

TESIS DOCTORAL

**METODOLOGÍA PARA LA MEJORA DE LA EFICIENCIA EN EL DISEÑO  
DE RECTENNAS TEXTILES PARA APLICACIONES DE RF ENERGY  
HARVESTING EN LA BANDA WIFI DE 2,4 GHz**



Presentada por Juan Manuel López Garde

dentro del Programa de Doctorado en

INGENIERÍA PARA LA SOCIEDAD DE LA INFORMACIÓN Y DESARROLLO SOSTENIBLE

Dirigida por:

Jon Legarda Macón

El Director

El Doctorando

Bilbao, febrero de 2022



*Metodología para la mejora de la eficiencia en el diseño de rectennas textiles para aplicaciones de RF energy harvesting en la banda WiFi de 2,4 GHz*

Autor: Juan Manuel López Garde

Director: Jon Legarda Macón

Texto impreso en Bilbao

Primera edición, febrero de 2022



*A Marta, por estar siempre ahí: sin ti nada de esto hubiera sido posible.*  
*A Arrate, Iñigo y Ander, por tantas horas robadas: esta tesis también es vuestra.*  
*A Demetrio y María Isabel, porque todo empezó gracias a vosotros.*  
*A Iñaki, por cuidarnos cada día.*



*“Vivir cada día como si fuera el primero y cada noche como si fuera la última.”*

Eduardo Galeano



# Resumen

La miniaturización de la electrónica, así como el desarrollo de la Internet de las cosas o *Internet of Things (IoT)* está potenciando la aparición de nuevos dispositivos que se integran en nuestro día a día, no solo en los objetos que nos rodean en el hogar, en el lugar de trabajo o en el mobiliario urbano, sino también en los accesorios que portamos con nosotros mismos. En este contexto surgen los *electronic textiles* o *e-textiles*, que tienen en su misión incorporar nuevas funcionalidades de interacción con el entorno a los tejidos convencionales en todos sus niveles: fibras, hilos, telas y prendas. Esta incorporación de más capacidades e inteligencia a los objetos textiles persigue además disponer de dispositivos más cómodos, usables y, cómo no, estéticamente agradables.

Sin embargo, el despegue definitivo de los *e-textiles* requiere una gestión eficiente de la energía que requieren para funcionar, con el objetivo de aumentar su autonomía y reducir la necesidad de sustituir los elementos de almacenamiento -pilas o baterías-. Esta problemática se aborda principalmente desde dos ángulos: por un lado, la reducción del consumo de sus componentes electrónicos y, por el otro, la mejora de la eficiencia de las distintas tecnologías capaces de recuperar energía del entorno que les rodea, en forma de luz, calor, vibraciones, deformaciones... Es en este último ámbito donde se enmarca la presente tesis doctoral, pues persigue alimentar estos dispositivos mediante rectennas textiles que proporcionen potencia DC a partir de la energía de RF recuperada del ambiente o *RF energy harvesting*.

Si bien existen algunos trabajos que presentan distintas implementaciones de rectennas textiles, no hay una metodología sistemática y escalable para el diseño de rectennas eficientes. Así, la presente tesis doctoral propone un método que contempla de forma sistemática todas las fases del diseño e implementación de las mismas: selección de la topología de las antenas, de la topología de la etapa de rectificación, de los materiales empleados y de la metodología de construcción. Para la optimización de la adaptación de impedancias entre antena y rectificador se ha desarrollado un método de caracterización de la implementación textil de la etapa de rectificación que proporciona un modelo con una gran concordancia entre los valores medidos y los simulados, aspecto clave para conseguir altas eficiencias de conversión de potencia.

Tras una extensa experimentación se ha demostrado que la metodología y modelo propuestos mejoran la eficiencia de las rectennas textiles. Además, se ha evaluado su escalabilidad mediante su configuración en *array*, concluyendo de este modo que la *RF energy harvesting* puede ser una forma viable de alimentar de forma desatendida dispositivos electrónicos de bajo consumo integrados en los *e-textiles*.



# Abstract

The miniaturisation of electronics, as well as the development of the *Internet of Things* (*IoT*) is fostering the introduction of new devices that are integrated into our daily lives, not only in the objects that surround us at home, in the workplace or in street furniture, but also in the accessories we carry with us. It is in this context that electronic textiles or *e-textiles* emerge, with the mission to incorporate new functionalities of interaction with the environment into conventional fabrics at all levels: fibres, yarns, fabrics and garments. This incorporation of more capabilities and intelligence into textile objects also aims to make devices more comfortable, usable and, of course, aesthetically pleasing.

However, the definitive breakthrough of *e-textiles* requires an efficient management of the energy they need to function, with the aim of increasing their autonomy and reducing the need to replace the storage elements -batteries or cells-. This problem is mainly addressed from two angles: on the one hand, reducing the consumption of their electronic components and, on the other, improving the efficiency of the different technologies capable of recovering energy from the environment around them, such as light, heat, vibrations, deformations... It is in the latter field where this doctoral thesis is focused, as it aims to power these devices by means of textile rectennas that provide DC power from the RF energy recovered from the environment or *RF energy harvesting*.

Although there are some works that present different implementations of textile rectennas, there is no systematic and scalable methodology for the design of efficient rectennas. Thus, this doctoral thesis proposes a method that systematically considers all the design and implementation phases: selection of the antenna topology, the topology of the rectification stage, the materials used and the construction methodology. In order to optimise the impedance matching between antenna and rectifier, a method has been developed to characterise the textile implementation of the rectification stage, which provides a model with a high level of agreement between the measured and simulated values, a key aspect for achieving high power conversion efficiencies.

After an extensive experimentation, it has been shown that the proposed methodology and model improve the efficiency of textile rectennas. Furthermore, its scalability has been evaluated by means of its array configuration, thus concluding that *RF energy harvesting* can be a feasible way of unattended powering of low-power electronic devices integrated in *e-textiles*.



# Agradecimientos

Aquí está el resultado de muchas horas de trabajo. Un trabajo que no tengo muy claro cuándo empezó, pero que sí tengo claro que no acaba aquí. Han sido muchas horas de pensar, de leer, de analizar, de diseñar, de experimentar, de sintetizar... Pero sobre todo, han sido muchas horas de dudar y hacerse preguntas, y muchas horas de buscar y tratar de encontrar respuestas.

Dudas sobre por dónde empezar. Dudas sobre qué buscar. Dudas sobre qué leer y qué no. Dudas sobre qué intentar hacer. Dudas sobre el qué, el cuándo, el cómo, el con quién... Y vértigo, muchas veces paralizante: ¿seré capaz? ¿acabaré algún día? ¿sacaré algo en claro? ¿merece la pena tanto esfuerzo?

En este momento en que, a pesar de todas las incertidumbres, puedo constatar al menos alguna certeza, quiero volver la vista atrás y agradecer a todas las personas que me han acompañado en este trayecto. A las que me han animado en los momentos bajos, a las que me han reñido cuando me lo merecía, a las que me han aconsejado, a las que han compartido conmigo su buen hacer, a las que me han ayudado incondicionalmente, a las que se han interesado por mí y se han alegrado de cada pequeño avance, a las que me han deseado lo mejor... a todas os doy las gracias.

Quiero dar la gracias a la Universidad de Deusto, por darme la oportunidad de desarrollar mi vocación docente y poder acompañar a tantos alumnos y alumnas no solo en su formación como profesionales sino, sobre todo, en su crecimiento como personas que van buscando su propia vocación. Gracias a todos, pues es mucho más lo que aprendo de ellos que lo que yo les puedo ofrecer. Y también gracias por darme la oportunidad de iniciarme en el mundo de la investigación y poder desarrollar mi curiosidad y mis ganas de encontrar respuestas a cuestiones que puedan ayudar a mejorar el mundo en el que vivimos.

En la facultad he conocido a muchas personas maravillosas que dais lo mejor de vosotras, siempre disponibles para echarme una mano, para imaginar juntos el futuro, para hablar de la vida y también, cómo no, para divertirnos. Aprendo cada día de vosotros, y os siento ya más amigos que compañeros: Roberto, Unai, Nekane, Verónica, Jon, Alberto, Fernando, Jorge C., Diego C., Aitor, Josu, Josuka, Ana M., Zubía, Nacho, Iñaki G<sup>a</sup>, Chefo, Anselmo, Javi O., Iñaki V., Diego L., José Luis V., Javi V., Arantza...

En Deustotech también he tenido la suerte de colaborar con muchas personas, compartiendo dudas, discutiendo planteamientos, proponiendo mejoras. Gracias a tanta gente que me ha ayudado de un modo u otro: Szilard, Álvaro, Paola, Florián, Hugo, Pablo S., Jokin, Erlantz, Aitor V...

Esta tesis también me ha llevado a la Universidad de Gante, donde me abrieron sus puertas y compartieron conmigo no solo su equipamiento, sino su conocimiento, su experiencia, su cercanía y sus buenos consejos. Gracias a Hendrik, Sam, Olivier, Jelle...

Acabo dando las gracias a las personas que más me han ayudado a llevar a buen puerto este trabajo, y de las que esta tesis es también un poco -o un mucho- suya. Comienzo por Rubén, primero alumno y luego compañero, pero siempre maestro. Gracias por tu integridad, por tu honestidad. Gracias por tu tesón y tu constancia. Gracias por tu atrevimiento para probar cosas nuevas, por tus ganas de trabajar con precisión, por querer caminar sin prisa, pero sin pausa, que es la manera de llegar lejos y alcanzar las metas. Gracias por tu generosidad. Me siento muy afortunado de haber podido trabajar contigo, de todo lo que he aprendido de ti y espero que podamos seguir colaborando mucho años más en la distancia y, por qué no, también en la cercanía.

Continuo por Jon, mi director, mi compañero, mi amigo. Me sale darte las gracias por lo mismo que a Rubén: por ser una persona honesta, íntegra, constante, con gusto por el trabajo bien hecho, comprensivo, generoso... A pesar de las dificultades, siempre miras al futuro con esperanza, y trabajas porque las cosas mejoren. Te doy las gracias por todas las horas que has dedicado a contrastar lo que iba haciendo, a cuestionarlo, a proponerme nuevos enfoques, a corregir la redacción. Son muchas muchas horas que me has regalado, y te doy las gracias por ello, así como por la paciencia que has tenido cuando yo no hacía lo que habíamos acordado. Pero sobre todo te doy las gracias porque has creído en mí, especialmente en los momentos en que yo más dudaba de mí mismo: siento que muchas veces me has llevado de la mano para que no me perdiera y gracias a ello he podido terminar.

Acabo por mi familia, las personas más importantes de mi vida. Gracias a mis padres, por poner los cimientos de lo que soy, por acompañarme no solo cuando era niño, sino siempre que lo he necesitado. Gracias por ser modelo e inspiración que me ha ido guiando hasta ser lo que soy. Gracias a Arrate, a Iñigo, a Ander. Ilumináis mi camino y me ayudáis a sonreír, aunque a veces no lo parezca. Y gracias a Marta. Por tu generosidad. Por tu confianza ciega. Por estar siempre ahí. Por ser como eres. Por ser mi compañera de viaje en la vida. Esta tesis es tan tuya como mía.

La tesis ha sido un camino de dudas, de búsqueda, con pocas certezas y muchas incertidumbres. Un camino exigente que ha sido más llevadero gracias a tantas y tan buenas compañeras de ruta. Un camino que no termina, sino que continua hasta la próxima parada. Un camino que merece la pena ser andado: como la vida misma.

Juan Manuel López Garde

# Índice de contenidos

1	Introducción.....	1
1.1	Motivación.....	1
1.1.1	Transferencia inalámbrica de potencia .....	5
1.1.2	Recuperación de energía ambiental.....	7
1.2	Hipótesis y objetivos .....	11
1.3	Metodología.....	12
1.4	Publicaciones.....	14
1.5	Estructura .....	17
2	Estado del arte.....	19
2.1	Revisión bibliográfica .....	20
2.2	Resumen y conclusiones .....	25
3	Diseño de la rectenna .....	31
3.1	Conceptos básicos .....	32
3.2	Selección de topología, método constructivo y materiales. ....	34
3.3	Selección del rectificador .....	37
3.4	Modelo del rectificador .....	38
3.4.1	Metodología de caracterización y modelado.....	40
3.4.2	Caracterización de los puntos de soldadura.....	42
3.4.3	Caracterización del encapsulado de los diodos.....	48
3.4.4	Validación con materiales textiles .....	51

3.5	Diseño de la red de adaptación.....	56
3.5.1	Modelo de líneas de transmisión textiles .....	56
3.5.2	Determinación de $R_L$ , $P_{in}$ y $Z_{in}$ óptimas.....	57
3.5.3	Cálculo de la red de adaptación .....	62
3.5.4	Construcción del rectificador adaptado .....	67
3.6	Diseño de la antena .....	70
3.6.1	Consideraciones iniciales .....	71
3.6.2	Topología de antena .....	71
3.6.3	Modelo analítico y cálculo preliminar de dimensiones .....	72
3.6.4	Simulación y optimización de la antena.....	74
3.6.5	Construcción de la antena.....	76
3.6.6	Medida de la antena en laboratorio.....	81
3.6.7	Caracterización de la antena en cámara anecoica .....	82
3.6.8	Medida de la eficiencia.....	85
3.6.9	Conclusiones.....	85
4	Implementación y resultados .....	87
4.1	Construcción de la rectenna .....	88
4.2	Banco de pruebas .....	92
4.3	Resultados.....	95
4.3.1	Medidas para una $\phi_{RX}$ de 2,22 $\mu W/cm^2$ .....	95
4.3.2	Medidas para una $\phi_{RX}$ de 4,43 $\mu W/cm^2$ .....	97
4.3.3	Medidas para una $\phi_{RX}$ de 7,02 $\mu W/cm^2$ .....	99
4.3.4	Medidas para una $\phi_{RX}$ de 8,83 $\mu W/cm^2$ .....	101
4.3.5	Medidas para una $\phi_{RX}$ de 14 $\mu W/cm^2$ .....	103
4.3.6	Medidas para una $R_L$ de 1100 $\Omega$ .....	105

4.3.7	Resumen de medidas.....	106
4.4	Agrupación de rectennas.....	107
4.4.1	Criterios de diseño.....	107
4.4.2	Banco de pruebas.....	109
4.4.3	Resultados.....	111
4.5	Conclusiones de las medidas .....	115
5	Conclusiones y líneas de trabajo futuras .....	117
5.1	Conclusiones.....	118
5.2	Líneas de trabajo futuras.....	122
	Bibliografía.....	125
	Anexo A.....	135
	Anexo B .....	153
	Anexo C .....	161
	Anexo D.....	169
	Anexo E .....	177



# Índice de figuras

<b>Figura 1-1:</b> Metodología de investigación empleada.....	13
<b>Figura 3-1:</b> Diagrama de bloques de una rectenna básica. ....	32
<b>Figura 3-2:</b> Circuito rectificador doblador de tensión. ....	37
<b>Figura 3-3:</b> Skyworks SMS7630-005LF ( <a href="http://www.skyworksinc.com">www.skyworksinc.com</a> ).....	38
<b>Figura 3-4:</b> Impedancias y potencias de antena y rectificador. ....	39
<b>Figura 3-5:</b> Eficiencia de conversión RF-DC (2,44 GHz – 0 dBm).....	41
<b>Figura 3-6:</b> Circuito equivalente del punto de soldadura.....	43
<b>Figura 3-7:</b> Parámetros de cálculo de la línea de longitud $\lambda/4$ en sustrato RO4003C..	43
<b>Figura 3-8:</b> Implementación de la línea de transmisión de longitud $\lambda/4$ en sustrato RO4003C.....	44
<b>Figura 3-9:</b> Simulación de la línea $\lambda/4$ en sustrato RO4003C sin punto de soldadura. ....	44
<b>Figura 3-10:</b> Simulación de la línea $\lambda/4$ en sustrato RO4003C con punto de soldadura. ....	44
<b>Figura 3-11:</b> Circuito equivalente encapsulado diodo. ....	48
<b>Figura 3-12:</b> Prototipo rectificador RO4003C.....	48
<b>Figura 3-13:</b> Esquemático modelo rectificador (puntos de soldadura y encapsulado) RO4003C.....	49
<b>Figura 3-14:</b> Implementación de la línea de transmisión de longitud $\lambda/2$ en PCPTF/Fieltro.....	51

<b>Figura 3-15:</b> Parámetros de cálculo de la línea de longitud $\lambda/4$ en sustrato PCPTF/Fieltro.....	52
<b>Figura 3-16:</b> Prototipo rectificador PCPTF/Fieltro. ....	52
<b>Figura 3-17:</b> Esquemático modelo rectificador (puntos de soldadura y encapsulado) PCPTF/Fieltro.....	53
<b>Figura 3-18:</b> Impedancias y potencias de antena, red de adaptación y rectificador. ....	56
<b>Figura 3-19:</b> Líneas $3\lambda/8$ . a) PCPTF/Fieltro. b) RO4003C.....	57
<b>Figura 3-20:</b> Esquema para la determinación de $P_{in}$ , $R_L$ y $Z_{in}$ . ....	58
<b>Figura 3-21:</b> Diagrama de flujo del proceso iterativo de determinación de $R_L$ , $P_{in}$ y $Z_{in}$ óptimas. ....	60
<b>Figura 3-22:</b> Eficiencia Rect $\epsilon_r$ vs $P_{in}$ (dBm).....	61
<b>Figura 3-23:</b> Eficiencias $\epsilon_r$ y $\epsilon_g$ vs frecuencia (Hz) para $P_{in} = 2$ dBm.....	62
<b>Figura 3-24:</b> Diagrama de flujo del proceso de determinación de $R_L$ y $Z_{in}$ . ....	63
<b>Figura 3-25:</b> Eficiencias $\epsilon_r$ y $\epsilon_g$ vs frecuencia (Hz) para $P_{in} = -1$ dBm. ....	64
<b>Figura 3-26:</b> Eficiencias $\epsilon_r$ y $\epsilon_g$ vs frecuencia (Hz) para $P_{in} = -6$ dBm .....	64
<b>Figura 3-27:</b> Detalle esquemático ADS de entrada al rectificador : a) Sin RdA b) Con RdA .....	65
<b>Figura 3-28:</b> Detalle de entrada al rectificador sin RdA. ....	65
<b>Figura 3-29:</b> Detalle de entrada al rectificador con RdA. ....	66
<b>Figura 3-30:</b> Rectificador adaptado: a) Layout b) Prototipo montado .....	67
<b>Figura 3-31:</b> Antena EMCMPA. Vista en perspectiva.....	72
<b>Figura 3-32:</b> CST. Captura de la antena modelada en el simulador EM. ....	74
<b>Figura 3-33:</b> CST. $S_{11}$ optimizado de la antena EMCMPA. ....	75
<b>Figura 3-34:</b> CST. Diagrama de radiación 3D de la antena EMCMPA. ....	76
<b>Figura 3-35:</b> Diagrama de radiación 2D: a) Plano E b) Plano H. ....	76
<b>Figura 3-36:</b> Diagrama de flujo método constructivo (Del-Rio-Ruiz et al. 2020, 153-157). ....	77

<b>Figura 3-37:</b> Corte de piezas: a) Marcos madera MDF b) Capa de fieltro c) Parche PCPTF .....	78
<b>Figura 3-38:</b> (a) Vista en perspectiva (b) Resultado del proceso de alineamiento del plano de tierra. ....	78
<b>Figura 3-39:</b> (a) Vista en perspectiva (b) Resultado del proceso de alineamiento de la línea de alimentación. ....	79
<b>Figura 3-40:</b> (a) Vista en perspectiva (b) Resultado del proceso de alineamiento del parche. ....	79
<b>Figura 3-41:</b> Secuencia de construcción antena EMCMPA. ....	80
<b>Figura 3-42:</b> Prototipo antena EMCMPA. a) Cara top b) Cara bottom. ....	81
<b>Figura 3-43:</b> $ S_{11} $ medido antenas EMCMPA. ....	81
<b>Figura 3-44:</b> Sonda ANT-WGP-1.7-2.6 con absorbente ( <a href="http://www.nsi-mi.com">www.nsi-mi.com</a> ). ....	82
<b>Figura 3-45:</b> Detalle antena EMCMPA colocada en el brazo. ....	83
<b>Figura 3-46:</b> Cámara anecoica. a) Vista sonda b) Vista antena. ....	83
<b>Figura 3-47:</b> Diagrama de radiación (directividad) plano E: a) Simulado b) Medido. ....	84
<b>Figura 3-48:</b> Diagrama de radiación (directividad) plano H: a) Simulado b) Medido. ....	84
<b>Figura 3-49:</b> Medida de eficiencia en Wheeler cap. ....	85
<b>Figura 4-1:</b> Vista en perspectiva de las capas de la rectenna. ....	88
<b>Figura 4-2:</b> Capa intermedia. a) Layout b) Corte en PCPTF. ....	89
<b>Figura 4-3:</b> Capa dieléctrica inferior. a) Layout b) Corte en fieltro. ....	89
<b>Figura 4-4:</b> Detalle de conexión a tierra de la capa intermedia. ....	89
<b>Figura 4-5:</b> Marcos rectenna. a) Layout b) Corte en MDF. ....	90
<b>Figura 4-6:</b> Secuencia de construcción rectenna. ....	91
<b>Figura 4-7:</b> Rectenna cara top. ....	92
<b>Figura 4-8:</b> Configuración de $\phi_{RX}$ . ....	93
<b>Figura 4-9:</b> Configuración de medida de la PHE de la rectenna. ....	94
<b>Figura 4-10:</b> Banco de pruebas. ....	94

<b>Figura 4-11:</b> PHE vs frecuencia para $\phi_{RX} = 2,22 \mu W/cm^2$ .....	96
<b>Figura 4-12:</b> PHE vs frecuencia para $\phi_{RX} = 4,43 \mu W/cm^2$ .....	98
<b>Figura 4-13:</b> PHE vs frecuencia para $\phi_{RX} = 7,02 \mu W/cm^2$ .....	100
<b>Figura 4-14:</b> PHE vs frecuencia para $\phi_{RX} = 8,83 \mu W/cm^2$ .....	102
<b>Figura 4-15:</b> PHE vs frecuencia para $\phi_{RX} = 14 \mu W/cm^2$ .....	104
<b>Figura 4-16:</b> PHE y PCE vs $P_{in}$ .....	106
<b>Figura 4-17:</b> Vista en perspectiva rectenna 2x2.....	109
<b>Figura 4-18:</b> Agrupaciones de rectennas en serie. a) 2x1 b) 2x2. ....	110
<b>Figura 4-19:</b> Sistema de prueba. ....	110

# Índice de tablas

<b>Tabla 1-1:</b> ISO/TR 23383:2020 (ISO 2020): Términos y definiciones (trad. a.).....	3
<b>Tabla 1-2:</b> Listado de publicaciones con resultados relevantes para la tesis.....	15
<b>Tabla 2-1:</b> Comparativa de rectennas textiles.....	26
<b>Tabla 3-1:</b> Características del PCPTF. ....	36
<b>Tabla 3-2:</b> Características del fieltro. ....	37
<b>Tabla 3-3:</b> Dimensiones y propiedades de los materiales utilizados en la caracterización. .....	40
<b>Tabla 3-4:</b> Contexto de validación del modelo del rectificador.....	41
<b>Tabla 3-5:</b> Dimensiones líneas de transmisión $50 \Omega$ .....	43
<b>Tabla 3-6:</b> Comparación resultados líneas de transmisión $\lambda/4$ en sustrato RO4003C. .....	45
<b>Tabla 3-7:</b> Parámetros del modelo de punto de soldadura.....	46
<b>Tabla 3-8:</b> Error promedio de $ S_{11} $ en la banda 2,35 – 2,55 GHz. ....	46
<b>Tabla 3-9:</b> Comparación resultados líneas de transmisión $\lambda/2$ en sustrato RO4003C. .....	47
<b>Tabla 3-10:</b> Parámetros del modelo de encapsulado del diodo.....	49
<b>Tabla 3-11:</b> Error promedio de $ S_{11} $ en la banda 2,35 – 2,55 GHz para $R_L=470 \Omega$ .....	49
<b>Tabla 3-12:</b> Error promedio de $ S_{11} $ en la banda 2,35 – 2,55 GHz para $R_L=1100 \Omega$ . ....	50
<b>Tabla 3-13:</b> Error promedio de $ S_{11} $ en la banda 2,35 – 2,55 GHz para $R_L=3200 \Omega$ . ....	50

<b>Tabla 3-14:</b> Error promedio de PCE en la banda 2,35 – 2,55 GHz.....	51
<b>Tabla 3-15:</b> Dimensiones líneas de transmisión 50 $\Omega$ .....	51
<b>Tabla 3-16:</b> Error promedio de $ S_{11} $ en la banda 2,35 – 2,55 GHz.....	52
<b>Tabla 3-17:</b> Error promedio de $ S_{11} $ en la banda 2,35 – 2,55 GHz para $R_L=470 \Omega$ .....	53
<b>Tabla 3-18:</b> Error promedio de $ S_{11} $ en la banda 2,35 – 2,55 GHz para $R_L=1100 \Omega$ .....	54
<b>Tabla 3-19:</b> Error promedio de $ S_{11} $ en la banda 2,35 – 2,55 GHz para $R_L=3200 \Omega$ .....	54
<b>Tabla 3-20:</b> Error promedio de PCE en la banda 2,35 – 2,55 GHz. ....	55
<b>Tabla 3-21:</b> Resumen comparativo de errores medida vs simulación. ....	55
<b>Tabla 3-22:</b> Dimensiones líneas de transmisión $3\lambda/8$ . ....	56
<b>Tabla 3-23:</b> Resultados de la validación del modelo de líneas de transmisión textiles. .....	57
<b>Tabla 3-24:</b> Parámetros óptimos del rectificador.....	62
<b>Tabla 3-25:</b> Parámetros del rectificador. ....	64
<b>Tabla 3-26:</b> Parámetros del rectificador adaptado.....	67
<b>Tabla 3-27:</b> Comparación medida vs simulación para cada resistencia de carga $R_L$ ....	68
<b>Tabla 3-28:</b> Comparativa medidas $Z_{in}$ rectificador sin adaptar vs rectificador adaptado ( $R_L = 2100 \Omega$ ) .....	69
<b>Tabla 3-29:</b> Comparativa valores simulación vs medidas PCE rectificador adaptado ( $R_L$ = 2100 $\Omega$ ) .....	69
<b>Tabla 3-30:</b> Dimensiones preliminares de la antena EMCMPA. ....	73
<b>Tabla 3-31:</b> Dimensiones finales de la antena EMCMPA. ....	75
<b>Tabla 3-32:</b> Parámetros de radiación de la antena EMCMPA (simulado).....	75
<b>Tabla 3-33:</b> $ S_{11} $ medido de las antenas EMCMPA. ....	82
<b>Tabla 3-34:</b> Parámetros de radiación de la antena EMCMPA (medido y simulado). ...	83
<b>Tabla 4-1:</b> Parámetros de configuración de $\phi_{RX}$ .....	93
<b>Tabla 4-2:</b> Rango de medida de la rectenna.....	93

<b>Tabla 4-3:</b> Niveles de potencia $\phi_{RX}$ y $P_{in}$ .....	93
<b>Tabla 4-4:</b> Valores medidos para $\phi_{RX} = 2,22 \mu W/cm^2$ .....	95
<b>Tabla 4-5:</b> Resumen estadístico para $\phi_{RX} = 2,22 \mu W/cm^2$ .....	96
<b>Tabla 4-6:</b> Valores medidos para $\phi_{RX} = 4,43 \mu W/cm^2$ .....	97
<b>Tabla 4-7:</b> Resumen estadístico para $\phi_{RX} = 4,43 \mu W/cm^2$ .....	98
<b>Tabla 4-8:</b> Valores medidos para $\phi_{RX} = 7,02 \mu W/cm^2$ .....	99
<b>Tabla 4-9:</b> Resumen estadístico para $\phi_{RX} = 7,02 \mu W/cm^2$ .....	100
<b>Tabla 4-10:</b> Valores medidos para $\phi_{RX} = 8,83 \mu W/cm^2$ .....	101
<b>Tabla 4-11:</b> Resumen estadístico para $\phi_{RX} = 8,83 \mu W/cm^2$ .....	102
<b>Tabla 4-12:</b> Valores medidos para $\phi_{RX} = 14 \mu W/cm^2$ .....	103
<b>Tabla 4-13:</b> Resumen estadístico para $\phi_{RX} = 14 \mu W/cm^2$ .....	104
<b>Tabla 4-14:</b> Comparativa PHE: $R_L = 1100 \Omega$ vs $R_L = 2100 \Omega$ .....	105
<b>Tabla 4-15:</b> Resumen de medidas.....	107
<b>Tabla 4-16:</b> Dimensiones agrupaciones rectennas.....	109
<b>Tabla 4-17:</b> Rango de medida de las agrupaciones.....	109
<b>Tabla 4-18:</b> PHE rectenna 2x1.....	111
<b>Tabla 4-19:</b> Comparativa rectenna 2x1 vs rectennas individuales.....	112
<b>Tabla 4-20:</b> PHE rectenna 2x2.....	113
<b>Tabla 4-21:</b> Comparativa rectenna 2x2 vs rectennas individuales.....	114
<b>Tabla 5-1:</b> Comparativa de PHE promedio.....	119
<b>Tabla 5-2:</b> Comparativa de PHE máxima.....	119
<b>Tabla 5-3:</b> Comparativa de rectennas textiles – Método propuesto vs Estado del Arte. .....	121



# Glosario

<b>A4WP</b>	Alliance for Wireless Power
<b>AC</b>	Alternating Current
<b>ACK</b>	Acknowledgement
<b>ADS</b>	Advanced Design System (Keysight Technologies)
<b>AVA</b>	Antipodal Vivaldi Antenna
<b>BAN</b>	Body Area Network
<b>DC</b>	Direct Current
<b>EH</b>	Energy Harvesting
<b>EM</b>	Electromagnético
<b>EMCPA</b>	Electromagnetically coupled microstrip patch antenna
<b>FTBR</b>	Front To Back Ratio
<b>CEN</b>	Comité Europeo de Normalización
<b>GSM</b>	Global System Mobile
<b>IoT</b>	Internet of Things
<b>ISM</b>	Industrial Scientific Medical
<b>ISO</b>	International Organization for Standardization
<b>LAN</b>	Local Area Network
<b>M2M</b>	Machine to Machine
<b>MDF</b>	Medium Density Fiberboard

<b>MPA</b>	Microstrip Patch Antenna
<b>PCE</b>	Power Conversion Efficiency
<b>PCPTF</b>	Pure Copper Polyester Tafetta Fabric
<b>PHE</b>	Power Harvesting Efficiency
<b>PMA</b>	Power Matters Alliance
<b>RdA</b>	Red de adaptación
<b>RFEH</b>	Radio Frequency Energy Harvesting
<b>RFID</b>	Radio Frequency IDentification
<b>SMA</b>	SubMiniature version A
<b>SWIPT</b>	Simultaneous Wireless Information and Power Transfer
<b>T-TENG</b>	Textile Triboelectric nano Generator
<b>TC</b>	Technical Committee
<b>TR</b>	Technical Report
<b>WAN</b>	Wide Area Network
<b>WiFi</b>	Wireless Fidelity
<b>WG</b>	Working Group
<b>WLAN</b>	Wireless Local Area Network
<b>WPAN</b>	Wireless Personal Area Network
<b>WPC</b>	Wireless Power Consortium
<b>WPT</b>	Wireless Power Transfer

# 1

## Introducción

Este primer capítulo está organizado en seis secciones: la sección 1.1 presenta la motivación de la que surge la presente tesis doctoral, así como el contexto de la problemática que aborda; en la sección 1.2 se presenta la hipótesis planteada y se enumeran los objetivos definidos para dar respuesta a la misma; la sección 1.3 describe la metodología de investigación empleada; la sección 1.4 resume las publicaciones realizadas durante la realización de los trabajos; y por último, se cierra el capítulo con la sección 1.5 que describe la estructura del presente documento.

