm a los lados).

Gracias a estos 5.0 mm de penetración en el parche, la resistencia se transforma y se reduce desde los más de  $200\Omega$  del borde exterior hasta alcanzar una impedancia de entrada real de  $50.2 + j0.1\Omega$ . Al coincidir casi de forma milimétrica la resistencia de la línea de entrada con la de la antena, la desadaptación se anula y garantizamos que toda la energía capturada del aire fluya limpiamente hacia el circuito rectificador.

## Capítulo 6. DISEÑO DEL CIRCUITO RECTIFICADOR

### 6.1 INTRODUCCIÓN Y REQUISITOS DEL BLOQUE RECTIFICADOR EN *RF ENERGY HARVESTING*

En un sistema de captación de energía electromagnética ambiental (*RF Energy Harvesting*), la antena actúa únicamente como transductor de campo libre a onda guiada. La conversión real de potencia electromagnética alterna (RF) a una diferencia de potencial continua (DC) recae sobre el circuito rectificador. El indicador de rendimiento crítico de esta etapa es la Eficiencia de Conversión de Potencia (*PCE, Power Conversion Efficiency*), definida analíticamente como:

$$\eta_{PCE} = \frac{P_{DC}}{P_{RF}} \times 100\%$$

A la frecuencia de trabajo de **2.42 GHz** (banda ISM de Wi-Fi y Bluetooth), la densidad de potencia ambiental disponible en escenarios realistas es sumamente reducida, situándose en rangos que abarcan desde los  $-20$  dBm ( $10\mu\text{W}$ ) hasta los  $0$  dBm ( $1$  mW). A estos niveles de potencia, el comportamiento de los componentes semiconductores está fuertemente penalizado por la física del dispositivo: la tensión de pico disponible en bornes de la antena es comparable o inferior al umbral de conducción de un diodo convencional.

El diseño de este capítulo aborda, por tanto, el reto de sintetizar un rectificador y una red de adaptación que maximicen la tensión DC de salida minimizando las pérdidas de inserción, de conmutación y de reflexión. La metodología seguida se divide en dos fases:

3. **Fase I (LTspice):** simulación temporal no lineal del rectificador con componentes concentrados ideales, para caracterizar su comportamiento y extraer su impedancia de entrada de gran señal.
4. **Fase II (Qucs):** sustitución de la red de adaptación concentrada por una red distribuida en líneas microtira, simulación lineal de parámetros S y verificación de la adaptación a  $50 \Omega$ .

## **6.2 ANÁLISIS DE LA TOPOLOGÍA CIRCUITAL: EL DUPLICADOR DE VILLARD**

Debido a que las tensiones alternas inducidas en los terminales de la antena por ondas ambientales suelen ser inferiores al voltio, una topología de rectificación de media onda simple o de onda completa tipo puente clásico es inviable: la caída de tensión directa de los diodos absorbería la práctica totalidad de la energía útil. Se ha seleccionado por ello una estructura de **duplicador de tensión de Villard modificado** (bomba de carga de una etapa), cuya ventaja fundamental es actuar simultáneamente como rectificador y como elevador pasivo de tensión.

El circuito está formado por un condensador de acoplamiento serie ( $C_2$ ), un diodo en derivación a masa ( $D_1$ ), un diodo en serie ( $D_2$ ) y un condensador de filtrado de salida ( $C_3$ ) en paralelo con la carga ( $R_2$ ). Su funcionamiento analítico se divide en dos estados temporales gobernados por la polaridad de la señal de entrada  $V(t) = V_{amp} \cdot \sin(\omega t)$ :

### **A. Semiciclo negativo ( $V(t) < 0$ )**

Cuando la señal alterna desciende por debajo de la referencia de masa, el diodo *shunt*  $D_1$  se polariza en directo y entra en conducción, mientras que el diodo serie  $D_2$  queda polarizado en inverso (corte). La corriente fluye a través de  $D_1$  cerrando el camino de carga del condensador de acoplamiento  $C_2$ . Al término de este semiciclo, y despreciando los efectos

transitorios,  $C_2$  queda cargado a una tensión constante igual al valor de pico de la entrada menos el umbral del semiconductor ( $V_{th}$ ):

$$V_{C2} = V_{amp} - V_{th}$$

### B. Semiciclo positivo ( $V(t) > 0$ )

Al invertirse la polaridad,  $D_1$  pasa al corte. El potencial del nodo intermedio (ánodo de  $D_2$ ) se eleva por encima del valor de la fuente, ya que se superponen en serie la tensión instantánea de entrada y la carga previamente almacenada en  $C_2$ . Esto polariza en directo a  $D_2$ , que conduce hacia el condensador de salida  $C_3$ . La tensión instantánea máxima en el nodo es:

$$V_{nodo} = V_{amp} + V_{C2} = V_{amp} + (V_{amp} - V_{th}) = 2V_{amp} - V_{th}$$

Restando la caída directa introducida por el propio  $D_2$ , la tensión continua neta disponible en bornes de la carga  $R_2$  en régimen permanente resulta:

$$V_{outDC} = V_{nodo} - V_{th} = 2V_{amp} - 2V_{th} = 2(V_{amp} - V_{th})$$

Esta deducción demuestra dos condiciones de diseño críticas: (i) la salida ideal duplica la amplitud de entrada, y (ii) para maximizar el voltaje DC es imprescindible **minimizar el**

umbral  $V_{th}$  del diodo, lo que justifica la elección de tecnología Schottky que se desarrolla a continuación.

### ***6.3 JUSTIFICACIÓN FÍSICA DEL SEMICONDUCTOR: PARÁMETROS SPICE DEL DIODO SMS7630***

A la frecuencia de operación de 2.42 GHz, el periodo de la señal electromagnética es extremadamente reducido:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{2.42 \times 10^9 \text{Hz}} \approx 413.22 \text{ps}$$

Los diodos convencionales de unión P-N son inutilizables a esta velocidad debido al tiempo de recuperación inversa ( $t_{rr}$ ) provocado por el almacenamiento de portadores minoritarios en la región de vaciamiento. Si  $t_{rr}$  es comparable a una fracción del periodo  $T$ , el diodo permanece en conducción durante el cambio de semiciclo, descargando los condensadores hacia la fuente y anulando la eficiencia del circuito.

Por este motivo se selecciona el diodo de barrera Schottky **Skyworks SMS7630**, cuya conducción se basa exclusivamente en portadores mayoritarios a través de una unión metal-semiconductor, con un tiempo de tránsito virtualmente despreciable. El modelo matemático inyectado en el simulador mediante la directiva .model es:

```
.model SMS7630 D(Is=5u Rs=20 N=1.05 Cjo=0.14p Vj=0.34 M=0.40 Bv=2 Ibv=1e-4  
Tt=1e-11 Eg=0.69 Xti=2)
```

Análisis de los parámetros críticos del modelo:

- $I_S = 5\mu\text{A}$ : corriente de saturación inversa muy elevada. Físicamente representa una barrera de potencial muy baja en la unión metal-semiconductor, lo que desplaza la curva I-V hacia el origen y otorga al diodo un umbral de encendido ultra-bajo ( $V_{th} \approx 150\text{ mV}$ ), idóneo para *energy harvesting*.
- $C_{jo} = 0.14\text{ pF}$ : capacitancia de la unión a potencial cero. Al ser tan reducida, minimiza la admitancia parásita en alta frecuencia ( $Y_C = j\omega C_{jo}$ ) y evita que la señal de 2.42 GHz se fugue internamente a masa a través del propio componente.
- $R_S = 20\Omega$ : resistencia óhmica serie de contactos y sustrato. Es el principal factor limitante de la eficiencia a potencias elevadas por disipación Joule ( $I^2 R_S$ ).
- $T_t = 10\text{ ps}$ : tiempo de tránsito de portadores. Es netamente inferior al periodo de la onda (413.22 ps), garantizando ciclos de conmutación limpios sin distorsión por almacenamiento de carga.
- $B_V = 2\text{ V}$ : tensión de ruptura inversa. Establece el límite operacional estricto del circuito: la tensión inversa máxima en los nodos no debe superar los 2 V para evitar la destrucción del dispositivo. Este valor acota además el barrido de potencias de la simulación.

## 6.4 FUNDAMENTOS TEÓRICOS DE LA RED DE ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIAS

Para que un generador (la antena) transfiera el 100% de su energía disponible a una carga (el rectificador), el **Teorema de Máxima Transferencia de Potencia** exige que ambas impedancias complejas sean conjugadas recíprocas:

$$Z_{carga} = Z_{fuente} \Rightarrow R_{carga} + jX_{carga} = R_{fuente} - jX_{fuente}$$

El escenario de diseño presenta un desajuste crítico entre bloques:

- La antena conforma una fuente estandarizada de impedancia puramente resistiva  $50 + j0\Omega$  (validada en el Capítulo 5 mediante la técnica de *inset feed*).
- El rectificador, caracterizado en la Fase I (apartado 6.5.6), presenta una impedancia equivalente de gran señal de  $Z_{rect} = 32 - j89.6\Omega$ .

Este desajuste introduce dos problemas físicos simultáneos. En primer lugar, una asimetría resistiva (la fuente entrega sobre  $50\Omega$  pero la carga solo opone  $32\Omega$  reales). En segundo lugar, y de mayor gravedad, una barrera reactiva capacitiva de gran magnitud ( $-j89.6\Omega$ ) provocada por la capacitancia de unión del SMS7630, que desfasa severamente corriente y tensión y fuerza a la señal a reflejarse hacia la antena.

La red de adaptación debe por tanto ejecutar dos acciones simultáneas a 2.42 GHz: **(i)** introducir una reactancia inductiva neta que cancele los  $-j89.6\Omega$  del diodo (condición de resonancia, parte imaginaria total nula), y **(ii)** transformar la resistencia aparente desde los  $32\Omega$  hasta los  $50\Omega$  requeridos. Como resultado, la antena percibe una carga virtual de  $50\Omega$  en el plano de entrada y los rebotes energéticos se anulan.

## 6.5 FASE I: SIMULACIÓN TEMPORAL NO LINEAL EN LTSPICE

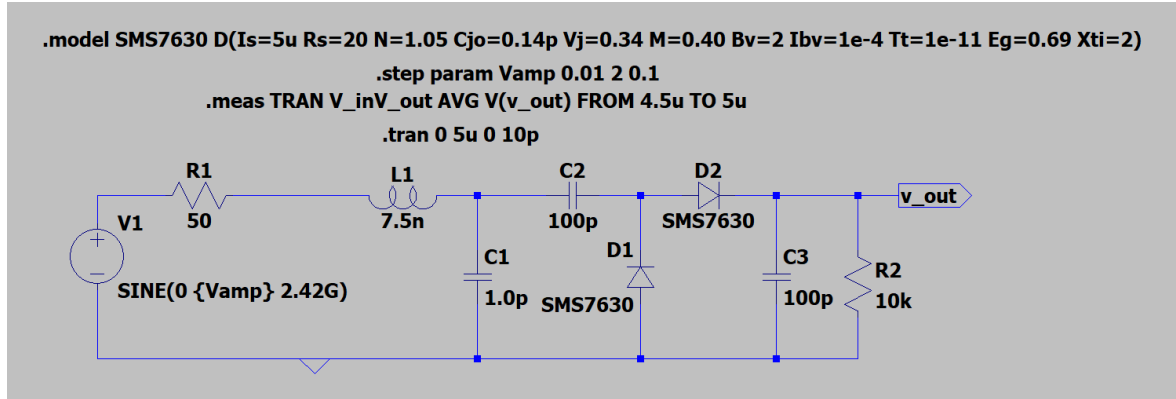


Figura 9. Esquema de la simulación en LTSpice

Como paso inicial, el circuito duplicador se implementó en LTspice utilizando una red de acoplamiento preliminar en L con componentes reactivos concentrados ideales ( $L1 = 7.5$  nH y  $C1 = 1.0$  pF). La fuente V1 modela la antena excitada a 2.42 GHz mediante una señal senoidal pura ( $SINE(0 \{V_{amp}\} 2.42G)$ ) con su impedancia de salida representada por la resistencia serie  $R1 = 50 \Omega$ . Cada componente fue dimensionado analíticamente como sigue.

### 6.5.1 AMPLITUD DE LA FUENTE (V1) E IMPEDANCIA DE PUERTO (R1)

Para simular un escenario realista y conservador de recolección a una potencia disponible de  $-10$  dBm ( $100\mu W$ ), la amplitud de pico se despeja de la ecuación de potencia máxima disponible de un generador con impedancia interna de  $50 \Omega$ :

$$P_{disp} = \frac{V_{amp}^2}{8R_1} \Rightarrow 100 \times 10^{-6} W = \frac{V_{amp}^2}{8 \cdot 50 \Omega}$$

$$V_{amp} = \sqrt{100 \times 10^{-6} \cdot 400} = \sqrt{0.04} = 0.316 V$$

(El factor 8 procede de que la potencia disponible se define sobre carga adaptada: la mitad de la tensión cae en  $R_1$  y se emplea el valor eficaz,  $P_{disp} = (V_{amp}/2)^2 / (2R_1)$ .)