### Índice

1.1 Motivación.....	1
1.2 Hipótesis y objetivos .....	11
1.3 Metodología.....	12
1.4 Publicaciones.....	14
1.5 Estructura .....	17

### 1.1 Motivación

El calificativo “inteligente” o “*smart*” se ha hecho omnipresente en nuestro día a día cuando se trata de re-definir objetos convencionales a los que se les añaden nuevas funcionalidades. Los más conocidos por el gran público son el *smartphone*, el *smartwatch* o la *smart TV* pero, si profundizamos un poco, encontramos un sinfín de

ámbitos en el que la palabra *smart* dota de un nuevo significado al objeto al que acompaña: *smart objects, smart Home, smart appliance, smart materials*, etc.

La miniaturización de la electrónica, así como el desarrollo de la Internet de las cosas o *Internet of Things* (IoT) está potenciando aún más la aparición de nuevos dispositivos que se integran en nuestro día a día, no solo en los objetos que nos rodean en el hogar, en el lugar de trabajo o en el mobiliario urbano, sino también en los accesorios que portamos con nosotros, más conocidos como *wearables*. En este contexto es donde surge un concepto clave en el ámbito de este trabajo de investigación, el de *smart textile*, que tiene en su misión incorporar nuevas funcionalidades de interacción con el entorno a los tejidos convencionales en todos sus niveles: fibras, hilos, telas y prendas.

Pero, ¿hasta dónde abarca este nuevo concepto? En la **Tabla 1-1** se muestran las diferentes definiciones que establece la norma europea *ISO/TR 23383:2020 “Textiles and textile products - Smart (Intelligent) textiles – Definitions, categorisation, applications and standardization needs”*. En ella se aclaran en cierta medida las diferencias terminológicas entre fibras, productos o sistemas textiles y no textiles, así como la categorización de los mismos en textiles funcionales o textiles inteligentes.

La incorporación de más capacidades e inteligencia a los objetos textiles se fundamenta principalmente en tres ámbitos. En primer lugar, el desarrollo de nuevos materiales y la manipulación a nano escala de los materiales textiles ya existentes, buscando propiedades físicas y químicas novedosas que proporcionen funcionalidades activas y/o adaptativas. En segundo lugar, el desarrollo de una nueva electrónica que les dote de mayor capacidad de cálculo, conectividad y eficiencia energética, multiplicando aún más su potencial de aplicación. Y en tercer lugar, la integración de ambos mundos atendiendo a aspectos como la comodidad, la estética, la usabilidad, o el lavado, así como a su facilidad de fabricación, reutilización o reciclaje.

El Comité Europeo de Normalización (*CEN/TC 248/WG 31 - Smart textiles*), distingue cuatro niveles de integración de los componentes electrónicos con los textiles (Paret and Crégo 2019). En el nivel 1, el material textil y la electrónica se unen mediante elementos externos, pudiéndose separar sin dañar el producto. En el nivel 2, la unión entre el tejido y la electrónica hace imposible su separación sin destruir el producto, posibilitando una mayor flexibilidad y haciendo posible incluso el lavado del mismo. En el nivel 3, al menos un componente electrónico es textil o tiene un acabado textil, estando integrado en el tejido y/o en los hilos. Finalmente, en el nivel 4 todos los componentes del dispositivo electrónico son textiles o tienen un acabado textil, considerándose que la electrónica es intrínsecamente textil.

Término		Definición
1	Fibra textil	Unidad de materia caracterizada por su flexibilidad, su finura y su elevada relación entre la longitud y la dimensión transversal máxima, que la hacen apta para aplicaciones textiles
2	Producto textil	Producto fabricado con fibras textiles (1), hilos y/o tejidos y destinado a ser utilizado, como tal o en combinación con otros elementos textiles o no textiles
3	Producto textil funcional	Producto textil al que se le añade una función específica a través del material, la composición, la construcción y/o el acabado (aplicando aditivos, etc.)
4	Producto textil <i>smart</i> Producto textil inteligente Producto textil interactivo	Producto textil funcional (3) que interactúa de forma reversible con su entorno, o que responde o se adapta a los cambios del entorno
5	Entorno Alrededores	Circunstancias, objetos o condiciones que rodean a un material textil o a un producto textil o al usuario de dicho material o producto
6	Elemento no-textil	Producto que no está compuesto por fibras textiles (1)
7	Sistema textil	Conjunto de producto(s) textil(es) y elemento(s) no textil(es)
8	Sistema textil <i>smart</i>	Sistema textil que muestra una respuesta intencionada y utilizable como reacción a los cambios en su entorno/ambiente o a una señal/entrada externa

**Tabla 1-1:** ISO/TR 23383:2020 (ISO 2020): Términos y definiciones (trad. a.)

En la actualidad, aspirar a llegar al nivel más alto de integración presenta grandes retos al diseño de los *electronic textiles* o *e-textiles*, paradigma de la conjunción de todas estas tecnologías (*smart fabrics*, *intelligent textiles*, *Internet Of Things*, *wearable technology*).

Desde el punto de vista de su usabilidad se hace necesario conseguir productos de tamaño reducido que sean no sólo flexibles, sino que también puedan ser arrugados, lavados o planchados sin que sus prestaciones se vean degradadas. Por otro lado, las tecnologías de fabricación deben posibilitar su producción a gran escala con el consiguiente abaratamiento de los costes.

Los campos de aplicación son múltiples y diversos (Komolafe et al. 2021, 97152-97179): el deporte, la medicina, la salud y el bienestar personal (Zaman et al. 2022)(Yang, K. et al. 2019), el sector aeroespacial y de defensa (Nayak, Wang, and Padhye 2015, 239-256), seguridad, equipos de protección personal (Chen, D. and Lawo 2017, 333-357), el arte (Pepler 2013, 38-43), la moda (Jacquard by Google 2021), etc. También presentan grandes oportunidades para otros ámbitos no ligados a las prendas de vestir, como son los textiles industriales, tanto para entornos productivos como para el sector de la construcción, los interiores de todo tipo de vehículos (automoción, transporte ferroviario, naval y aéreo) (Koncar 2016, 1-8), o los textiles ligados al sector del mueble (Brauner et al. 2017, 151-160).

Una medida de la importancia que va a tener su desarrollo es el tamaño de su mercado potencial: si bien los dispositivos *wearable* ya generaron casi 70.000 millones de dólares de ingresos en 2019 (IDTechEx 2021b), se estima que el mercado de los *e-textiles* superará los 1.400 millones de dólares en 2030 (IDTechEx 2021a). Otras estimaciones aventuran que los *smart textiles* superarán los 5,550 millones de dólares de beneficios en 2025, con los sectores de la salud y el bienestar como principales tractores del mismo (Stylios 2020).

Sin embargo, para que todo esto sea posible, hay una cuestión clave que determinará de forma decisiva el despegue definitivo de los *e-textiles*, y que no es otra que la forma de proporcionar energía a la electrónica embebida en ellos. Esta problemática requiere ser abordada desde varios ángulos. Si bien el desarrollo de sistemas electrónicos de ultra-bajo consumo permitirá aumentar la autonomía de los dispositivos (Lundager et al. 2016), siempre será necesario dotar a los *e-textiles* de un sistema de almacenamiento de energía, bien en forma de supercondensador, o mediante baterías que, en algunas ocasiones, deberán ser reemplazadas o recargadas. En los últimos años, se va haciendo realidad la disponibilidad de baterías y supercondensadores hechos con materiales textiles (Yong, Shi, and Beeby 2019, 1800938) que ofrecen cada vez mejores propiedades en cuanto a flexibilidad, lavabilidad y densidad de energía.

El reemplazo de las baterías embebidas en los *e-textiles* presenta inconvenientes, puesto que requiere el descosido o incluso la rotura de los mismos para su extracción, así como un posterior cosido y sellado en los casos en los que la estanqueidad sea un requisito de diseño. De este modo, la recarga de las baterías es claramente la mejor opción para este tipo de dispositivos. El uso de conectores físicos para los cargadores es la opción más madura pero también la menos práctica, ya que limita la usabilidad de este tipo de productos. Así, la tendencia actual en los sistemas de alimentación de los *wearables* más avanzados apuesta por la carga 100% inalámbrica, en línea con la eliminación de todo conector físico, incluso para la transmisión de datos. Debido a ello, cualquier investigación con visión de futuro sobre transmisión de energía en

dispositivos *e-textiles* debe evitar los conectores y enfocarse en lo inalámbrico, más si cabe cuando la estanqueidad del producto sea un requisito.

Llegados a este punto se presentan dos alternativas para acometer la recarga inalámbrica: por un lado, la transferencia inalámbrica de energía proveniente de un dispositivo emisor dedicado y, por el otro, el uso de mecanismos de recuperación de energía del ambiente. Las dos son complementarias, pero se basan en principios electromagnéticos totalmente diferentes. Y es más, si bien en ambos casos se consigue mejorar de forma significativa la integración textil de la electrónica, así como la robustez mecánica de los dispositivos, es con la recuperación energética donde se conseguirá un cambio realmente disruptivo, ya que puede aspirar a que los dispositivos *e-textiles* sean energéticamente autosuficientes. Si bien este trabajo de investigación se centra en la segunda, merece la pena situar al lector en ambas tendencias actuales.

### 1.1.1 Transferencia inalámbrica de potencia

La recarga inalámbrica de las baterías es posible gracias a la transferencia inalámbrica de potencia o *Wireless Power Transfer* (WPT). Dado que no requiere una conexión física cableada entre el cargador y la batería, se evitan las aberturas o conectores que comprometan la estanqueidad de la electrónica. La fuente de energía, situada en el exterior del dispositivo *e-textile*, dispone de un transmisor que genera un campo electromagnético que se propaga por el espacio hasta llegar a un receptor que forma parte del propio dispositivo *e-textile*. El receptor es el encargado de convertir esa señal en energía apta para su almacenamiento. Existen dos alternativas para llevar a cabo la transferencia inalámbrica de energía: por un lado, la ya consolidada recarga inductiva mediante acoplo no-radiante (*Near-Field Charging*) y, por el otro, mediante acoplo radiante de Radio Frecuencia (RF) (*Far-Field Charging*). En (Lu et al. 2016, 1413-1452) se presentan de forma exhaustiva los fundamentos de las diferentes técnicas de carga inalámbrica así como los estándares desarrollados y algunas aplicaciones.

La transferencia de energía por acoplo no-radiante se lleva a cabo en distancias muy cortas, con bobinas o espirales que trabajan en la región de campo cercano, con predominio del acoplo inductivo o del acoplo magnético resonante. Es una técnica muy desarrollada que se aplica de forma masiva en multitud de dispositivos, desde cepillos de dientes, hasta teléfonos móviles. Existen varios consorcios industriales trabajando desde hace años en su estandarización. El *Wireless Power Consortium* (WPC) (*Wireless Power Consortium 2021d*) ha desarrollado *Qi* (*Wireless Power Consortium 2021c*) un estándar para la carga inalámbrica de *smartphones* u otros dispositivos portátiles. Hoy en día es capaz de enviar hasta 15 W, con más de 5000 dispositivos de carga certificados, y las futuras versiones serán capaces de enviar hasta 60W posibilitando la carga de ordenadores portátiles. También ha desarrollado el estándar *Ki Cordless Kitchen Standard* (*Wireless Power Consortium 2021a*) para aparatos de cocina de hasta 2200W

o el *Medium Power Standard* (Wireless Power Consortium 2021b), una solución simple y de bajo coste para cargar herramientas portátiles, drones, o incluso bicicletas eléctricas, operando en el rango que va desde los 30 a los 65 W. Por su parte, la *AirFuel Alliance* (AirFuel Alliance 2021), surgida de la fusión de la *Power Matters Alliance* (PMA) y la *Alliance for Wireless Power* (A4WP), también trabaja en paralelo en el desarrollo de estándares de certificación de dispositivos de carga inalámbrica.

La literatura científica muestra multitud de trabajos en los que pueden apreciarse los grandes esfuerzos que se están llevando a cabo para mejorar la eficiencia de la carga inalámbrica inductiva implementada sobre materiales textiles. En (Grabham et al. 2018, 2599-2606) se hace una comparativa de técnicas de fabricación que posibilitan la integración textil de las espirales, con especial atención a los resultados obtenidos mediante serigrafía -*screen printing*- con tinta de plata y también mediante el bordado, tanto con hilos conductores convencionales como con hilos de Litz. (Kang and Jung 2017, 91-93) y (Li et al. 2018) desarrollan espirales flexibles impresas sobre sustratos textiles utilizando hilos de cobre y tinta de plata respectivamente. Por su parte, (Heo et al. 2018, 913-921) presenta una espiral bordada con hilo conductor de plata que, a una distancia de 15 cm, consigue una eficiencia del 46% para una potencia de 24 mW. También hay trabajos que presentan aplicaciones concretas, como (Li et al. 2018), que presenta un cargador inalámbrico realizado con tela conductora y cuero para ser integrado en un bolso de piel, o (Wagih, M., Komolafe, and Zaghari 2020, 24630-24642), que presenta un guante que incorpora un cargador inalámbrico bordado con hilos de Litz.

La transferencia de potencia mediante acoplo radiante de RF trabaja en campo lejano y permite distancias mayores de trabajo -desde unos pocos metros hasta varios kilómetros-, lo cual posibilita su uso en aplicaciones de movilidad. Sin embargo, su eficiencia se reduce drásticamente con el aumento de la distancia, y además puede llegar a ser peligroso si se exceden los niveles permitidos de exposición a los campos electromagnéticos. Para mejorar la eficiencia de transferencia, se pueden utilizar esquemas de conformado de haz que concentren la señal entre el emisor y el receptor, requiriéndose que la línea de visión entre ambos esté despejada. Así, las antenas utilizadas deben ser muy directivas, pudiéndose utilizar configuraciones de antenas en *array*, especialmente en el transmisor, puesto que su implementación en el receptor va a estar limitada por el tamaño del dispositivo. Este tipo de transferencia de energía, a pesar de su baja eficiencia, puede utilizarse no solo para la recarga de las baterías de redes de sensores inalámbricos de bajo consumo, sino también para aplicaciones de lectura remota de datos en dispositivos pasivos -sin batería-. Así, en los masivamente desplegados sistemas *Radio Frequency IDentification* (RFID), la señal de RF transmitida por un lector es aprovechada por los dispositivos como fuente de energía para la retransmisión de la información requerida, evitando de este modo las baterías.

La electrónica textil, por lo tanto, es un campo muy prometedor para la investigación en la transferencia inalámbrica de potencia. Esto es especialmente interesante para aplicaciones electrónicas que requieran niveles elevados de energía -procesamiento intensivo de datos, interfaces de usuario visuales, comunicaciones inalámbricas de altas prestaciones...-, aquellas en las que los dispositivos sean portables, o aquellas en las que el usuario interactúa de alguna manera en el proceso de recarga -para activar la carga, emparejar los dispositivos...-.

No obstante, en este trabajo de investigación se ha apostado por aplicaciones *e-textile* en las que la necesidad de energía sea menor -ciclos de funcionamiento cortos, funciones de sensorización o actuación sencillas, transmisión de volúmenes reducidos de información...-, las superficies textiles sean más grandes que las de las prendas convencionales -estructuras industriales o de edificación, elementos de señalización, mobiliario...- y además existan en el ambiente fuentes de energía de RF procedentes de otros sistemas radiantes preexistentes -redes WLAN, WPAN, celulares...-. En este contexto, la transferencia de energía de RF en campo lejano cobra especial relevancia como mecanismo de recuperación de energía ambiental -*Radio Frequency Energy Harvesting* (RFEH)- que pueda ser utilizada de forma desatendida por los dispositivos *e-textile*.

### 1.1.2 Recuperación de energía ambiental

Llegamos, por tanto, a la segunda de las alternativas para proporcionar energía a los *e-textiles*: dotarlos de capacidad de recuperación de energía procedente de fuentes ambientales. Estos mecanismos los podemos clasificar en dos grupos: por un lado están los que aprovechan las fuentes naturales de energía presentes en el ambiente, como la luz solar, el calor, el viento o las vibraciones y, por el otro, los que recuperan la energía de la señales de RF procedentes de sistemas de comunicaciones como la radiodifusión de radio y televisión, las comunicaciones móviles, las redes de área local (LAN) en sus diferentes implementaciones inalámbricas, o las señales procedentes de los satélites.

Las aplicaciones del primer grupo se basan en ciertos materiales "inteligentes" con capacidad de generar energía eléctrica ante diferentes estímulos externos (Bayramol et al. 2017, 199-231); los tipos más utilizados son:

- Materiales fotovoltaicos: las celdas solares constituyen una fuente de energía muy significativa cuando están expuestas a un radiación solar intensa. Esta dependencia de la luz solar que reciben les impide proporcionar energía de forma continuada.
- Materiales piroeléctricos: son capaces de generar corrientes eléctricas cuando son sometidos a cambios de temperatura.

- Materiales termoeléctricos: son capaces de generar una diferencia de potencial eléctrico a partir del gradiente térmico existente entre cada una de las dos caras de su estructura.
- Materiales piezoeléctricos: inducen una diferencia de potencial eléctrico cuando son deformados al ser sometidos a tensiones mecánicas externas. El origen de estas tensiones puede ser muy diverso: vibraciones, movimientos del cuerpo, viento, etc.
- Materiales triboeléctricos: son capaces de generar corrientes a partir del roce entre dos materiales con distinta electropositividad. El efecto triboeléctrico requiere que dichos materiales se junten y se separen de forma periódica, convirtiendo la energía mecánica en energía eléctrica.

Tradicionalmente, todos ellos se han utilizado en estructuras de película delgada, pero su implementación con materiales textiles es todavía un campo de investigación relativamente nuevo. Algunos trabajos relevantes con materiales fotovoltaicos son: (Mather and Wilson 2017), que presenta diversas posibilidades de fabricación de textiles fotovoltaicos que combinan los materiales de silicio tradicionales con tejidos de poliéster, consiguiendo tejidos fotovoltaicos flexibles; o (Liu, J. et al. 2019, 1362), que desarrolla células solares flexibles impresas sobre tejidos de fibra de vidrio. Los desarrollos futuros deben conseguir mejores eficiencias de las estructuras, mejores sellados herméticos que posibiliten la durabilidad del dispositivo y una reducción de los costes de producción (Wilson and Mather 2015, 155-171). Por su parte, (Waqar, Wang, and John 2015, 173-197) muestra una completa panorámica de los retos a los que se enfrenta la implementación textil de los dispositivos piezoeléctricos. Comienza repasando las alternativas para crear fibras piezoeléctricas, mediante tecnologías como el *wrapping/twisting*, los nanohilos (*carbon nanotube nanoyarns*), el *electrospinning* o el *melt spinning*. A continuación aborda la utilización de dichas fibras para la fabricación de tejidos piezoeléctricos, así como su optimización para aplicaciones de recuperación de energía. Finaliza con una evaluación de los resultados obtenidos en diversas aplicaciones, concluyendo que es un mecanismo capaz de proporcionar energía de forma continuada por sí mismo o como parte de un sistema híbrido que incluya una celda solar. Un ejemplo de aplicación interesante se muestra en (Lund et al. 2018, 9): un generador piezoeléctrico completamente textil integrado en la correa de un maletín de un ordenador portátil. La energía se genera al caminar y prueba que no solo funciona en contacto con el agua, sino que incluso mejora sus prestaciones.

A diferencia de las estructuras de recolección de energía fotovoltaicas y piezoeléctricas, que requieren técnicas y entornos de fabricación muy específicos, la producción de materiales triboeléctricos no requiere ningún entorno especial (Bayramol et al. 2017, 199-231). Su uso para la recuperación de energía es relativamente reciente, puesto que hasta que no se incluyeron electrodos traseros de los dispositivos, las cargas generadas se mantenían muy estáticas y no se conseguían generar corrientes significativas. Desde

entonces, se han abierto grandes oportunidades para el desarrollo de nanogeneradores triboeléctricos textiles (T-TENG), tal como se muestra en los numerosos *surveys* que reportan los avances que se van consiguiendo (Paosangthong, Torah, and Beeby 2019, 401-423) (Huang et al. 2021) (Kwak, Yoon, and Kim 2019, 1804533). Un ejemplo de su implementación se muestra en (Chen, C. et al. 2020), donde se presentan unos calcetines capaces de reconocer la marcha, y que se autoalimentan a partir de un TENG puramente textil integrado en el tejido, capaz de recuperar y almacenar energía al caminar. Por su parte, (Dong et al. 2020, 2868) presenta una técnica de fabricación con un trenzado 3D que mejora las prestaciones mecánicas y eléctricas del TENG, y que se valida integrándola como fuente de alimentación de un zapato inteligente y de una alfombra capaces de reconocer la identidad del caminante.

En cuanto a la utilización de mecanismos RFEH para la recuperación de energía a partir de las señales de RF presentes en el ambiente, hay que destacar que ofrece grandes oportunidades:

- La proliferación de sistemas de comunicaciones inalámbricas ha incrementado de forma notable la ubicuidad de las señales de RF presentes en el ambiente. Cuando las únicas señales de RF procedían de las emisoras de radiodifusión de radio y TV, las señales de RF se circunscribían básicamente a entornos de exteriores. Sin embargo, en la actualidad, estas señales proceden también de los sistemas de comunicaciones móviles terrestres (2G-5G), y no solo de las estaciones base, sino también de los equipos móviles que portamos cada usuario. Además, el despliegue masivo de redes inalámbricas WAN (*Wide Area Network*), LAN (*Local Area Networks*) y BAN (*Body Area Networks*), en sus diferentes implementaciones (LoRa, SigFox, WiFi, Bluetooth, ZigBee, RFID, etc.) hace que estas señales se encuentren presentes de forma continua también en el interior de edificios, procedentes tanto de los puntos de acceso que conforman su infraestructura de red como de los dispositivos cliente que hacen uso de las mismas.
- La arquitectura de los sistemas de captación de la energía es muy sencilla. Su elemento central es la rectenna - *rectifying antenna* -, compuesta por una antena encargada de captar las señales de RF, y un elemento rectificador que convierte dicha energía alterna en energía continua para que pueda almacenarse o alimentar directamente los *e-textiles* (W. C. Brown 1984, 1230-1242).
- Existen multitud de topologías de antena que facilitan su integración en todo tipo de objetos. Especialmente en el ámbito textil, las topologías planares proporcionan antenas ligeras y flexibles, a la vez que pueden ser fácilmente mimetizadas en diseños estéticamente atractivos (Del-Rio-Ruiz, Ruben, Lopez-Garde, and Legarda 2019).

- Si bien la mejora de las prestaciones de las antenas suele pasar por un aumento de sus dimensiones físicas, cuestión incompatible con la progresiva miniaturización de la electrónica, su utilización en el ámbito textil, donde el tamaño no es tan limitante, abre oportunidades para el desarrollo de estructuras con agrupaciones o *arrays* de antenas cuyo mayor tamaño permite la recuperación de mayores cantidades de energía.

Sin embargo, esta prometedora tecnología presenta retos desafiantes que requieren profundizar en la búsqueda de soluciones a cuestiones no resueltas:

- A pesar de la ubicuidad de las antenas, y por ende, de las señales de RF, los niveles de señal disponible son muy reducidos. En escenarios *outdoor* se han reportado niveles de exposición medios entre los 84 nW/cm<sup>2</sup> en la banda GSM1800 a los 0.18 nW/cm<sup>2</sup> en la banda WiFi 2.4 GHz (Piñuela, Mitcheson, and Lucyszyn 2013, 2715-2726). En escenarios *indoor* se han reportado niveles de exposición medios de hasta 157 nW/cm<sup>2</sup> para emisiones de TV/DAB y 22 nW/cm<sup>2</sup> en la banda WiFi 2.4 GHz (Chiaramello et al. 2019).
- Hoy en día, los materiales textiles ofrecen en general peores prestaciones que los materiales rígidos convencionales (Komolafe et al. 2021, 97152-97179), con conductividades significativamente menores. Además, sus propiedades electromagnéticas no son tan repetibles y pueden variar con las condiciones ambientales circundantes, en especial la humedad (Bonefačić and Bartolić 2021)(Hertleer et al. 2010, 177-183). Además, son especialmente sensibles a pequeñas variaciones de sus dimensiones, algo que puede suceder fácilmente si la prenda que las aloja es estirada, comprimida, arrugada o doblada (Nikbakhtnasrabadi et al. 2021, 2233-2246).
- Las técnicas de fabricación textil todavía no han resuelto de forma satisfactoria los problemas de repetitividad de los diseños fabricados (Loss et al. 2020, 1-5), así como la cuestión de conseguir conexiones fiables entre los circuitos y el uso de conectores para los componentes electrónicos (Stanley et al. 2021, e12491).
- Por último, y no por ello menos importante, cuestiones como el lavado, planchado, arrugado, etc. están todavía pendientes de resolver, especialmente para estructuras radiantes de gran tamaño (Rotzler, Krshiwoblozki, and Schneider-Ramelow 2021, 2401-2417).

Considerando todas las cuestiones expuestas anteriormente, esta tesis doctoral quiere dar un pequeño paso en la resolución de dos de estos retos. En concreto, el trabajo de investigación se centra en mejorar la eficiencia energética de las rectennas textiles ya que, considerando los bajos niveles de energía de RF disponibles en el ambiente, es crucial para poder aspirar a conseguir niveles de potencia aprovechables por la electrónica de bajo consumo. Para ello se requiere una metodología para el diseño sistemático y repetible de las rectennas, una herramienta capaz de modelar las

incertidumbres asociadas a los materiales textiles y a la fabricación, y que ofrezca resultados fiables y repetibles. Además, abordar la escalabilidad de la eficiencia de las agrupaciones de rectennas es otra de las formas con las que este trabajo de investigación aspira a captar suficiente energía en aplicaciones donde la superficie no sea un requisito limitante.

## 1.2 Hipótesis y objetivos

Una vez expuesta la motivación del presente trabajo, se ha formulado la siguiente hipótesis para su estudio y validación durante el desarrollo de la tesis:

*"La eficiencia de las rectennas textiles para la captación de energía RF del ambiente puede mejorarse mediante un método de diseño e implementación que contemple una adecuada selección de la topología de las antenas, de la topología de la etapa de rectificación, de los materiales empleados y de la metodología de construcción, así como la optimización de la adaptación entre antena y rectificador. Además, la verificación de la escalabilidad del método desarrollado mediante la configuración en agrupación de las rectennas demuestra su viabilidad para alimentar de forma desatendida dispositivos electrónicos de bajo consumo integrados en los e-textiles."*

Todo el trabajo y las contribuciones realizadas durante esta tesis han sido desarrolladas con el objetivo de validar esta hipótesis. Con este fin se han fijado unos objetivos que se plantean con diferentes preguntas de investigación (PI), cuya respuesta permitirá ir dando pasos hacia el cumplimiento de los mismos y, con ello, a la validación de la hipótesis formulada. A continuación se detallan los objetivos y sus correspondientes preguntas de investigación:

- O1: Analizar el contexto de aplicación.
  - PI1.1: ¿Qué bandas de frecuencia son indicadas para la captación de energía de RF del ambiente?
  - PI1.2: ¿Qué cantidad de energía de RF es susceptible de ser recuperada?
  - PI1.3: ¿Qué tipo de dispositivos y aplicaciones son viables para ser alimentados con la energía recuperada?
  
- O2: Estudiar las características electromagnéticas y mecánicas de los materiales textiles, así como las topologías de antena y rectificación óptimas para la implementación textil de las rectennas.
  - PI2.1: ¿Qué materiales textiles presentan características electromagnéticas y mecánicas adecuadas para la construcción de rectennas?
  - PI2.2: ¿Qué topologías de antena y rectificador son apropiadas?
  - PI2.3: ¿Qué métodos constructivos son viables?

- PI2.4: ¿Qué ventajas aporta la combinación de materiales, topología de rectenna y método constructivo seleccionada para el diseño que se va a implementar en la banda frecuencial elegida?
- O3: Diseñar la red de adaptación entre la antena y el rectificador seleccionados que optimice la eficiencia de conversión, teniendo en cuenta la frecuencia de trabajo, la densidad de potencia de la señal de RF y la impedancia de carga del circuito.
  - PI3.1: ¿Cómo se determina la red de adaptación entre antena y rectificador para optimizar la eficiencia de conversión de potencia?
  - PI3.2: ¿Cómo se determina la impedancia de carga óptima del circuito?
  - PI3.3: ¿Qué eficiencia de conversión de potencia se puede conseguir?
- O4: Desarrollar una topología para la implementación de una agrupación de rectennas que permita la validación de la escalabilidad del diseño propuesto.
  - PI4.1: ¿Qué topología de agrupación consigue una mejor eficiencia de conversión de potencia?
  - PI4.2: ¿Qué topología de conexión DC permite un mejor aprovechamiento de la energía captada?
  - PI4.3: ¿Qué eficiencia de conversión de potencia y qué cantidad de energía se pueden conseguir?

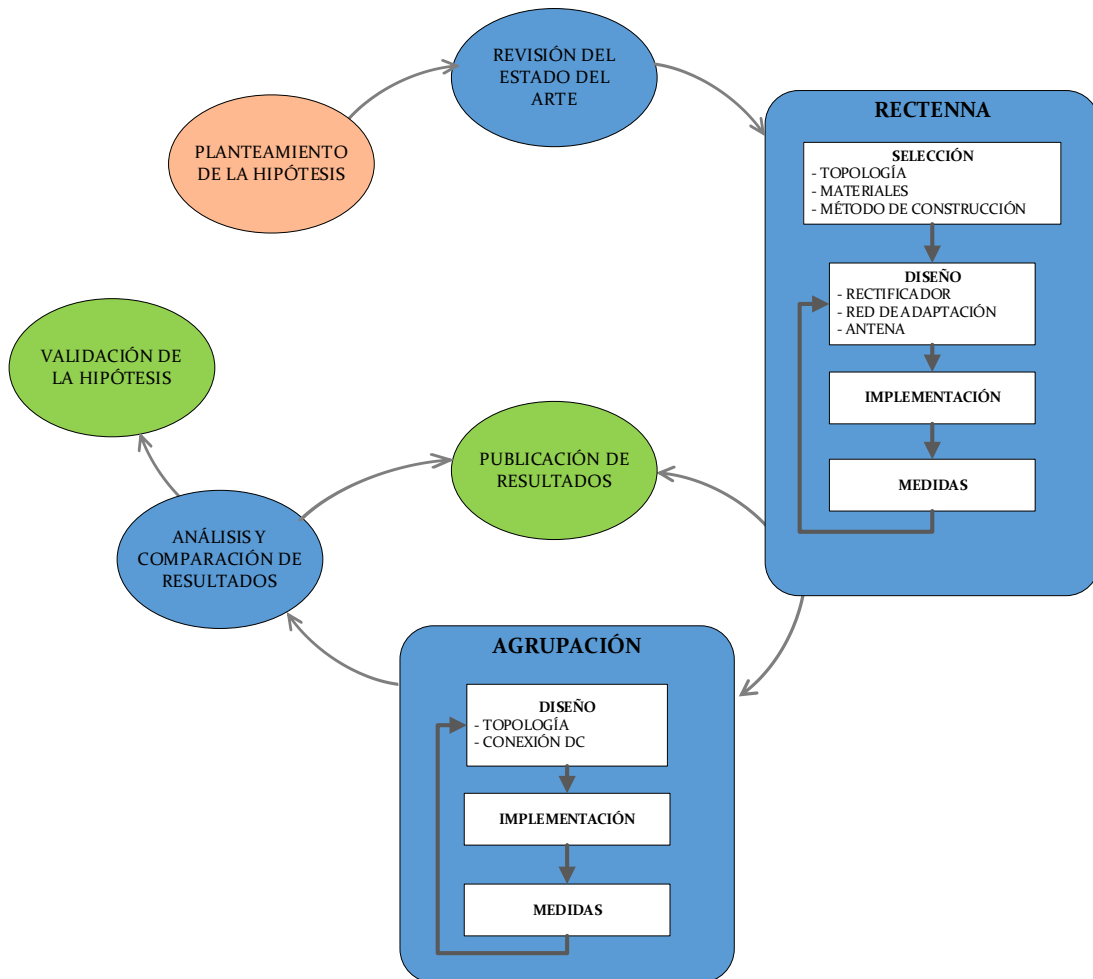
### 1.3 Metodología

Con el fin de responder a las preguntas de investigación del apartado anterior, durante el trabajo de esta tesis se ha aplicado una metodología iterativa e incremental. La metodología empleada se muestra de manera esquematizada en la **Figura 1-1**. Este esquema visualiza tanto la secuencia de las distintas fases, como el carácter iterativo de algunas de ellas, especialmente aquellas relacionadas con el diseño y la experimentación intermedia orientada al refinamiento de los resultados.

A continuación se detallan las diferentes fases acometidas:

- *Planteamiento de la hipótesis*: el primer objetivo de esta fase es introducirse en el mundo de los *e-textiles* con objeto de adquirir una visión general acerca de los retos que plantea. De este modo, una vez identificados los diferentes ámbitos en los que se está trabajando en la actualidad, y tras analizar las diferentes estrategias con las que se está abordando la problemática asociada no resuelta, se plantea la hipótesis, la contribución que pretende acometer la presente tesis doctoral durante su realización.
- *Revisión del estado del arte*: el objetivo de esta fase es la recopilación y análisis de la literatura de referencia en el campo de las rectennas textiles, con objeto

de identificar ámbitos de mejora que orienten la definición de los objetivos y de las preguntas de investigación a las que se debe dar respuesta para la validación de la hipótesis planteada previamente. Para ello se revisan los trabajos publicados en revistas científicas y actas de congresos.



**Figura 1-1:** Metodología de investigación empleada.

- *Diseño e implementación de la rectenna:* a partir de las cuestiones planteadas, se trata de darles respuesta mediante un proceso iterativo. Una vez seleccionada la topología, los materiales textiles y el método de construcción, se continúa con el diseño del modelo de simulación de cada una de las partes de la rectenna: rectificador, red de adaptación y antena. Es un proceso iterativo con tres etapas -diseño, implementación y medidas- que se repite hasta conseguir los resultados que validan la metodología y modelo propuestos.
- *Implementación de la agrupación de rectennas:* una vez validada la rectenna individual, la siguiente fase aborda el diseño de la agrupación de rectennas. Se repite el mismo proceso iterativo que en la fase anterior -diseño,

implementación y medidas- hasta obtener resultados que validen la segunda cuestión planteada en la hipótesis, y que no es otra que la escalabilidad de la solución propuesta.

- *Análisis y comparación de resultados:* tras la fase de implementación, se analizan los resultados obtenidos en la etapa de medidas y se comparan con los reportados por diseños de naturaleza similar existentes en la literatura.
- *Validación de la hipótesis:* el análisis detallado de los resultados obtenidos tras las diferentes iteraciones del proceso de diseño e implementación confirman la mejora de las prestaciones de las rectennas así como su escalabilidad, quedando validada de este modo la hipótesis planteada.
- *Publicación de resultados:* durante todo el proceso de investigación, se procede a la publicación de los resultados intermedios obtenidos en congresos y revistas científicas. De este modo, la comunidad científica ayuda a validar las etapas superadas, y proporciona nuevas perspectivas que ayudan a plantear las siguientes fases. Asimismo, una vez validada la hipótesis, también se publican los resultados finales en una revista científica de alto impacto.

## 1.4 Publicaciones

Durante el trabajo realizado para esta tesis, se han publicado cinco resultados del trabajo de investigación. Algunos de ellos dan respuesta a algunas de las cuestiones preliminares planteadas, mientras que otros han servido para dar visibilidad a los resultados intermedios obtenidos durante el proceso iterativo de diseño, implementación y medidas. De este modo, las aportaciones realizadas por la comunidad científica han servido para adquirir nuevos puntos de vista y mejorar la metodología de diseño hasta dar con el resultado final.

La **Tabla 1-2** resume las publicaciones realizadas, el tipo de publicación, el estado en el que se encuentran a fecha de este documento, y a qué capítulo y pregunta de investigación corresponden. Las tres primeras no son contribuciones específicas de la presente tesis, aunque han sido realizadas en paralelo a la misma, y han orientado algunas de las decisiones tomadas. Las dos últimas reflejan cuestiones nucleares del desarrollo de la misma y recogen algunas de las contribuciones principales realizadas.

Publicación	Tipo	Estado	Capítulo	PI
1 (Del-Rio-Ruiz, Lopez-Garde, and Legarda 2019)	Revista	Publicada	3	O2 PI2.1 O2 PI2.2
2 (Del-Rio-Ruiz, R. et al. 2021, 550-555)	Revista	Publicada	3	O2 PI2.2
3 (Del-Rio-Ruiz, R. et al. 2020, 153-157)	Revista	Publicada	3, 4	O2 PI2.3
4 (Lopez-Garde, Juan-Manuel, Legarda-Macon, and Del-Rio-Ruiz 2021)	Congreso	Publicada	3	O3 PI3.1
5 (Lopez-Garde, Juan et al. 2021)	Revista	Publicada	3, 4, 5	O2 PI2.4 O3 PI3.3 O4 PI4.1 O4 PI4.2 O4 PI4.3

**Tabla 1-2:** Listado de publicaciones con resultados relevantes para la tesis.

- Publicación 1 (**Anexo A**)- *Planar Textile Off-Body Communication Antennas: A Survey* (Del-Rio-Ruiz, Lopez-Garde, and Legarda 2019). En esta publicación, se recopilan los trabajos de investigación existentes sobre antenas planares textiles y flexibles, para comunicaciones *off-body*. Se analizan las diferentes topologías de antena, técnicas de alimentación, materiales textiles utilizados así como los métodos constructivos, y se proporcionan pautas de diseño que ayudan a conseguir los parámetros de radiación deseados. El conocimiento adquirido ha servido para dar respuesta a las preguntas de investigación PI2.1 -acerca de los materiales textiles más idóneos para la construcción de las rectennas- y PI2.2 -acerca de las topologías de antena más apropiadas-.
- Publicación 2 (**Anexo B**)- *A Combination of Transmission Line Models as Design Instruments for Electromagnetically Coupled Microstrip Patch Antennas in the 2.45 GHz ISM Band* (Del-Rio-Ruiz et al. 2021, 550-555). Esta publicación propone un método analítico que combina modelos de líneas de transmisión para el diseño de antenas EMCMPA en la banda ISM de 2,45 GHz. El modelo se valida con materiales textiles, por lo que contribuye a responder a la pregunta

de investigación PI2.2 relativa a las topologías de antena apropiadas para diseñar la rectenna.

- Publicación 3 (**Anexo C**)- *Reliable Lab-Scale Construction Process for Electromagnetically Coupled Textile Microstrip Patch Antennas for the 2.45 GHz ISM Band* (Del-Rio-Ruiz et al. 2020, 153-157). Presenta un novedoso método de construcción de laboratorio para antenas textiles de parche multicapa que consiste en combinar marcos de madera cortados con láser para realizar una alineación precisa de las capas, con un método rápido de fijación de las capas, basado en láminas adhesivas activadas térmicamente. Proporciona una gran repetitividad de los resultados, además de una gran fidelidad de los resultados obtenidos frente a los valores simulados. Con el método desarrollado, se da respuesta a la PI2.3 relativa a los métodos de construcción viables.
- Publicación 4 (**Anexo D**)- *Improving efficiency of RF energy harvesting in wearable IoT applications. Impedance model of rectifier welding points and diode's package* (Lopez-Garde, Legarda-Macon, and Del-Rio-Ruiz 2021). Este trabajo presenta un método para modelar la impedancia de los rectificadores textiles que ayude a simplificar el proceso iterativo de diseño de la red de adaptación entre rectificador y antena. El modelo consigue una gran fidelidad entre los valores simulados y los medidos, tanto de la impedancia, como de la eficiencia de conversión de potencia PCE, ayudando a mejorar la precisión de la adaptación y, por tanto, la eficiencia de la rectificación. La publicación contribuye a dar respuesta a la PI3.1 relativa al diseño de la red de adaptación para la optimización de la eficiencia PCE.
- Publicación 5 (**Anexo E**)- *2 × 2 Textile Rectenna Array with Electromagnetically Coupled Microstrip Patch Antennas in the 2.4 GHz WiFi Band* (Lopez-Garde et al. 2021). Esta publicación presenta los resultados obtenidos con la primera implementación de las rectennas realizada durante el transcurso de la tesis. Contempla la combinación del diseño de la EMCMPA con el método de construcción y, además, valida la escalabilidad del diseño de rectenna propuesto. Contribuye a dar una respuesta preliminar a las PI2.4, PI3.3, PI4.1, PI4.2 y PI4.3, relacionadas con la integración de las diferentes partes del proceso diseño y sus resultados globales en términos de eficiencia y escalabilidad.

Por último, cabe mencionar que está en proceso de redacción una publicación que recoja los resultados finales de la presente tesis. En ella, se incluyen todas las fases del diseño, incluyendo tanto las decisiones de partida -topología, materiales, método de construcción-, el modelado de los rectificadores textiles, el diseño de la antena, la integración final de la rectenna, como la evaluación de su escalabilidad mediante la configuración en array. Dado que los resultados de eficiencia obtenidos con muy prometedores y mejoran significativamente no solo los resultados intermedios obtenidos previamente, sino los de las rectennas textiles analizadas en la revisión del estado del arte, el objetivo es publicar el artículo en una revista de alto impacto.

## 1.5 Estructura

En esta sección se describe la estructura del presente documento de tesis doctoral, que se ha organizado en seis capítulos:

- El primer capítulo comienza presentando la motivación que inspira el trabajo realizado, contextualizando la problemática que aborda, así como la descripción de las hipótesis y los objetivos planteados. A continuación describe la metodología de investigación utilizada, presenta las publicaciones realizadas y finaliza con la estructura del documento.
- El segundo capítulo presenta de manera específica un estado del arte de las rectennas textiles presentes en la literatura científica, proporcionando un análisis comparativo de sus características de diseño así como de los resultados reportados por las mismas, en términos de energía y eficiencia obtenidas. Como conclusión del mismo, se identifican los ámbitos de mejora existentes, se plantean los requisitos de la fase de diseño, así como recomendaciones para la misma y se fijan los objetivos cuyo cumplimiento determinarán la validación o no de la hipótesis planteada.
- El tercer capítulo aborda el proceso de diseño e implementación de la rectenna individual. Comienza analizando los conceptos teóricos básicos de las rectennas textiles y justificando las decisiones iniciales de diseño en cuanto a topología, materiales y método de construcción. A continuación detalla las fases del diseño de la rectenna, comenzando con el modelado del rectificador textil, continuando con el cálculo de la red de adaptación y finalizando con el diseño de la antena. Para cada una de las partes plantea el diseño propuesto, describe la implementación realizada y presenta los resultados obtenidos para los prototipos construidos.
- El cuarto capítulo se centra en la integración de la rectenna. En primer lugar, describe el proceso de construcción. A continuación presenta el banco de pruebas y muestra los resultados obtenidos. Una vez medida la rectenna individual, plantea la configuración de las rectennas en agrupación, con objeto de evaluar su escalabilidad. Tras presentar los resultados obtenidos, finaliza el capítulo con las conclusiones extraídas de los mismos.
- El quinto y último capítulo extrae las conclusiones que validan la hipótesis planteada y enumera algunas líneas de trabajo que quedan abiertas para ser acometidas en el futuro.



# 2

## Estado del arte

**E**n este capítulo se aborda la revisión de la literatura científica más relevante en el campo de las rectennas textiles y se presenta una selección de las soluciones propuestas en revistas científicas y actas de congresos.

Esta revisión bibliográfica se hace analizando aspectos de diseño de las rectennas más representativas tales como las frecuencias de trabajo, los materiales textiles y el método de construcción empleados, la topología de las antenas, así como la topología y la eficiencia de los rectificadores utilizados. Para cada rectenna, además, se analizan tres parámetros como figuras de mérito: la cantidad de potencia absoluta DC que son capaces de recuperar, la eficiencia de conversión de potencia o PCE (*Power conversion efficiency*) de la etapa rectificadora y en tercer lugar, y siempre que ofrezcan los datos para poder obtenerla ex profeso, la PHE (*Power harvesting efficiency*), una figura de mérito que incluye en el cálculo la eficiencia global de conversión la densidad de potencia radiada en el plano de la rectenna, así como su tamaño físico.

Para finalizar, se presenta una tabla resumen con todas las referencias presentadas, y se extraen unas conclusiones que sirven de guía para el planteamiento de la metodología de diseño propuesta en la presente tesis doctoral.

### Índice

2.1 Revisión bibliográfica .....	20
2.2 Resumen y conclusiones .....	25

## 2.1 Revisión bibliográfica

(Monti, Corchia, and Tarricone 2013a, 3869-3873) es uno de los primeros artículos que presenta una rectenna puramente textil. Trabaja en la banda de UHF (860-918 MHz), y la antena tiene una topología de parche microstrip que incluye unas pequeñas ranuras para reducir su tamaño y conseguir polarización elíptica. El sustrato dieléctrico empleado se compone de dos capas: la primera es un tejido de pelo y la segunda una tela vaquera. El parche y el plano de tierra se sitúan sobre el tejido de pelo y la capa vaquera respectivamente, y se han construido con una tela conductora autoadhesiva de nylon y revestimiento de cobre. El rectificador se implementa con un puente de onda completa empleando diodos Schottky HSMS-285X de Avago. Para una potencia incidente de  $14 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ , consigue una eficiencia de conversión superior al 20% en toda la banda, alcanzando un máximo cercano al 50% a 876 MHz, y generando aproximadamente 2 mW de potencia DC. Estos niveles de potencia proporcionan 1,42V de tensión sobre una resistencia de carga de  $1 \text{ k}\Omega$ , y se obtienen aprovechando la mayor disponibilidad de energía procedente de las emisiones de los sistemas de comunicación móvil GSM, normalmente en entornos exteriores. Finalmente, la PHE que se ha calculado con los datos que proporcionan es cercano al 31%.

(Adami, S. et al. 2015, 1-4) presenta una rectenna que se implementa mediante serigrafía de tinta conductora de plata (Dupont 5000) sobre un sustrato de *polycotton*, material compuesto en un 65% por poliéster y en un 35% por algodón. Con objeto de reducir la rugosidad del tejido, se imprime una capa intermedia con una tinta que se cura con luz ultravioleta (Fabink-UK-IF1 de Smart Fabric Inks Ltd.). Trabaja en la banda ISM de 2,4 GHz y la antena presenta una topología de parche microstrip con doble polarización. El rectificador se implementa con un doblador de tensión de media onda, logrando niveles de potencia DC de  $100 \mu\text{W}$  a 15 cm de un transmisor PIRE de 100 mW. Si bien la resistencia de carga que maximiza la PCE es  $1 \text{ k}\Omega$ , la tensión de salida alcanza el nivel de 1 V al conectarse a una carga de  $50 \text{ k}\Omega$ , condiciones que permiten conectar la rectenna a un convertor DC/DC comercial. Por último, aunque no proporciona los valores de eficiencia de conversión obtenida, a partir de los datos ofrecidos puede deducirse una PHE del 7%.

En (Adami, S. -E et al. 2018, 380-395), los mismos autores que la referencia anterior presentan una rectenna integrada en una pulsera flexible. También trabaja a 2,45 GHz pero su implementación es completamente distinta: presenta una topología de antena de parche microstrip acoplada electromagnéticamente (EMCPA) y está construida con una capa de fieltro, como sustrato dieléctrico, y con un tejido de fibra de poliéster con revestimiento de cobre como material conductor. Ambos materiales se pegan con un spray adhesivo (3M Display Mount). El acoplo electromagnético entre antena y rectificador evita interconexiones óhmicas reduciendo de este modo pérdidas y fuentes de incertidumbre. El rectificador se implementa con un único diodo Schottky SMS7630

de Skyworks. A pesar de ser uno de los primeros diseños semi-textiles capaces de obtener potencia DC a partir de una potencia de entrada de RF tan baja como -24,3 dBm, optimizando el diseño y la adaptación de impedancias entre la antena y el rectificador, este último está implementado en materiales rígidos (Duroid-5880) no siendo, por tanto, un diseño puramente textil. La eficiencia máxima reportada es del 28,7% a una potencia RF incidente de -7dBm, no incluye medidas del sistema completo incluyendo la antena, por lo que no se pueden valorar sus prestaciones en términos de PCE o PHE. Sin embargo, este trabajo resulta interesante no solo por la inclusión del acoplo electromagnético entre antena y rectificador, sino porque incluye medidas agrupando dos rectennas en una sencilla agrupación 2x1 en la que están orientadas en direcciones opuestas. Su disposición persigue que siempre haya una de ellas orientada hacia la fuente de energía RF radiada. Tras realizar pruebas con ambas conectadas tanto en serie como en paralelo, se observa que la agrupación de ambas siempre ofrece peores prestaciones que el elemento individual (siendo algo peor la configuración serie que la paralelo), debido a la influencia parásita del elemento que no está captando energía.

(Antonio Estrada et al. 2020, 3908-3919) proponen dos agrupaciones de rectennas -con 4x4 (16) y 9x9 (81) elementos respectivamente- serigrafadas con tinta conductora (NovaCentrix Metalon HPS-FG57B) en una camiseta de algodón. La topología de las antenas es en forma de pajarita -*bow-tie*-, están fuertemente acopladas entre sí y presentan un gran ancho de banda de trabajo que va desde los 2 GHz hasta los 5 GHz. La rectificación se realiza incorporando en cada una de ellas un diodo Schottky SMS7630 de Skyworks que se suelda con tinta de plata. La adaptación de impedancias la propone a partir de simulaciones del rectificador y de la agrupación de antenas, sin aportar medidas reales de la adaptación conseguida. También ofrece gran cantidad de simulaciones de su comportamiento al colocarse sobre un torso humano, analizando el efecto de la capa de aire entre el textil y la piel, así como el efecto de la curvatura en varias partes del cuerpo, si bien no se aportan medidas reales de las mismas. Las medidas que se hacen son a 2,9 GHz y con las rectennas colocadas sobre un *phantom* salino. La cantidad de energía recuperada es similar en ambas agrupaciones, debido probablemente a la alta resistividad de la tinta conductora, que se vuelve más significativa en la agrupación de mayor tamaño. Consigue recuperar potencias de 32  $\mu\text{W}$  para densidades de potencia radiada incidentes de 4  $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ . La resistencia de carga óptima se mide experimentalmente y resulta ser 2 k $\Omega$ . A niveles bajos de potencia incidente, la eficiencia está en torno al 5%-10% y la máxima PCE reportada es del 32% cuando se reciben 100  $\mu\text{W}/\text{cm}^2$  de energía radiada. De las gráficas que aportan puede deducirse que la eficiencia para una densidad de potencia incidente de 14  $\mu\text{W}/\text{cm}^2$  es del 17%. Cabe destacar que la PCE reportada es la PHE, puesto que es una de las escasas referencias encontradas que toma en consideración el área física como figura de mérito de la rectenna. Por último, también analiza sus prestaciones después de un lavado, cubriendo previamente los diodos con esmalte de uñas y con fijador, reportando que no se observan grandes diferencias en su rendimiento.

(Vital, Bhardwaj, and Volakis 2020, 2323-2331) presenta dos agrupaciones de rectennas (con  $2 \times 2$  y  $2 \times 3$  elementos respectivamente) con una implementación diferente a lo visto hasta ahora. La frecuencia de trabajo es 2,45 GHz, la topología de antena es un parche microstrip convencional, y lo novedoso es que el parche se construye mediante bordado con hilo conductor de cobre y plata (Elektrisola-7 -Cu/Ag50-) sobre un sustrato de organza. El rectificador de media onda se realiza con único diodo Schottky SMS7630 de Skyworks ofreciendo eficiencias RF-DC que van desde el 20% a -20dBm, el 60% a 0dBm llegando hasta el 70% a 8 dBm. Las agrupaciones las construye conectando en serie los elementos individuales. Transmitiendo una PIRE de 4W con un generador de RF, reporta 25  $\mu$ W de potencia DC capturada por la rectenna individual a 152 cm del emisor. La resistencia de carga óptima la mide experimentalmente y resulta ser cercana a los 5 k $\Omega$ . Si se calcula el valor de PHE con los datos aportados, resulta un valor de apenas el 3% para una densidad de potencia de 12-14  $\mu$ W/cm<sup>2</sup>. Si bien los autores apuntan a que podría mejorarse reduciendo el tamaño de la estructura juntando más los parches, parece obvio pensar que el conjunto no es eficiente, las magnitudes aportadas no son correctas o nuestra interpretación es errónea. Además, a esa misma distancia, la agrupación de 4 elementos únicamente capta el doble de energía que el elemento simple, quedando pendiente por parte de los autores aclarar las causas. Por otro lado, aporta medidas en un escenario realista, emitiendo señal con un router WiFi comercial y obteniendo valores que van desde los 100  $\mu$ W hasta los 0,8  $\mu$ W para distancias de 10 cm y 150 cm respectivamente. Los niveles de tensión correspondientes -entre 58 y 680 mV- posibilitan el almacenamiento con supercondensadores de niveles de potencia del orden de nW, capaces de alimentar sensores de ultra-bajo consumo. Por último, en un escenario en el que amplifica la señal de WiFi con un amplificador de 30 dB la agrupación de  $2 \times 3$  consigue encender unos LEDs a 60 cm de distancia. Evidentemente, no es un escenario realista, pero aventura un horizonte en el que alimentar dispositivos directamente sin la necesidad de circuitos de gestión de la energía.

Las siguientes siete referencias corresponden todas ellas a trabajos del grupo de investigación *Smart Electronics Materials and Systems* de la Universidad de Southampton (Reino Unido), liderado por Stephen Beeby, y en las que Mahmoud Wagih es el autor principal de todas ellas. Se trata de publicaciones muy recientes, pues datan de 2020 y 2021, y se han seleccionado porque cada una de ellas introduce un enfoque diferente, mostrando desde diferentes perspectivas las grandes posibilidades que presentan las rectennas textiles tanto para la recolección de energía ambiental como para la transferencia inalámbrica de potencia de RF.

En (Wagih, M., Weddell, and Beeby 2021c, 2522-2536) se presenta una rectenna omnidireccional capaz de recuperar energía de RF en escenarios con densidades de potencia radiada inferiores al  $\mu$ W/cm<sup>2</sup>. La antena está construida mediante el pegado de una capa conductora de tejido de Nylon/PET/Cu-Ni autoadhesivo (P&P NF32B) sobre un sustrato dieléctrico de fieltro. La topología es un monopolo circular con doble

polarización (sin plano de tierra) que persigue aumentar la recepción de señal en cualquier dirección y polarización. Presenta un gran ancho de banda que va desde los 800 MHz hasta los 3,5 GHz. El rectificador se implementa en un sustrato flexible de poliimida y pistas de cobre, con un único diodo Schottky SMS7630 de Skyworks que se adapta a la antena por medio de una línea de transmisión y una bobina. La resistencia de carga óptima la mide haciendo un barrido que busca maximizar la conversión RF-DC, obteniendo una máximo de 41,8% a -20 dBm para una carga de 7 k $\Omega$ . Las medidas de la rectenna se hacen para 820 MHz, consiguiendo una PCE máxima del 53% para una densidad de potencia radiada de 0,5  $\mu$ W/cm<sup>2</sup>, con una potencia DC de 35  $\mu$ W. Si se toman los datos del tamaño de la rectenna se puede deducir una PHE del 51%, lo cual representa un valor ciertamente elevado, más teniendo en cuenta el bajo nivel de potencia radiada.

Una rectenna muy similar es presentada en (Wagih, M., Weddell, and Beeby 2021a, 1-5) con objeto de analizar cómo afecta a la PCE la presencia de un plano reflector a diferentes distancias de la antena. El monopolo circular es implementado con los mismos materiales (P&P NF32B y fieltro) y el mismo proceso de pegado, aunque en esta ocasión tiene un único puerto de entrada. El rectificador también se implementa en un sustrato flexible de poliimida y pistas de cobre, con un único diodo Schottky SMS7630 de Skyworks y adaptación por medio de una línea de transmisión y una bobina. La conclusión más relevante es que para rectennas delgadas (1 mm), la presencia del plano reflector degrada sus prestaciones, mientras que en rectennas con sustratos textiles más gruesos (3mm), la presencia de un plano reflector pegado a la piel puede doblar la energía RF recolectada. Reporta una potencia DC de 14  $\mu$ W y una PHE del 42% con densidades de potencia radiada de 0,3  $\mu$ W/cm<sup>2</sup> a 1 GHz con una carga de 5 k $\Omega$ , si bien en las imágenes que muestra en el trabajo se observa que el rectificador y la antena no están integrados en un único dispositivo.

Las siguientes dos publicaciones abordan la convergencia de dos funcionalidades simultáneas en una misma antena: la transmisión de información y la captación de energía SWIPT (*Simultaneous Wireless Information and Power Transfer*). En (Wagih, M., Hilton, Weddell, and Beeby 2021a, 6322-6332) se presenta una antena EMCMPA para la comunicación a 2,4 GHz a la que se le añade un segundo puerto para conectar el rectificador encargado de la captura de la energía RF a 830 MHz. La optimización de la captación de energía a dicha frecuencia se realiza incluyendo una ranura de 1 mm en la parte superior del parche para introducir una adaptación inductiva, minimizando el plano de tierra para mejorar la eficiencia de radiación, e incluyendo un dipolo meandro de media longitud de onda. Emplea los mismos materiales que las rectennas anteriores (P&P NF32B y fieltro) y también el rectificador se implementa sobre poliimida y cobre, aunque en esta ocasión la topología elegida es un doblador de tensión implementado con dos diodos Schottky SMS7630 de Skyworks. Reporta una PCE máxima del 63,9% con 650 mV de tensión sobre una carga de 5 k $\Omega$  a densidades de potencia radiada de

0,8  $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ . También hace medidas sobre una carga de 20 k $\Omega$ , validando su capacidad de operar algunos sensores inalámbricos, obteniendo 5,4  $\mu\text{W}$  -16,5  $\mu\text{A}$  y 330 mV- a densidades de potencia radiada de 0,1  $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ . A partir de los datos aportados se puede deducir una PHE del 139%, el mayor valor reportado hasta el momento por una rectenna textil, gracias en parte a su reducido tamaño. Por su parte, en (Wagih, M., Hilton, Weddell, and Beeby 2021b, 844-857) utiliza el mismo parche para comunicaciones y captación de energía a 2,4 GHz, incluyendo en ambos casos la doble polarización para aumentar la capacidad de captar señal procedente de emisores situados en emplazamientos cambiantes. La antena de comunicaciones se alimenta por acoplo capacitivo -EMCMPA-, mientras que los rectificadores se adaptan de nuevo ayudados por una ranura en el propio parche. Consigue una PCE máxima del 74% a 2 dBm para una carga de 5,5 k $\Omega$ , pero como no reporta la densidad de potencia radiada no se puede deducir el valor de PHE. Las medidas reportadas validan el buen comportamiento de la doble funcionalidad SWIPT en una misma antena de dimensiones reducidas.

(Wagih, Mahmoud, Weddell, and Beeby 2021) presenta una rectenna diferente a las vistas previamente. En esta ocasión, se trata de un monopolo que se implementa cosiendo unos hilos de Litz de cobre recubiertos de seda sobre un tejido de *polycotton*. La longitud se ajusta para conseguir una frecuencia de resonancia a 915 MHz. El rectificador se implementa sobre poliimida y se compone únicamente de un diodo Schottky SMS7630 de Skyworks y una bobina para lograr la adaptación de impedancias con el monopolo. La integración textil de un monopolo de estas dimensiones -210 mm- requiere reducir al máximo el plano de tierra, por lo que evalúa el impacto que dicha reducción del plano de tierra tiene sobre la ganancia de la antena. Si bien la adaptación de impedancias se ve resentida para tamaños inferiores a 25  $\text{cm}^2$ , la reducción de la ganancia es apenas 2 dB para planos de tierra de tan solo 2  $\text{cm}^2$ , validando la idoneidad del monopolo textil. En cuanto al rectificador, consigue una eficiencia RF-DC de 54% a 0 dBm, algo inferior a lo esperado en las simulaciones, debido quizá al bajo Q de la bobina empleada para la adaptación. El artículo no ofrece datos sobre el rendimiento del conjunto por lo que no es posible evaluar su PCE ni su PHE.

Finalmente, aunque la rectenna presentada en (Wagih, M. et al. 2020, 4960-4972) no puede considerarse puramente textil, pues sus 3 capas conductoras se implementan en un laminado de poliimida que se pega a un par de capas dieléctricas textiles -una de polyester y otra de fieltro- es uno de los primeros diseños -por tanto semi-textiles- que opera a frecuencias milimétricas, entre los 20 GHz y los 26,5 GHz, abriendo una vía a su desarrollo futuro a frecuencias 5G milimétricas. La topología de antena es una AVA (*Antipodal Vivaldi Antenna*) que busca mejorar la eficiencia de radiación a estas frecuencias reduciendo las pérdidas en el sustrato en comparación con el parche microstrip estándar. El rectificador, al igual que la antena, se implementa sobre poliimida, y adopta la configuración de doblador de tensión utilizando diodos MA4E-

1319 de MACOM, consiguiendo una eficiencia aproximada de 2,5% a 13 dBm y obteniendo 2,2 V sobre una resistencia de carga de 10 k $\Omega$ . La rectenna consigue una eficiencia máxima del 6,3% para una potencia de 12 dBm, obteniendo al menos 1 V en toda la banda para 9,5 dBm, y llegando hasta los 6,5 V a 24 GHz para un nivel de potencia de entrada de 20 dBm.

## 2.2 Resumen y conclusiones

Una vez revisada la literatura científica más relevante en el campo de las rectennas textiles, la **Tabla 2-1** muestra de forma resumida las características principales de los trabajos analizados. Su análisis comparativo permite observar las siguientes cuestiones a modo de resumen:

- *Frecuencias de operación:* la mayor parte de las rectennas presentadas trabajan en la banda de 900 MHz (4 referencias) o en la banda de 2,4 GHz (4 referencias), que aprovechan las señales de RF en dichas bandas ISM. Hay dos referencias que trabajan a frecuencias poco convencionales (1 GHz y 2,9 GHz), mientras que uno de los trabajos más recientes explora sus posibilidades en bandas milimétricas (26,5 GHz) de futura expansión en las redes 5G de comunicaciones móviles.
- *Resistencia de carga:* la resistencia de carga varía entre los 1 k $\Omega$  y los 10 k $\Omega$ , y siempre es determinada de forma empírica a posteriori, una vez implementada la rectenna y tras la medida de sus prestaciones.
- *Método de construcción y materiales empleados:* los sustratos preferidos son el fieltro, debido a su buen comportamiento electromagnético, así como a su apropiado espesor, así como el algodón y el polyester. En cuanto al material conductor, apenas hay un par de rectennas serigrafiadas con tinta, debido fundamentalmente a su peor conductividad, así como a la falta de homogeneidad de su deposición en los tejidos rugosos. Por el contrario, prevalecen los diseños planares con telas conductoras de Cu y polyester. También hay un par de diseños bordados con hilo conductor, un método eminentemente textil en el que hace falta profundizar más, puesto que las prestaciones ofrecidas son inferiores. La mayoría de los diseños, introducen una lámina flexible de poliimida y cobre para la implementación de los circuitos rectificadores. En el caso de las serigrafiadas, también se aplica una capa intermedia entre el textil y la tinta para facilitar su deposición más homogénea.