### 6.5.2 CONDENSADOR DE ACOPLAMIENTO DE ENTRADA Y BLOQUEO DE CONTINUA (C2)

El condensador  $C_2 = 100$  pF cumple una doble función: actúa como almacén de carga en el semiciclo negativo (es el elemento que “bombea” tensión en el duplicador) y bloquea la componente continua para que no retorne hacia la antena. Para no introducir pérdidas de inserción, su reactancia a 2.42 GHz debe ser despreciable frente a los 50  $\Omega$  del sistema:

$$X_{C_2} = \frac{1}{2\pi f C_2} = \frac{1}{2\pi \cdot (2.42 \times 10^9) \cdot (100 \times 10^{-12})} \approx 0.657 \Omega$$

Al oponer apenas 0.657  $\Omega$ , se comporta como un cortocircuito ideal para la RF. (En el apartado 6.12 se analiza la corrección necesaria al sustituir este componente ideal por un condensador físico real, cuyo comportamiento a 2.42 GHz difiere notablemente del ideal.)

### 6.5.3 CONDENSADOR DE FILTRO DE SALIDA (C3) Y RESISTENCIA DE CARGA (R2)

**C3 = 100 pF** se ubica en paralelo con la carga para filtrar el rizado. La componente alterna dominante tras la rectificación es el segundo armónico generado por la no linealidad del diodo ( $2f = 4.84$  GHz), frente al cual su reactancia es infinitesimal:

$$X_{C_3@2f} = \frac{1}{2\pi \cdot (4.84 \times 10^9) \cdot (100 \times 10^{-12})} \approx 0.328 \Omega$$

derivando a masa prácticamente toda la señal alterna remanente.

$R_2 = 10 \text{ k}\Omega$  es la carga óptima determinada mediante barridos paramétricos para maximizar la PCE del SMS7630. La constante de tiempo de descarga del filtro resulta:

$$\tau = R_2 \cdot C_3 = 10\text{k}\Omega \times 100\text{pF} = 1\mu\text{s}$$

valor **2420 veces más lento** que el periodo de la señal de RF ( $T = 413.22 \text{ ps}$ ), lo que asegura una tensión de salida DC plana y estable entre ciclos.

#### **6.5.4 RED DE ADAPTACIÓN CONCENTRADA (L1 Y C1): DEDUCCIÓN ANALÍTICA DE SUS VALORES**

Para acoplar la impedancia de gran señal del rectificador ( $Z_{rect} = 32 - j89.6\Omega$ , apartado 6.5.6) se diseñó una red en L con la topología: **condensador en derivación (C1) en el lado de la fuente + inductor en serie (L1) hacia el rectificador**. Los valores de ambos componentes no se eligieron arbitrariamente, sino que son la solución exacta del sistema de ecuaciones de adaptación conjugada, que se deduce en dos pasos.

**Paso 1: cálculo del inductor serie L1.** La impedancia vista en el nodo intermedio (carga más inductor) es  $Z_1 = Z_{rect} + jX_{L1} = 32 + j(X_{L1} - 89.6)$ . Para que el condensador paralelo posterior pueda completar la adaptación, la parte real de la admitancia de este nodo debe valer exactamente  $1/50 \text{ S}$ :

$$\Re\{Y_1\} = \frac{32}{32^2 + (X_{L1} - 89.6)^2} = \frac{1}{50}$$

Despejando el término reactivo:

$$(X_{L1} - 89.6)^2 = 32 \cdot 50 - 32^2 = 1600 - 1024 = 576 \Rightarrow X_{L1} = 89.6 + 24 = 113.6\Omega$$

$$L_1 = \frac{X_{L1}}{\omega} = \frac{113.6}{2\pi \cdot 2.42 \times 10^9} \approx 7.47\text{nH} \Rightarrow L_1 = 7.5\text{nH}$$

**Paso 2: cálculo del condensador paralelo C1.** Con  $X_{L1}$  ya fijado, la admitancia del nodo presenta una susceptancia residual inductiva:

$$\Im\{Y_1\} = \frac{-(X_{L1} - 89.6)}{32^2 + (X_{L1} - 89.6)^2} = \frac{-24}{1600} = -0.0150\text{S}$$

que el condensador debe cancelar exactamente ( $\omega C_1 = 0.0150\text{ S}$ ):

$$C_1 = \frac{0.0150}{2\pi \cdot 2.42 \times 10^9} \approx 0.986\text{pF} \Rightarrow C_1 = 1.0\text{pF}$$

**Verificación.** Con los valores comerciales redondeados (7.5 nH y 1.0 pF), las reactancias a la frecuencia de trabajo son:

$$X_{L1} = \omega L_1 \approx +j114.04\Omega \quad X_{C1} = \frac{-1}{\omega C_1} \approx -j65.76\Omega$$

y la impedancia de entrada resultante de la red completa:

$$Z_1 = 32 + j(114.04 - 89.6) = 32 + j24.44\Omega \Rightarrow Y_1 = 0.01974 - j0.01507S$$

$$Y = Y_1 + j\omega C_1 = 0.01974 + j0.00013S \Rightarrow Z = \frac{1}{Y} \approx 50.7 - j0.3\Omega \approx 50\Omega$$

La red cancela por completo la reactancia capacitiva del rectificador y eleva su resistencia aparente hasta los 50  $\Omega$ , validando el concepto de adaptación antes de su traducción a líneas distribuidas.

### 6.5.5 JUSTIFICACIÓN MATEMÁTICA DE LAS DIRECTIVAS DE CONTROL DEL SIMULADOR

Para garantizar la convergencia numérica ante las no linealidades extremas del diodo Schottky, se inyectaron tres directivas críticas:

**a) Análisis transitorio** — .tran 0 5u 0 10p

Resuelve las ecuaciones diferenciales del circuito desde  $t = 0$  hasta  $t_{final} = 5\mu s$ . El parámetro crítico es el paso de tiempo máximo, fijado en 10 ps. Dado que el periodo a 2.42 GHz es de 413.22 ps, limitar el paso a 10 ps obliga al simulador a calcular un mínimo de **41 puntos por cada ciclo de onda**, cumpliendo holgadamente el criterio de Nyquist y evitando errores de truncamiento en los algoritmos de integración trapezoidal.

**b) Barrido paramétrico** — .step param Vamp 0.01 2 0.1

Como la impedancia interna de los diodos varía con el nivel de señal, se parametrizó la amplitud de la fuente mediante la variable {Vamp}, ejecutando simulaciones consecutivas

desde 0.01 V hasta 2 V (cota impuesta por la tensión de ruptura  $B_v = 2$  V) en incrementos de 0.1 V. De este modo se obtiene una matriz de datos que caracteriza el circuito ante múltiples escenarios de potencia.

**c) Medida automatizada en estado estable** — `.meas TRAN V_out AVG V(v_out)`  
FROM 4.5u TO 5u

La directiva calcula el valor promedio del nodo de salida acotando el análisis a la ventana temporal final entre 4.5  $\mu$ s y 5  $\mu$ s. Puesto que la constante de tiempo del filtro es  $\tau = 1\mu$ s, esa ventana comienza tras  $4.5\tau$ , donde el transitorio inicial de carga de los condensadores se considera extinto (residuo  $e^{-4.5} \approx 1.1\%$ ), garantizando que se mide únicamente el régimen permanente.

### 6.5.6 EXTRACCIÓN DE LA IMPEDANCIA DE GRAN SEÑAL DEL RECTIFICADOR

Analizando el desfase fasorial entre la componente fundamental de la corriente y de la tensión en el nodo de entrada del rectificador (mediante FFT de las formas de onda temporales) a la potencia de diseño de  $-10$  dBm ( $V_{amp} = 0.316$  V), se extrajo la impedancia de entrada equivalente de gran señal:

$$Z_{rect} = 32 - j89.6\Omega$$

Este valor es el dato de partida de toda la Fase II: la parte real ( $32\ \Omega$ ) agrupa la resistencia de conducción y pérdidas de los diodos, y la parte imaginaria ( $-j89.6\Omega$ ) refleja el dominio de la capacitancia de unión a esta frecuencia.

## 6.6 EL LÍMITE DE LOS COMPONENTES CONCENTRADOS Y LA MIGRACIÓN A REDES DISTRIBUIDAS

Aunque la red L de 7.5 nH y 1.0 pF funciona correctamente en el simulador analítico, es físicamente inviable fabricarla con componentes discretos comerciales a 2.42 GHz, por dos fenómenos parásitos:

a) **Autoresonancia (SRF).** Un inductor real presenta una resistencia serie de pérdidas y una capacitancia parásita  $C_p$  distribuida entre sus espiras, que forman un resonante parásito de frecuencia:

$$f_{SRF} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C_p}}$$

Para un inductor comercial de 7.5 nH la SRF se sitúa típicamente entre 2 y 2.5 GHz; al operar a 2.42 GHz, el componente trabaja en una zona inestable donde deja de comportarse como inductor y pasa a actuar como condensador, con pérdidas de inserción inasumibles.

b) **Inductancias de soldadura.** El estaño de las soldaduras añade inductancias parásitas distribuidas del orden de 1 nH/mm, comparables al propio valor de diseño, desintonizando por completo la red.

c) **Efecto pelicular (*skin effect*).** A frecuencias de microondas la corriente deja de distribuirse uniformemente por la sección del conductor y se concentra en una fina capa superficial cuyo espesor es la profundidad de penetración:

$$\delta = \sqrt{\frac{2}{\omega\mu\sigma}} = \sqrt{\frac{1}{\pi f \mu_0 \sigma_{Cu}}}$$

Evaluada a 2.42 GHz para el cobre ( $\sigma_{Cu} = 5.8 \times 10^7$  S/m), resulta:

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{\pi \cdot (2.42 \times 10^9) \cdot (4\pi \times 10^{-7}) \cdot (5.8 \times 10^7)}} \approx 1.34 \mu\text{m}$$

Es decir, la corriente circula únicamente por una capa de apenas 1.34  $\mu\text{m}$ , frente a los 35  $\mu\text{m}$  de espesor de la metalización: la sección útil del conductor se reduce drásticamente y la resistencia efectiva en alta frecuencia crece como  $\sqrt{f}$ . En los inductores discretos comerciales, donde la corriente recorre un hilo largo y enrollado, este aumento de resistencia serie eleva las pérdidas óhmicas hasta valores **inasumibles**, degradando el factor de calidad del componente justo en la banda de trabajo y, con él, la eficiencia de toda la red de adaptación. Las líneas microtira, al concentrar la corriente sobre la amplia superficie plana de una pista corta, mitigan este efecto de forma mucho más favorable.

El factor físico que rige esta limitación es la **longitud de onda guiada** ( $\lambda_g$ ) de la señal al propagarse por el sustrato FR-4 (con permitividad efectiva  $\epsilon_{eff} \approx 3.3$  a 2.42 GHz):

$$\lambda_0 = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{2.42 \times 10^9} \approx 124 \text{mm} \quad \lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} = \frac{124}{\sqrt{3.3}} \approx 68.2 \text{mm}$$

Un cuarto de onda equivale a solo 17 mm; las dimensiones de cualquier encapsulado SMD (1–2 mm) representan una fracción significativa de  $\lambda_g$  ( $\approx \lambda_g/40$ ), de modo que el componente deja de ser una carga puntual y la señal experimenta variaciones de fase a lo largo de su propia estructura. Esto obliga a tratar el circuito bajo la **teoría de elementos distribuidos**: sintetizar las reactancias necesarias con la propia geometría de las pistas de cobre, modeladas como líneas de transmisión microtira:

- Un fragmento de línea **muy estrecho** (alta impedancia característica,  $Z_0 > 100\Omega$ ) concentra campo magnético y actúa como **inductor serie**.
- Un fragmento de línea **ancho** en derivación y truncado en circuito abierto acumula campo eléctrico hacia el plano de masa y actúa como **stub capacitivo paralelo**.

## **6.7 DETERMINACIÓN ANALÍTICA DE LAS DIMENSIONES DE LAS LÍNEAS MICROTIRA**

Las dimensiones geométricas de las trazas se calcularon con las ecuaciones de síntesis de **Wheeler–Hammerstad**, contemplando las constantes del sustrato FR-4 empleado ( $h = 1.6$  mm,  $\epsilon_r = 4.5$ ,  $\tan\delta = 0.004$ ) e introduciendo la corrección analítica por el espesor real de la metalización de cobre ( $t = 35\mu\text{m}$ ).

### **6.7.1 CORRECCIÓN POR ESPESOR DE METALIZACIÓN**

Para cualquier geometría se determinan primero el ancho efectivo ( $w_{eff}$ ) y el espesor efectivo del dieléctrico ( $h_{eff}$ ) debidos a los campos marginales en los flancos de la pista:

$$w_{eff} = w + \frac{t}{\pi} \left[ \ln\left(\frac{2h}{t}\right) + 1 \right] \quad h_{eff} = h - 2t$$

Sustituyendo los valores fijos del sustrato:

$$\Delta w = \frac{0.035}{\pi} \left[ \ln \left( \frac{2 \cdot 1.6}{0.035} \right) + 1 \right] \approx 0.0614 \text{ mm} \quad h_{eff} = 1.6 - 2(0.035) = 1.53 \text{ mm}$$

### 6.7.2 LÍNEA DEL STUB DE ADAPTACIÓN ( $w = 2.97 \text{ mm}$ )

Para la traza principal y el stub paralelo se seleccionó un ancho nominal de 2.97 mm. Su ancho efectivo es:

$$w_{eff} = 2.97 + 0.0614 = 3.0314 \text{ mm} \quad \frac{w_{eff}}{h_{eff}} = \frac{3.0314}{1.53} \approx 1.981 \geq 1 \Rightarrow \text{pista ancha}$$

Al cumplirse  $w_{eff}/h_{eff} \geq 1$  se aplican las ecuaciones del caso de pista ancha:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2 \sqrt{1 + 12 \frac{h_{eff}}{w_{eff}}}} = \frac{5.5}{2} + \frac{3.5}{2 \sqrt{1 + 12 \left( \frac{1.53}{3.0314} \right)}} \approx 3.41$$

$$Z_0 = \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{eff}} \left[ \frac{w_{eff}}{h_{eff}} + 1.393 + \frac{2}{3} \ln \left( \frac{w_{eff}}{h_{eff}} + 1.444 \right) \right]} = \frac{376.99}{1.8466 \cdot [3.374 + 0.821]} \approx 48.7 \Omega$$

$\approx 50 \Omega$

Este cálculo demuestra que un ancho físico de 2.97 mm equivale a una línea de transmisión estándar de 50  $\Omega$  sobre este sustrato, minimizando las reflexiones en la interconexión con el resto del sistema.

### 6.7.3 LÍNEA SERIE INDUCTIVA ( $w = 0.5$ mm)

Para la línea de transmisión intermedia se requería un comportamiento marcadamente inductivo, lo que exige alta impedancia característica (línea estrecha). Se fijó un ancho nominal de 0.5 mm:

$$w_{eff} = 0.5 + 0.0614 = 0.5614 \text{ mm} \quad \frac{w_{eff}}{h_{eff}} = \frac{0.5614}{1.53} \approx 0.367 < 1 \Rightarrow \text{pista estrecha}$$

Al verificarse  $w_{eff}/h_{eff} < 1$ , el diseño se rige por las ecuaciones del caso de pista delgada:

$$\epsilon_{eff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ \frac{1}{\sqrt{1 + 12 \frac{h_{eff}}{w_{eff}}}} + 0.4 \left( 1 - \frac{w_{eff}}{h_{eff}} \right)^2 \right]$$

$$= 2.75 + 1.75 \cdot [0.175 + 0.160] \approx 3.33$$

$$Z_0 = \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{eff}}} \ln \left( \frac{8h_{eff}}{w_{eff}} + \frac{w_{eff}}{4h_{eff}} \right) = \frac{60}{\sqrt{3.33}} \ln(21.80 + 0.0917) = 32.88 \cdot 3.086$$

$$\approx 101.5 \Omega$$

Este desarrollo justifica rigurosamente que la reducción del ancho hasta 0.5 mm eleva la impedancia característica por encima de los 100  $\Omega$ , comportándose como el inductor serie distribuido requerido.

## **6.8 SÍNTESIS DE LAS LONGITUDES DE MSTC1 Y MSTC2: EQUIVALENCIA CON LA RED CONCENTRADA L1-C1**

El apartado 6.7 fijó los **anchos** de las pistas (que determinan  $Z_0$  y  $\epsilon_{eff}$ ). Queda por determinar sus **longitudes**, que son las que fijan el valor reactivo equivalente de cada línea. La topología distribuida de Qucs (stub en paralelo en el lado del puerto + línea serie hacia el rectificador) es la traducción directa de la red concentrada de LTspice (C1 en derivación en el lado de la fuente + L1 en serie hacia el rectificador), por lo que las longitudes iniciales de diseño se sintetizan imponiendo que cada línea presente, a la frecuencia de trabajo, la misma reactancia que su componente concentrado homólogo.

Las longitudes de onda guiadas de cada línea a 2.42 GHz ( $\lambda_0 = 123.97$  mm), con las permitividades efectivas calculadas en 6.7, son:

$$\lambda_{g_{serie}} = \frac{123.97}{\sqrt{3.33}} = 67.93\text{mm} \quad \lambda_{g_{stub}} = \frac{123.97}{\sqrt{3.41}} = 67.13\text{mm}$$

### **6.8.1 LONGITUD DE LA LÍNEA SERIE MSTC1 (EQUIVALENTE AL INDUCTOR L1)**

Una sección de línea de transmisión de alta impedancia característica e insertada en serie equivale, en primera aproximación, a un inductor cuya reactancia viene dada por:

$$X_{serie} = Z_0 \sin(\beta l) \approx Z_0 \beta l (\text{para } \beta l \text{ pequeño})$$

Imponiendo que la línea replique la reactancia de L1 ( $X_{L1} = 114.04\Omega$ ) con  $Z_0 = 101.5\Omega$ , surge una primera observación física relevante:

$$\sin(\beta l) = \frac{X_{L1}}{Z_0} = \frac{114.04}{101.5} = 1.124 > 1$$

La síntesis exacta es **imposible**: una línea de  $101.5\Omega$  nunca puede presentar una reactancia serie superior a su propia impedancia característica ( $X_{max} = Z_0$  en  $\beta l = 90^\circ$ ). Esto ya anticipa que la línea no actuará como un inductor puro, sino que parte de la adaptación se logrará por **transformación de impedancia** a lo largo de su longitud. Empleando la aproximación lineal para obtener la longitud semilla de partida:

$$l_{semilla} = \frac{X_{L1} \cdot \lambda_{gserie}}{2\pi Z_0} = \frac{114.04 \cdot 67.93}{2\pi \cdot 101.5} \approx 12.15mm$$

### 6.8.2 LONGITUD DEL STUB MSTC2 (EQUIVALENTE AL CONDENSADOR C1)

Un stub en circuito abierto presenta en su entrada una admitancia puramente capacitiva  $Y_{stub} = jY_0 \tan(\beta l)$ . Imponiendo la igualdad con la susceptancia del condensador concentrado ( $\omega C_1$ ):

$$Y_0 \tan(\beta l) = \omega C_1 \Rightarrow \tan(\beta l) = \omega C_1 Z_0 = (2\pi \cdot 2.42 \times 10^9) \cdot (1.0 \times 10^{-12}) \cdot 48.7 \\ = 0.7405$$

$$\beta l = \arctan(0.7405) = 36.52^\circ \Rightarrow l_{\text{semilla}} = \frac{36.52^\circ}{360^\circ} \cdot 67.13 \approx 6.81 \text{ mm}$$

### 6.8.3 DE LAS LONGITUDES SEMILLA A LAS LONGITUDES FINALES OPTIMIZADAS

Las longitudes semilla (12.15 mm y 6.81 mm) constituyen el punto de partida del optimizador de Qucs, que convergió a las longitudes finales de **10.3 mm** (serie,  $-15\%$ ) y **8.3 mm** (stub,  $+22\%$ ). Esta desviación no es un error, sino la consecuencia de tres efectos físicos que el modelo concentrado ideal no captura:

1. **Transformación de impedancia de la línea serie.** Con  $\beta l = 54.6^\circ$ , la línea ya no es eléctricamente corta ( $l > \lambda_g/8$ ) y la aproximación de inductor puro pierde validez: la línea rota la impedancia de carga sobre la Carta de Smith además de añadir reactancia, como demuestra la ecuación general de la línea cargada empleada en el apartado 6.10.2. Es precisamente esta transformación la que suple la reactancia “inalcanzable” identificada en 6.8.1.
2. **Capacitancias parásitas distribuidas.** Según el modelo en  $\pi$  de una sección de línea, la pista serie aporta además capacitancias en derivación en sus extremos, de valor  $C_{\text{par}} = \tan(\beta l/2)/(\omega Z_0) \approx 0.33 \text{ pF}$  por extremo, que se suman a la susceptancia del nodo y modifican la longitud de stub requerida.
3. **Discontinuidades MS1 y MS2.** El alargamiento eléctrico del extremo abierto ( $\Delta l = 0.596 \text{ mm}$ , apartado 6.10.1) y el desplazamiento del plano de referencia de la unión en T ( $d = 1.485 \text{ mm}$ , apartado 6.10.2) alteran las longitudes eléctricas efectivas respecto a las físicas, y el optimizador las compensa.

**Verificación inversa.** Puede comprobarse qué valores concentrados implementan realmente las longitudes finales:

$$L_{eq} = \frac{Z_0 \sin(\beta l)}{\omega} = \frac{101.5 \cdot \sin(54.58^\circ)}{2\pi \cdot 2.42 \times 10^9} \approx 5.44 nH$$
$$C_{eq} = \frac{\tan(\beta l)}{\omega Z_0} = \frac{\tan(44.51^\circ)}{2\pi \cdot 2.42 \times 10^9 \cdot 48.7} \approx 1.33 pF$$

(que asciende a  $\approx 1.48$  pF al incluir el alargamiento  $\Delta l$  del efecto MS1). Los valores difieren de los 7.5 nH y 1.0 pF de partida porque, una vez incorporada la transformación distribuida de la línea y las parásitas de las discontinuidades, la red ya no necesita los mismos valores de elemento para cumplir **la misma función**: la adaptación conjugada de  $32 - j89.6\Omega$  a  $50 \Omega$ . Que la función se preserva queda demostrado por el resultado final de la simulación ( $S_{11} = -19.7$  dB a 2.42 GHz, apartado 6.11), equivalente al  $Z \approx 50.7 - j0.3\Omega$  obtenido con la red concentrada en 6.5.4.

## 6.9 FASE II: DISEÑO CIRCUITAL LINEALIZADO Y MODELADO DE PISTAS EN QUCS

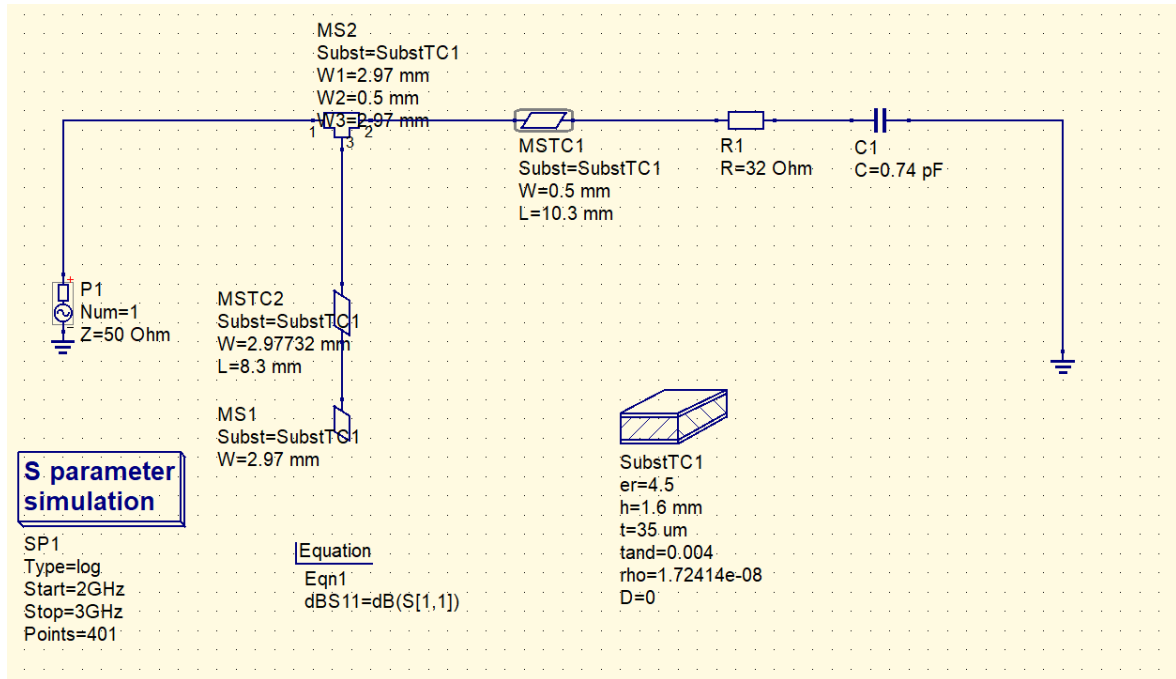


Figura 10. Esquema de la simulación de QUCS

### 6.9.1 EL MÉTODO DE LINEALIZACIÓN POR IMPEDANCIA EQUIVALENTE

Qucs ejecuta análisis de parámetros S de naturaleza estrictamente lineal, por lo que no puede procesar directamente la conmutación del diodo Schottky. Para resolver este conflicto se aplica el **método de linealización**: se sustituye todo el bloque no lineal del rectificador por un circuito equivalente pasivo serie R-C que presente exactamente la misma impedancia de gran señal extraída de LTspice ( $Z_{rect} = 32 - j89.6\Omega$ ):

1) **Componente resistivo (R1)**. Se iguala directamente a la parte real:

$$R_1 = \Re(Z_{rect}) = 32\Omega$$

**2) Componente capacitivo (C1).** Se despeja la capacidad que ofrece una reactancia de  $89.6 \Omega$  a la frecuencia central de sintonización del circuito (2.40 GHz):

$$X_{C1} = \frac{1}{2\pi f_0 C_1} \Rightarrow C_1 = \frac{1}{2\pi \cdot (2.40 \times 10^9) \cdot 89.6} \approx 0.74 pF$$

Este binomio  $R_1-C_1$  es el que se introduce en el esquema de Qucs como carga terminal de la red.