Ref	Frec. (GHz)	Material		Antena			Rectificador			Rectenna		
		Conductor	Dieléctrico	Topología	Construcción	G (Ef.)	Topología	Diodo	Ef. (%)	PCE <sub>máx</sub>	PDC <sub>máx</sub>	PHE
(Monti, Corchia, and Tarricone 2013, 3869-3873)	0,860 - 0,918	Nylon Cu	Tejido de pelo Tela vaquera	Parche microstrip	Pegado	4,6 dBi (41,4%)	Puente de onda completa	HMS5-285X AVAGO	ND	45% 14 μW/cm <sup>2</sup>	2mW 14 μW/cm <sup>2</sup>	29%*
(Adami et al. 2015, 1-4)	2,45	Tinta de plata	Polycotton	Parche microstrip con doble polarización	Serigrafiado	ND (11%)	Doblador de tensión	ND	ND	ND	100 μW 15 cm 100mW PIRE	7%*
(Adami et al. 2018, 380-395)	2,45	Polyester Cu	Fieltro	EMCMPA	Pegado**	8,1 dBi (73%)	Diodo único	SMS7630 Skyworks	34,2 -20 dBm	ND	ND	ND
(Antonio Estrada et al. 2020, 3908-3919)	2-5	Tinta HPS-FG57B	Algodón	Agrupación de bow-tie fuertemente acopladas	Serigrafiado	ND (ND)	Diodo único	SMS7630 Skyworks	ND	17% 14 μW/cm <sup>2</sup> 32% 100 μW/cm <sup>2</sup>	32 μW 4 μW/cm <sup>2</sup>	17% 32%
(Vital, Bhardwaj, and Volakis 2020, 2323-2331)	2,45	Hilo Elektrisola-7 -Cu/Ag50-	Organza	Parche microstrip	Bordado	6,5 dBi (89,1%)	Diodo único	SMS7630 Skyworks	20-60% -20-0 dBm	ND	25 μW 152 cm 4W PIRE	3%*
(Wagih, Weddell, and Beeby 2021, 2522-2536)	0,82	Nylon/PET/ Cu-Ni	Fieltro	Monopolo circular	Pegado†	0,6 dBi (ND)	Diodo único	SMS7630 Skyworks	41,8% -20 dBm	53% 0,5 μW/cm <sup>2</sup>	35 μW 0,5 μW/cm <sup>2</sup>	51%*
(Wagih, Weddell, and Beeby 2021, 1-5)	1	Nylon/PET/ Cu-Ni	Fieltro	Monopolo circular con reflector	Pegado†	ND (ND)	Diodo único	SMS7630 Skyworks	ND	42% 0,3 μW/cm <sup>2</sup>	14 μW 0,3 μW/cm <sup>2</sup>	42%
(Wagih et al. 2021, 6322-6332)	0,83	Nylon/PET/ Cu-Ni	Fieltro	Dipolo meandro	Pegado†	1,7 dBi (ND)	Doblador de tensión	SMS7630 Skyworks	ND	63,9% 0,8 μW/cm <sup>2</sup>	95 μW 1 μW/cm <sup>2</sup>	139%*
(Wagih et al. 2021, 844-857)	2,4	Nylon/PET/ Cu-Ni	Fieltro	EMCMPA	Pegado†	2,5-4 dBi (ND)	Doblador de tensión	SMS7630 Skyworks	ND	74% 2 dBm	ND	ND
(Wagih, Weddell, and Beeby 2021)	0,915	Hilos de Litz Cu y seda	Polycotton	Monopolo de hilo	Cosido†	1,9 dBi (ND)	Diodo único	SMS7630 Skyworks	54%	ND	ND	ND
(Wagih et al. 2020, 4960-4972)	20-26,5	Cu††	Polimida Polyester	AVA	Pegado†	7,41 dBi (67%)	Doblador de tensión	MA4E-1319 MACCOM	2,5% 13 dBm	6,3% 12 dBm	6,5 V 20 dBm	ND

\* Calculado a partir de los datos aportados

\*\* Rectificador rígido no textil

† Rectificador flexible sobre polimida v cobre

†† Antena flexible sobre polimida y cobre

Tabla 2-1: Comparativa de rectennas textiles.

- *Topología de antena:* como es lógico en una implementación textil, todas incorporan diseños planares: parches microstrip para la banda de 2,4 GHz, y dipolos o monopolos con planos de tierra reducidos en la banda de 900 MHz.
- *Rectificador:* a estos niveles bajos de señal, y con el objetivo de optimizar la eficiencia de conversión RF-DC, los diodos Schottky son los predominantes en los diseños analizados. La topología es sencilla, con objeto de simplificar el proceso de adaptación, siendo mayoritariamente implementados con un único diodo, o bien con dos en la configuración de doblador de tensión. De este modo, el acondicionamiento de la potencia DC recuperada para su utilización posterior en la alimentación de dispositivos se deja para etapas posteriores.
- *Adaptación de impedancias:* los procesos de co-diseño antena-rectificador únicamente aparecen en algunos dipolos, aunque la mayor parte de ellos precisan de una red de adaptación que los complementa. Así, en todos los diseños se estima primero la impedancia del rectificador y se diseña una sencilla red de adaptación con la antena, en general con elementos discretos. Apenas hay redes de adaptación con elementos distribuidos, y las que hay, están implementadas en sustratos no textiles (poliimida o incluso FR4).
- *Eficiencia de conversión PCE/PHE:* las eficiencias de conversión obtenidas son superiores en los diseños que trabajan en la banda de 900 MHz, ofreciendo mejores resultados aquellos que han analizado de forma más precisa la eficiencia del rectificador, y la dependencia de su impedancia de entrada con la resistencia de carga y el nivel de señal de RF incidente esperado. En 2,45 GHz quedan muy por debajo, y no parece haberse resuelto de forma óptima la integración óptima de todas las etapas: antena - red de adaptación - rectificador - resistencia de carga.
- *Potencia DC:* las rectennas se evalúan en niveles de señal alejados de los niveles de exposición habituales -que rondan los  $nW/cm^2$ -. Así, los diseños estudiados parten de los 0,3 hasta los  $14 \mu W/cm^2$ , unos niveles de exposición que se consiguen en entornos controlados, con objeto de tener unos niveles de señal más manejables. En general, los diseños priorizan la eficiencia sobre la potencia DC recuperada. Aun así (Wagih et al. 2021, 6322-6332), el mejor de los diseños analizados, consigue recuperar  $95 \mu W$  a los menores niveles de densidad de potencia radiada reportados ( $1 \mu W/cm^2$ ), una magnitud capaz de alimentar sensores de bajo consumo.
- *Escalabilidad:* como consecuencia de la baja disponibilidad de energía radiada, se hace preciso agrupar las rectennas en *arrays* que permitan multiplicar la energía recuperada. Sin embargo, únicamente hay tres diseños que incorporan agrupaciones de rectennas. (Antonio Estrada et al. 2020, 3908-3919) incorpora la configuración en agrupación desde el inicio, contemplando toda ella como una rectenna individual. (Adami et al. 2018, 380-395) experimenta con un agrupación

de dos rectennas no tanto para aumentar la potencia recuperada, sino para mejorar la capacidad de captación de señal proveniente de direcciones opuestas. (Vital, Bhardwaj, and Volakis 2020, 2323-2331) es el único trabajo que, una vez diseñado el elemento individual, los conecta en agrupaciones 2x2 y 2x3 con objeto de verificar su escalabilidad, aunque con resultados no del todo satisfactorios: ni el elemento individual tiene una eficiencia notable, ni la agrupación de los mismos alcanza una escalabilidad coherente.

A partir del análisis realizado, se enumeran a continuación aquellos aspectos que presentan mayores carencias:

- El diseño de rectennas textiles en la banda de 2,4 GHz no está suficientemente desarrollado puesto que las implementaciones existentes no consiguen niveles altos de eficiencia PCE/PHE comparables, al menos, con los obtenidos en la banda de 900 MHz.
- No se observa ninguna metodología de diseño que, de forma sistemática, contemple las incertidumbres asociadas a la implementación textil de los circuitos de rectificación. Así, los diseños que presentan mejores eficiencias se hacen en sustratos flexibles pero no puramente textiles, como son la poliimida y el cobre. Además, las redes de adaptación se hacen con elementos discretos, evitando las incertidumbres asociadas a los elementos distribuidos, pero complicando los diseños al tener que incorporar un mayor número de componentes.
- Tampoco se han presentado implementaciones de agrupaciones de rectennas que demuestren la coherencia de la escalabilidad del diseño y posibiliten, por tanto, el aumento sistemático de la potencia recuperada.

Por todo ello, y a modo de conclusión, se hace necesario investigar en el desarrollo de una metodología de diseño de rectennas textiles que responda a los siguientes retos:

- Diseñar e implementar rectennas textiles capaces de ofrecer mejores eficiencias de conversión de potencia PCE/PHE en la banda ISM de 2,4 GHz, y así aprovechar la ubicuidad de las redes inalámbricas que trabajan a dicha frecuencia, especialmente las redes WiFi presentes en prácticamente todos los entornos de interiores. La elección de los niveles de exposición para la validación del diseño atiende a dos criterios: por un lado, se toman como referencia los niveles reportados en el estado del arte, de forma que se facilite la comparación de resultados y, por el otro lado, se opta por niveles de señal estables y manejables que permitan validar el modelo desarrollado. Así, el modelo se desarrollará y validará para niveles de exposición entre 2 y 14  $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ .
- Desarrollar para ello una metodología que sea capaz de caracterizar de forma precisa las incertidumbres asociadas a la implementación textil de las mismas,

proporcionando redes de adaptación más precisas y optimizadas a las características de trabajo: frecuencia, resistencia de carga y nivel de señal de RF.

- Desarrollar la configuración de las rectennas en agrupaciones, con objeto de validar la escalabilidad de los diseños y obtener de este modo mayores cantidades de potencia DC.



# 3

## Diseño de la rectenna

Después de analizar el estado del arte, y una vez identificados los retos a los que dar respuesta con este trabajo de investigación, en este capítulo se propone la metodología para el diseño de una rectenna textil en la banda ISM de 2,4 GHz con el objetivo de optimizar su eficiencia minimizando las incertidumbres inherentes a las señales de RF y a su implementación textil. El diseño secuencial de los tres bloques principales de la rectenna (rectificador – red de adaptación – antena) requiere un modelado preciso de sus parámetros, de forma que, al integrarlos para conformar la rectenna completa, la eficiencia de conversión no se vea degradada. Para ello, se propone una secuencia de pasos en cada uno de los cuales se persigue minimizar y acotar la diferencia entre los parámetros de diseño, los valores obtenidos en la simulación y los resultados obtenidos en las medidas. La sección 3.1 introduce los conceptos teóricos básicos que describen las rectennas. La sección 3.2 plantea la selección de la topología, el método de construcción y los materiales. La sección 3.3 presenta la selección del rectificador, mientras que la sección 3.4 propone su modelado. Finalmente, las secciones 3.5 y 3.6 abordan el diseño de la red de adaptación y de la antena respectivamente.

### Índice

3.1	Conceptos básicos .....	32
3.2	Selección de topología, método constructivo y materiales. ....	34
3.3	Selección del rectificador .....	37
3.4	Modelo del rectificador .....	38
3.5	Diseño de la red de adaptación.....	56
3.6	Diseño de la antena .....	70

### 3.1 Conceptos básicos

El término *rectenna* fue introducido por primera vez por Raytheon Co. en 1963 (W. C. Brown 1984, 1230-1242) y se refiere a la antena rectificadora -*rectifying antenna*-. Es el elemento principal de los sistemas de RFEH y su diagrama de bloques puede observarse en la **Figura 3-1**.



**Figura 3-1:** Diagrama de bloques de una rectenna básica.

El primer elemento es la antena, encargada de captar la densidad de potencia radiada  $\phi_{RX}$  presente en el ambiente y convertirla en energía conducida  $P_{ant}$ . El último es el rectificador, encargado de convertir la energía de RF presente en su entrada  $P_{in}$  en una potencia de continua  $P_{DC}$  a su salida que pueda ser almacenada o utilizada directamente por algún dispositivo electrónico. Además, debe asegurarse la máxima transferencia de potencia entre ambos, para lo que es necesario que haya una adaptación conjugada de la impedancia de salida de la antena con la impedancia de entrada del rectificador. Para conseguirlo, salvo que se haga un proceso de co-diseño entre antena y rectificador (Visser, Keyrouz, and Smolders 2015, 44-50), se hace necesaria la inserción de una red de adaptación entre ambos que evite reflexiones de señal en la entrada del rectificador y haga posible que toda la potencia captada por la antena  $P_{ant}$  se transfiera a la entrada del rectificador  $P_{in}$ .

La eficiencia total de conversión de potencia de la rectenna  $PCE_T$  refleja la relación entre la potencia continua  $P_{DC}$  que proporciona el rectificador a su salida y la densidad de potencia radiada  $\phi_{RX}$  en las inmediaciones de la antena.

$$PCE_T = \frac{P_{DC}(\mu W)}{\phi_{RX}(\mu W/cm^2)} \quad (cm^2) \quad (1)$$

Como es lógico, esta eficiencia total depende de la eficiencia de cada uno de los bloques que lo conforman. Así, la antena contribuye con su eficiencia de radiación  $\eta_{rad}$  y su área eficaz  $A_{eff}$  a la frecuencia de trabajo, que determinan su capacidad para convertir la energía radiada  $\phi_{RX}$  en potencia conducida  $P_{in}$ .

$$P_{ant} = \phi_{RX}(\mu W/cm^2) \cdot \eta_{rad} \cdot A_{eff}(cm^2) \quad (\mu W) \quad (2)$$

Por su parte, la red de adaptación, además de minimizar el coeficiente de reflexión a su entrada  $|S_{11}|$ , debe minimizar las pérdidas  $\eta_{RdA}$  de la propia red, de forma que toda la  $P_{ant}$  consiga llegar al rectificador.

$$P_{in} = P_{ant} \cdot (1 - |S_{11}|^2) \cdot (1 - \eta_{RdA}) \quad (\mu W) \quad (3)$$

Finalmente, la eficiencia de conversión de potencia de RF a DC de la etapa rectificadora PCE se define como la relación entre la potencia de continua  $P_{DC}$  que proporciona el rectificador a su salida y la potencia de RF incidente  $P_{in}$ , de forma que:

$$P_{DC} = P_{in} \cdot PCE \quad (\mu W) \quad (4)$$

Teniendo en cuenta las contribuciones de todos los elementos, la ecuación (1) para la eficiencia de conversión total  $PCE_T$  queda:

$$PCE_T = \frac{P_{DC}}{\phi_{RX}} = \eta_{rad} \cdot A_{eff}(cm^2) \cdot (1 - |S_{11}|^2) \cdot (1 - \eta_{RdA}) \cdot PCE \quad (cm^2) \quad (5)$$

A la hora de evaluar la eficiencia de las rectennas textiles, la mayoría de los trabajos publicados abordan específicamente la etapa rectificadora -PCE- y la red de adaptación  $-|S_{11}|, \eta_{RdA}$ - sin analizar en detalle el impacto de los parámetros de la antena  $-\eta_{rad}, A_{eff}$ - en la eficiencia de la conversión (Wagih, Mahmoud 2021, 308).

Sin embargo, tal como muestra la ecuación (5) el análisis global de la rectenna ha de contemplar también el impacto que la antena tiene en su eficiencia. Su diseño, además de tener en cuenta la impedancia que se quiere conseguir, debe satisfacer ciertas demandas para maximizar la eficiencia global: maximizar la eficiencia de radiación, estar correctamente sintonizada a la frecuencia de trabajo y proporcionar un ancho de banda que cubra el espectro deseado.

Por otro lado, el tamaño de la antena es un factor importante a la hora de evaluar el comportamiento de las rectennas. Tal como muestra la ecuación (2), la potencia que es capaz de entregar una antena depende proporcionalmente de su área eficaz  $A_{eff}$ . El área eficaz depende del área física por lo que, en general, aumentar el tamaño de las antenas aumenta su área eficaz, y con ello la potencia recibida  $P_{ant}$  para una misma densidad de potencia radiada  $\phi_{RX}$ .

Así, surge una nueva figura de mérito, la PHE (*Power Harvesting Efficiency*), que introduce el área física de la rectenna en el cálculo de la eficiencia de conversión total, dando más valor a los diseños que consiguen recuperar la mayor cantidad de potencia con el menor tamaño posible.

$$PHE = \frac{P_{DC}}{A \cdot \phi_{RX}} \quad (6)$$

Aunque el término PHE como tal es introducido por (Wagih, M., Weddell, and Beeby 2021b, 1-5) el concepto ya había sido planteado por (Chuma et al. 2018, 173-178) y utilizado por (Antonio Estrada et al. 2020, 3908-3919).

La PHE es una métrica que, además, va a ser válida para evaluar la escalabilidad de los diseños. La potencial agrupación de varias rectennas debería aumentar la potencia DC recuperada; la PHE dará la medida de la eficiencia de dicha agrupación, puesto que la comparará teniendo en cuenta el correspondiente aumento de tamaño.

### 3.2 Selección de topología, método constructivo y materiales.

La implementación textil de las rectennas condiciona de forma decisiva la selección de su topología. En la mayoría de las ocasiones, el contexto de aplicación de los textiles se circunscribe a dos escenarios: por un lado, a todo tipo de prendas de vestir y, por el otro, al revestimiento de mobiliario o estructuras como, por ejemplo, el tapizado de sillas, sillones y sofás, alfombras y moquetas, el revestimiento de paredes y otros. Aunque de forma cada vez más frecuente están apareciendo diseños textiles en 3D (Giglio, Paoletti, and Conti 2021), tanto la usabilidad de los tejidos como su propia fabricabilidad recomiendan la adopción de una topología planar para la construcción de las rectennas. De este modo, la utilización de métodos de construcción textiles así como la integración en su contexto de aplicación será mucho más sencilla y natural. Además, en los casos en los que el tamaño físico no es una limitación, esta topología permite el desarrollo sistemático de agrupaciones de rectennas, lo cual es especialmente interesante para este trabajo de investigación, ya que posibilitan una mayor capacidad de recuperación de energía del ambiente.

Una vez escogida la topología planar, el siguiente paso es la elección de los materiales y el método de construcción, que están íntimamente ligados puesto que la selección de cada uno de ellos condiciona las opciones para el otro, y viceversa.

La construcción de la rectenna requiere materiales conductores y dieléctricos. El criterio de elección de ambos debe responder tanto a sus características electromagnéticas, como a sus características físicas y mecánicas. En relación a las primeras, los materiales conductores deben presentar una alta conductividad eléctrica ( $\sigma$ ), mientras que los materiales dieléctricos deben ofrecer unas bajas pérdidas ( $\tan\delta$ ). De este modo, la rectenna tendrá una alta eficiencia para captar energía de RF así como para transferirla sin pérdidas relevantes. En cuanto a las propiedades físicas o mecánicas, los aspectos a valorar tienen que ver tanto con el método constructivo como con el escenario de aplicación: tamaño, durabilidad, robustez, flexibilidad, capacidad de ser arrugada, lavada, etc. En el caso que nos ocupa, las dimensiones también son un

elemento a tener en cuenta, especialmente su espesor si, como se verá, se opta por una disposición multicapa.

Para la construcción de las antenas y rectennas textiles planares se tienen tres alternativas: la serigrafía con tintas conductoras, el bordado con hilos conductores, y el pegado de tejidos conductores.

La serigrafía con tintas conductoras es un método sencillo que permite la impresión de formas diversas sobre diferentes sustratos textiles, pudiéndose implementar tanto antenas de parche (Martinez et al. 2020, 77490-77500), monopolos, dipolos y sus variantes (Yang, H. and Liu 2021, 1-4) (Hasni et al. 2021, 591-598), como las pistas de los circuitos de adaptación y rectificación. Permite la implementación multicapa de los dispositivos y el diseño de diferentes topologías de antena con y sin plano de tierra, así como la realización de antenas de parche microstrip -con plano de tierra- que posibilitan su aislamiento, un aspecto especialmente importante para las rectennas *off-body*, o para cuando se requieren diagramas de radiación *broadside* (Mendes and Peixeiro 2017, 3055-3058). Además, permite de una forma sencilla el acoplo electromagnético para la alimentación de las antenas *EMCMPA* (Martinez et al. 2020, 77490-77500). Como aspectos menos positivos, actualmente la conductividad de las tintas conductoras es menor que la de los hilos y los tejidos conductores y, por otro lado, la rugosidad del tejido no permite una deposición homogénea de la tinta, por lo que en muchas ocasiones es preciso introducir una capa intermedia para facilitar la impresión (Adami et al. 2015, 1-4).

El bordado con hilos conductores, al igual que la serigrafía con tintas conductoras, es una tecnología ampliamente utilizada por la industria textil convencional, y también permite la implementación de topologías diversas (Kiourti, Lee, and Volakis 2016, 151-153). Está indicado para la implementación de antenas de tipo monopolo, dipolo o espirales de todo tipo (Roh et al. 2010, 803-806)(Liu, Y. et al. 2020, 38-45). También es apta para la construcción de parches (Martinez et al. 2020, 77490-77500), pero se ha de ser especialmente cuidadoso para asegurar una continuidad homogénea de la superficie conductora resultante, con objeto de que la eficiencia no se vea reducida. Sin embargo, no es capaz de construir diseños con pistas de reducido tamaño o con poca separación entre ellas y, por lo tanto, no está indicado para los circuitos de rectificación que incorporan componentes de tamaño reducido. Del mismo modo, presenta dificultades para la implementación multicapa, puesto que la no uniformidad del espesor de las diferentes capas, dependiente de cada diseño específico, dificulta el correcto alineamiento y apilamiento de las mismas (Zhang, S. 2014).

Por último, la implementación de antenas y circuitos sobre tejidos conductores requiere el cortado de los mismos con maquinaria específica, bien con corte láser o con cuchilla de precisión (Ali et al. 2020). Aunque no es una tecnología habitual en la industria textil, su progresivo abaratamiento facilitará su implantación. Presenta todas

las ventajas de serigrafía con tintas pues permite la implementación de antenas de parche, monopolos, dipolos y sus variantes (Del-Rio-Ruiz, Lopez-Garde, and Legarda 2019), así como de las pistas de los circuitos de adaptación y rectificación (Lopez-Garde et al. 2021). También permite de forma sencilla la implementación multicapa de los dispositivos y el diseño de diferentes topologías de antena con y sin plano de tierra, así como las realización de antenas de parche microstrip y EMCMPA (Del-Rio-Ruiz et al. 2020, 153-157). Por el contrario, no presenta ninguna de sus desventajas, pues la conductividad de los tejidos es mucho mayor que la de las tintas, y el apilamiento de las capas se hace de forma muy fácil utilizando láminas de pegamento termoadhesivo.

Por todo lo expuesto previamente, el método propuesto es el de los tejidos conductores con implementación multicapa, puesto que permiten la implementación de los diseños, tanto de las antenas de parche microstrip en la banda WiFi 2.4 GHz, como de los *layouts* de la red de adaptación y del circuito de rectificación. La implementación de la etapa de rectificación junto con la línea de alimentación de la antena en la misma capa facilita su fabricación y mejora su flexibilidad. El método de corte utilizado debe ofrecer una precisión adecuada a los requisitos de cada diseño, y los componentes discretos deben incorporarse a los circuitos mediante métodos que aseguren una conectividad con pérdidas y repetitividad acotadas.

Para el desarrollo de la presente metodología, se ha realizado la siguiente selección de materiales.

- Como tejido conductor, se ha seleccionado el *Pure Copper Polyester Taffeta Fabric* (PCPTF) de la compañía *Less EMF Inc.* (LessEMF ). Se trata de un tejido de polyester recubierto de cobre puro. Es liso, ligero, flexible y fácil de cortar y se puede pegar con procesos sencillos de planchado. En la **Tabla 3-1** se muestran los datos más relevantes de su hoja de características.

Grosor	0,08 mm
Peso	80 g/m <sup>2</sup> (~35% Cu)
Resistividad superficial	0,05 Ω/sq
Conductividad	2,5 x 10 <sup>5</sup> S/m
Rango de temperatura	-40°C a 150°C (hasta 200°C instantáneos)

**Tabla 3-1:** Características del PCPTF.

- Para las capas dieléctricas, el material seleccionado ha sido un fieltro convencional de 1,2mm de grosor (Kunin ). Presenta bajas pérdidas, puede cortarse limpiamente sin deshilarse y es apto para ser pegado. La **Tabla 3-2** muestra sus características principales.

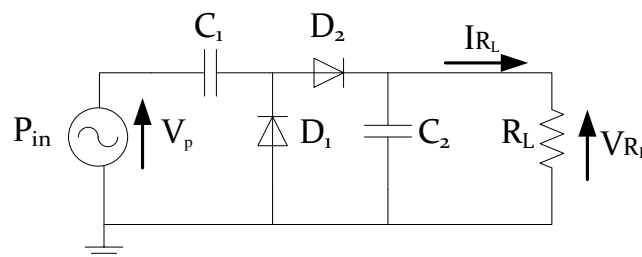
Grosor	1,2 mm
Peso	212 g/m <sup>2</sup> (100% polyester)
Permitividad eléctrica $\epsilon'$	1,25
Tangente de pérdidas $\tan\delta$	0,003

**Tabla 3-2:** Características del fieltro.

- Los componentes electrónicos se han soldado con estaño a baja temperatura para evitar el deterioro de los tejidos.

### 3.3 Selección del rectificador

La selección del esquema de rectificación debe equilibrar dos criterios contrapuestos. Por un lado, la implementación textil hace recomendable reducir al máximo el número de componentes. Sin embargo, a pesar de la simplicidad de los rectificadores de media onda, con un único diodo, es preferible utilizar configuraciones de rectificación de onda completa que aprovechen toda la señal AC (Tran, Cha, and Park 2017, 14). Debido a ello, se opta por la configuración de doblador de tensión, compuesta únicamente por dos diodos y dos condensadores, tal como se muestra en la **Figura 3-2**.



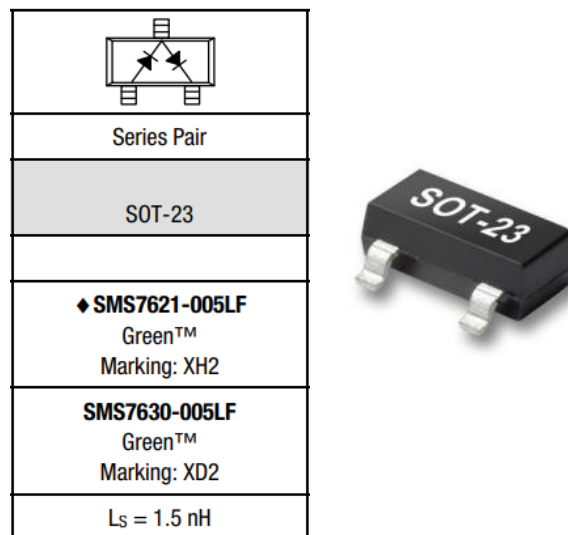
**Figura 3-2:** Circuito rectificador doblador de tensión.

Durante el primer ciclo negativo de la entrada de RF, el diodo  $D_1$  conduce y el condensador  $C_1$  se carga hasta el nivel de energía correspondiente a la tensión de pico  $V_p$  de la entrada. A continuación, en el siguiente ciclo positivo, el diodo  $D_1$  deja de conducir, el diodo  $D_2$  conduce, por lo que el condensador  $C_2$  también se carga. En consecuencia, la salida  $V_{RL}$  vería dos condensadores en serie, con  $V_p$  cada uno, obteniendo de este modo  $2 V_p$ .

Esta topología es más estable y eficiente que el rectificador de media onda y ayuda a reducir la necesidad de introducir conversores DC-DC para elevar la tensión de salida. Además, tal como expone (Chen, Y. and Chiu 2017, 2305-2317), para niveles de potencia de entrada de hasta 1 dBm, esta configuración ofrece mejores eficiencias máximas teóricas que otras configuraciones con más componentes, como las bombas de carga de Greinacher o la de Dickson.

Así, ante los bajos niveles de señal con los que trabajan los sistemas RFEH (Piñuela, Mitcheson, and Lucyszyn 2013, 2715-2726) (Chiaramello et al. 2019), los diodos Schottky son una buena opción para implementar el rectificador, ya que ofrecen un reducido tiempo de conmutación, baja tensión umbral, una caída exponencial de la tensión con la corriente, así como una buena estabilidad en temperatura (Soyata, Copeland, and Heinzelman 2016, 22-57)(Lorenz, Hemour, and Wu 2016).

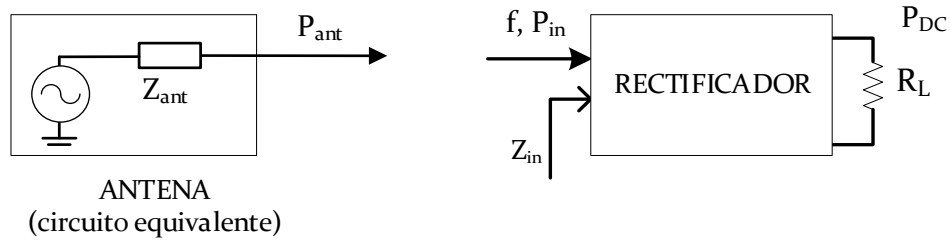
El diodo seleccionado ha sido el SMS7630 de Skyworks en su versión SMS7630-005LF que incorpora dos unidades en serie en un único encapsulado SOT-23, facilitando su montaje superficial, tal como se muestra en la **Figura 3-3** (Skyworks ). Presenta una caída de tensión de entre 60 y 120 mV a 0,1 mA, y su baja tensión de ruptura, con la consiguiente pérdida de eficiencia, no es un problema en la práctica teniendo en cuenta los niveles de señal con los que se va a trabajar -entre -6 y +3 dBm-. Tal como se puede comprobar en (Hemour et al. 2014), es un modelo habitualmente utilizado en el diseño de rectennas de baja potencia.



**Figura 3-3:** Skyworks SMS7630-005LF ([www.skyworksinc.com](http://www.skyworksinc.com)).

### 3.4 Modelo del rectificador

Debido al comportamiento no lineal de los diodos, la impedancia de entrada  $Z_{in}$  del rectificador depende no sólo de la resistencia de carga  $R_L$  en su salida, sino también de la frecuencia y la amplitud de la señal de RF presente en la entrada  $P_{in}$  (Valenta and Durgin 2014, 108-120). Por ello, el diseño de cualquier red de adaptación de impedancias entre el rectificador y la antena, que pretenda reducir las pérdidas por desadaptación, se hace más complejo.



**Figura 3-4:** Impedancias y potencias de antena y rectificador.

La adaptación de impedancias clásica de la teoría de redes dice que la máxima transferencia de potencia ocurre cuando la impedancia de carga es la compleja conjugada de la impedancia de Thevenin del generador. En nuestro caso, tal como se muestra en la **Figura 3-4**, el generador es la antena, y su impedancia Thevenin equivalente es su impedancia  $Z_{ant}$ , mientras que la impedancia de carga es la impedancia de entrada del rectificador  $Z_{in}$ .

La dependencia del valor de  $Z_{in}$  con respecto a la amplitud de la señal a su entrada  $P_{in}$  hace que el proceso de diseño de cualquier red de adaptación sea iterativo. Se parte de una medida inicial de la impedancia  $Z_{in}$  y se ensaya una primera red de adaptación, que consigue aumentar la potencia que entra en el rectificador. Este aumento de  $P_{in}$  modifica la  $Z_{in}$  del rectificador, por lo que la adaptación no se consigue, de forma que el proceso ha de repetirse hasta que converja el valor máximo de la potencia de salida  $P_{DC}$ . Este proceso, asistido por ordenador, implica trabajar con simuladores y modelos fiables de la impedancia de entrada del circuito rectificador  $Z_{in}$ , al ser este el parámetro clave en cada iteración del proceso. Un modelo impreciso de su impedancia provocará una deficiente adaptación con la consiguiente disminución de la eficiencia total de la rectenna.

Esto es especialmente más difícil cuando se trabaja con materiales textiles, ya que introducen más incertidumbre que los materiales rígidos convencionales y, por tanto, sus modelos son menos precisos. Sus propiedades electromagnéticas no son tan repetibles e incluso pueden variar con las condiciones ambientales del entorno, particularmente con la humedad. Además, son especialmente sensibles a las pequeñas variaciones en sus dimensiones, y el montaje de los componentes también añade incertidumbre, ya que las técnicas de fabricación textil aún no han resuelto sus problemas de repetitividad.

No se tiene conocimiento de que en el estado del arte haya modelos de simulación que den valores fiables de la impedancia de entrada ni de la eficiencia de conversión PCE. Por ese motivo se ha desarrollado una metodología para caracterizar un rectificador construido con materiales puramente textiles, y modelar su impedancia en función de la frecuencia, el nivel de señal y la carga  $R_L$ , teniendo en cuenta el efecto tanto de los puntos de soldadura como del encapsulado de los diodos. Con este modelo, un

simulador ofrecerá valores precisos de la eficiencia de conversión PCE y de la  $Z_{in}$  del circuito rectificador, y permitirá diseñar redes de adaptación que reduzcan las pérdidas por desadaptación y maximicen la eficiencia de las rectennas textiles.