### 6.9.2 JUSTIFICACIÓN DEL AISLAMIENTO DE LA ETAPA DC FRENTE A LA SEÑAL DE RF

En el modelo lineal se prescinde de los condensadores periféricos ( $C_2$ ,  $C_3$ ) y de la carga final ( $R_2$ ), lo que se justifica por el comportamiento asintótico de los filtros en alta frecuencia:

- **El condensador  $C_2$ :** con una reactancia de apenas  $0.657 \Omega$  a 2.42 GHz, actúa como cortocircuito directo para la RF y no altera el acoplamiento (es transparente para el análisis de parámetros S).
- **El nodo de filtrado de salida ( $C_3 \parallel R_2$ ):** la corriente de RF remanente que atraviesa los diodos encuentra una bifurcación entre  $C_3$  (reactancia a masa de  $0.657 \Omega$ ) y  $R_2$  (10 k $\Omega$ ). Aplicando el divisor de corrientes por admitancias:

$$\frac{I_{R2}}{I_{C3}} = \frac{X_{C3}}{R_2} = \frac{0.657}{10000} \approx 6.57 \times 10^{-5}$$

Es decir, el **99.993%** de la energía de RF residual se deriva a masa a través de  $C_3$ : la señal de alta frecuencia “muere” en ese nodo y solo sobrevive la componente continua. Al no interactuar la RF con  $R_2$ , esta resulta invisible para el análisis de parámetros S, quedando metodológicamente justificado el uso exclusivo del equivalente  $R_1-C_1$ .

### 6.9.3 MODELADO DEL SUSTRATO Y DE LAS DISCONTINUIDADES

El bloque de sustrato SubstTC1 incorpora las propiedades del FR-4 comercial de doble cara:  $\epsilon_r = 4.5$ ;  $h = 1.6$  mm;  $t = 35\mu\text{m}$ ;  $\tan\delta = 0.004$ ;  $\rho = 1.72 \times 10^{-8}\Omega \cdot \text{m}$  (cobre).

La red se estructuró como **stub paralelo en circuito abierto + línea de transmisión serie**, refinada con los componentes distribuidos avanzados de Qucs que evalúan las discontinuidades electromagnéticas reales del cobre:

- **MS2 (Microstrip Tee, unión en T):** modela la bifurcación física de la señal hacia el stub, con anchos  $W_1 = 2.97$  mm,  $W_2 = 0.5$  mm y  $W_3 = 2.97$  mm para evitar escalones de impedancia imprevistos.
- **MSTC2 + MS1 (stub paralelo en abierto):** elemento encargado de aportar la susceptancia de adaptación. El optimizador fijó ancho 2.97 mm ( $Z_0 = 48.7\Omega$ , apartado 6.7.2) y longitud física  $L = 8.3$  mm. El bloque terminal MS1 (*MOPEN*) modela el efecto capacitivo marginal de los campos que se dispersan en el aire al final de la pista truncada.
- **MSTC1 (línea serie):** transformador de impedancia de comportamiento inductivo por su estrechez, con ancho 0.5 mm ( $Z_0 = 101.5\Omega$ , apartado 6.7.3) y longitud física optimizada de 10.3 mm.

La simulación de parámetros S (directiva SP1) se configuró con barrido logarítmico de 2 GHz a 3 GHz con 401 puntos.

## **6.10 VERIFICACIÓN ANALÍTICA DE LA IMPEDANCIA DE ENTRADA CON CORRECCIÓN POR EL EFECTO DE BORDES (MS1 Y MS2)**

Antes de aceptar el resultado del simulador, se verifica manualmente la transformación de impedancias a la frecuencia de sintonización de 2.40 GHz, incorporando el efecto de extremo abierto (MS1) y el desplazamiento de planos de referencia en la unión en T (MS2). Partiendo de  $\lambda_0 = c/f = 125$  mm a 2.40 GHz, las longitudes de onda guiadas de cada línea son:

$$\lambda_{g_{stub}} = \frac{125}{\sqrt{3.41}} = 67.69\text{mm} \quad \lambda_{g_{serie}} = \frac{125}{\sqrt{3.33}} = 68.50\text{mm}$$

### **6.10.1 CORRECCIÓN DEL STUB POR EFECTO DE BORDES (MS1 – MOPEN)**

Un stub truncado en circuito abierto experimenta una capacitancia marginal (*fringing*) en su punta, equivalente a un alargamiento eléctrico  $\Delta l$  aproximado por la ecuación de Hammerstad:

$$\Delta l = 0.412 h_{eff} \left( \frac{\epsilon_{eff} + 0.3}{\epsilon_{eff} - 0.258} \right) \left( \frac{\frac{w_{eff}}{h_{eff}} + 0.262}{\frac{w_{eff}}{h_{eff}} + 0.813} \right)$$

Sustituyendo los valores del stub ( $h_{eff} = 1.53$  mm,  $w_{eff}/h_{eff} = 1.981$ ,  $\epsilon_{eff} = 3.41$ ):

$$\Delta l = 0.412 \cdot 1.53 \cdot \left(\frac{3.71}{3.152}\right) \cdot \left(\frac{2.243}{2.794}\right) \approx 0.596mm$$

La longitud eléctrica real del stub queda gobernada por su longitud efectiva neta:

$$L_{eff_{stub}} = 8.3 + 0.596 = 8.896mm$$

con un desfase eléctrico:

$$\beta z = \frac{360^\circ}{\lambda_{g_{stub}}} \cdot L_{eff_{stub}} = \frac{360^\circ}{67.69} \cdot 8.896 \approx 47.34^\circ$$

Aplicando la ecuación de impedancia de entrada de una línea terminada en circuito abierto:

$$Z_{i_{stub}} = -jZ_0 \cot(\beta z) = -j \cdot 48.7 \cdot \cot(47.34^\circ) \approx -j44.88\Omega$$

cuya admitancia en paralelo en el nodo de la unión es:

$$Y_{stub} = \frac{1}{-j44.88} = +j0.02228S$$

### 6.10.2 CORRECCIÓN DE LA LÍNEA SERIE POR EFECTO DE BORDES (MS2 – MTEE)

La intersección física del stub con la línea principal desplaza el plano de referencia electromagnético de la línea serie una distancia aproximadamente igual a la mitad del ancho de la línea cruzada:

$$d \approx \frac{w_{stub}}{2} = \frac{2.97}{2} = 1.485\text{mm} \Rightarrow L_{eff\,serie} = 10.3 - 1.485 = 8.815\text{mm}$$

$$\beta z = \frac{360^\circ}{68.50} \cdot 8.815 \approx 46.31^\circ \tan(46.31^\circ) \approx 1.0467$$

La línea serie termina cargada con el equivalente del rectificador ( $Z_L = 32 - j89.6\Omega$ ).  
Aplicando la ecuación general de la línea de transmisión cargada:

$$Z_{i\,serie} = Z_0 \frac{Z_L + jZ_0 \tan(\beta z)}{Z_0 + jZ_L \tan(\beta z)} = 101.5 \cdot \frac{(32 - j89.6) + j101.5 \cdot 1.0467}{101.5 + j(32 - j89.6) \cdot 1.0467}$$

Desarrollando numerador y denominador:

$$Z_{i\,serie} = 101.5 \cdot \frac{32 + j16.64}{195.28 + j33.49} = \frac{3248 + j1688.96}{195.28 + j33.49}$$

y multiplicando por el conjugado del denominador:

$$Z_{i_{serie}} = \frac{(3248 + j1688.96)(195.28 - j33.49)}{195.28^2 + 33.49^2} \approx 17.6 + j5.63\Omega$$

cuya admitancia equivalente es:

$$Y_{serie} = \frac{1}{17.6 + j5.63} = \frac{17.6 - j5.63}{17.6^2 + 5.63^2} = 0.05154 - j0.01648S$$

### 6.10.3 IMPEDANCIA DE ENTRADA TOTAL COMBINADA Y NECESIDAD DEL SIMULADOR MATRICIAL

En el nodo de la bifurcación, el stub y la línea serie cargada quedan en paralelo, por lo que sus admitancias se suman:

$$Y = Y_{serie} + Y_{stub} = (0.05154 - j0.01648) + j0.02228 = 0.05154 + j0.0058S$$

$$Z = \frac{1}{Y} = \frac{0.05154 - j0.0058}{0.05154^2 + 0.0058^2} \approx 19.16 - j2.15\Omega$$

Este resultado de primer orden demuestra dos hechos relevantes. Primero, que la red consigue su objetivo cualitativo: la reactancia capacitiva de  $-j89.6\Omega$  del diodo queda prácticamente cancelada (residuo de solo  $-j2.15\Omega$ ). Segundo, que el valor resistivo

obtenido a mano difiere del valor final del simulador, lo cual era esperable: las ecuaciones analíticas empleadas son aproximaciones de primer orden que no contemplan la dispersión en frecuencia de  $\epsilon_{eff}$ , las pérdidas del dieléctrico ( $\tan\delta$ ) y del conductor, ni los modelos completos de segundo orden de las discontinuidades MOPEN y MTEE. Esta sensibilidad justifica metodológicamente la necesidad de delegar el ajuste final en un **simulador matricial de microondas (Qucs)**, cuyo motor incorpora dichos modelos completos y cuya optimización converge la traza de la Carta de Smith hacia el centro, alcanzando los  $55.3 + j9.23\Omega$  finales que se analizan a continuación.

## 6.11 ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS DE SIMULACIÓN EN QUCS

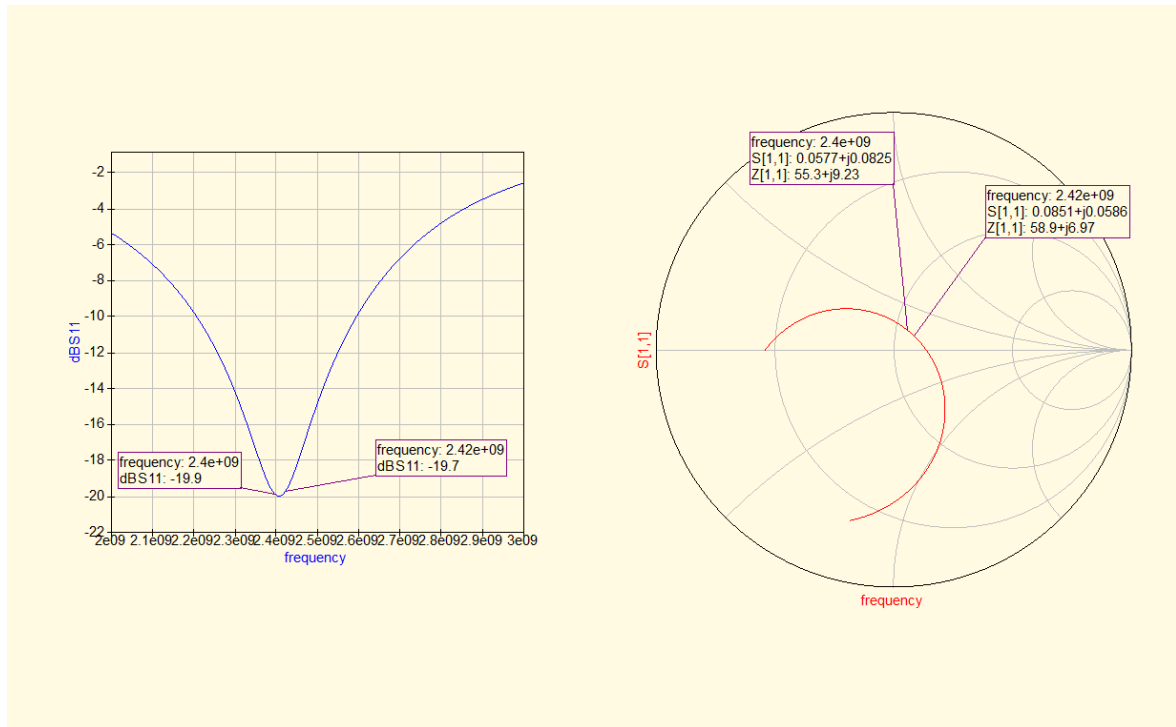


Figura 11. Pérdidas de retorno  $S_{11}$  en dB (izquierda) y lugar geométrico del coeficiente de reflexión en la Carta de Smith (derecha) obtenidos en Qucs

### 6.11.1 INTERPRETACIÓN DE LA RESPUESTA FRECUENCIAL ( $S_{11}$ )

La curva de pérdidas de retorno exhibe un perfil de resonancia nítido y profundo. En la frecuencia central óptima del circuito (2.40 GHz) el parámetro alcanza un mínimo absoluto de  $-19.9$  dB, y a la frecuencia nominal de la antena (2.42 GHz) se estabiliza en  $-19.7$  dB. Dado que el umbral industrial estándar de validación se fija en  $-10$  dB, situarse en casi  $-20$  dB certifica una adaptación excelente con un ancho de banda robusto que cubre toda la banda Wi-Fi de interés.

### 6.11.2 INTERPRETACIÓN DE LA CARTA DE SMITH

La traza mapea el coeficiente de reflexión de entrada en función de la frecuencia, y demuestra cómo las pistas microtira desplazan la impedancia capacitiva del diodo hasta aproximarla al centro de la carta (punto de reflexión nula):

- A 2.40 GHz:  $Z[1,1] = 55.3 + j9.23\Omega$
- A 2.42 GHz:  $Z[1,1] = 58.9 + j6.97\Omega$

La proximidad de la componente resistiva a los  $50\Omega$  de referencia y el residuo casi nulo de la reactancia ( $+j6.97\Omega$  frente a los  $-j89.6\Omega$  de partida) demuestran que la línea inductiva y el stub paralelo cancelan con gran precisión la reactancia del diodo Schottky. Es importante subrayar que este valor no representa un componente aislado, sino el **conjunto completo de líneas de transmisión más el equivalente del rectificador** actuando de forma coordinada, visto desde el puerto de la antena.

### 6.11.3 BALANCE ENERGÉTICO DE ACOPLAMIENTO

Para cuantificar la fracción de potencia reflejada por el desajuste residual a 2.42 GHz ( $S_{11} = -19.7$  dB), se traslada el parámetro a términos lineales:

$$S_{11}(\text{dB}) = 20\log_{10}|\Gamma| \Rightarrow |\Gamma| = 10^{\frac{-19.7}{20}} \approx 0.1035$$

El cuadrado del coeficiente determina la fracción de potencia reflejada:

$$\%P_{ref} = |\Gamma|^2 \times 100\% = (0.1035)^2 \times 100\% \approx 1.07\%$$

Aplicando el principio de conservación de la energía en componentes pasivos, la eficiencia de acoplamiento neta de la red distribuida resulta:

$$\eta_{adaptation} = 1 - |\Gamma|^2 = 1 - 0.0107 = 0.9893 \Rightarrow 98.93\%$$

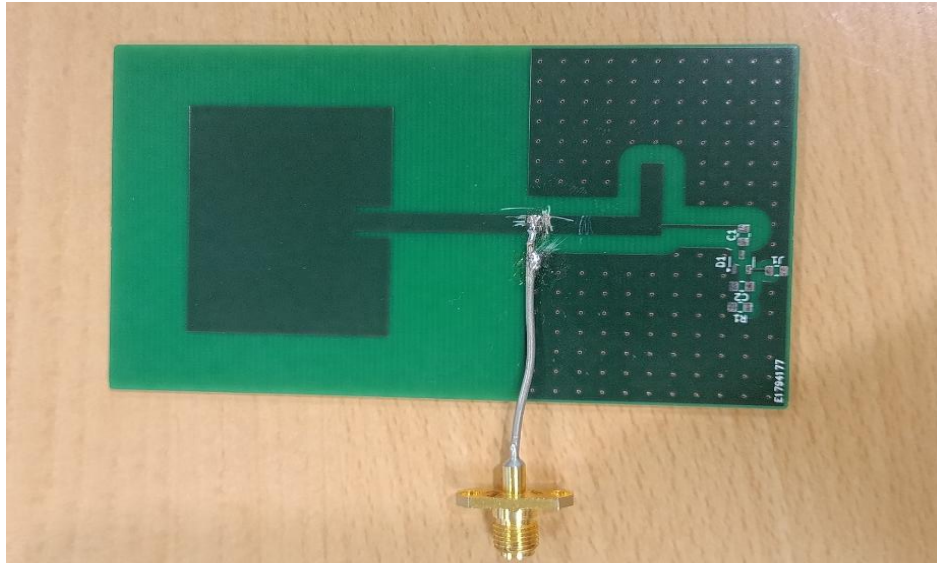
Este balance concluye que el **98.93% de toda la potencia de RF captada por la antena ingresa de forma neta hacia el duplicador de tensión**, sufriendo únicamente una pérdida por retorno residual del 1.07%, lo que convalida el dimensionamiento geométrico de las pistas para su manufactura.

## Capítulo 7. CARACTERIZACIÓN EXPERIMENTAL Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

### 7.1 INTRODUCCIÓN

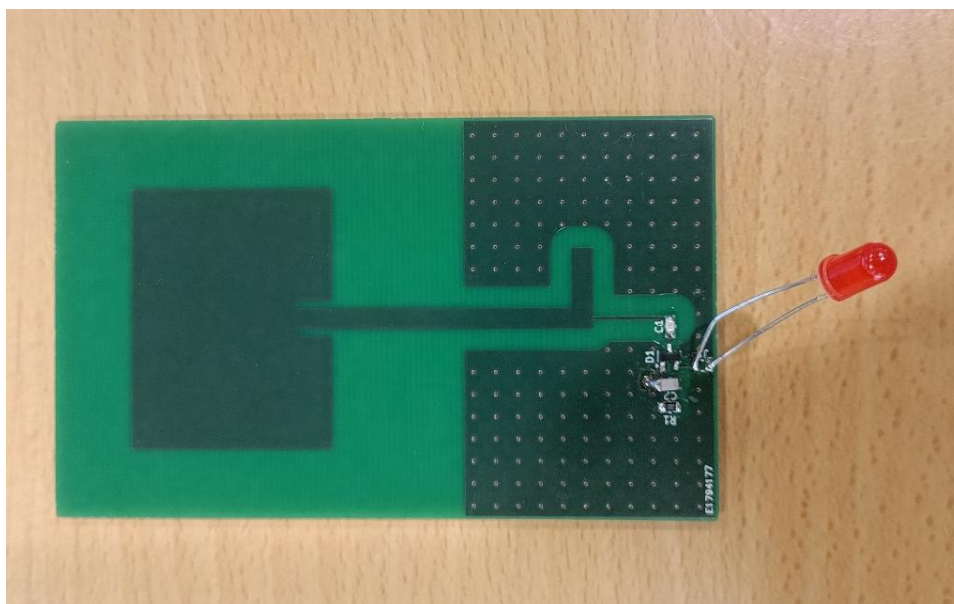
Una vez completado el diseño en simulación, el paso natural es fabricar la placa y comprobar que el comportamiento real coincide con lo que predice el modelo. En microondas esto no es trivial: pequeñas variaciones en la permitividad del FR-4 o en las dimensiones del cobre durante el fresado pueden desplazar la frecuencia de resonancia, y las soldaduras introducen inductancias parásitas que ningún simulador captura con exactitud. Este capítulo recoge los resultados de la campaña experimental realizada en el laboratorio, organizada en tres fases que siguen el camino de la energía dentro del sistema: primero se verifica que la antena resuena correctamente, después se analiza cuánta potencia RF existe en el entorno y, por último, se comprueba que el rectificador la convierte en corriente continua útil.

Para que los equipos de medida no interfirieran entre sí, se fabricaron **dos placas independientes** con el mismo diseño:



*Figura 12. Placa de antena sin el circuito con un puerto SMA*

1. **Placa de antena (Prototipo 1):** idéntica al diseño completo pero sin los componentes del rectificador. Se le soldó un conector SMA directamente en la línea de entrada de  $50\ \Omega$ . Su único papel fue permitir caracterizar la antena y la red de adaptación de forma aislada con el Analizador Vectorial de Redes (VNA).



*Figura 13. Rectenna completa con un led a la salida*

2. **Rectenna completa (Prototipo 2):** placa ensamblada en su totalidad, con antena, red de adaptación, condensador de bloqueo C2, el doble diodo Schottky SMS7630 y el filtro de salida. En los terminales de salida DC se soldó además un **LED rojo** para disponer de una verificación visual directa de que el sistema estaba generando energía.

## 7.2 MEDIDAS CON EL VNA: RESONANCIA Y ADAPTACIÓN DE IMPEDANCIAS

### 7.2.1 COEFICIENTE DE REFLEXIÓN S11

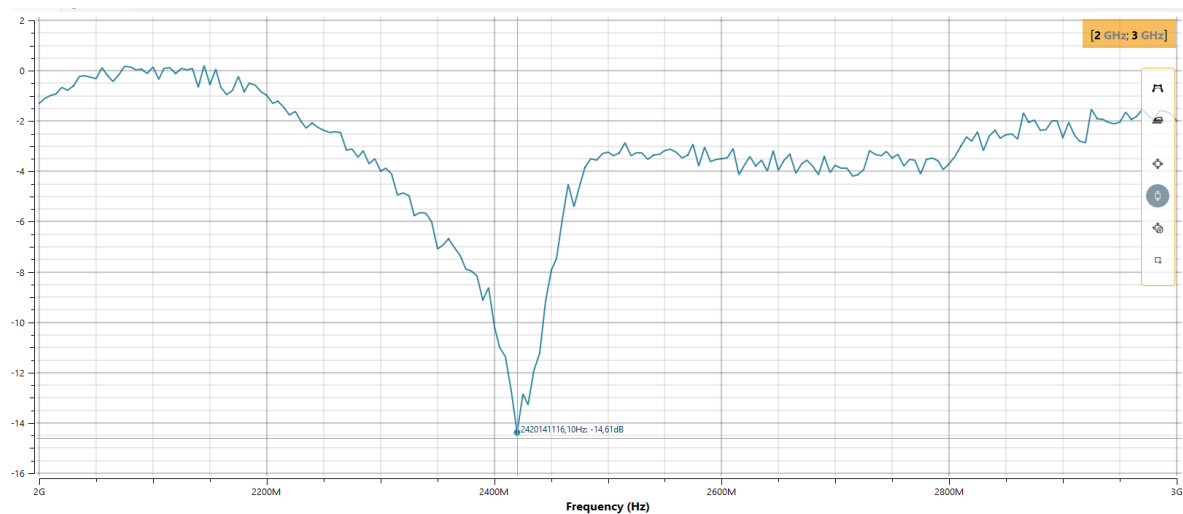


Figura 14. Coeficiente de reflexión medido en el laboratorio

El primer ensayo consistió en conectar el Prototipo 1 al Analizador Vectorial de Redes y barrer el rango de 2 a 3 GHz. Previamente se realizó una calibración SOLT para que el equipo tomase como referencia el plano del conector SMA de la placa y no el extremo del cable coaxial. La gráfica resultante muestra un mínimo bien definido justo en **2.4201 GHz**, con un valor de  $S_{11} = -14.61$  dB.

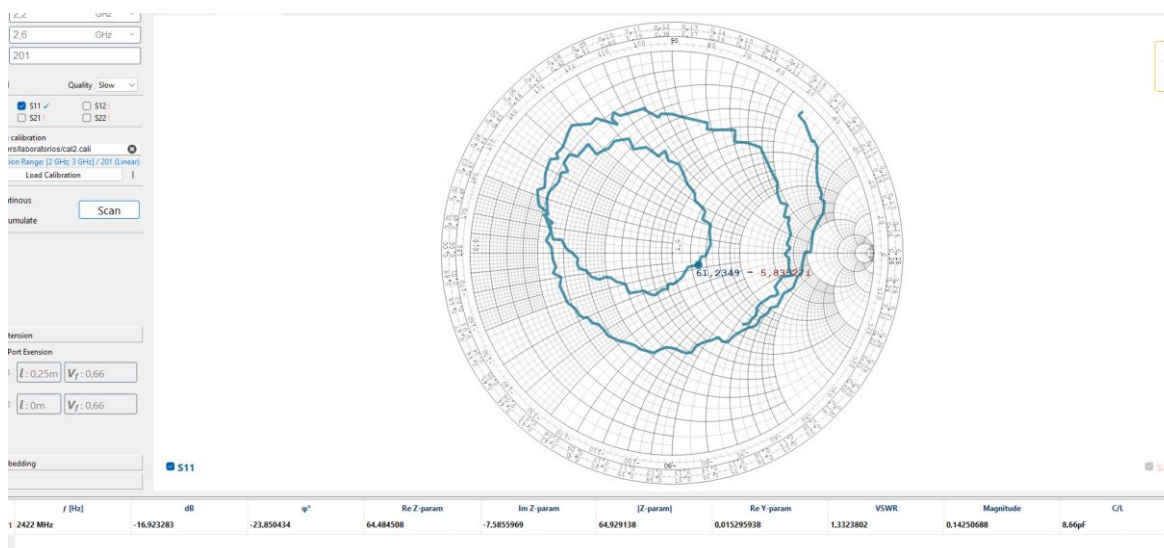
Para interpretar qué significa ese número en términos de energía, se convierte a coeficiente de reflexión lineal:

$$|\Gamma| = 10^{\frac{-14.61}{20}} \approx 0.186 \Rightarrow \%P_{reflejada} = |\Gamma|^2 \times 100 \approx 3.45\%$$

Solo el 3.45% de la potencia que llega a la antena rebota de vuelta. El **96.55% restante entra al circuito**, lo que supera con comodidad el criterio habitual de  $-10$  dB que se exige en telecomunicaciones. La frecuencia de resonancia experimental (2.4201 GHz) se desvía apenas un 0.08% respecto a la de diseño (2.42 GHz), lo que confirma que los cálculos del Capítulo 5 y el modelo de sustrato en CST eran correctos.