En los siguientes subapartados se detalla el método de caracterización y modelado desarrollado, así como los resultados obtenidos, los cuales han sido presentados en la *n<sup>th</sup> International Conference on the Internet of Things (IoT 2021)* en St. Gallen, Suiza, y han quedado recogidos en las actas correspondientes (Lopez-Garde, Legarda-Macon, and Del-Rio-Ruiz 2021).

### 3.4.1 Metodología de caracterización y modelado

El modelo se ha desarrollado en dos fases. En la primera fase se ha trabajado con el material *RO4003C* (Rogers Corporation), un laminado rígido de referencia que proporciona un control estricto de las propiedades electromagnéticas -conductividad, permitividad y tangente de pérdidas- así como de las dimensiones físicas -espesor del conductor y del dieléctrico. De este modo, a la hora de caracterizar la impedancia y la eficiencia, se evitan las incertidumbres relacionadas con la construcción y con las propiedades electromagnéticas de los materiales textiles. En esta primera fase, primero se ha llevado a cabo la caracterización de los puntos de soldadura y posteriormente se ha caracterizado el rectificador completo.

La segunda fase repite el proceso y lo valida con los materiales textiles seleccionados: PCPTF y fieltro. La **Tabla 3-3** muestra las propiedades y dimensiones de los materiales utilizados en ambas fases.

	RO4003C	PCPTF/Fieltro
Permitividad $\epsilon_r$	3,604	1,25
Tangente de pérdidas $\tan\delta$	0,002	0,003
Conductividad (conductor) (S/m)	$5,813 \times 10^7$	$2,5 \times 10^5$
Grosor (dieléctrico) (mm)	1,524	1,2
Grosor conductor ( $\mu\text{m}$ )	33	80

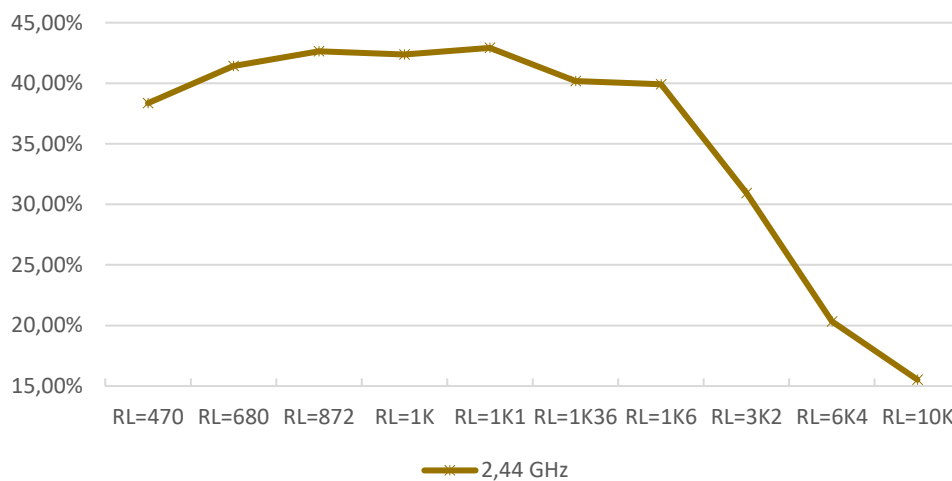
**Tabla 3-3:** Dimensiones y propiedades de los materiales utilizados en la caracterización.

El modelo debe ser válido para todo el ancho de banda de trabajo WiFi -desde 2,40 GHz hasta 2,48 GHz-, pero el proceso de caracterización se amplía y abarca desde 2,35 GHz hasta 2,55 GHz para descartar comportamientos anómalos en las proximidades de la banda de trabajo.

En cuanto a los niveles de potencia  $P_{in}$ , se elige un rango que va desde los -6 dBm hasta los +3 dBm. Tal como se ha comentado en el capítulo anterior, a pesar de que los niveles

de densidad de potencia radiada habituales ( $\phi_{RX}$  del orden de  $nW/cm^2$ ) no van a poder ofrecer niveles de señal de entrada  $P_{in}$  tan elevados, la elección se hace de este modo para poder verificar la metodología en entornos controlados, con niveles de señal más manejables y comparables con el estado del arte.

La resistencia de carga óptima  $R_{Lopt}$  es un parámetro que no puede conocerse a priori, por lo que para acotar un rango de validación se hacen unas medidas preliminares de la eficiencia de conversión PCE en un rectificador para diferentes resistencias de carga  $R_L$ . La **Figura 3-5** muestra el resultado obtenido para una  $P_{in}$  de 0 dBm a 2,44 GHz, pudiéndose apreciar cómo los valores se mantienen sin apenas variaciones entre 680  $\Omega$  y 1600  $\Omega$ , con el máximo alrededor de los 1100  $\Omega$ . Se observa un suave decaimiento para valores menores de 470  $\Omega$  mientras que a partir de 3200  $\Omega$  el decaimiento es más pronunciado.



**Figura 3-5:** Eficiencia de conversión RF-DC (2,44 GHz – 0 dBm).

Como consecuencia de todo ello, el modelo ha sido diseñado y validado para un rango de frecuencias que contiene la banda WiFi de 2,4 GHz, para seis niveles de potencia de entrada  $P_{in}$ , y para tres cargas distintas, tal como muestra la **Tabla 3-4**.

Frecuencia (GHz)	2,35 – 2,55
Potencia de entrada $P_{in}$ (dBm)	-6 / -3 / -1 / 0 / +2 / +3
Resistencia de carga $R_L$ ( $\Omega$ )	470 / 1100 / 3200

**Tabla 3-4:** Contexto de validación del modelo del rectificador.

El equipamiento de laboratorio utilizado ha sido el siguiente:

- Los diseños de los prototipos en Rogers RO4003C se han realizado con la herramienta SW de diseño de tarjetas de circuito impreso *EAGLE* de la compañía *AUTODESK*.
- Los diseños de los prototipos en PCPTF/Filtro se han realizado con la herramienta SW de diseño 3D *RHINOCEROS*.
- El proceso de optimización se ha realizado utilizando la herramienta SW de diseño electrónico *ADS (Advanced Design System)*, de la compañía *KEYSIGHT TECHNOLOGIES*.
- La fabricación de los prototipos en Rogers RO4003C se ha realizado con el plotter de precisión para tarjetas de circuito impreso *LPKF Protomat S62*.
- La fabricación de los prototipos en PCPTF/Filtro se ha realizado con la cortadora láser *EPILOG Fusion32*, y las diferentes capas han sido pegadas con láminas termoadhesivas (*Vlieseline*).
- Las medidas de la impedancia de entrada  $Z_{in}$  han sido realizadas con el analizador vectorial de redes *AGILENT N5242A PNA-X Microwave Network Analyzer*.
- La PCE o eficiencia de conversión RF-DC del rectificador se ha calculado a partir de la potencia DC en la carga  $P_{DC}$  y la potencia del generador de RF  $P_{gen}$ .

$$PCE = \frac{P_{DC}}{P_{gen}} \quad (7)$$

- Las medidas de corriente  $I_{RL}$  y tensión en la carga  $V_{RL}$  para el cálculo de la potencia DC se han realizado con el *AGILENT N6705B DC Power Analyzer*.

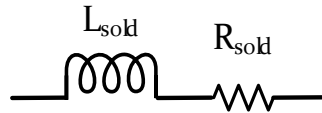
$$P_{DC}(mW) = \frac{I_{RL}(\mu A) * V_{RL}(mV)}{10^6} \quad (8)$$

### 3.4.2 Caracterización de los puntos de soldadura

Para tener un control preciso de los parámetros del rectificador, se comienza caracterizando los puntos de soldadura. A pesar de que la influencia individual de cada uno de ellos por separado es poco relevante, cuando se trabaja a estos niveles de potencia tan bajos, cualquier mejora puede llegar a ser significativa. Además, a medida que los circuitos crecen en complejidad, el número de puntos de soldadura va creciendo y sus efectos han de ser tenidos en consideración si se quiere tener un mayor control de los modelos que los representan.

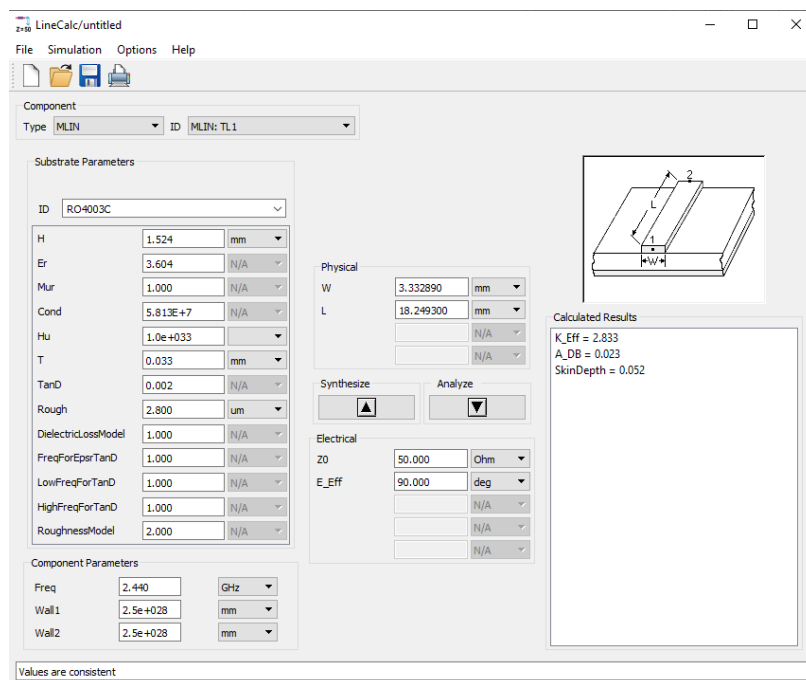
Tomando como referencia el circuito equivalente del punto de soldadura propuesto por (Liu, Z. and Sun 2014, 237-241), se propone una simplificación del mismo puesto que,

en este caso, las soldaduras no se realizan para unir líneas de transmisión, sino para el montaje de componentes discretos. Así, se propone un circuito equivalente compuesto por una resistencia  $R_{\text{sold}}$  y una inductancia  $L_{\text{sold}}$  en serie, tal muestra la **Figura 3-6**.



**Figura 3-6:** Circuito equivalente del punto de soldadura.

La caracterización se lleva a cabo sobre líneas de transmisión de  $50 \Omega$  de impedancia característica  $Z_0$  terminadas en circuito abierto, a las que se les suelda un conector SMA para realizar las medidas. La experimentación se lleva a cabo con líneas de transmisión de dos longitudes diferentes,  $\lambda/4$  y  $\lambda/2$ . La longitud física de las mismas se calcula utilizando los parámetros facilitados por el fabricante del sustrato RO4003C con la herramienta *LineCalc*, tal como se muestra en la **Figura 3-7**.



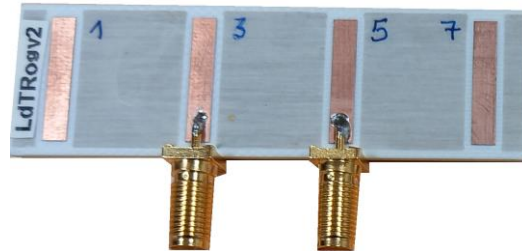
**Figura 3-7:** Parámetros de cálculo de la línea de longitud  $\lambda/4$  en sustrato RO4003C.

Las dimensiones resultantes para ambas líneas de transmisión se muestran en la **Tabla 3-5**.

Anchura $W_{50}$	$L_{\lambda/4}$	$L_{\lambda/2}$
3,33 mm	18,25 mm	36,50 mm

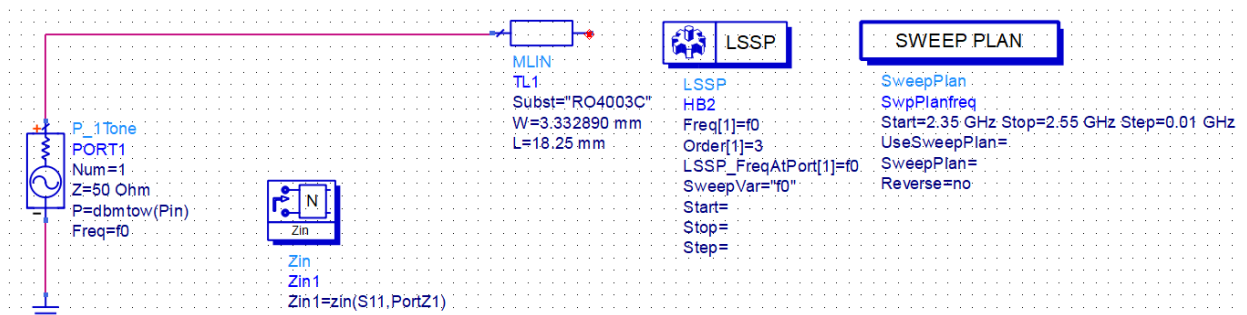
**Tabla 3-5:** Dimensiones líneas de transmisión  $50 \Omega$ .

Se han fabricado y medido cuatro prototipos de cada una de las longitudes. La **Figura 3-8** muestra dos de los prototipos de longitud  $\lambda/4$ .

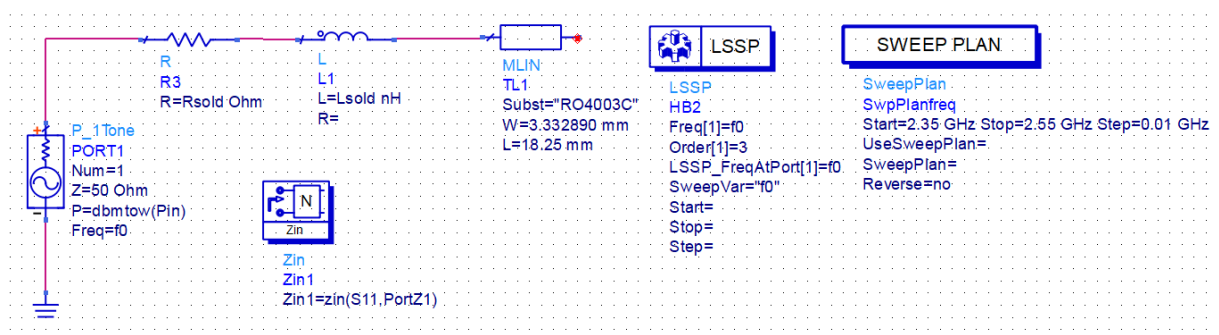


**Figura 3-8:** Implementación de la línea de transmisión de longitud  $\lambda/4$  en sustrato RO4003C.

A continuación, en primer lugar se simula en ADS la línea de longitud  $\lambda/4$ , tal como se muestra en la **Figura 3-9**, para introducir después el punto de soldadura (ver **Figura 3-10**). Se ejecuta una optimización de los parámetros  $R_{\text{sold}}$  y  $L_{\text{sold}}$  estableciendo como objetivo que los valores medidos y simulados de la impedancia de entrada  $Z_{\text{in}}$  -parte real e imaginaria- coincidan en la banda de trabajo (2,35 – 2,55 GHz).



**Figura 3-9:** Simulación de la línea  $\lambda/4$  en sustrato RO4003C sin punto de soldadura.



**Figura 3-10:** Simulación de la línea  $\lambda/4$  en sustrato RO4003C con punto de soldadura.

En la **Tabla 3-6** se muestran los resultados obtenidos para  $Z_{\text{in}}$  y para el módulo del coeficiente de reflexión  $|S_{11}|$ . Se comparan los valores medidos y simulados antes y después de la optimización, siendo los valores medidos el promediado de las medidas realizadas a los cuatro prototipos construidos.

Frecuencia GHz	Valores medidos promedio			Valores simulados (sin optimizar)			Valores simulados optimizados			Diferencia medido-simulado			Diferencia medido - optimizado		
	Re $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	Im $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	S <sub>11</sub>	Re $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	Im $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	S <sub>11</sub>	Re $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	Im $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	S <sub>11</sub>	Re $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	Im $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	S <sub>11</sub>	Re $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	Im $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	S <sub>11</sub>
2,35	0,601	7,314	0,977	0,134	-2,857	0,995	0,558	7,216	0,978	0,467	10,171	-0,018	0,043	0,098	-0,002
2,36	0,583	7,666	0,977	0,134	-2,532	0,995	0,558	7,584	0,978	0,449	10,198	-0,017	0,025	0,082	-0,001
2,37	0,584	8,016	0,978	0,134	-2,207	0,995	0,558	7,952	0,978	0,450	10,223	-0,017	0,026	0,064	-0,001
2,38	0,572	8,375	0,978	0,135	-1,882	0,995	0,559	8,320	0,978	0,437	10,257	-0,017	0,013	0,055	0,000
2,39	0,565	8,736	0,978	0,135	-1,557	0,995	0,559	8,687	0,979	0,430	10,293	-0,016	0,006	0,049	0,000
2,40	0,569	9,091	0,978	0,135	-1,232	0,995	0,559	9,055	0,979	0,434	10,323	-0,016	0,010	0,036	0,000
2,41	0,575	9,455	0,978	0,136	-0,908	0,995	0,560	9,422	0,979	0,439	10,363	-0,017	0,015	0,033	-0,001
2,42	0,579	9,808	0,978	0,136	-0,583	0,995	0,560	9,790	0,979	0,443	10,391	-0,017	0,019	0,018	-0,001
2,43	0,563	10,178	0,979	0,137	-0,258	0,995	0,561	10,157	0,979	0,426	10,436	-0,016	0,002	0,021	0,000
2,44	0,578	10,524	0,978	0,137	0,066	0,995	0,561	10,525	0,979	0,441	10,458	-0,016	0,017	-0,001	-0,001
2,45	0,564	10,901	0,979	0,137	0,391	0,995	0,561	10,892	0,979	0,427	10,510	-0,016	0,003	0,009	0,000
2,46	0,567	11,244	0,979	0,138	0,716	0,994	0,562	11,260	0,979	0,429	10,528	-0,016	0,005	-0,016	0,000
2,47	0,552	11,605	0,979	0,138	1,040	0,994	0,562	11,628	0,979	0,414	10,565	-0,015	-0,010	-0,023	0,000
2,48	0,562	11,970	0,979	0,139	1,365	0,994	0,563	11,995	0,979	0,423	10,605	-0,015	-0,001	-0,025	0,000
2,49	0,564	12,322	0,979	0,139	1,690	0,994	0,563	12,363	0,979	0,425	10,632	-0,016	0,001	-0,041	0,000
2,50	0,538	12,686	0,980	0,140	2,016	0,994	0,564	12,731	0,979	0,398	10,670	-0,014	-0,026	-0,045	0,001
2,51	0,549	13,026	0,980	0,140	2,341	0,994	0,564	13,100	0,979	0,409	10,685	-0,015	-0,015	-0,074	0,001
2,52	0,571	13,422	0,979	0,141	2,667	0,994	0,565	13,468	0,979	0,430	10,755	-0,015	0,006	-0,046	0,000
2,53	0,560	13,765	0,979	0,141	2,993	0,994	0,565	13,837	0,979	0,419	10,772	-0,015	-0,005	-0,072	0,000
2,54	0,564	14,135	0,979	0,142	3,319	0,994	0,566	14,206	0,979	0,422	10,816	-0,015	-0,002	-0,071	0,000
2,55	0,564	14,493	0,979	0,142	3,645	0,994	0,566	14,576	0,979	0,422	10,848	-0,015	-0,002	-0,083	0,000
<b>Promedio</b>			<b>0,979</b>			<b>0,995</b>			<b>0,979</b>			<b>0,0159</b>			<b>0,0004</b>

Tabla 3-6: Comparación resultados líneas de transmisión  $\lambda/4$  en sustrato RO4003C.

Al calcular la impedancia en circuito abierto de una línea  $\lambda/4$ , la impedancia debería ser prácticamente nula, gracias a las bajas pérdidas del sustrato, y así lo muestra el simulador, dando un valor del coeficiente de reflexión  $|S_{11}|$  promediado en toda la banda de 0,995. Sin embargo, la presencia del punto de soldadura hace que el promedio en toda la banda de coeficiente de reflexión  $|S_{11}|$  medido tome el valor de 0,979, ligeramente inferior. Gracias a la optimización, conseguimos que el valor promedio de  $|S_{11}|$  medido y simulado sean prácticamente iguales, reduciendo el error cometido de 0,14 dB (0,0159) a tan solo 0,002 dB (0,0004). El error inicial no es grande pero, como ya se ha dicho anteriormente, en circuitos con un número elevado de puntos de soldadura, los efectos se van sumando y el error crece significativamente, por lo que la mejora puede llegar a ser significativa.

La **Tabla 3-7** muestra los valores obtenidos en la optimización para los componentes del modelo del punto de soldadura.

$R_{\text{sold}}$	$L_{\text{sold}}$
0,424 $\Omega$	0,682 nH

**Tabla 3-7:** Parámetros del modelo de punto de soldadura.

A continuación se simula la línea de transmisión de longitud  $\lambda/2$  incluyendo los valores de los parámetros del modelo del punto de soldadura. En este caso, la impedancia es idealmente infinita, puesto que a la entrada se ve el circuito abierto que se encuentra a la distancia de media longitud de onda. Debido a ello, la precisión del analizador de redes es menor, como puede comprobarse en la **Tabla 3-9**. Como era previsible, con estos valores de impedancia tan altos, el efecto del punto de soldadura es casi irrelevante, obteniéndose prácticamente los mismos valores de coeficiente de reflexión  $|S_{11}|$  antes y después de la optimización. El error promedio entre los valores de  $|S_{11}|$  medidos y optimizados es tan solo de 0,097 dB (0,0110), por lo que se validan los valores obtenidos para  $R_{\text{sold}}$  y  $L_{\text{sold}}$ .

La **Tabla 3-8** muestra un resumen de los valores del error promedio obtenido en toda la banda de trabajo (2,35 – 2,55 GHz) antes y después de la optimización.

	Diferencia $ S_{11} $ medido-simulado		Diferencia $ S_{11} $ medido-optimizado	
	Línea $\lambda/2$ circuito abierto	0,0112	0,099 dB	0,0110
Línea $\lambda/4$ circuito abierto	0,0159	0,140 dB	0,0004	0,002 dB

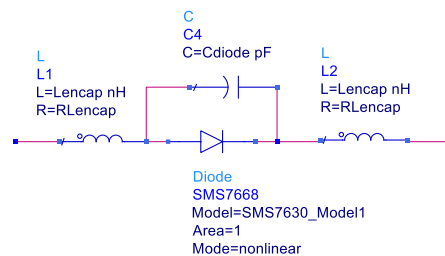
**Tabla 3-8:** Error promedio de  $|S_{11}|$  en la banda 2,35 – 2,55 GHz.

Frecuencia GHz	Valores medidos promedio			Valores simulados (sin optimizar)			Valores simulados optimizados			Diferencia medido-simulado			Diferencia medido - optimizado		
	Re $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	Im $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	S <sub>11</sub>	Re $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	Im $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	S <sub>11</sub>	Re $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	Im $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	S <sub>11</sub>	Re $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	Im $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	S <sub>11</sub>	Re $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	Im $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	S <sub>11</sub>
2,35	93,679	549,467	0,971	20,394	435,695	0,989	20,818	445,768	0,990	73,285	113,772	-0,019	72,861	103,699	-0,019
2,36	162,720	618,763	0,961	26,017	491,730	0,989	26,442	501,846	0,990	136,703	127,033	-0,028	136,278	116,917	-0,029
2,37	197,703	605,738	0,954	34,304	564,028	0,989	34,728	574,187	0,990	163,399	41,710	-0,035	162,975	31,551	-0,036
2,38	132,437	769,598	0,979	47,235	660,863	0,989	47,659	671,065	0,990	85,202	108,735	-0,010	84,778	98,533	-0,011
2,39	205,102	1079,216	0,984	69,033	797,212	0,989	69,457	807,456	0,990	136,069	282,004	-0,006	135,645	271,760	-0,006
2,40	462,174	1607,552	0,985	110,045	1003,157	0,989	110,469	1013,445	0,989	352,129	604,395	-0,005	351,705	594,107	-0,005
2,41	1805,707	2402,610	0,984	201,445	1348,682	0,989	201,869	1359,012	0,989	1604,262	1053,928	-0,005	1603,838	1043,598	-0,006
2,42	4108,447	951,104	0,983	474,904	2036,065	0,989	475,328	2046,438	0,989	3633,543	-1084,961	-0,006	3633,119	-1095,334	-0,006
2,43	2108,807	-2594,360	0,983	1999,637	3787,751	0,989	2000,061	3798,166	0,989	109,170	-6382,111	-0,006	108,746	-6392,526	-0,006
2,44	586,757	-1703,961	0,983	7413,827	-3579,304	0,989	7414,251	-3568,845	0,989	-6827,070	1875,343	-0,007	-6827,494	1864,884	-0,006
2,45	265,735	-1172,898	0,982	1003,083	-2851,018	0,989	1003,507	-2840,517	0,989	-737,348	1678,120	-0,007	-737,772	1667,619	-0,007
2,46	153,154	-877,417	0,981	325,477	-1686,867	0,989	325,901	-1676,323	0,989	-172,323	809,450	-0,008	-172,747	798,906	-0,008
2,47	99,437	-703,639	0,981	157,557	-1182,136	0,989	157,981	-1171,548	0,989	-58,120	478,497	-0,008	-58,544	467,909	-0,008
2,48	71,555	-589,702	0,980	92,547	-907,083	0,989	92,971	-896,453	0,989	-20,992	317,381	-0,009	-21,416	306,751	-0,009
2,49	54,222	-503,615	0,979	60,857	-734,950	0,989	61,281	-724,277	0,989	-6,635	231,335	-0,010	-7,059	220,662	-0,009
2,50	42,302	-440,186	0,979	43,084	-617,289	0,989	43,508	-606,573	0,988	-0,782	177,103	-0,010	-1,206	166,387	-0,010
2,51	33,960	-389,959	0,978	32,130	-531,833	0,989	32,554	-521,074	0,988	1,830	141,874	-0,010	1,406	131,115	-0,010
2,52	27,208	-350,449	0,979	24,903	-466,964	0,989	25,327	-456,162	0,988	2,305	116,515	-0,010	1,881	105,713	-0,009
2,53	23,735	-316,868	0,977	19,886	-416,042	0,989	20,310	-405,197	0,988	3,849	99,174	-0,011	3,425	88,329	-0,011
2,54	19,929	-289,543	0,977	16,261	-375,000	0,989	16,685	-364,113	0,988	3,668	85,457	-0,011	3,244	74,570	-0,010
2,55	17,148	-265,990	0,977	13,555	-341,211	0,989	13,979	-330,281	0,988	3,593	75,221	-0,012	3,169	64,291	-0,011
<b>Promedio</b>			<b>0,978</b>			<b>0,989</b>			<b>0,989</b>			<b>0,012</b>			<b>0,010</b>

Tabla 3-9: Comparación resultados líneas de transmisión  $\lambda/2$  en sustrato RO4003C.

### 3.4.3 Caracterización del encapsulado de los diodos

Una vez tenemos modelados los puntos de soldadura, el siguiente paso es modelar el diodo. Para ello utilizamos la herramienta ADS con los parámetros SPICE que provee el fabricante. Para obtener modelos precisos de simulación en el balance de armónicos del rectificador, es necesario incluir los efectos parásitos del encapsulado (Alex-Amor et al. 2019). Examinando la bibliografía se encuentran modelos diferentes para el encapsulado del diodo (Wagih, M., Weddell, and Beeby 2019, 1-5)(Zhang, Q. et al. 2018, 53557-53565). Después de algunas pruebas preliminares, el modelo que se propone se muestra en la **Figura 3-11**, con una capacidad en paralelo  $C_{\text{diodo}}$ , y una inductancia  $L_{\text{encap}}$  y una resistencia  $R_{\text{Lencap}}$  en serie que se reparten a ambos lados del diodo.



**Figura 3-11:** Circuito equivalente encapsulado diodo.

El siguiente paso es caracterizar los diodos y obtener los valores que se utilizarán como objetivo en la optimización del modelo en ADS. Se han fabricado cuatro rectificadores en sustrato RO4003C, uno de los cuales se muestra en la **Figura 3-12**.



**Figura 3-12:** Prototipo rectificador RO4003C.

El proceso de caracterización comienza con la medida de la impedancia de entrada  $Z_{\text{in}}$  del rectificador, así como de la eficiencia de conversión RF-DC del mismo. Ambas medidas se realizan para el ancho de banda, rangos de potencia de entrada y de resistencia de carga ya especificados en la **Tabla 3-4**. A continuación, se procede a la simulación del circuito rectificador, incluyendo los puntos de soldadura caracterizados previamente, tal como puede observarse en el esquemático de ADS en la **Figura 3-13**. Por último, se realiza un proceso de optimización de los parámetros del encapsulado del diodo con el triple objetivo de ajustar los valores de  $Z_{\text{in}}$  – parte real e imaginaria- y la eficiencia de conversión RF-DC a los valores medidos para los valores centrales del contexto de validación: 2,44 GHz, -1 dBm y 1100  $\Omega$ .

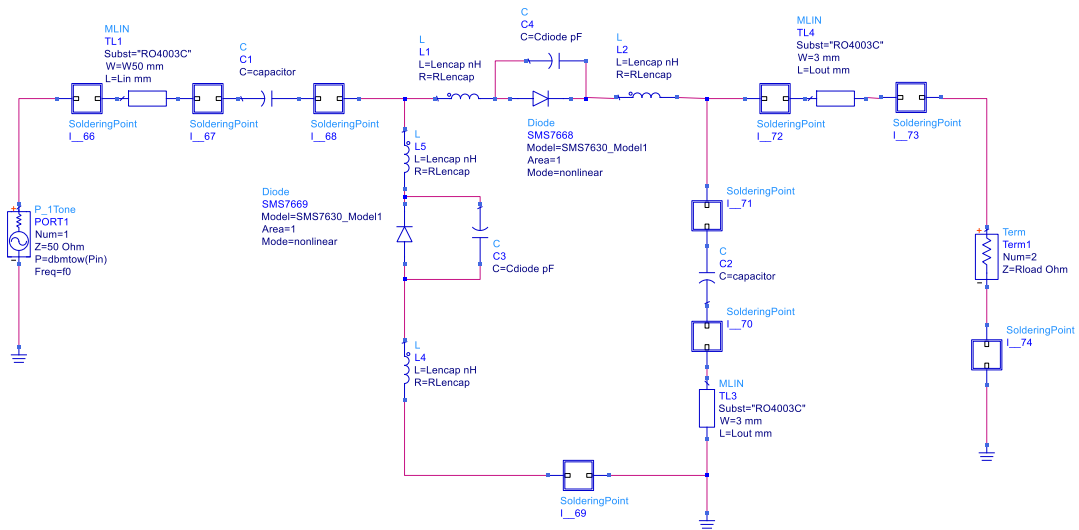


Figura 3-13: Esquemático modelo rectificador (puntos de soldadura y encapsulado) RO4003C.

La Tabla 3-10 muestra los valores obtenidos en la optimización para los componentes del modelo del encapsulado del diodo.

C <sub>diode</sub>	L <sub>encap</sub>	R <sub>Lencap</sub>
0,196 pF	2,280 nH	4,746 Ω

Tabla 3-10: Parámetros del modelo de encapsulado del diodo.

Las siguientes tablas -Tabla 3-11, Tabla 3-12, y Tabla 3-13- muestran los resultados del error promedio de  $Z_{in}$  y del coeficiente de reflexión  $|S_{11}|$  obtenido en toda la banda de trabajo (2,35 – 2,55 GHz) antes y después de la optimización para cada una de las resistencias de carga.

$R_L = 470 \Omega$	Diferencia medido-simulado				Diferencia medido-optimizado				Mejora (dB)
	$P_{in}$	Re $Z_{in}$ (Ω)	Im $Z_{in}$ (Ω)	$ S_{11} $	$ S_{11} $ (dB)	Re $Z_{in}$ (Ω)	Im $Z_{in}$ (Ω)	$ S_{11} $	
+3 dBm	9,930	42,192	0,257	11,0	6,252	5,867	0,097	5,8	5,2
+2 dBm	9,797	43,371	0,252	10,0	5,656	5,784	0,093	5,0	4,9
0 dBm	9,346	45,804	0,241	8,1	4,475	5,451	0,081	3,6	4,5
-1 dBm	9,041	47,047	0,235	7,3	3,860	5,171	0,073	3,0	4,3
-3 dBm	8,209	49,498	0,223	5,9	2,614	4,381	0,055	1,9	4,1
-6 dBm	6,465	52,934	0,207	4,4	0,675	2,566	0,019	0,5	3,9
Promedio	8,798	46,808	0,236	7,8	3,922	4,870	0,070	3,3	4,5

Tabla 3-11: Error promedio de  $|S_{11}|$  en la banda 2,35 – 2,55 GHz para  $R_L=470 \Omega$ .

$R_L = 1100 \Omega$	Diferencia medido-simulado				Diferencia medido-optimizado				
$P_{in}$	Re $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	Im $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	$ S_{11} $	$ S_{11} $ (dB)	Re $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	Im $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	$ S_{11} $	$ S_{11} $ (dB)	Mejora (dB)
+3 dBm	6,836	56,807	0,247	5,0	2,944	1,360	0,048	1,2	3,8
+2 dBm	6,547	56,718	0,241	4,7	2,576	1,183	0,042	1,0	3,7
0 dBm	5,928	56,666	0,228	4,3	1,813	0,932	0,031	0,7	3,6
-1 dBm	<b>5,578</b>	<b>56,682</b>	<b>0,222</b>	<b>4,1</b>	<b>1,433</b>	<b>0,840</b>	<b>0,024</b>	<b>0,6</b>	<b>3,5</b>
-3 dBm	4,887	56,797	0,210	3,6	0,583	0,639	0,009	0,2	3,4
-6 dBm	3,706	57,187	0,194	3,0	0,701	0,733	0,018	0,3	2,7
<b>Promedio</b>	5,581	56,810	0,224	4,1	1,675	0,948	0,029	0,7	3,4

**Tabla 3-12:** Error promedio de  $|S_{11}|$  en la banda 2,35 - 2,55 GHz para  $R_L=1100 \Omega$ .

$R_L = 3200 \Omega$	Diferencia medido-simulado				Diferencia medido-optimizado				
$P_{in}$	Re $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	Im $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	$ S_{11} $	$ S_{11} $ (dB)	Re $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	Im $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	$ S_{11} $	$ S_{11} $ (dB)	Mejora (dB)
+3 dBm	1,045	62,445	0,223	2,9	1,696	4,858	0,049	0,8	2,1
+2 dBm	1,017	62,024	0,217	2,8	2,045	5,150	0,056	0,9	1,9
0 dBm	0,952	61,231	0,205	2,6	0,427	4,746	0,008	0,1	2,5
-1 dBm	0,880	60,895	0,200	2,6	0,185	4,614	0,009	0,1	2,4
-3 dBm	0,752	60,342	0,191	2,4	0,442	4,407	0,018	0,3	2,1
-6 dBm	0,524	59,784	0,178	2,2	1,115	4,232	0,035	0,5	1,7
<b>Promedio</b>	5,581	56,810	0,224	2,6	1,675	0,948	0,029	0,5	2,1

**Tabla 3-13:** Error promedio de  $|S_{11}|$  en la banda 2,35 - 2,55 GHz para  $R_L=3200 \Omega$ .

La mejora en el punto de optimización es grande, puesto que partiendo de un error de 4,1 dB (0,222), tras la optimización consigue un error de tan solo 0,6 dB (0,024), suponiendo una mejora de 3,5 dB (0,198).

El promedio global del error del coeficiente de reflexión  $|S_{11}|$  para las tres resistencias de carga pasa de 4,8 dB (0,221) antes de la optimización a 1,5 dB (0,043), reduciéndose un promedio de 3,4 dB (0,178).

Por otro lado, el error de la eficiencia RF-DC también mejora tras la optimización. En el punto de optimización, el error pasa del 1,90% al -0,20%, con una mejora absoluta del 1,70%. El error promedio global para todo el contexto de validación, tal como puede comprobarse en la **Tabla 3-14**, pasa del 5,62% al 4,21%, mejorando un 1,41%.

Pin	Eficiencia RF-DC (PCE)							
	Diferencia medido-simulado				Diferencia medido-optimizado			
	$R_L$ 470 $\Omega$	$R_L$ 1100 $\Omega$	$R_L$ 3200 $\Omega$	Promedio	$R_L$ 470 $\Omega$	$R_L$ 1100 $\Omega$	$R_L$ 3200 $\Omega$	Promedio
+3 dBm	3,36%	7,18%	7,21%	5,92%	6,65%	6,00%	6,30%	6,32%
+2 dBm	3,56%	7,10%	7,00%	5,89%	6,65%	5,89%	1,62%	4,72%
0 dBm	3,52%	6,87%	5,74%	5,38%	6,07%	5,60%	0,17%	3,95%
-1 dBm	4,62%	7,27%	6,63%	6,17%	6,33%	5,38%	0,73%	4,15%
-3 dBm	4,19%	6,33%	5,76%	5,43%	5,73%	4,69%	0,28%	3,57%
-6 dBm	4,17%	5,68%	4,90%	4,92%	4,49%	3,39%	-0,23%	2,55%
Promedio	3,90%	6,74%	6,20%	5,62%	5,99%	5,16%	1,48%	4,21%

Tabla 3-14: Error promedio de PCE en la banda 2,35 – 2,55 GHz.

#### 3.4.4 Validación con materiales textiles

Para la validación del modelo del rectificador, se han fabricado con PCPTF y fieltro cuatro prototipos de cada una de las líneas de transmisión de 50  $\Omega$  de impedancia característica  $Z_0$  de longitud  $\lambda/2$  y  $\lambda/4$  terminadas en circuito abierto. La Figura 3-14 muestra dos de los prototipos de longitud  $\lambda/2$ .



Figura 3-14: Implementación de la línea de transmisión de longitud  $\lambda/2$  en PCPTF/Fieltro.

La longitud física de las mismas se ha calculado utilizando la herramienta *LineCalc*, tal como se muestra en la Figura 3-15.

Las dimensiones resultantes para ambas líneas de transmisión se muestran en la Tabla 3-15.

Anchura $W_{50}$	$L_{\lambda/4}$	$L_{\lambda/2}$
5,08 mm	28.14 mm	56,29 mm

Tabla 3-15: Dimensiones líneas de transmisión 50  $\Omega$ .

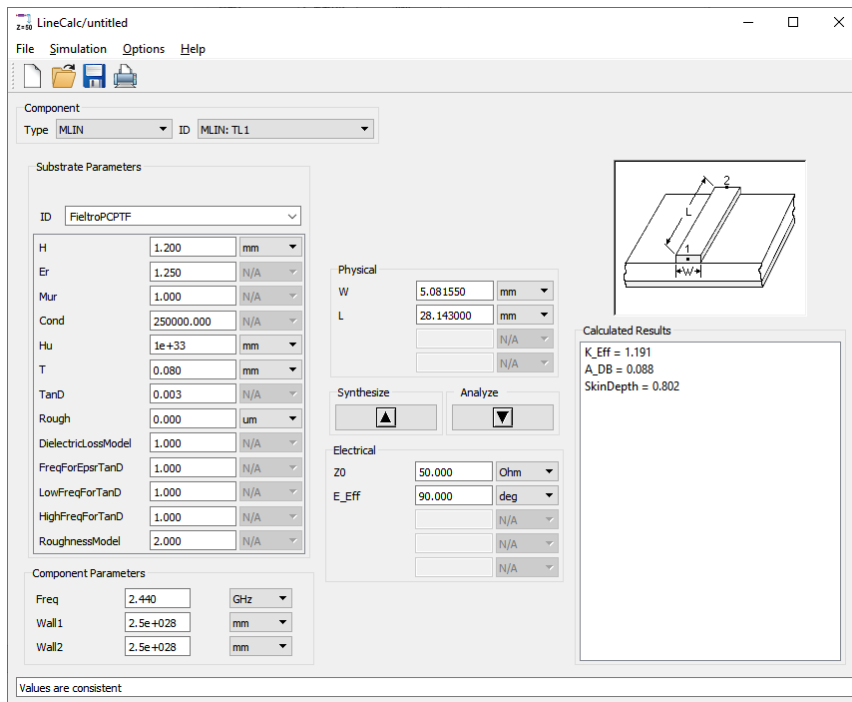


Figura 3-15: Parámetros de cálculo de la línea de longitud  $\lambda/4$  en sustrato PCPTF/Filtro.

Tras medir el  $|S_{11}|$ , se simulan en ADS con los mismos valores de  $R_{sold}$  y  $L_{sold}$  obtenidos con el material no textil. La **Tabla 3-16** muestra un resumen de los valores del error promedio del coeficiente de reflexión  $|S_{11}|$  obtenido en toda la banda de trabajo (2,35 – 2,55 GHz) antes y después de la optimización, pudiéndose comprobar la fidelidad entre los datos medidos y los obtenidos con el modelo.

	Diferencia $ S_{11} $ medido-simulado		Diferencia $ S_{11} $ medido-optimizado	
Línea $\lambda/2$ circuito abierto	0,012	0,105 dB	0,012	0,109 dB
Línea $\lambda/4$ circuito abierto	0,041	0,369 dB	0,026	0,236 dB

Tabla 3-16: Error promedio de  $|S_{11}|$  en la banda 2,35 – 2,55 GHz.

El siguiente paso es la validación con el rectificador textil completo del modelo obtenido en el apartado anterior con RO4003C. Se han construido cuatro prototipos del rectificador en PCPTF/Filtro, uno de los cuales se muestra en la **Figura 3-16**.

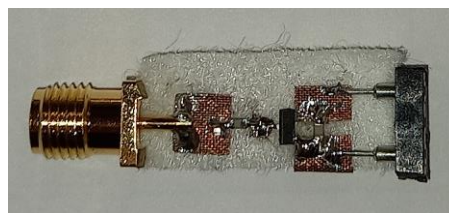
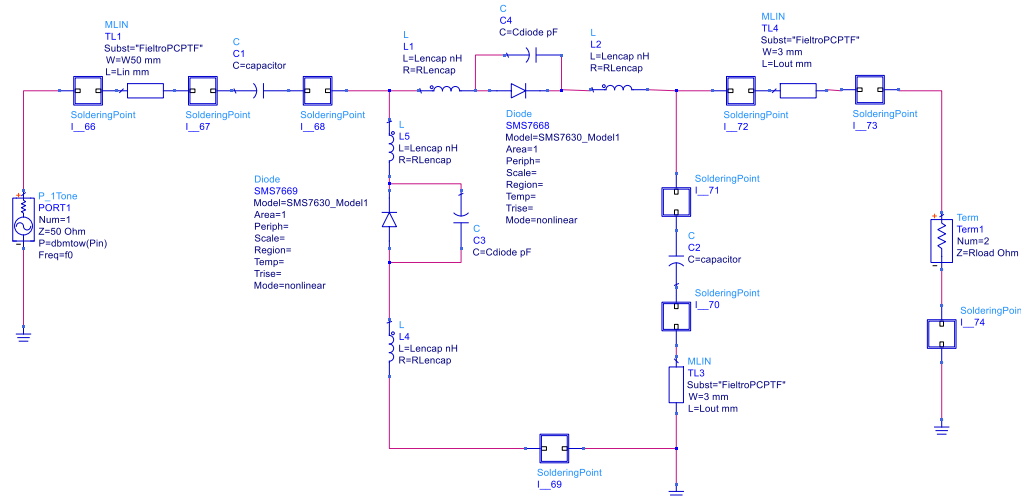


Figura 3-16: Prototipo rectificador PCPTF/Filtro.

El proceso de validación comienza con la medida de la impedancia de entrada  $Z_{in}$  del rectificador textil, así como su eficiencia de conversión RF-DC o PCE. Ambas medidas se realizan para el ancho de banda y rangos de potencia de entrada y de resistencia de carga ya especificados en la **Tabla 3-4**. A continuación, se procede a la simulación del circuito rectificador, incluyendo todos los parámetros del modelo -puntos de soldadura y encapsulados-, tal como puede observarse en el esquemático de ADS en la **Figura 3-17**.



**Figura 3-17:** Esquemático modelo rectificador (puntos de soldadura y encapsulado) PCPTF/Filtro.

Las siguientes tablas -**Tabla 3-17**, **Tabla 3-18** y **Tabla 3-19**- muestran los resultados del error promedio de  $Z_{in}$  y del coeficiente de reflexión  $|S_{11}|$  obtenido en toda la banda de trabajo (2,35 – 2,55 GHz) antes y después de aplicar el modelo del encapsulado para cada una de las resistencias de carga.

$R_L = 470 \Omega$	Diferencia medido-simulado sin modelo				Diferencia medido-optimizado con modelo				Mejora (dB)	
	$P_{in}$	Re $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	Im $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	$ S_{11} $	$ S_{11} $ (dB)	Re $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	Im $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	$ S_{11} $		$ S_{11} $ (dB)
	+3 dBm	15,687	46,518	0,296	13,8	19,000	1,576	0,085	6,5	7,3
	+2 dBm	15,535	47,652	0,318	15,6	18,043	1,876	0,108	8,6	6,9
	0 dBm	15,124	50,192	0,354	17,7	16,010	2,894	0,144	11,4	6,3
	-1 dBm	14,853	51,537	0,361	16,8	14,917	3,479	0,150	10,8	6,0
	-3 dBm	14,081	54,419	0,366	13,9	12,603	4,419	0,150	8,4	5,5
	-6 dBm	12,090	58,988	0,356	9,8	8,939	5,065	0,124	4,7	5,0
	<b>Promedio</b>	14,562	51,551	0,342	14,6	14,919	3,218	0,127	8,4	6,2

**Tabla 3-17:** Error promedio de  $|S_{11}|$  en la banda 2,35 – 2,55 GHz para  $R_L=470 \Omega$ .

$R_L = 1100 \Omega$	Diferencia medido-simulado sin modelo				Diferencia medido-optimizado con modelo				Mejora (dB)
	Re $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	Im $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	$ S_{11} $	$ S_{11} $ (dB)	Re $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	Im $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	$ S_{11} $	$ S_{11} $ (dB)	
+3 dBm	13,339	64,143	0,394	10,3	11,073	1,134	0,159	5,6	4,6
+2 dBm	12,659	64,090	0,388	9,8	10,612	1,504	0,154	5,2	4,6
0 dBm	11,395	64,220	0,377	8,9	9,561	2,433	0,143	4,5	4,4
-1 dBm	10,795	64,393	0,371	8,4	8,976	2,815	0,137	4,1	4,3
-3 dBm	9,629	64,961	0,359	7,5	7,672	3,344	0,121	3,3	4,2
-6 dBm	7,795	66,270	0,340	6,3	5,471	3,486	0,092	2,2	4,1
Promedio	10,936	64,679	0,372	8,5	8,894	2,453	0,134	4,2	4,4

Tabla 3-18: Error promedio de  $|S_{11}|$  en la banda 2,35 – 2,55 GHz para  $R_L=1100 \Omega$ .

$R_L = 3200 \Omega$	Diferencia medido-simulado sin modelo				Diferencia medido-optimizado con modelo				Mejora (dB)
	Re $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	Im $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	$ S_{11} $	$ S_{11} $ (dB)	Re $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	Im $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	$ S_{11} $	$ S_{11} $ (dB)	
+3 dBm	7,107	76,677	0,308	4,4	0,689	0,498	0,017	0,3	4,0
+2 dBm	6,676	75,932	0,305	4,3	3,168	0,368	0,065	1,1	3,2
0 dBm	5,849	74,652	0,298	4,1	3,172	0,568	0,066	1,1	3,0
-1 dBm	5,444	74,101	0,295	4,1	2,908	0,687	0,060	1,0	3,1
-3 dBm	4,662	73,213	0,287	3,9	2,178	0,131	0,046	0,8	3,1
-6 dBm	3,503	72,263	0,276	3,6	1,573	0,926	0,032	0,5	3,1
Promedio	5,540	74,473	0,295	4,1	2,281	0,530	0,048	0,8	3,3

Tabla 3-19: Error promedio de  $|S_{11}|$  en la banda 2,35 – 2,55 GHz para  $R_L=3200 \Omega$ .

La mejora en el punto de optimización es grande, puesto que partiendo de un error de 8,4 dB (0,371), tras el uso del modelo propuesto se consigue un error de 4,1 dB (0,137), suponiendo una mejora de 4,3 dB (0,234).

El promedio global del error del coeficiente de reflexión  $|S_{11}|$  para las tres resistencias de carga pasa de 9,1 dB (0,336) antes de la optimización a 4,5 dB (0,103), reduciéndose un promedio de 4,6 dB (0,233).

Por otro lado, el error de la eficiencia RF-DC también mejora tras la optimización. En el punto de optimización, el error pasa del 4,52% al 3,02%, con una mejora del 1,50%. El error promedio global para todo el contexto de validación, tal como puede comprobarse en la **Tabla 3-20**, pasa del 6,77% al 5,25%, mejorando un 1,52%.

Eficiencia RF-DC (PCE)								
Pin	Diferencia medido-simulado sin modelo				Diferencia medido-optimizado con modelo			
	R <sub>L</sub> 470 Ω	R <sub>L</sub> 1100 Ω	R <sub>L</sub> 3200 Ω	Promedio	R <sub>L</sub> 470 Ω	R <sub>L</sub> 1100 Ω	R <sub>L</sub> 3200 Ω	Promedio
+3 dBm	1,06%	8,98%	10,83%	6,96%	4,19%	7,83%	11,04%	7,69%
+2 dBm	1,44%	8,89%	10,37%	6,90%	4,45%	7,75%	5,11%	5,77%
0 dBm	2,29%	8,95%	9,76%	7,00%	4,91%	7,70%	3,36%	5,32%
-1 dBm	2,60%	8,70%	9,43%	6,91%	4,94%	7,30%	2,97%	5,07%
-3 dBm	3,22%	8,10%	8,47%	6,59%	4,85%	6,26%	1,95%	4,35%
-6 dBm	3,96%	7,41%	7,48%	6,28%	4,18%	4,59%	1,15%	3,31%
<b>Promedio</b>	<b>2,43%</b>	<b>8,50%</b>	<b>9,39%</b>	<b>6,77%</b>	<b>4,59%</b>	<b>6,90%</b>	<b>4,26%</b>	<b>5,25%</b>

**Tabla 3-20:** Error promedio de PCE en la banda 2,35 – 2,55 GHz.

La **Tabla 3-21** muestra un resumen comparativo de los errores entre medida y simulación, antes y después de aplicar el modelo en el punto de optimización (2,44 GHz / -1 dBm / 1100 Ω) y los errores promedio globales en todo el contexto de validación.

		RO4003C			PCPTF/Filtro		
		Sin modelo	Con modelo	Mejora	Sin modelo	Con modelo	Mejora
<b>Error 2,44 GHz -1 dBm 1100 Ω</b>	S <sub>11</sub>	4,1 dB	0,6 dB	3,5 dB	8,4 dB	4,1 dB	<b>4,3 dB</b>
	PCE	1,90%	-0,20%	1,70%	4,52%	3,02%	<b>1,50%</b>
<b>Error promedio global</b>	S <sub>11</sub>	4,8 dB	1,5 dB	3,4 dB	9,1 dB	4,5 dB	<b>4,6 dB</b>
	PCE	5,62%	4,21%	1,41%	6,77%	5,25%	<b>1,52%</b>

**Tabla 3-21:** Resumen comparativo de errores medida vs simulación.

Con los valores obtenidos, el modelo queda validado para un ancho de banda incluso más amplio que el objetivo (2,35-2,55 GHz), un rango de potencia de entrada que va desde los -6 dBm hasta los +3 dBm y para tres diferentes resistencias de carga (470 Ω / 1100 Ω / 3200 Ω). La mejora del modelo de la impedancia de entrada  $Z_{in}$  es muy relevante en ambos materiales -RO4003C y PCPTF/Filtro-, mientras que la eficiencia se mantiene estable en un error acotado de alrededor del 5%, algo más que asumible en el contexto de los materiales textiles. Esta diferencia en la eficiencia se produce con valores medidos mayores que los simulados, lo cual pudiera indicar que el modelo del diodo suministrado por el fabricante es algo conservador en cuanto a su eficiencia, especialmente en los niveles más altos de potencia, donde el diodo empieza a saturar.

### 3.5 Diseño de la red de adaptación

Un buen modelo de la etapa de rectificación nos va a permitir afrontar con garantías la adaptación de impedancias con una antena de  $50 \Omega$ . El proceso de adaptación va a ser un proceso iterativo en el que entrarán en juego, además de la frecuencia de la señal, su nivel de potencia en la entrada del rectificador  $P_{in}$  y la resistencia de carga a la salida del mismo  $R_L$ . El objetivo es diseñar una red de adaptación que, al conectarse al rectificador, ofrezca una impedancia de entrada lo más cercana posible a  $50 \Omega$  para unos determinados valores de  $R_L$  y  $P_{ant}$ , tal como muestra la **Figura 3-18**.



**Figura 3-18:** Impedancias y potencias de antena, red de adaptación y rectificador.

La implementación textil de la rectenna aconseja reducir al máximo el número de componentes discretos, por lo que la red de adaptación se implementará con elementos distribuidos: líneas de transmisión y *stubs* en circuito abierto. Al igual que hemos hecho con la etapa de rectificación, en primer lugar comprobaremos la precisión del modelo de simulación de las líneas de transmisión textiles.

#### 3.5.1 Modelo de líneas de transmisión textiles

Como paso previo al diseño de la red de adaptación, conviene comprobar que la simulación de las líneas de transmisión textiles es precisa. Para ello se han construido cuatro prototipos de líneas de transmisión de  $50 \Omega$  de impedancia característica  $Z_0$  de longitud  $3\lambda/8$ . Al igual que en el caso del modelado del rectificador, se han construido tanto en RO4003C como en PCPTF/Fieltro, de forma que puedan eliminarse las incertidumbres asociadas a la implementación textil. La longitud física de las líneas se ha calculado por medio de *LineCalc* y las dimensiones resultantes son las que se muestran en la **Tabla 3-22**.

	Anchura $W_{50}$	$L_{3\lambda/8}$
RO4003C	3,33 mm	27,37 mm
PCPTF/Fieltro	5,08 mm	42,04 mm

**Tabla 3-22:** Dimensiones líneas de transmisión  $3\lambda/8$ .

La **Figura 3-19** muestra los prototipos construidos en ambos materiales.

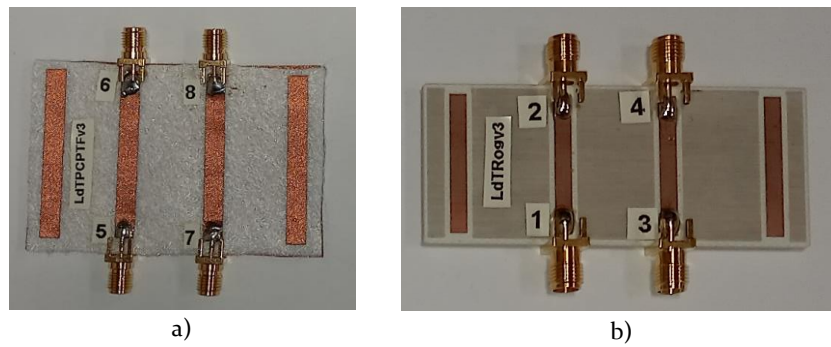


Figura 3-19: Líneas  $3\lambda/8$ . a) PCPTF/Filtro. b) RO4003C.

Los prototipos construidos se simulan con ADS y se miden con el analizador de redes para comparar los resultados obtenidos para los coeficientes de reflexión  $S_{11}$  y transmisión  $S_{21}$ .

La **Tabla 3-23** muestra la diferencia entre los valores medidos y los simulados, los errores máximo y promedio de  $|S_{11}|$  y  $|S_{21}|$ . Se confirma que la precisión del modelo de simulación es aceptable en todo el ancho de banda de validación (2,35 GHz – 2,55 GHz).

	RO4003C		PCPTF/Filtro	
	$ S_{11} $	$ S_{21} $	$ S_{11} $	$ S_{21} $
<b>Error máximo</b>	-1,16 dB (-0,022)	-0,08 dB (-0,008)	1,13 dB (0,024)	-0,18 dB (-0,020)
<b>Error promedio</b>	-0,97 dB (-0,017)	-0,07 dB (-0,007)	0,35 dB (0,006)	-0,13 dB (-0,015)

Tabla 3-23: Resultados de la validación del modelo de líneas de transmisión textiles.

### 3.5.2 Determinación de $R_L$ , $P_{in}$ y $Z_{in}$ óptimas

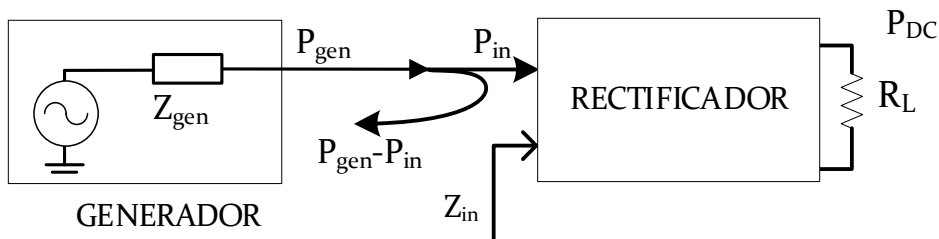
El objetivo de este apartado es determinar los valores óptimos de  $P_{in}$  y  $R_L$ , aquellos para los que el rectificador ofrece su máxima eficiencia de conversión de potencia PCE en la frecuencia de trabajo. Una vez conocidos dichos valores, queda definida su impedancia de entrada  $Z_{in}$ , valor para el que hay que diseñar la red de adaptación entre antena y rectificador que minimice las pérdidas de potencia por desadaptación de impedancias.

La eficiencia del rectificador, tal y como muestra la ecuación (4), es la relación entre  $P_{DC}$  -la potencia DC en la carga  $R_L$ - y  $P_{in}$  -la potencia a la entrada del rectificador-.

$$PCE = \frac{P_{DC}}{P_{in}} \quad (9)$$

El objetivo de encontrar el máximo de la PCE en función de dos variables - $R_L$  y  $P_{in}$ - se complica puesto que, como ya se ha comentado anteriormente, la impedancia de entrada del rectificador  $Z_{in}$  depende de ambas y, además, el nivel de señal a la entrada  $P_{in}$  depende a su vez de que haya una buena adaptación de impedancias. Por lo tanto es necesario diseñar un proceso iterativo en el que se vayan ajustando  $P_{in}$  y  $R_L$  hasta dar con sus valores óptimos.

Tal como se muestra en la **Figura 3-20**, la inyección de potencia en el rectificador se hace con un generador cuya impedancia interna es  $Z_{gen}$ . Dado que inicialmente se desconoce la impedancia de entrada  $Z_{in}$  del rectificador, la desadaptación entre ambas provoca la reflexión de parte de la señal inyectada por el generador  $P_{gen}$ , por lo que se pierde el control de  $P_{in}$ .



**Figura 3-20:** Esquema para la determinación de  $P_{in}$ ,  $R_L$  y  $Z_{in}$ .

Debido a ello, se propone realizar el proceso en dos fases. En la primera de ellas el proceso iterativo va a ir ajustando  $R_L$  y  $P_{gen}$  hasta obtener la máxima PCE y el valor de  $R_L$  para el que sucede. En la segunda fase, el objetivo es conseguir la adaptación de impedancias entre el generador y el rectificador, ajustando en cada iteración  $Z_{gen}$  y  $P_{gen}$ . La mejora en la adaptación de impedancias va a provocar un aumento de la señal a la entrada del rectificador y, por tanto, una variación de su impedancia de entrada. El proceso ha de repetirse hasta que el valor de PCE converja a su valor máximo, punto en el que se anula la reflexión de potencia en la entrada del rectificador y, por lo tanto, se igualan  $P_{gen}$  y  $P_{in}$ . La  $Z_{in}$  del rectificador en el punto de máxima PCE queda determinada, y será el punto de partida para el cálculo de la red de adaptación entre antena y rectificador.

El inicio del proceso puede ser elegido de forma arbitraria, ya que irá convergiendo al valor objetivo con independencia del estado inicial. En nuestro caso se parte del punto central de los rangos de validación establecidos para el modelo:  $1100 \Omega$  de  $R_L$  y  $-1$  dBm de  $P_{in}$ .

El proceso iterativo se realiza en ADS con el modelo del rectificador ya validado. Utiliza como función objetivo la maximización de la potencia DC transferida a la carga a través de dos parámetros: por un lado  $\epsilon_r$ , la eficiencia del rectificador sin tener en cuenta la

desadaptación, y por otro lado  $\varepsilon_g$ , la eficiencia global teniendo en cuenta la desadaptación entre generador y rectificador:

$$\varepsilon_r = \frac{P_{DC}}{P_{in}} \quad (10)$$

$$\varepsilon_g = \frac{P_{DC}}{P_{gen}} \quad (11)$$

Para el cálculo de  $\varepsilon_r$  se considera  $P_{in}$ , la potencia de RF que entra en el rectificador, mientras que  $\varepsilon_g$  considera  $P_{gen}$ , la potencia de RF que sale del generador de señal. La diferencia entre ambas es la pérdida de señal que se produce por la desadaptación entre generador y rectificador. Así, en un primer momento hay que maximizar la eficiencia del rectificador  $\varepsilon_r$  y determinar la impedancia de entrada  $Z_{in}$  que presenta en ese punto para, posteriormente, diseñar la red que consiga la adaptación en dicho punto de máxima eficiencia, igualando de este modo  $\varepsilon_r$  y  $\varepsilon_g$ .

La simulación en ADS del circuito rectificador se lleva a cabo sobre el esquemático mostrado en la **Figura 3-17**. La frecuencia se fija en 2,44 GHz, el centro de la banda WiFi de 2,4 GHz y la impedancia del generador de señal  $Z_{gen}$  se fija inicialmente en  $50 \Omega$ .

La secuencia del proceso se muestra en la **Figura 3-21**, y es tal como sigue:

1. Con  $P_{gen} = -10\text{dBm}$ , se hace un barrido de  $R_L$  con objeto de determinar para qué valor es máxima la  $\varepsilon_r$ . Se actualiza el valor de  $R_L$  por dicho valor.
2. Se hace un barrido de  $P_{gen}$  con objeto de determinar para qué valor es máxima la  $\varepsilon_r$ . Se actualiza el valor de  $P_{gen}$  por dicho valor.
3. Se repiten los pasos 1 y 2 hasta que converja el valor de  $\varepsilon_r$ . Una vez establecidos los valores de  $R_L$  y  $P_{gen}$  que lo hacen posible, se anota el valor de la  $Z_{in}$  del rectificador a 2,44 GHz.

Llegados a este punto se ha determinado la máxima eficiencia de conversión RF-DC que ofrece el rectificador. Falta determinar el nivel real de potencia  $P_{in}$  en la entrada, puesto que debido a la desadaptación, parte de la potencia enviada por el generador se refleja y no llega a ser rectificada. El proceso continua con su segunda fase.

4. Se cambia la  $Z_{gen}$  por el conjugado de  $Z_{in}$  para eliminar la desadaptación entre generador y rectificador, y obtener así el valor máximo de la eficiencia global que podremos llegar a obtener con nuestro rectificador. El objetivo es verificar que, en condiciones de adaptación, la eficiencia global  $\varepsilon_g$  se iguale a la  $\varepsilon_r$  máxima.