Respecto al valor simulado en Qucs ( $S_{11} = -19.7$  dB), la diferencia de unos 5 dB es perfectamente explicable: las pérdidas de inserción del conector SMA, las tolerancias de la fresadora al mecanizar el cobre y las gotitas de estaño de las soldaduras introducen pérdidas que en la simulación no estaban. El diseño sigue cumpliendo el objetivo de adaptación con margen.

## 7.2.2 IMPEDANCIA EN LA CARTA DE SMITH



*Figura 15. Carta de Smith de la Impedancia medida en el laboratorio*

El VNA también permite ver la impedancia del circuito en la Carta de Smith, que es la representación polar habitual para analizar adaptaciones de impedancias en RF. Con el marcador situado a 2.422 GHz, el instrumento indica:

$$Z = 64.48 - j7.58\Omega$$

Para entender qué significa este resultado conviene recordar el punto de partida: antes de la red de adaptación, el rectificador presentaba una impedancia de  $32 - j89.6\Omega$ , muy lejos de los  $50\Omega$  del sistema. La red de líneas microtira (stub + línea serie diseñada en el Capítulo 6) tenía que hacer dos cosas: elevar la parte resistiva de  $32\Omega$  hacia  $50\Omega$ , y cancelar la gran reactancia capacitiva de  $-89.6\Omega$ . La medida demuestra que ambos objetivos se han logrado: la resistencia subió a  $64\Omega$  y la reactancia quedó reducida a un residuo de  $-7.58\Omega$ , prácticamente despreciable. Las diferencias con el valor que predecía Qucs ( $55.3 + j9.23\Omega$ ) se deben principalmente a la inductancia parásita del conector SMA y a la variabilidad real de la permitividad del FR-4 entre lotes [24].

| Parámetro                | Prototipo real      | Simulación Qucs     |
|--------------------------|---------------------|---------------------|
| $S_{11}$ en resonancia   | -14.61 dB           | -19.7 dB            |
| Frecuencia de resonancia | 2.4201 GHz          | 2.42 GHz            |
| $Z$ medida               | $64.5 - j7.6\Omega$ | $58.9 + j7.0\Omega$ |

Tabla 2. Comparación entre los parámetros reales y los simulados

### 7.3 ANÁLISIS ESPECTRAL: POTENCIA DISPONIBLE EN EL ENTORNO

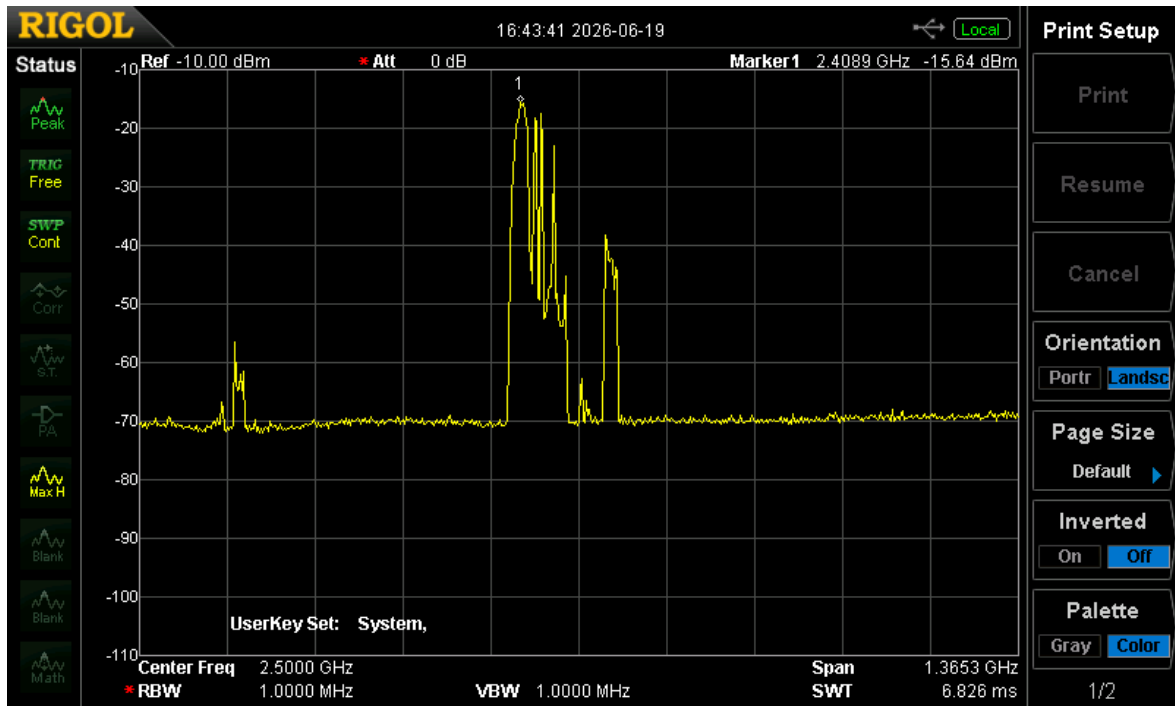


Figura 16. Grafica en el analizador de espectros de la potencia media recibida por la antena

En lugar de usar un generador de señal en laboratorio, se decidió trabajar con una fuente de RF cotidiana para acercarse más al escenario real de uso. Se conectó un smartphone a la red Wi-Fi de 2.4 GHz y desde un ordenador se le enviaron pings ICMP continuos a su dirección IP. Cada ping obliga al teléfono a responder emitiendo una ráfaga de RF, generando así pulsos electromagnéticos periódicos. Los prototipos se apoyaron directamente sobre la pantalla del teléfono para maximizar la energía captada.

Con el analizador de espectros RIGOL apuntando a la misma banda, el pico de mayor actividad apareció en **2.4089 GHz** (canal 1 de Wi-Fi, cuya portadora nominal es 2412 MHz), con un nivel de:

$$P_{\text{espectro}} = -15.64\text{dBm} \equiv 27.3\mu\text{W}$$

Este valor hay que interpretarlo con cuidado, y de hecho es la clave para entender los resultados del osciloscopio que vienen después. El analizador de espectros no captura un instante: realiza barridos de unos 6.8 ms y lo que muestra es la **potencia promediada en el tiempo** durante ese intervalo. Como los paquetes ICMP son breves (duran del orden de decenas a cientos de microsegundos) y entre ping y ping hay periodos de silencio, ese promedio incluye mucho tiempo sin señal. La potencia real del teléfono *mientras está transmitiendo* es considerablemente mayor que esos 27.3  $\mu\text{W}$ .

## **7.4 MEDIDAS CON EL OSCILOSCOPIO: CONVERSIÓN RF A DC**

La prueba definitiva del sistema es ver si el Prototipo 2 es capaz de convertir los paquetes Wi-Fi del teléfono en tensión continua. Para esta medida se usó un osciloscopio Tektronix con sondas en modo 10 $\times$  (impedancia de 10 M $\Omega$  en paralelo con  $\sim 15$  pF). El modo 10 $\times$  es importante aquí: con sondas en modo 1 $\times$  la impedancia baja a 1 M $\Omega$ , suficiente para drenar la poca corriente que genera el circuito y falsear la lectura.

### **7.4.1 EL LED SE ENCIENDE**

El resultado más inmediato y elocuente fue visual: al apoyar el prototipo sobre el teléfono mientras recibía pings, **el LED rojo soldado a la salida se iluminó**. Encender un componente óptico sin ninguna batería ni cable de alimentación, solo con los paquetes de datos que emite un móvil normal, es la demostración más clara y directa de que el sistema funciona como se pretendía.

## 7.4.2 TENSIÓN DE SALIDA: PRIMERA CAPTURA

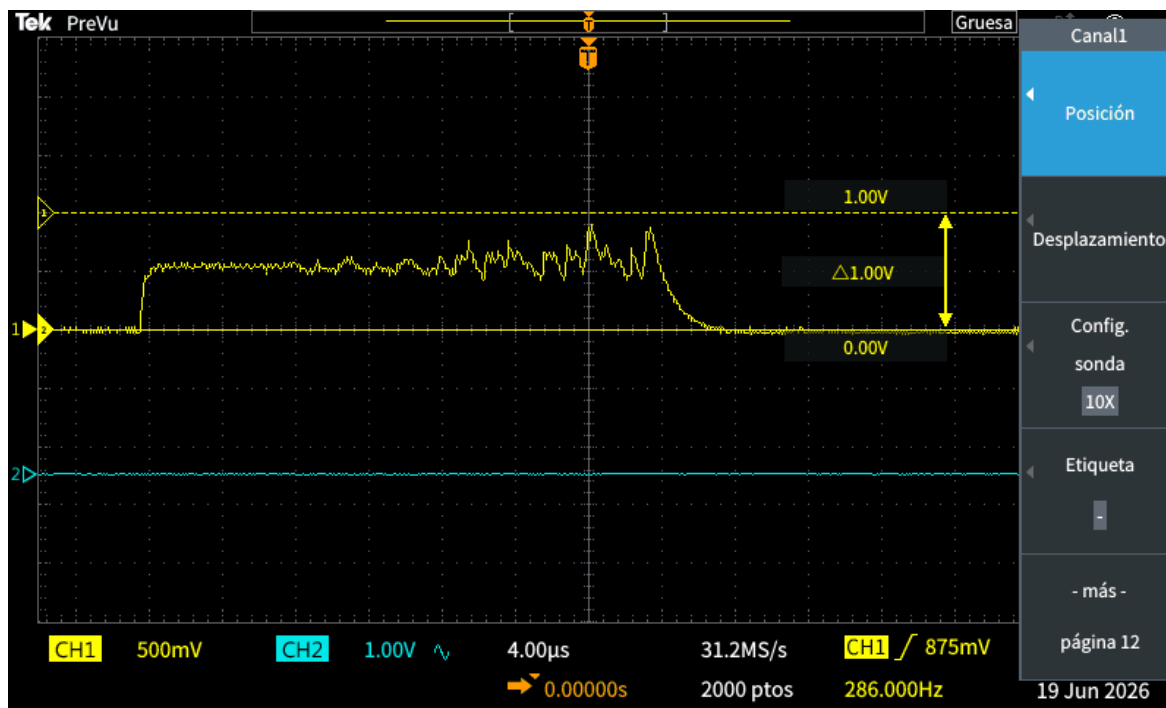


Figura 17. Primera captura del osciloscopio

Con el osciloscopio sincronizado con la llegada de los paquetes, la captura muestra un flanco de subida rápido desde 0 V hasta 0.5V aproximadamente, llegando a un pico cercano a 1V. Este nivel de tensión es suficiente para alimentar muchos microcontroladores de ultra-bajo consumo del mercado. La constante de tiempo de carga del filtro de salida es:

$$\tau = R_L \cdot C_3 = 10\text{k}\Omega \times 100\text{pF} = 1\mu\text{s}$$

El tiempo de subida observado en la captura es coherente con este valor: en  $5\tau \approx 5\mu\text{s}$  el condensador llega prácticamente a su valor final, que es exactamente lo que muestra la pantalla.