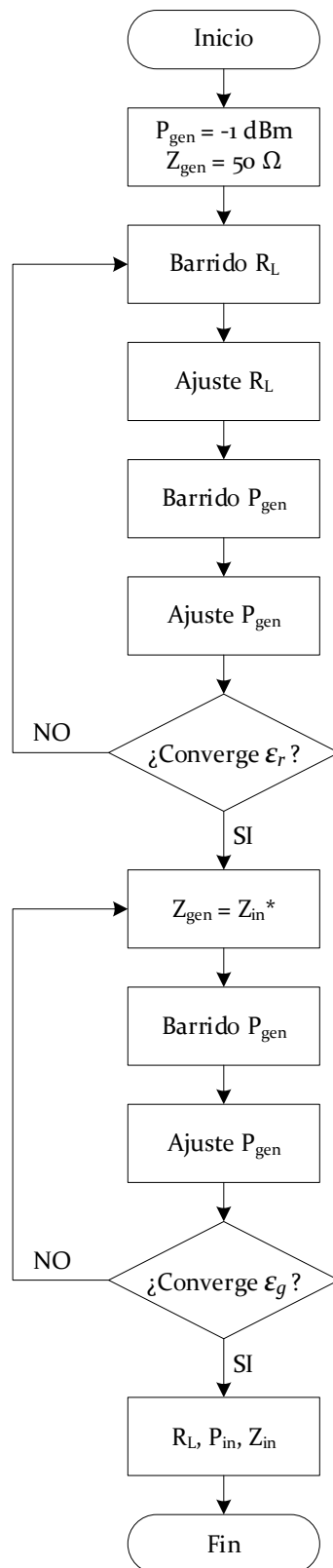
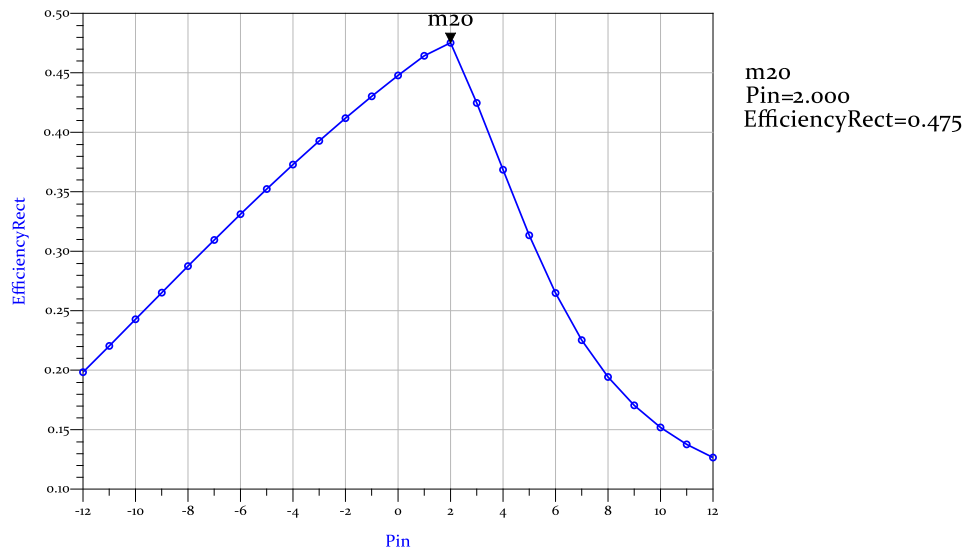


Figura 3-21: Diagrama de flujo del proceso iterativo de determinación de  $R_L$ ,  $P_{in}$  y  $Z_{in}$  óptimas.

5. Se hace un nuevo barrio de  $P_{gen}$  con objeto de determinar, en las condiciones actuales con el generador adaptado al rectificador, para qué valor es máxima la  $\epsilon_r$ . Se actualiza el valor de  $P_{gen}$  por dicho valor.
6. Se simula de nuevo y se repiten los pasos 5 y 6 hasta que converja  $\epsilon_g$ . La potencia de entrada  $P_{in}$  óptima coincide con la última  $P_{gen}$  calculada.

De este modo, este proceso nos ha permitido conocer los valores de potencia de entrada  $P_{in}$  y resistencia de carga  $R_L$  que hacen máxima la eficiencia  $\epsilon_r$  del rectificador, así como el valor de la impedancia de entrada  $Z_{in}$  en esas condiciones. La red de adaptación para dicho valor de  $Z_{in}$  permitirá igualar  $\epsilon_g$  a  $\epsilon_r$  consiguiendo de esta manera la máxima eficiencia global.

Una vez realizado el proceso, la eficiencia máxima del rectificador a 2,44 GHz toma un valor del 47,5% para una  $P_{in}$  de 2 dBm, tal como se puede observar en la **Figura 3-22**.



**Figura 3-22:** EficienciaRect  $\epsilon_r$  vs  $P_{in}$ (dBm).

En la **Figura 3-23** se puede observar cómo para la  $P_{in}$  óptima de 2 dBm, las eficiencias  $\epsilon_r$  y  $\epsilon_g$  se igualan en 2,44 GHz, comprobándose la correcta adaptación conjugada entre generador y rectificador.

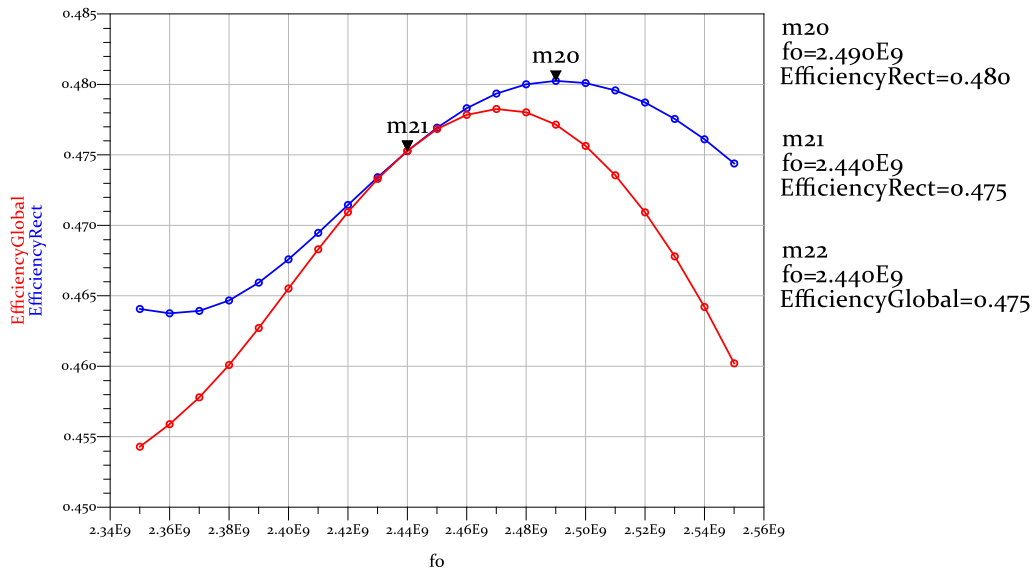


Figura 3-23: Eficiencias  $\epsilon_r$  y  $\epsilon_g$  vs frecuencia (Hz) para  $P_{in} = 2$  dBm.

Los resultados obtenidos se muestran en la **Tabla 3-24**.

$P_{in}$ óptima	$R_L$ óptima	$Z_{in}$ @ 2,44 GHz	$\epsilon_r$ máx	$\epsilon_g$ máx	$\epsilon_r$ @ 2,44 GHz	$\epsilon_g$ @ 2,44 GHz
+2 dBm	1500 $\Omega$	21,669 - j6,235 $\Omega$	48,0%	47,8%	47,5%	47,5%

Tabla 3-24: Parámetros óptimos del rectificador.

### 3.5.3 Cálculo de la red de adaptación

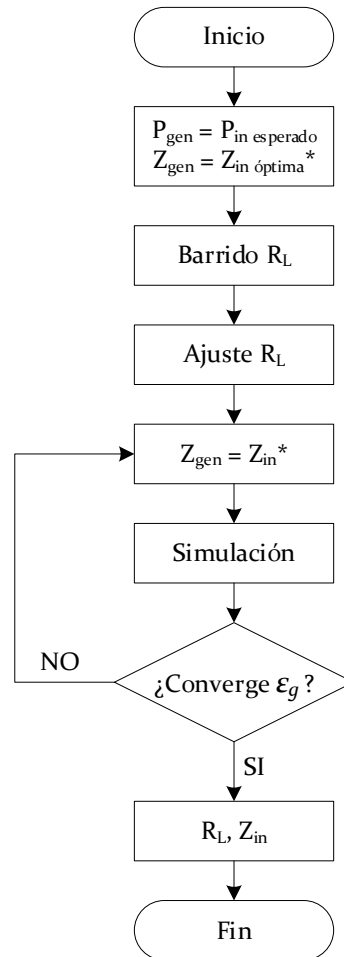
En este punto, ya se conocen el par de valores óptimos de  $R_L$  y  $P_{in}$  para los que el rectificador ofrece una eficiencia máxima, así como la impedancia de entrada  $Z_{in}$  del rectificador en esas condiciones. Sin embargo, para el diseño de la red de adaptación hay que tener en cuenta los niveles de señal de RF ambientales esperados en cada caso concreto, de forma que la adaptación de impedancias sea óptima en esas condiciones.

Por ello, el diseño de la red de adaptación se realiza no solo para ese valor óptimo de  $P_{in}$ , sino también para los diferentes niveles de señal de RF empleados hasta ahora. Así, el objetivo ahora es obtener la eficiencia óptima para cada una de las potencias de entrada establecidas en la experimentación. Como es obvio, cuanto más alejado esté este valor esperado de  $P_{in}$  del valor óptimo calculado en el apartado anterior, menor será la eficiencia conseguida. Además, tal y como se ha dicho anteriormente, para cada valor de  $P_{in}$  se tiene una  $R_L$  diferente que maximiza la eficiencia.

Con objeto de cubrir todo el rango de potencias del contexto de validación, se procede a calcular los valores de  $Z_{in}$  y  $R_L$  para dos niveles más de  $P_{in}$ . Así, además del valor de +2

dBm ya calculado, se elige -1 dBm por ser el punto de optimización del modelo, así como -6 dBm por ser el valor inferior del rango de potencias validado previamente.

En este caso, dado que la  $P_{in}$  se fija previamente, el proceso iterativo se simplifica pues únicamente se hace el barrido de  $R_L$ , tal como puede observarse en la **Figura 3-24**.



**Figura 3-24:** Diagrama de flujo del proceso de determinación de  $R_L$  y  $Z_{in}$ .

Una vez determinado el valor de  $R_L$  que maximiza la eficiencia  $\epsilon_r$ , se anota la  $Z_{in}$  que hay que adaptar y esta última se ajusta iterativamente hasta llegar al valor óptimo de  $\epsilon_g$ . Los resultados obtenidos se muestran en la **Tabla 3-25**, donde puede apreciarse la disminución de la eficiencia a medida que nos alejamos de la  $P_{in}$  óptima, tal como ya ha avanzado la **Figura 3-22**. Para una  $P_{in}$  de -1 dBm la reducción de la eficiencia  $\epsilon_g$  es del 3,9%, mientras que para una  $P_{in}$  de -6 dBm es del 12,2%.

$P_{in}$	$R_L$ óptima	$Z_{in}$ @ 2,44 GHz	$\epsilon_r$ máx 2,40/2,48 GHz	$\epsilon_g$ máx 2,40/2,48 GHz	$\epsilon_r$ 2,44 GHz	$\epsilon_g$ 2,44 GHz
+2 dBm	1500 $\Omega$	21,669 - j6,235 $\Omega$	48,0%	47,8%	47,5%	47,5%
-1 dBm	2100 $\Omega$	17,762 - j6,948 $\Omega$	43,7%	43,7%	43,6%	43,6%
-6 dBm	3100 $\Omega$	14,664 - j7,756 $\Omega$	35,5%	35,4%	35,3%	35,3%

Tabla 3-25: Parámetros del rectificador.

En la Figura 3-25 y la Figura 3-26 puede observarse cómo  $\epsilon_r$  y  $\epsilon_g$  se igualan en 2,44 GHz, indicando que la adaptación entre generador y rectificador es óptima para cada nivel de  $P_{in}$  seleccionado.

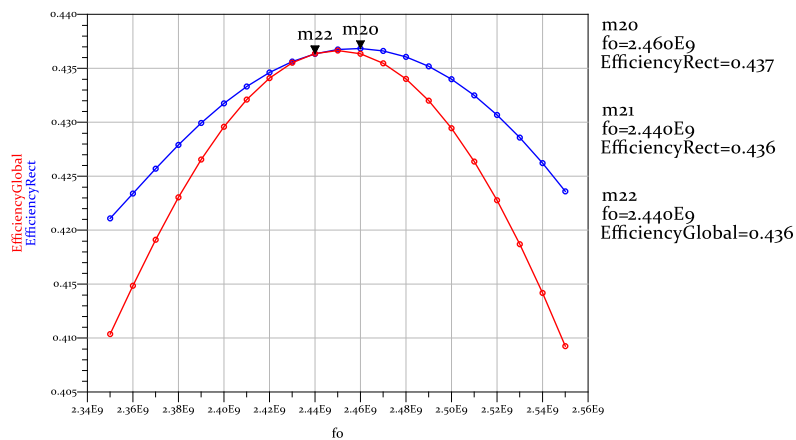


Figura 3-25: Eficiencias  $\epsilon_r$  y  $\epsilon_g$  vs frecuencia (Hz) para  $P_{in} = -1$  dBm.

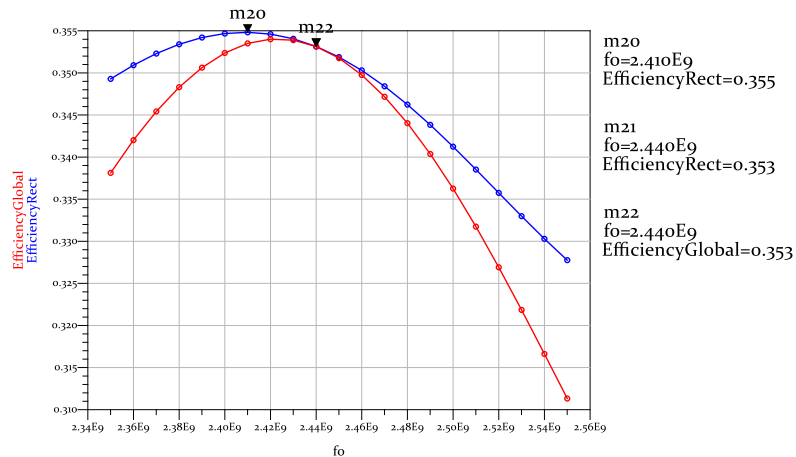
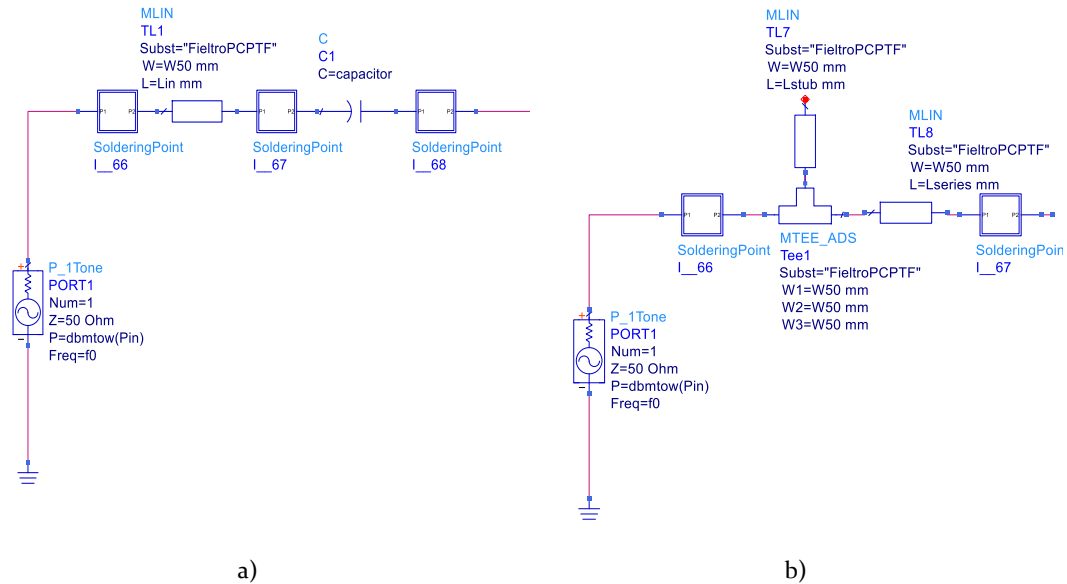


Figura 3-26: Eficiencias  $\epsilon_r$  y  $\epsilon_g$  vs frecuencia (Hz) para  $P_{in} = -6$  dBm

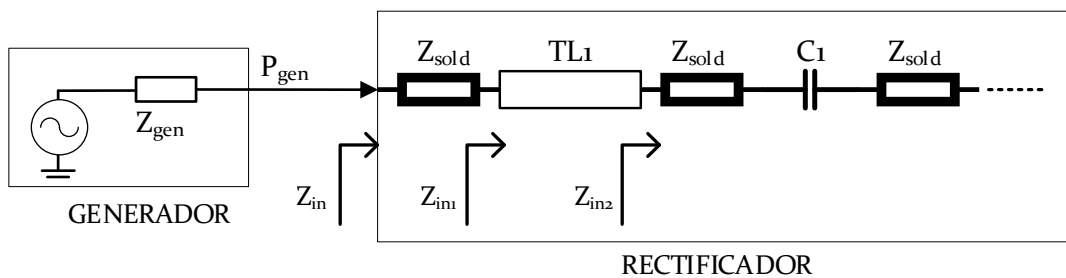
Una vez conocido el valor de la  $Z_{in}$  del rectificador para el que hay que calcular la red de adaptación, se procede a su diseño mediante componentes distribuidos.

El diseño de la red de adaptación parte del modelo del rectificador sin adaptar de la **Figura 3-17**, en el que se sustituye la línea  $TL_1$  por la red de adaptación compuesta por el *stub* en paralelo terminado en circuito abierto  $TL_7$ , la T de conexión  $Tee_1$  y la línea serie  $TL_8$  hasta el condensador  $C_1$ , tal como puede observarse en la **Figura 3-27**.



**Figura 3-27:** Detalle esquemático ADS de entrada al rectificador : a) Sin Rda b) Con Rda

La **Figura 3-28** muestra en detalle la entrada al rectificador, en la que los puntos de soldadura se representan por su impedancia serie  $Z_{sold}$ . Para conseguir la adaptación óptima, hay que tener en cuenta que se va eliminar la pista  $TL_1$  situada a la entrada del rectificador y cuya función es servir de base para el punto de soldadura del conector SMA de la entrada y para el punto de soldadura del condensador  $C_1$ . En su lugar se inserta la red de adaptación (Rda) tal como se muestra en la **Figura 3-29**.



**Figura 3-28:** Detalle de entrada al rectificador sin Rda.

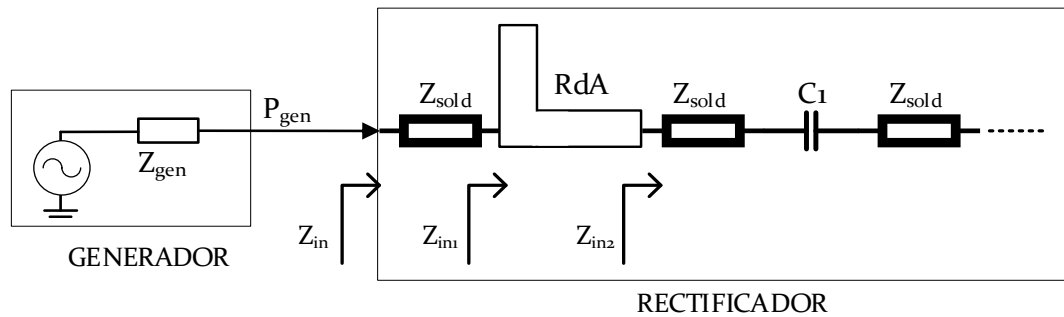


Figura 3-29: Detalle de entrada al rectificador con  $RdA$ .

Los valores iniciales de impedancia de entrada del rectificador  $Z_{in}$  son los recién calculados para cada nivel de  $P_{in}$  –ver **Tabla 3-25**–, y la adaptación se realiza siguiendo los siguientes pasos:

1. Se elimina el punto de soldadura  $I_{66}$  de la entrada.
2. Se calcula la impedancia de entrada  $Z_{in1}$ .
3. Se cuantifica la impedancia serie del punto de soldadura  $Z_{sold}$ :

$$Z_{sold} = Z_{in} - Z_{in1} \quad (\Omega) \quad (12)$$

El objetivo de la red de adaptación, tal como se ha comentado al inicio de la sección, es adaptar el rectificador a una antena de  $50 \Omega$ , por lo que el objetivo va a ser que la impedancia de entrada tras el punto de soldadura  $Z_{in1}$  sea:

$$Z_{in1} = 50 - Z_{sold} \quad (\Omega) \quad (13)$$

4. Se elimina la línea  $TL_1$  y se calcula la impedancia de entrada  $Z_{in2}$ .
5. Se diseña la red de adaptación para adaptar  $Z_{in2}$  al objetivo  $Z_{in1} = 50 - Z_{sold}$ .
6. Se introduce la red de adaptación en el esquemático.
7. Se optimiza la red de adaptación con el simulador.
8. Se añade el punto de soldadura  $I_{66}$ .
9. Se verifica que la  $Z_{in}$  final es  $50 \Omega$ .

Se han diseñado tres redes de adaptación para cada una de las potencias de entrada  $P_{in}$  para las que se ha calculado la  $R_L$  que maximiza la eficiencia para cada una de ellas. La **Tabla 3-26** muestra las dimensiones de las líneas que conforman la red de adaptación, así como valores de impedancia de entrada  $Z_{in}$  y eficiencia global  $\epsilon_g$  obtenidos. Se verifica que la adaptación es correcta y que las pérdidas introducidas por la red  $\eta_{RdA}$  son pequeñas puesto que, tal como puede comprobarse en la última columna, la eficiencia del rectificador adaptado apenas se ve disminuida entre el 1% y el 2% tras la introducción de la red de adaptación.

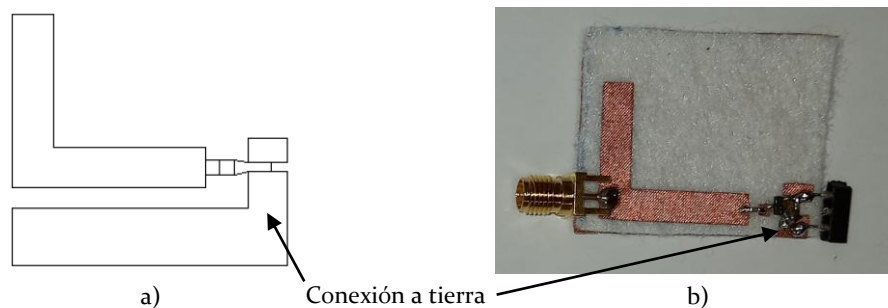
$P_{in}$	$R_L$	$W_{Tee1}$ (mm)	$L_{stub\ TL7}$ (mm)	$L_{series\ TL8}$ (mm)	$Z_{in}$ ( $\Omega$ )	$\epsilon_g$	$\Delta\epsilon_g$
+2 dBm	1500 $\Omega$	5,0816	15,22	19,7727	49,212 + j3,954	45,4%	-2,1%
-1 dBm	2100 $\Omega$	5,0816	16,7258	19,1529	50,397 + j1,718	42,1%	-1,5%
-6 dBm	3100 $\Omega$	5,0816	17,9953	18,2722	50,32 + j2,625	34,1%	-1,2%

**Tabla 3-26:** Parámetros del rectificador adaptado.

### 3.5.4 Construcción del rectificador adaptado

El siguiente paso es la construcción del rectificador adaptado para validar su diseño. Para ello, se escoge el diseño realizado para la  $P_{in}$  de -1 dBm, por ser el punto de optimización del modelo con el que se ha estado trabajando desde el comienzo, y para el que la  $R_L$  óptima es 2100  $\Omega$ .

Se construyen dos prototipos en PCTPF/Fieltro. La **Figura 3-30 a)** muestra el *layout* del mismo, donde puede observarse en su parte inferior la pista que se dobla para hacer la conexión con el plano de tierra. La **Figura 3-30 b)** muestra el prototipo montado, con el conector de entrada RF a la izquierda, y el conector de salida DC a la derecha.



**Figura 3-30:** Rectificador adaptado: a) Layout b) Prototipo montado

Se realiza la medida de la impedancia de entrada  $Z_{in}$  del rectificador, así como de la eficiencia de conversión RF-DC del mismo. Ambas medidas se realizan para el ancho de banda y rangos de potencia de entrada  $P_{in}$  y de resistencia de carga  $R_L$  ya especificados en la **Tabla 3-4**. También se mide con la  $R_L$  de 2100  $\Omega$ , por ser la carga óptima a la cual el rectificador es más eficiente.

En primer lugar se analiza la diferencia entre los valores medidos y los simulados de  $Z_{in}$ . La **Tabla 3-27** muestra los resultados del error promedio del coeficiente de reflexión  $|S_{11}|$  obtenido en toda la banda de trabajo (2,40 - 2,48 GHz) para cada una de las resistencias de carga  $R_L$ .

2,40 - 2,48 GHz	Diferencia medido-simulado $R_L = 470 \Omega$			Diferencia medido-simulado $R_L = 1100 \Omega$		
	Re $Z_{in} (\Omega)$	Im $Z_{in} (\Omega)$	$ S_{11} $	Re $Z_{in} (\Omega)$	Im $Z_{in} (\Omega)$	$ S_{11} $
<b>+3 dBm</b>	0,979	9,449	<b>0,033</b>	1,068	4,187	<b>0,018</b>
<b>+2 dBm</b>	1,380	9,625	<b>0,041</b>	1,600	4,723	<b>0,028</b>
<b>0 dBm</b>	2,271	9,907	<b>0,059</b>	2,955	5,604	<b>0,051</b>
<b>-1 dBm</b>	2,767	9,982	<b>0,069</b>	3,741	5,871	<b>0,063</b>
<b>-3 dBm</b>	3,964	9,964	<b>0,089</b>	5,514	6,033	<b>0,085</b>
<b>-6 dBm</b>	6,146	9,064	<b>0,120</b>	8,664	4,848	<b>0,077</b>
<b>Promedio</b>	2,918	9,665	<b>0,069</b>	3,924	5,211	<b>0,054</b>

2,40 - 2,48 GHz	Diferencia medido-simulado $R_L = 2100 \Omega$			Diferencia medido-simulado $R_L = 3200 \Omega$		
	Re $Z_{in} (\Omega)$	Im $Z_{in} (\Omega)$	$ S_{11} $	Re $Z_{in} (\Omega)$	Im $Z_{in} (\Omega)$	$ S_{11} $
<b>+3 dBm</b>	11,553	0,704	<b>0,024</b>	22,434	1,448	<b>0,022</b>
<b>+2 dBm</b>	3,248	6,217	<b>0,048</b>	8,761	6,410	<b>0,050</b>
<b>0 dBm</b>	5,671	2,642	<b>0,045</b>	12,022	8,681	<b>0,034</b>
<b>-1 dBm</b>	6,514	2,481	<b>0,041</b>	13,072	8,406	<b>0,033</b>
<b>-3 dBm</b>	8,986	2,473	<b>0,054</b>	15,695	8,454	<b>0,059</b>
<b>-6 dBm</b>	17,795	2,947	<b>0,114</b>	15,209	10,869	<b>0,083</b>
<b>Promedio</b>	8,961	2,911	<b>0,054</b>	14,532	7,378	<b>0,047</b>

**Tabla 3-27:** Comparación medida vs simulación para cada resistencia de carga  $R_L$ .

El error promedio global en la estimación del coeficiente de reflexión  $|S_{11}|$  frente a los valores medidos se mantiene por debajo de 0,07, lo que confirma la alta fiabilidad del modelo propuesto también para el diseño de la red de adaptación.

Por otro lado, se analiza la adaptación óptima lograda con la  $P_{in}$  y la  $R_L$  para las que se ha diseñado la red. Tal como puede observarse en la **Tabla 3-28**, para una  $R_L$  de 2100  $\Omega$  y una potencia  $P_{in}$  de -1 dBm, la adaptación promedio conseguida en la banda de 2,40 – 2,48 GHz tiene unas pérdidas de retorno del -20,6 dB (0,9%), con una mejora de 12,6 dB (15,1%) con respecto al rectificador sin adaptar. Las pérdidas de retorno promediadas para todos los niveles de  $P_{in}$  son del -18,8 dB (1,5%), con una mejora de 10,8 dB (14,8%) con respecto al rectificador sin adaptar.

2,40 - 2,48 GHz	Rectificador sin adaptar $R_L = 2100 \Omega$				Rectificador Adaptado $R_L = 2100 \Omega$				Mejora (dB)
	Re $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	Im $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	$ S_{11} $	Pérdidas retorno (dB)	Re $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	Im $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	$ S_{11} $	Pérdidas Retorno (dB)	
+3 dBm	24,036	-6,930	0,366	-8,7	49,982	2,131	0,118	-18,6	9,9 dB
+2 dBm	23,568	-6,683	0,374	-8,6	41,125	-2,606	0,104	-19,6	11,1 dB
0 dBm	22,581	-6,182	0,391	-8,2	54,518	0,167	0,097	-20,3	12,1 dB
-1 dBm	22,034	-5,939	0,400	-8,0	55,956	-0,738	0,094	-20,6	12,6 dB
-3 dBm	20,829	-5,429	0,422	-7,5	59,551	-2,614	0,113	-18,9	11,5 dB
-6 dBm	18,827	-4,751	0,462	-6,7	70,190	-5,061	0,186	-14,6	7,9 dB
Promedio	21,979	-5,986	0,402	-7,9	55,220	-1,453	0,119	-18,8	10,8 dB

**Tabla 3-28:** Comparativa medidas  $Z_{in}$  rectificador sin adaptar vs rectificador adaptado ( $R_L = 2100 \Omega$ ).

A continuación se analiza la PCE o eficiencia de conversión RF-DC del rectificador. En la **Tabla 3-29** se puede apreciar cómo el promedio del error entre la PCE medida y simulada se mantiene en torno al 5%, en coherencia con lo ya mostrado al validar el modelo de rectificador -ver apartado 3.4.4, **Tabla 3-20** y **Tabla 3-21**- siendo de nuevo mayor el valor medido que el obtenido en la simulación. La última columna de la tabla refleja la mejora de las PCE máximas en cada nivel de potencia. Este valor refleja el incremento de la PCE máxima medida en el rectificador adaptado con respecto a la correspondiente PCE máxima medida en el rectificador sin adaptar. El incremento a -1 dBm es del 6,32% mientras que el incremento promedio global para todos los niveles de  $P_{in}$  es del 6,37%.

Rectificador adaptado / 2,40 - 2,48 GHz / $R_L = 2100 \Omega$				
Pin	PCE simulada	PCE medida	Error	$\Delta PCE_{m\acute{a}x}$ medida
+3 dBm	34,23%*	53,81%	19,58%*	4,67%
+2 dBm	40,38%*	52,49%	12,11%*	5,07%
0 dBm	43,08%	49,32%	6,24%	5,73%
-1 dBm	41,71%	47,53%	5,82%	6,32%
-3 dBm	38,58%	43,72%	5,14%	7,52%
-6 dBm	33,14%	37,37%	4,22%	8,95%
Promedio	39,13%†	47,37%	5,36%†	6,37%

\* Diodos en simulación entran en saturación    † Valor promediado entre 0 y -6 dBm

**Tabla 3-29:** Comparativa valores simulación vs medidas PCE rectificador adaptado ( $R_L = 2100 \Omega$ ).

Debe señalarse que en los niveles superiores de potencia (+3 dBm y +2 dBm) se observa una anomalía en el valor simulado: los diodos entran en saturación, con la consiguiente disminución de la PCE. Sin embargo, los valores medidos no reflejan dicha circunstancia, por lo que al realizar los promedios de los valores simulados, se han excluido dichos valores.

Para concluir este apartado, y a modo de conclusión, podemos afirmar que la red de adaptación ha quedado validada para todo el rango de potencias estudiado, ya que:

- Ofrece una alta coherencia entre los valores simulados y medidos, tanto del coeficiente de reflexión  $|S_{11}|$  como de la eficiencia de conversión RF-DC.
- Obtiene valores del coeficiente de reflexión  $|S_{11}|$  que posibilitan adaptaciones con pérdidas de retorno promedio inferiores a -18 dB.
- Mejora la eficiencia de conversión máxima por encima del 6%.
- Todos los valores obtenidos son coherentes con el modelo de rectificador desarrollado en el apartado 3.4, confirmando de nuevo su consistencia.