### 7.4.3 PICO DE 1.60 V Y DESCARGA EXPONENCIAL

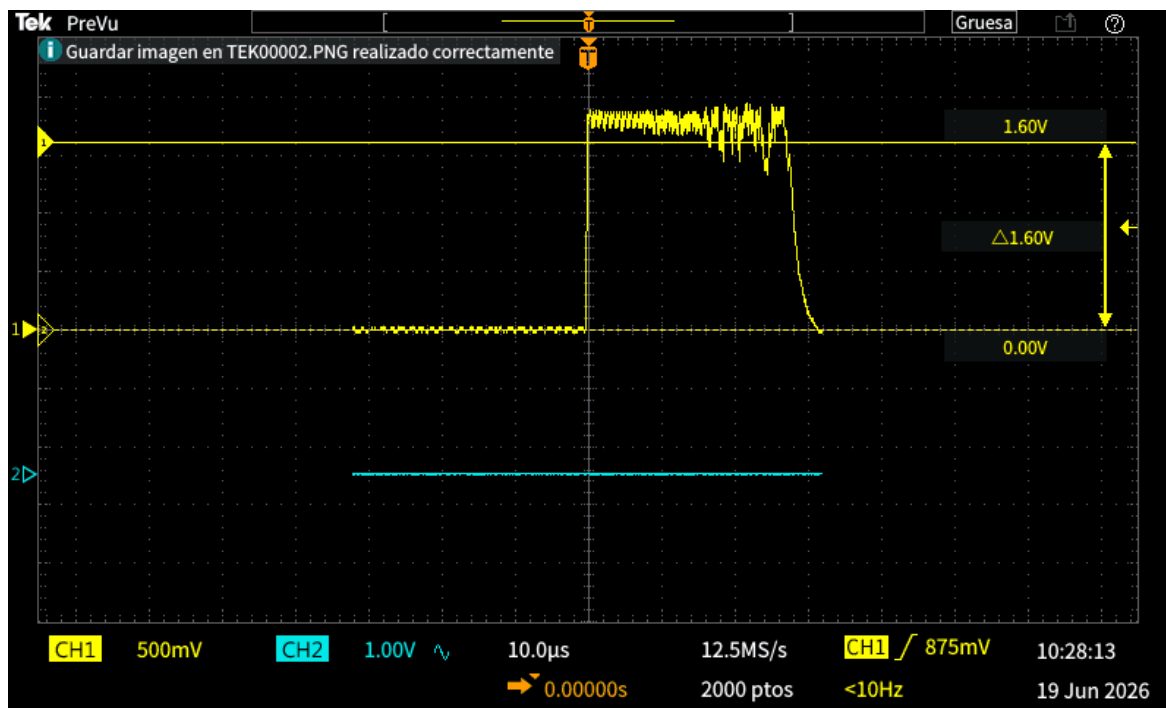


Figura 18. Segunda captura del osciloscopio

En capturas con ráfagas de mayor densidad de datos, la tensión de salida sube hasta  $\Delta V = 1.60 \text{ V}$ . Tan interesante como el valor de pico es lo que ocurre cuando la ráfaga termina: el voltaje no cae de golpe a cero, sino que baja siguiendo una curva exponencial característica de un condensador descargándose a través de una resistencia,  $v(t) = V_0 e^{-t/\tau}$ . Esto confirma que el condensador C3 está actuando como pequeño depósito de energía que sostiene la tensión durante los silencios entre pings, exactamente como estaba previsto en el diseño. La energía almacenada en C3 cuando la tensión es 1.60 V es:

$$E = \frac{1}{2} C_3 V^2 = \frac{1}{2} \times 100 \times 10^{-12} \times (1.60)^2 \approx 128 \text{ pJ}$$

## 7.5 *POTENCIA MEDIA FRENTE A POTENCIA DE PICO*

Antes de pasar a las conclusiones vale la pena aclarar un punto que puede parecer confuso a primera vista. Las tensiones del osciloscopio (1.00–1.60 V) sobre 10 kΩ implican potencias DC de 100–256 μW, pero el analizador de espectros midió solo 27.3 μW de potencia de entrada. ¿Cómo puede salir más de lo que entra?

La respuesta está en que los dos instrumentos miden cosas distintas de la misma señal pulsada. El analizador de espectros promedia la potencia en el tiempo, incluyendo los silencios entre ping y ping. El osciloscopio, configurado con disparo, captura únicamente el instante de la ráfaga activa. Ambos valores son correctos; simplemente no son comparables directamente.

La relación entre potencia media y potencia de pico en una señal pulsada es:

$$P_{media} = D \cdot P_{pico}$$

donde  $D$  es el ciclo de trabajo (fracción del tiempo que la señal está activa). Para que el balance cuadre con los 1.00 V medidos:

$$D = \frac{P_{media}}{P_{pico}} = \frac{27.3\mu W}{100\mu W} \approx 27\%$$

Y para los 1.60 V:

$$D_{1.60V} = \frac{27.3}{256} \approx 11\%$$

Ambos ciclos de trabajo son completamente plausibles para un teléfono respondiendo a pings: si el móvil transmite ráfagas de unos 30 ms con un intervalo de 100 ms entre pings, el ciclo de trabajo ronda el 27–30%. Con pings más espaciados bajaría hacia el 10%. No hay ninguna contradicción con la conservación de la energía; simplemente el condensador C3 acumula la energía durante cada ráfaga y la entrega de forma más sostenida entre ráfagas, lo que el osciloscopio interpreta como un voltaje estable.

## 7.6 CONCLUSIONES

1. **La antena y la red de adaptación funcionan.** La resonancia experimental a 2.4201 GHz con  $S_{11} = -14.61$  dB valida el flujo de diseño completo de los Capítulos 5 y 6, desde las fórmulas de Balanis hasta las ecuaciones de Wheeler–Hammerstad y la co-simulación LTspice–Qucs.
2. **El balance energético es coherente.** La aparente discrepancia entre los 27.3  $\mu$ W del espectro y las potencias implícitas en 1.00–1.60 V se explica correctamente por la diferencia entre potencia media y potencia de pico, con ciclos de trabajo del 11–27% que son razonables para transmisiones ICMP.
3. **El sistema convierte RF en DC de forma utilizable.** El encendido del LED y las tensiones de 1.00–1.60 V confirman la viabilidad del duplicador de Villard con SMS7630 para alimentar nodos IoT de ultra-bajo consumo.

## Capítulo 8. CONCLUSIONES Y TRABAJOS FUTUROS

### 8.1 CONCLUSIONES

Este trabajo ha recorrido el ciclo de vida completo de una rectenna a 2.42 GHz: desde el cálculo analítico de las dimensiones del parche hasta la medida en laboratorio de la tensión continua generada por el duplicador de Villard. Lo que sigue es un balance honesto de lo que ha funcionado, de lo que se ha quedado sin medir y de lo que le espera a esta tecnología antes de ser práctica en el mercado.

**El flujo de diseño funciona y es reproducible.** Tratar el rectificador como una carga linealizada de gran señal, extraer su impedancia equivalente en LTspice ( $Z_{rect} = 32 - j89.6\Omega$ ) y diseñar la red de adaptación distribuida en Qucs contra ese valor ha producido una placa que resuena exactamente donde debía: 2.4201 GHz, con una desviación de apenas el 0.08% respecto al objetivo. El coeficiente de reflexión medido ( $S_{11} = -14.61$  dB) valida que el 96.55% de la energía entra al circuito, cumpliendo el criterio de diseño con margen. Las ecuaciones de Wheeler–Hammerstad [28], [29] y el modelo de cavidad del inset feed [21] producen resultados físicamente reproducibles sobre FR-4 de bajo coste [24], lo que era uno de los objetivos centrales del trabajo.

**La elección del diodo ha sido decisiva.** Con niveles de potencia ambiental del orden de los 27  $\mu$ W (−15.64 dBm en el canal 1 de Wi-Fi), un diodo de unión P-N convencional no llegaría a conducir en ningún caso: su umbral de encendido de  $\sim 700$  mV está muy por encima de la tensión de pico que genera la antena a esas potencias. El SMS7630 resuelve ese problema con un umbral efectivo de  $\sim 150$  mV [20], y su capacitancia de unión de 0.14 pF garantiza que a 2.42 GHz apenas hay fugas capacitivas internas. La elección de este componente no es arbitraria: es el mismo diodo que seleccionaron como óptimo los estudios de referencia del campo [3], [13].

**El sistema convierte RF en DC de forma utilizable.** El encendido del LED rojo soldado a la salida del Prototipo 2 es el resultado más directo y elocuente del trabajo. Las medidas del osciloscopio registraron tensiones de 1.00 V y 1.60 V en respuesta a las ráfagas ICMP del teléfono móvil, y la curva de descarga exponencial confirma que el condensador C3 actúa como depósito de energía entre ráfagas, tal como estaba previsto en el diseño ( $\tau = R_L C_3 = 1\mu s$ ).

**La eficiencia de conversión no se ha podido medir.** Calcular la PCE requiere medir potencia de entrada y tensión de salida de forma simultánea y bajo las mismas condiciones de excitación. En esta campaña el analizador de espectros y el osciloscopio capturaron magnitudes distintas (potencia media y tensión de pico respectivamente), por lo que cruzar esos datos daría una eficiencia ficticia. Esto no invalida los resultados, pero sí es la principal limitación de la campaña experimental y el primer punto a resolver en una continuación del trabajo.

## 8.2 *LIMITACIONES TECNOLÓGICAS*

Es obligatorio evaluar el prototipo con realismo, sin exagerar lo que la tecnología puede ofrecer hoy.

La restricción fundamental no está en el circuito sino en la física de la propagación. La ecuación de transmisión de Friis establece que la densidad de potencia cae con el cuadrado de la distancia [25]. En el experimento del laboratorio, el prototipo estaba en contacto directo con el teléfono, en campo cercano. A cinco metros de distancia (la separación típica a un router doméstico) la potencia disponible baja varios órdenes de magnitud, situándose por debajo del umbral de conducción de los diodos aunque se usen los mejores Schottky del mercado. Este límite no es un problema de diseño: es una consecuencia directa de la propagación en espacio libre, y el estado del arte actual no ha encontrado la forma de saltárselo [3], [4].

La segunda limitación está en el sustrato. El FR-4 tiene pérdidas dieléctricas ( $\tan\delta \approx 0.02$ ) que se hacen notar a 2.42 GHz: la eficiencia de radiación de la antena medida en CST fue del 41.39%, lo que significa que casi el 60% de la energía que entra al parche se disipa en calor dentro del plástico antes de salir al aire. Los trabajos con sustratos de microondas de baja pérdida como Rogers 4350 obtienen eficiencias de radiación superiores al 90% [10], [11], pero a un coste de placa un orden de magnitud mayor. Para un primer prototipo de laboratorio el FR-4 es la elección correcta; para un producto con requisitos de eficiencia estrictos no lo sería.

Dicho esto, la tecnología tiene nichos de aplicación reales y bien delimitados donde estas restricciones no son un problema sino parte del escenario de uso:

- **Etiquetas RFID activas y telemetría médica de proximidad.** En parches biomédicos o implantes que un lector activa a pocos centímetros de distancia, la potencia disponible es suficiente para encender el microcontrolador, tomar una medida y transmitirla antes de volver a apagarse [2].
- **Radios de despertar (wake-up radios) en redes de sensores.** El nodo sensor permanece en modo de consumo cero hasta que una ráfaga de RF cercana activa la rectenna, que genera el voltio necesario para despertar el procesador [7], [19]. El circuito diseñado en este trabajo encaja directamente en este escenario.
- **Monitorización estructural de largo plazo. Sensores** embebidos en hormigón o materiales de construcción que acumulan energía ambiental durante semanas en un supercondensador para emitir periódicamente un pulso de confirmación de integridad estructural [4].

En todos estos casos el denominador común es el mismo: el nodo sensor está próximo a una fuente de RF, consume muy poca energía y no necesita funcionar de forma continua.

### 8.2.1 ¿PUEDE ESTA RECTENNA SUSTITUIR LA BATERÍA DE UN DISPOSITIVO IoT?

Esta es la pregunta central de la motivación del proyecto, y merece una respuesta honesta con números en la mano.

Con los datos medidos en el laboratorio ( $-15.64$  dBm de potencia ambiental disponible) y asumiendo una eficiencia de conversión del 30% —valor optimista pero plausible para esta topología, según los prototipos de referencia del campo [5], [14]— la potencia DC neta que el sistema puede entregar de forma continua es del orden de:

$$P_{DC} = P_{ambiental} \times \eta_{PCE} \approx 27.3 \mu W \times 0.30 \approx 8.2 \mu W$$

Para valorar si eso es suficiente hay que compararlo con el consumo real de los componentes típicos de un nodo IoT:

| Componente             | Modo activo      | Modo sleep  | ¿Viable con $8.2 \mu W$ ?           |
|------------------------|------------------|-------------|-------------------------------------|
| MCU MSP430 (TI)        | $200 \mu W$      | $0.1 \mu W$ | Solo en sleep (margen $\times 82$ ) |
| SoC BLE nRF52 (Nordic) | $5\,000 \mu W$   | $2.5 \mu W$ | Solo en sleep (margen $\times 3$ )  |
| Sensor T/H SHT31       | $500 \mu W$      | —           | No en modo activo                   |
| Sensor CO2 SCD41       | $24\,000 \mu W$  | —           | No en ningún caso                   |
| Radio LoRa SX1276 (TX) | $100\,000 \mu W$ | $0.2 \mu W$ | No durante transmisión              |

Tabla 3. Tabla de viabilidad del uso de la antena como fuente de alimentación para distintos dispositivos IoT

La conclusión es clara:  $8.2 \mu\text{W}$  no son suficientes para alimentar directamente ningún dispositivo IoT en modo activo, ni siquiera el microcontrolador más eficiente del mercado. Sin embargo, los números cambian completamente si se abandona el concepto de alimentación continua y se adopta un modelo de acumulación y disparo:

La energía necesaria para que un nodo BLE realice una transmisión de datos es del orden de  $25 \mu\text{J}$  ( $5 \text{ mW}$  durante  $5 \text{ ms}$  de paquete). Con  $8.2 \mu\text{W}$  cosechados continuamente, esa energía se acumula en un supercondensador en aproximadamente 3 segundos. Esto significa que, en condiciones de campo cercano similares a las del laboratorio, este sistema podría sostener una transmisión BLE de datos cada 3 segundos sin ninguna batería, lo que es perfectamente adecuado para monitorización lenta: temperatura ambiente, presión, nivel de  $\text{CO}_2$  en una habitación.

En condiciones ambientales pasivas a mayor distancia la potencia disponible cae entre uno y tres órdenes de magnitud, y el tiempo de acumulación se dispara proporcionalmente: horas o días entre transmisiones. En ese escenario el harvesting puro deja de ser práctico como fuente exclusiva, y lo que tiene sentido es usarlo como complemento de una batería pequeña, no como sustituto: la rectenna mantiene la batería parcialmente cargada y alarga su vida útil, pero no la elimina [4], [19].

Para poner la escala en perspectiva: cosechando  $8.2 \mu\text{W}$  de forma continua durante un año se acumularían unos  $258 \text{ J}$ . Una pila de botón CR2032 almacena aproximadamente  $2376 \text{ J}$ . La rectenna equivale, en términos de energía anual, a poco más de un mes de esa pila. Pero con una diferencia crucial: no se agota mientras haya señal RF en el entorno. En un sensor que deba operar durante 10 años sin mantenimiento esa propiedad puede ser más valiosa que la capacidad nominal de la batería.

La conclusión práctica para la aplicación que motivó este TFG es la siguiente: la sustitución completa de la batería es viable únicamente en campo cercano (a pocos centímetros de la fuente RF) y para sensores de ciclo de trabajo muy bajo (una medida y transmisión cada varios segundos o minutos). Para la mayor parte del despliegue IoT real, el harvesting RF es hoy una tecnología de asistencia a la batería, no de sustitución. Que eso

pueda cambiar con mejoras en los diodos, en los sustratos y en los algoritmos de gestión de energía es, precisamente, lo que mantiene viva la investigación en este campo [2], [12], [16].

### **8.3 8.3 TRABAJOS FUTUROS**

El prototipo deja varios frentes abiertos que constituyen las líneas naturales de continuación del trabajo:

**Medida simultánea de la PCE.** El siguiente paso más inmediato es instrumentar el banco de pruebas con un detector de potencia RF calibrado en el plano SMA, disparado simultáneamente con el osciloscopio bajo excitación controlada. Esto permitiría calcular la PCE con rigor para distintos niveles de potencia de entrada y comparar los resultados con las curvas de eficiencia publicadas en [5], [10], [14].

**Sustitución de C2 por un condensador de grado RF.** Como se identificó en el apartado 6.12, el condensador de bloqueo C2 debe ser un componente de 10 pF en encapsulado 0402 de grado RF (Murata GJM o equivalente), cuya autoresonancia caiga cerca de 2.42 GHz. El prototipo actual lleva un 100 nF con SRF en torno a 0.8 GHz, que a la frecuencia de trabajo ya es inductivo. Corregir este componente antes de fabricar la siguiente revisión es la mejora de mayor impacto con menor coste.

**Aumento de ganancia mediante array de parches.** Puesto que la distancia atenúa la señal de forma cuadrática, la estrategia más directa para captar más energía es aumentar el área efectiva de la antena. Un array de cuatro parches en fase sobre el mismo sustrato FR-4 multiplicaría la ganancia por un factor teórico de 6 dB, cuadruplicando la potencia captada a la misma distancia [8].

**Captación multibanda.** El entorno urbano contiene señales de TDT (470–790 MHz), telefonía móvil (900 MHz, 1800 MHz, 2.1 GHz) y Wi-Fi (2.4 GHz, 5 GHz) de forma simultánea. Diseñar una red de adaptación multi-resonante permitiría sumar las contribuciones de varias bandas, obteniendo una corriente continua más estable

independientemente de qué tecnología esté transmitiendo en cada momento [6], [2]. Esta es una de las tendencias más activas en la literatura reciente.

**Integración de un PMIC.** La tensión de salida del rectificador varía con la potencia incidente (entre 0 V y 1.60 V en los ensayos). Para alimentar un microcontrolador real, que necesita una tensión estable de 1.8 V o 3.3 V, haría falta añadir un convertidor DC-DC de tipo boost (un chip PMIC de ultra-bajo consumo) que estabilice la salida y gestione la carga de un supercondensador o microbatería de respaldo [19].

**Migración a tecnología distribuida de mayor precisión.** El límite definitivo de un prototipo sobre FR-4 con componentes SMD soldados a mano son las parásitas de las soldaduras y la dispersión del dieléctrico. El paso siguiente en la escala de madurez tecnológica sería implementar el rectificador en tecnología CMOS monolítica, donde la antena, el circuito de adaptación y el rectificador se integran en el mismo chip de silicio, eliminando todas las conexiones parásitas externas y permitiendo reducir el umbral de conducción mediante polarización activa [12], [16].

## Capítulo 9. BIBLIOGRAFÍA

- [1] A. M. Shire, N. Abdullah y E. Mohd, "Design of Rectenna for Wireless Energy Harvesting," en *2016 IEEE Student Conference on Research and Development (SCORED)*, Kuala Lumpur, Malasia, 2016, pp. 1-4. doi: 10.1109/SCORED.2016.7810037
- [2] O. O. Umeonwuka, B. S. Adejumo and T. Shongwe, "Rectenna Designs for Energy Harvesting IoT Devices: Overview of Current Trends and Future Directions," 2021 International Conference on Electrical, Computer and Energy Technologies (ICECET), Cape Town, South Africa, 2021, pp. 1-6, doi: 10.1109/ICECET52533.2021.9698604.
- [3] M. Piñuela, P. D. Mitcheson y S. Lucyszyn, "Ambient RF Energy Harvesting in Urban and Semi-Urban Environments," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, n.º 7, pp. 2715–2726, julio 2013. doi: 10.1109/TMTT.2013.2262687
- [4] H. J. Visser y R. J. M. Vullers, "RF Energy Harvesting and Transport for Wireless Sensor Network Applications: Principles and Requirements," *Proceedings of the IEEE*, vol. 101, n.º 6, pp. 1410–1423, junio 2013. doi: 10.1109/JPROC.2013.2250891
- [5] C. R. Valenta y G. D. Durgin, "Harvesting Wireless Power: Survey of Energy-Harvester Conversion Efficiency in Far-Field, Wireless Power Transfer Systems," *IEEE Microwave Magazine*, vol. 15, n.º 4, pp. 108–120, junio 2014. doi: 10.1109/MMM.2014.2309499
- [6] K. Niotaki, S. Kim, S. Jeong, A. Collado, A. Georgiadis y M. M. Tentzeris, "A Compact Dual-Band Rectenna Using Slot-Loaded Dual Band Folded Dipole Antenna," *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 12, pp. 1634–1637, 2013. doi: 10.1109/LAWP.2013.2294200
- [7] R. J. Vyas, B. B. Cook, Y. Kawahara y M. M. Tentzeris, "E-WEHP: A Batteryless Embedded Sensor-Platform Wirelessly Powered From Ambient Digital-TV Signals," *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 61, n.º 6, pp. 2491–2505, junio 2013. doi: 10.1109/TMTT.2013.2258168
- [8] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, 4.<sup>a</sup> ed. Hoboken, NJ, EE. UU.: John Wiley & Sons, 2016.
- [9] U. Olgun, C.-C. Chen y J. L. Volakis, "Wireless Power Harvesting with Planar Rectennas for 2.45 GHz RFIDs," en *2010 URSI International Symposium on Electromagnetic Theory*, Berlín, Alemania, 2010, pp. 329–331. doi: 10.1109/URSI-EMTS.2010.5637008

- [10] H. Sun, Y.-X. Guo, M. He y Z. Zhong, “Design of a High-Efficiency 2.45-GHz Rectenna for Low-Input-Power Energy Harvesting,” *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, vol. 11, pp. 929–932, 2012. doi: 10.1109/LAWP.2012.2212232
- [11] Z. Popović, E. A. Falkenstein, D. Costinett y R. Zane, “Low-Power Far-Field Wireless Powering for Wireless Sensors,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 101, n.º 6, pp. 1397–1409, junio 2013. doi: 10.1109/JPROC.2013.2244053
- [12] S. Hemour y K. Wu, “Radio-Frequency Rectifier for Electromagnetic Energy Harvesting: Development Path and Future Outlook,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 102, n.º 11, pp. 1667–1691, noviembre 2014. doi: 10.1109/JPROC.2014.2358691
- [13] C. H. P. Lorenz, S. Hemour y K. Wu, “Physical Mechanism and Theoretical Foundation of Ambient RF Power Harvesting Using Zero-Bias Diodes,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, n.º 7, pp. 2146–2158, julio 2016. doi: 10.1109/TMTT.2016.2574848
- [14] C. Song, Y. Huang, J. Zhou, J. Zhang, S. Yuan y P. Carter, “A High-Efficiency Broadband Rectenna for Ambient Wireless Energy Harvesting,” *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, vol. 63, n.º 8, pp. 3486–3495, agosto 2015. doi: 10.1109/TAP.2015.2431719
- [15] D. M. Pozar, *Microwave Engineering*, 4.ª ed. Hoboken, NJ, EE. UU.: John Wiley & Sons, 2012.
- [16] S. Hemour, Y. Zhao, C. H. P. Lorenz, D. Houssameddine, Y. Gui, C.-M. Hu y K. Wu, “Towards Low-Power High-Efficiency RF and Microwave Energy Harvesting,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 62, n.º 4, pp. 965–976, abril 2014. doi: 10.1109/TMTT.2014.2305134
- [17] J. O. McSpadden, L. Fan y K. Chang, “Design and Experiments of a High-Conversion-Efficiency 5.8-GHz Rectenna,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 46, n.º 12, pp. 2053–2060, diciembre 1998. doi: 10.1109/22.739282
- [18] J. A. Hagerty, F. B. Helmbrecht, W. H. McCalpin, R. Zane y Z. B. Popović, “Recycling Ambient Microwave Energy With Broad-Band Rectenna Arrays,” *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 52, n.º 3, pp. 1014–1024, marzo 2004. doi: 10.1109/TMTT.2004.823585
- [19] T. Soyata, L. Copeland y W. Heinzelman, “RF Energy Harvesting for Embedded Systems: A Survey of Tradeoffs and Methodology,” *IEEE Circuits and Systems Magazine*, vol. 16, n.º 1, pp. 22–57, 2016. doi: 10.1109/MCAS.2015.2510198

- [20] Skyworks Solutions, Inc., “SMS7630 Series: Surface-Mount, 0201 Zero-Bias Silicon Schottky Detector Diodes,” hoja de características (datasheet), Woburn, MA, EE. UU.

## ANEXO I: ALINEACIÓN DEL PROYECTO CON LOS ODS

El presente proyecto, enfocado en el desarrollo de sistemas de transferencia inalámbrica de energía por radiofrecuencia para alimentar dispositivos de baja potencia, se alinea directamente con la Agenda 2030 de las Naciones Unidas. A continuación, se detallan los Objetivos de Desarrollo Sostenible (ODS) específicos a los que contribuye esta investigación, basándose en la motivación y los objetivos técnicos planteados:

### ***ODS 7: ENERGÍA ASEQUIBLE Y NO CONTAMINANTE***

- Meta 7.3: Duplicar la tasa mundial de mejora de la eficiencia energética.
- Contribución del proyecto: Este trabajo promueve la eficiencia energética al desarrollar una tecnología capaz de capturar y convertir ondas electromagnéticas presentes en el entorno —que de otro modo se perderían— en energía eléctrica útil. Al diseñar rectennas optimizadas para maximizar la densidad de potencia recibida en condiciones de baja potencia, el proyecto fomenta el uso de fuentes de energía residuales ("energy harvesting") para alimentar sistemas electrónicos, reduciendo la demanda de energía primaria convencional.

### ***ODS 9: INDUSTRIA, INNOVACIÓN E INFRAESTRUCTURA***

- Meta 9.5: Aumentar la investigación científica y mejorar la capacidad tecnológica de los sectores industriales.
- Contribución del proyecto: El proyecto se sitúa en un campo tecnológico en crecimiento que combina electromagnetismo, electrónica de potencia y diseño de sistemas embebidos. Al proponer soluciones para alimentar la creciente expansión de dispositivos IoT y redes

de sensores distribuidos, se apoya la modernización de la infraestructura industrial hacia la Industria 4.0. La investigación en rectennas permite el despliegue de sensores en lugares de difícil acceso o infraestructuras críticas sin la limitación del 3 mantenimiento físico constante, facilitando la creación de sistemas de monitorización más robustos e inteligentes.

### ***ODS 11: CIUDADES Y COMUNIDADES SOSTENIBLES***

- Meta 11.6: Reducir el impacto ambiental negativo per capita de las ciudades.
- Contribución del proyecto: La tecnología desarrollada habilita el funcionamiento de dispositivos autónomos y sostenibles. Esto es fundamental para las "Smart Cities", donde el despliegue masivo de sensores (para tráfico, contaminación, gestión de aguas) requiere fuentes de alimentación que no exijan un reemplazo masivo de baterías, lo cual sería logísticamente inviable y costoso.

### ***ODS 12: PRODUCCIÓN Y CONSUMO RESPONSABLES***

- Meta 12.5: Reducir considerablemente la generación de desechos mediante actividades de prevención, reducción, reciclado y reutilización.
- Contribución del proyecto: Esta es la contribución medioambiental más directa del proyecto. Las baterías convencionales tienen una vida útil limitada y generan residuos químicos que afectan negativamente a la sostenibilidad ambiental. Al eliminar la necesidad de baterías o conexiones físicas mediante la captación de energía RF , se reduce drásticamente la generación de desechos electrónicos peligrosos y se extiende la vida útil de los dispositivos electrónicos, permitiendo que operen durante largos periodos sin intervención humana.