### 3.6 Diseño de la antena

Una vez diseñado y validado el rectificador adaptado a  $50 \Omega$ , el siguiente paso es diseñar una antena con esa misma impedancia. Como ya se ha adelantado en el apartado 3.2, la topología de antena seleccionada es la EMCMPA, puesto que:

- Su configuración planar es óptima para su implementación multicapa con tejidos conductores y dieléctricos.
- El acoplamiento electromagnético de la línea de transmisión hacia el parche radiante no requiere contactos óhmicos, algo especialmente recomendable para su implementación textil, pues evita las soldaduras.
- El plano de tierra, además de aportar aislamiento en aplicaciones *on-body*, permite conseguir diagramas de radiación *broadside* con anchos de haz capaces de captar energía de forma significativa en ángulos de hasta  $80^\circ$ .

El diseño de las antenas EMCMPA es complejo por la ausencia de modelos analíticos completos que permitan calcular con precisión las dimensiones requeridas para garantizar unas características de radiación especificadas. Esto es especialmente importante en las implementaciones textiles, por las mayores tolerancias de fabricación, así como por las incertidumbres asociadas a los propios materiales.

En los siguientes apartados se detalla el proceso empleado en el diseño de la antena, así como los resultados obtenidos. Es una aplicación específica de la publicación 2, **Tabla 1-2** -ver sección 1.4- (Del-Rio-Ruiz et al. 2021, 550-555).

### 3.6.1 Consideraciones iniciales

Las antenas de parche microstrip (MPA), son idóneas para sustratos textiles por su perfil planar, además de ser ligeras, robustas, conformables y fáciles de fabricar. En la actualidad presentan tres retos a los que dar respuesta:

- Conseguir mayores anchos de banda.
- Aumentar su *front-to-back-ratio* (FTBR), especialmente para mejorar su comportamiento en aplicaciones *on-body*.
- Facilitar su implementación textil.

Las antenas de parche microstrip acopladas electromagnéticamente (EMCMPA) dan respuesta a todos estos retos. Sin embargo, el uso de modelos analíticos que determinen con precisión el espesor del sustrato y las dimensiones del parche radiante, la línea de alimentación y el plano de tierra es complejo, debido principalmente al acoplamiento electromagnético (EM) entre la línea de alimentación y el parche radiante.

### 3.6.2 Topología de antena

La antena se compone -de arriba abajo- de un parche radiante ( $W_p \times L_p \times h_{cond}$ ), una primera capa dieléctrica ( $W_{sub} \times L_{sub} \times h_{sub}$ ), una línea de alimentación ( $W_{line} \times L_{line} \times h_{cond}$ ), una segunda capa dieléctrica ( $W_{sub} \times L_{sub} \times h_{sub}$ ) y un plano de tierra ( $W_g \times L_g \times h_{cond}$ ), tal como se muestra en la **Figura 3-31**.

La EMCMPA es excitada a través de una línea de transmisión *microstrip* que se acopla electromagnéticamente al parche radiante a través del sustrato dieléctrico superior. La línea de alimentación se sitúa entre el plano de tierra y el parche, de forma que cualquier radiación en la línea queda apantallada y puede ser potencialmente re-radiada por el parche. Además, esta topología con dos capas dieléctricas aleja el parche del plano de tierra mejorando el ancho de banda y la eficiencia, mientras que al estar la línea de alimentación más próxima al plano de tierra se reduce su radiación parásita.

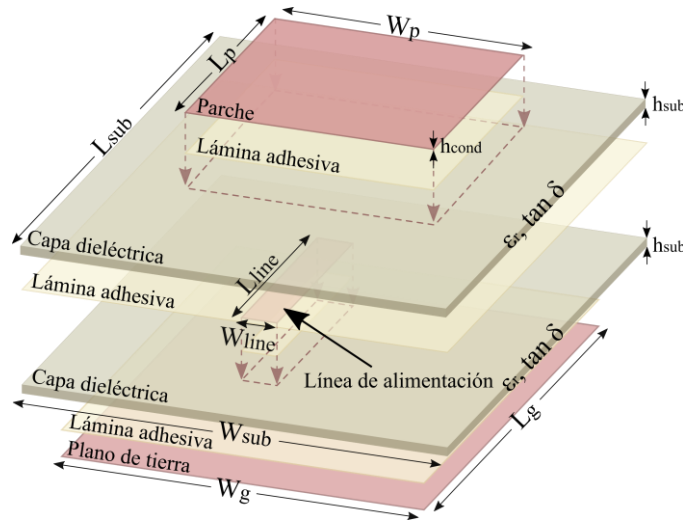


Figura 3-31: Antena EMCMPA. Vista en perspectiva.

### 3.6.3 Modelo analítico y cálculo preliminar de dimensiones

El modelo tiene como objetivo obtener todas las dimensiones de la antena de forma que esté sintonizada a 2,44 GHz y tenga una ancho de banda que cubra la banda WiFi de 2,4 GHz (2,40 - 2,48 GHz).

En primer lugar, las dimensiones de  $L_p$  y  $W_p$  del parche microstrip rectangular se calculan usando fórmulas convencionales del modelo de línea de transmisión (Balanis 2005):

$$W_p = \frac{c}{2f_r \sqrt{(\epsilon_r + 1)/2}} \quad (14)$$

$$L_p = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{reff}}} - 2\Delta L_p \quad (15)$$

$$\Delta L_p = 2h_{sub} \cdot 0,412 \cdot \frac{(\epsilon_{reff} + 0,3) \left( \frac{W_p}{2h_{sub}} + 0,264 \right)}{(\epsilon_{reff} - 0,258) \left( \frac{W_p}{2h_{sub}} + 0,8 \right)} \quad (16)$$

$$\epsilon_{reff} = \frac{\epsilon_r + 1}{2} + \frac{\epsilon_r - 1}{2} \left[ 1 + 12 \frac{2h_{sub}}{W_p} \right] \quad (17)$$

donde  $f_r$  es la frecuencia de resonancia objetivo y  $\epsilon_{reff}$  es la permitividad relativa efectiva.

A continuación se modela la línea de alimentación como una línea microstrip de longitud  $\lambda/4$  (Belentepe 1995, 31-39). El acoplo EM óptimo se obtiene cuando el parche

está centrado sobre el final de la línea de alimentación, siempre que el grosor total  $2 \cdot h_{sub}$  esté en un determinado valor (Oltman and Huebner 1981, 151-157). En este caso, el grosor es fijo y está por debajo del valor crítico, por lo que hay un exceso de acoplo entre línea y parche lo cual empeora ligeramente la adaptación.

$$L_{line} = \frac{c}{f_r \sqrt{\epsilon_{reff}} \cdot 4} \quad (18)$$

La anchura  $W_{line}$  se calcula para que la impedancia característica  $Z_o$  sea  $50 \Omega$  utilizando las fórmulas de (Garg and others 2001), donde:

$$Z_o \sqrt{\epsilon_{reff}} \leq 89,91 \quad (19)$$

$$W_{line} = \frac{2 \cdot h_{sub}}{\pi} \left( B - 1 - \ln(2b - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \cdot \left( \ln(B - 1) + 0,39 - \frac{0,61}{\epsilon_r} \right) \right) \quad (20)$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_o \sqrt{\epsilon_r}} \quad (21)$$

Las dimensiones del plano de tierra se modelan añadiendo  $12 \cdot h_{sub}$  a cada dimensión:

$$W_g = W_p + 12 \cdot h_{sub} \quad (22)$$

$$L_g = L_p + 12 \cdot h_{sub} \quad (23)$$

Para asegurar que la frecuencia de resonancia de la antena se mantenga idéntica a la que tendría sobre un plano de tierra infinito, debe asegurarse que las dimensiones del plano de tierra sean mayores que  $\lambda_o/20$  (Lier and Jakobsen 1983, 978-984).

Las dimensiones del sustrato dieléctrico se obtienen añadiendo 12 mm a las dimensiones del plano de tierra, con la finalidad de facilitar el proceso de alineamiento de las capas, aunque se ha verificado que el comportamiento de la antena no varía cuando las dimensiones del sustrato y del plano de tierra son iguales, cuestión a tener en cuenta si se desea reducir el tamaño de la antena.

La **Tabla 3-30** muestra las dimensiones preliminares de la antena.

$W_p$	$L_p$	$L_{line}$	$W_{line}$	$W_g$	$L_g$	$W_{sub}$	$L_{sub}$	$h_{sub}$	$h_{cond}$
57,96	52,45	27,75	10,4	72,36	66,85	84,36	78,85	1,2	0,08

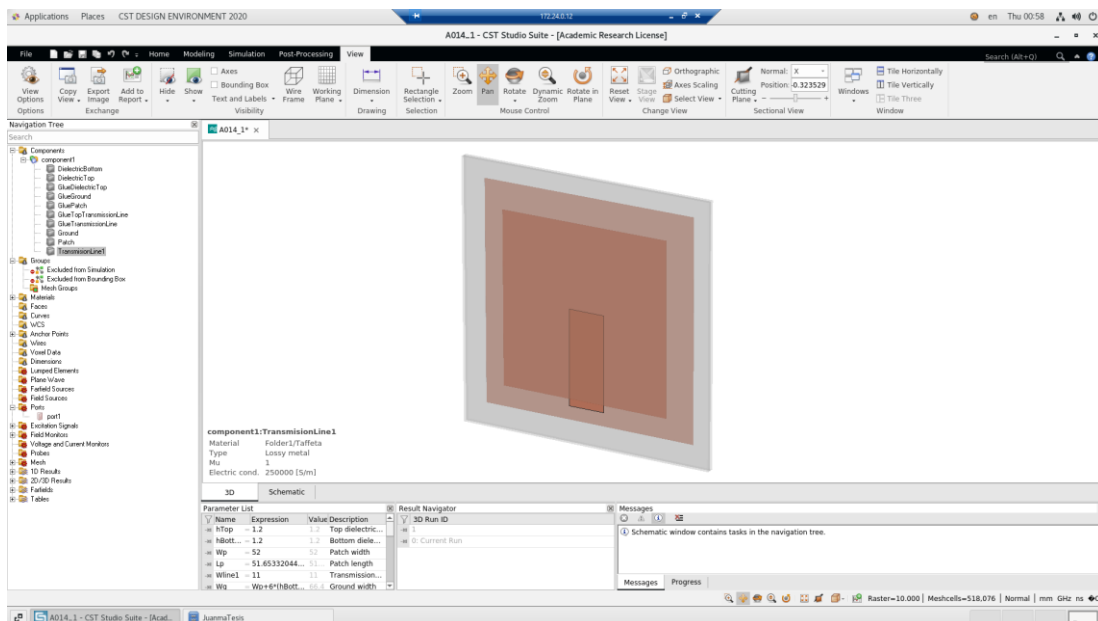
Unidades: mm

**Tabla 3-30:** Dimensiones preliminares de la antena EMCMPA.

### 3.6.4 Simulación y optimización de la antena

La antena se simula con el software de simulación electromagnética CST Studio Suite de la compañía Dassault Systems ([www.3ds.com](http://www.3ds.com)). La obtención de resultados precisos depende en gran medida de una buena caracterización de las propiedades electromagnéticas de los materiales textiles. Los valores que se utilizan están contrastados por la experiencia previa de trabajo con el fieltro y el PCPTF, como ya ha quedado reflejado en la publicación del método de diseño de la EMCMPA.

La **Figura 3-32** muestra una captura de pantalla del simulador con la antena modelada, en la que pueden apreciarse todos sus componentes de mayor a menor: capas dieléctricas, plano de tierra, parche y línea de alimentación.



**Figura 3-32:** CST. Captura de la antena modelada en el simulador EM.

Tras una primera simulación, el proceso de optimización propuesto es como sigue:

1. Se hace una primera optimización para ajustar la frecuencia de resonancia. Como ésta viene determinada por  $L_p$ , en la optimización se ajusta dicho parámetro con el objetivo de desplazar el mínimo de  $|S_{11}|$  a 2,44 GHz.
2. Se hace una segunda optimización buscando minimizar el valor de  $|S_{11}|$  y que la impedancia de la antena sea  $50 \Omega$ . Para ello se ajustan simultáneamente los parámetros  $L_{line}$ ,  $W_{line}$  y  $W_p$ .

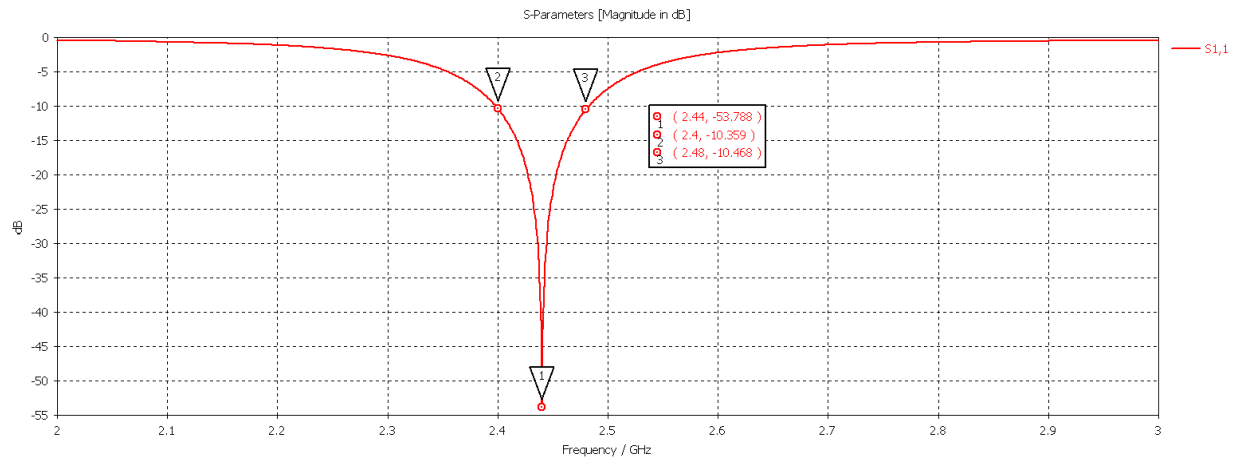
La **Tabla 3-31** muestra las dimensiones finales de la antena.

$W_p$	$L_p$	$L_{line}$	$W_{line}$	$W_g$	$L_g$	$W_{sub}$	$L_{sub}$	$h_{sub}$	$h_{cond}$
52	51,653	28,411	11	66,400	66,053	78,400	78,053	1,2	0,08

Unidades: mm

**Tabla 3-31:** Dimensiones finales de la antena EMCMPA.

La **Figura 3-33** muestra el  $|S_{11}|$  conseguido, pudiéndose apreciar en los marcadores que se mantiene por debajo de los -10 dB para todo el ancho de banda 2,40 GHz – 2,48 GHz y que el mínimo está centrado en 2,44 GHz.

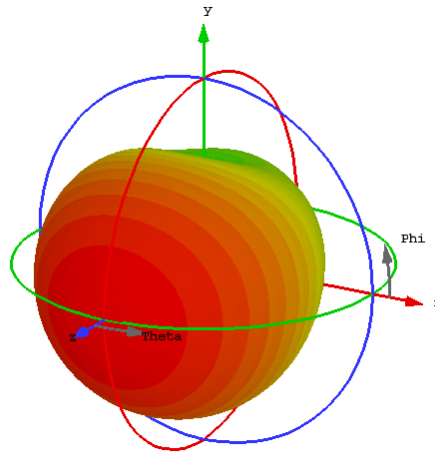


**Figura 3-33:** CST.  $S_{11}$  optimizado de la antena EMCMPA.

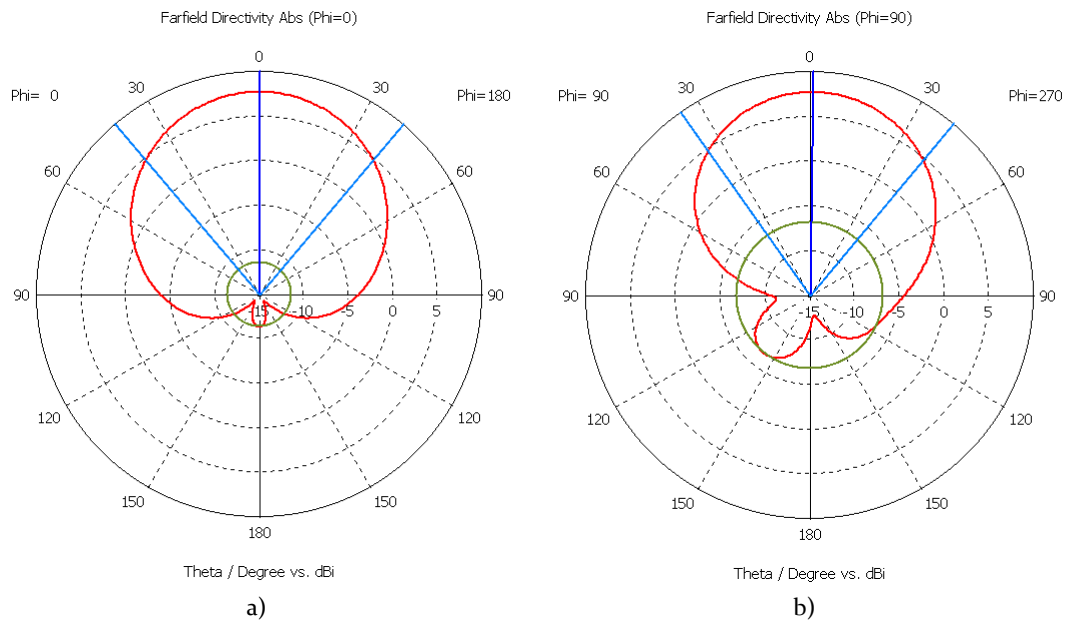
La **Tabla 3-32:** Parámetros de radiación de la antena EMCMPA (simulado). muestra los parámetros de radiación de la antena obtenidos en la simulación. La **Figura 3-34** muestra el diagrama de radiación en 3D y la **Figura 3-35** muestra los cortes 2D de sus planos principales.

$ S_{11} _{\min}$	$Z_{antena}$	D	$\Delta\phi_{3dB}$	$\Delta\theta_{3dB}$	FTBR
-53,79 dB	$50,2 + j0,01 \Omega$	7,7 dBi	$80,8^\circ$	$74,9^\circ$	26,7 dB

**Tabla 3-32:** Parámetros de radiación de la antena EMCMPA (simulado).



**Figura 3-34:** CST. Diagrama de radiación 3D de la antena EMCMPA.



**Figura 3-35:** Diagrama de radiación 2D: a) Plano E b) Plano H.

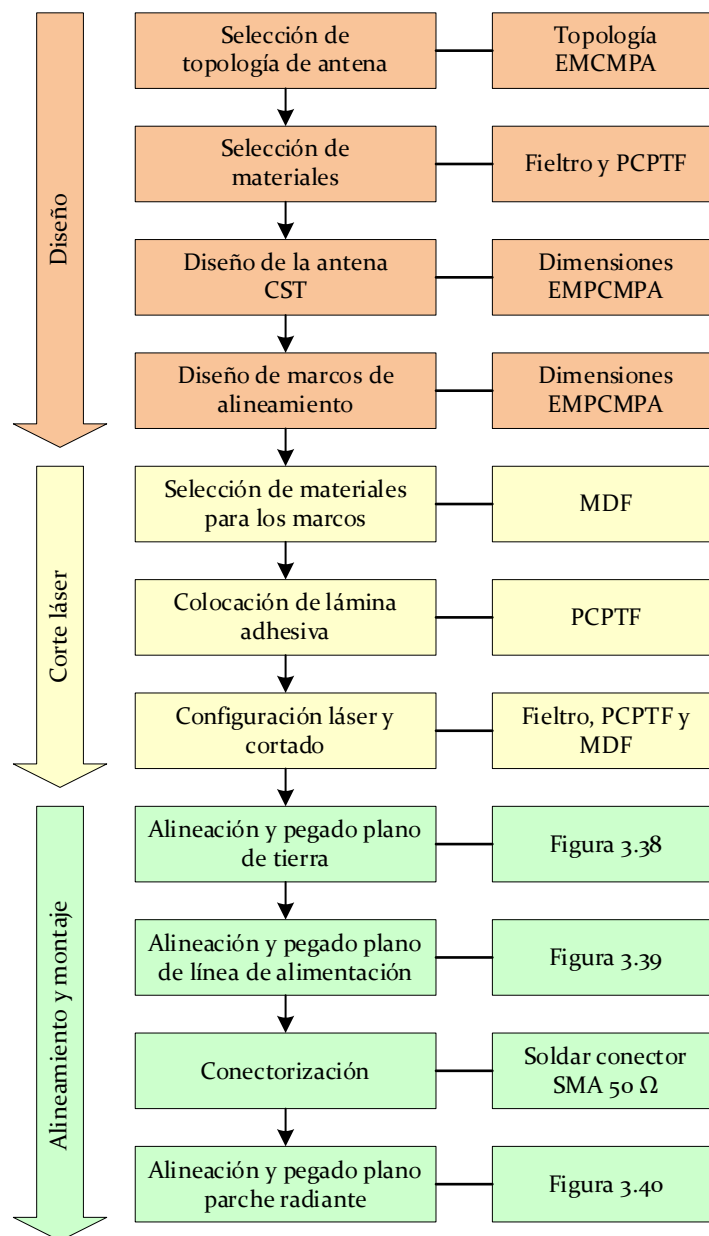
Puede comprobarse que la adaptación es prácticamente perfecta y que el diagrama de radiación presenta un ancho de haz de  $80,8^\circ$  en la dirección *broadside*, así como una baja radiación trasera de  $-19$  dB, resultando en un FTBR de  $26,7$  dB.

### 3.6.5 Construcción de la antena

Una vez diseñada y simulada la antena EMCMPA, el siguiente paso es construirla. La implementación textil impone dificultades que hay que resolver si se quiere disponer de prototipos que se comporten con una mínima repetitividad en sus características de

radiación. La topología multicapa exige precisión tanto en las dimensiones como, sobre todo, en el correcto alineamiento de las diferentes capas.

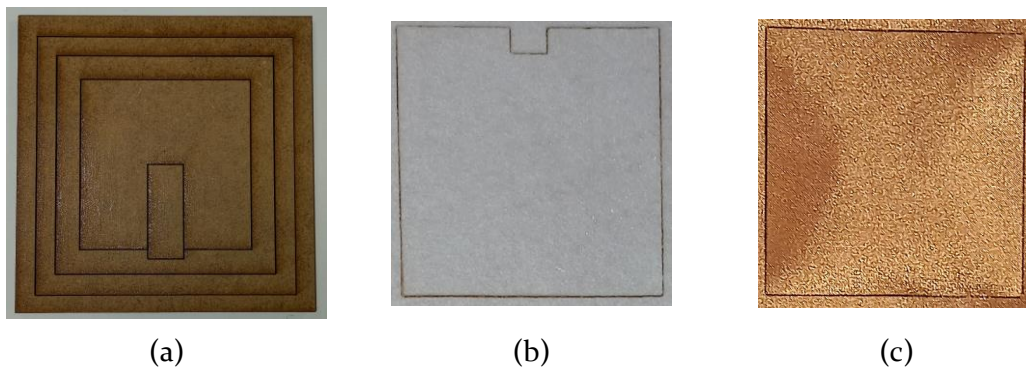
El proceso empleado en la construcción de la antena es una aplicación específica de la publicación 3, **Tabla 1-2** -ver sección 1.4- (Del-Rio-Ruiz et al. 2020, 153-157). El método propuesto garantiza la repetitividad de los prototipos construidos, y las distintas fases constructivas que lo conforman se muestran de manera esquemática en la **Figura 3-36**.



**Figura 3-36:** Diagrama de flujo método constructivo (Del-Rio-Ruiz et al. 2020, 153-157).

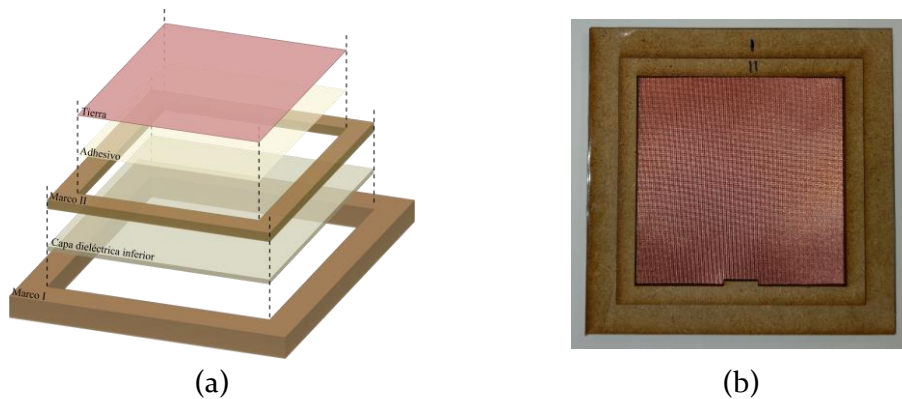
Requiere la fabricación de unos marcos de madera de dimensiones interiores iguales a las diferentes capas, de forma que faciliten un correcto alineamiento. Estos marcos se construyen con MDF (*Medium Density Fiberboard*) y se cortan con un láser, al igual que las piezas de fieltro y PCPTF que conforman la propia antena, tal como se muestra en la **Figura 3-37**.

Antes de cortar el PCPTF se le debe incorporar una lámina termo-adhesiva que haga posible su pegado posterior al fieltro. Para ello, se pasa el PCPTF previamente por la plancha a  $100^{\circ}$  -  $150^{\circ}\text{C}$  junto con un papel de horno que facilite el proceso de pegado.

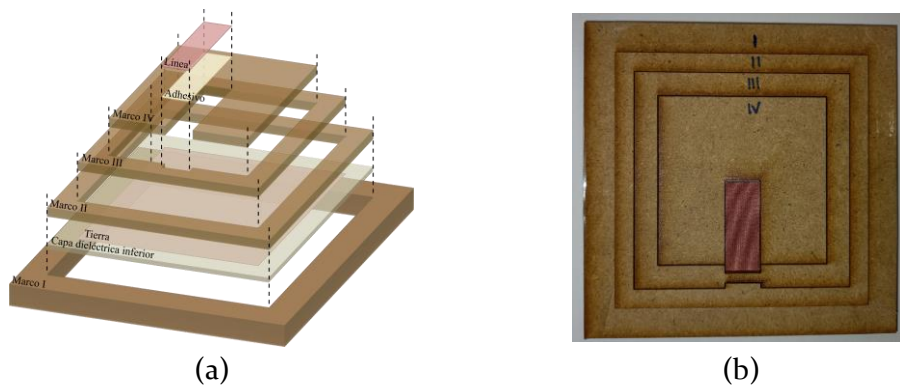


**Figura 3-37:** Corte de piezas: a) Marcos madera MDF b) Capa de fieltro c) Parche PCPTF

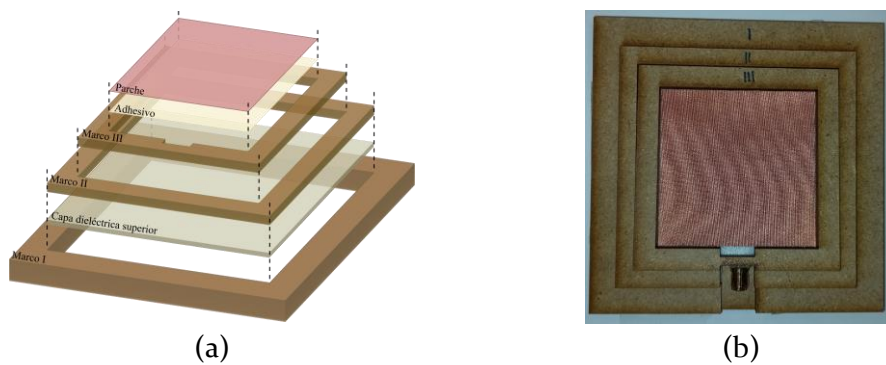
Como puede comprobarse en las siguientes figuras -**Figura 3-38**, **Figura 3-39** y **Figura 3-40**-, los marcos de madera actúan como moldes donde ir colocando las diferentes capas que conforman la antena, asegurando su correcto alineamiento.



**Figura 3-38:** (a) Vista en perspectiva (b) Resultado del proceso de alineamiento del plano de tierra.

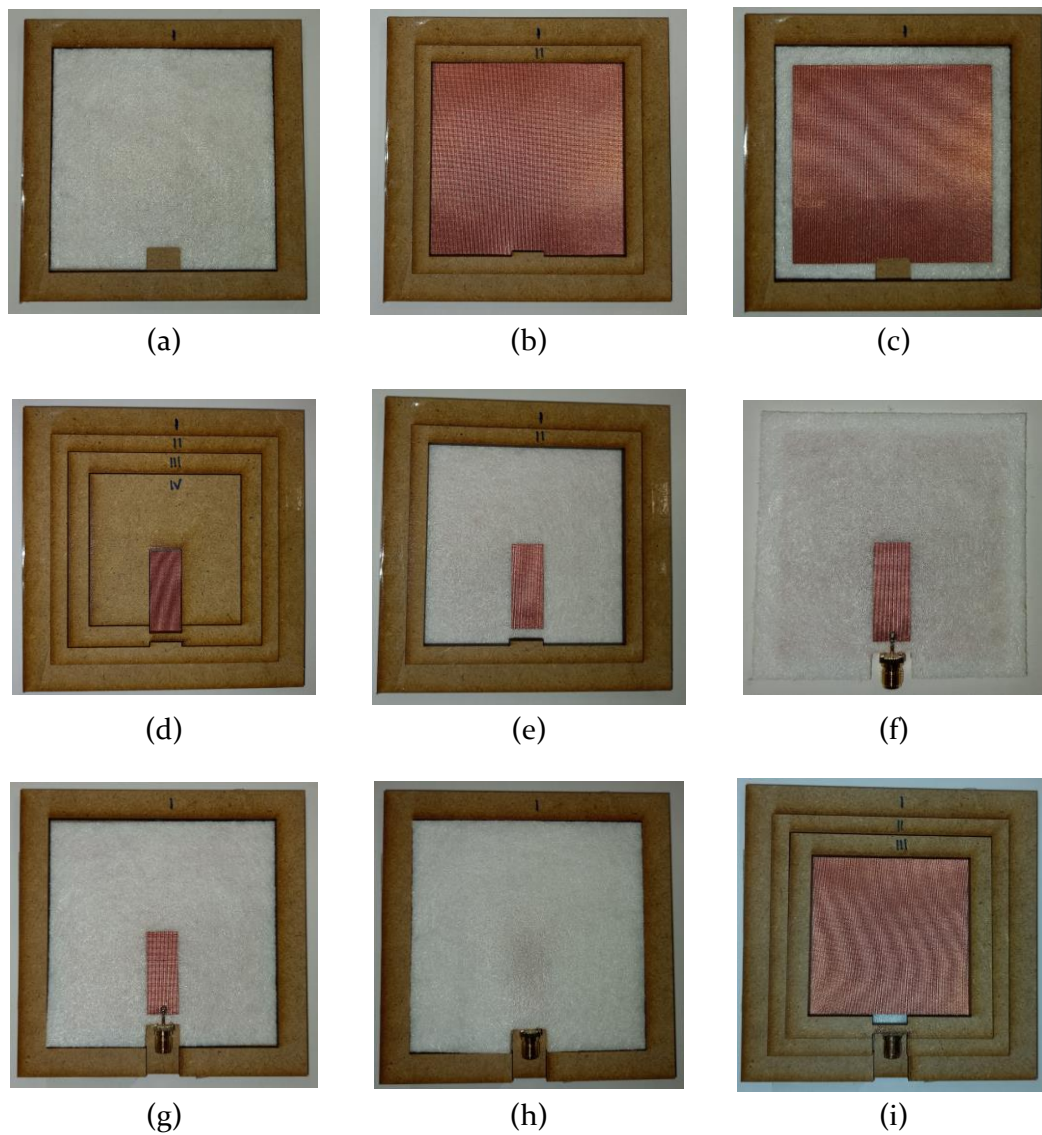


**Figura 3-39:** (a) Vista en perspectiva (b) Resultado del proceso de alineamiento de la línea de alimentación.



**Figura 3-40:** (a) Vista en perspectiva (b) Resultado del proceso de alineamiento del parche.

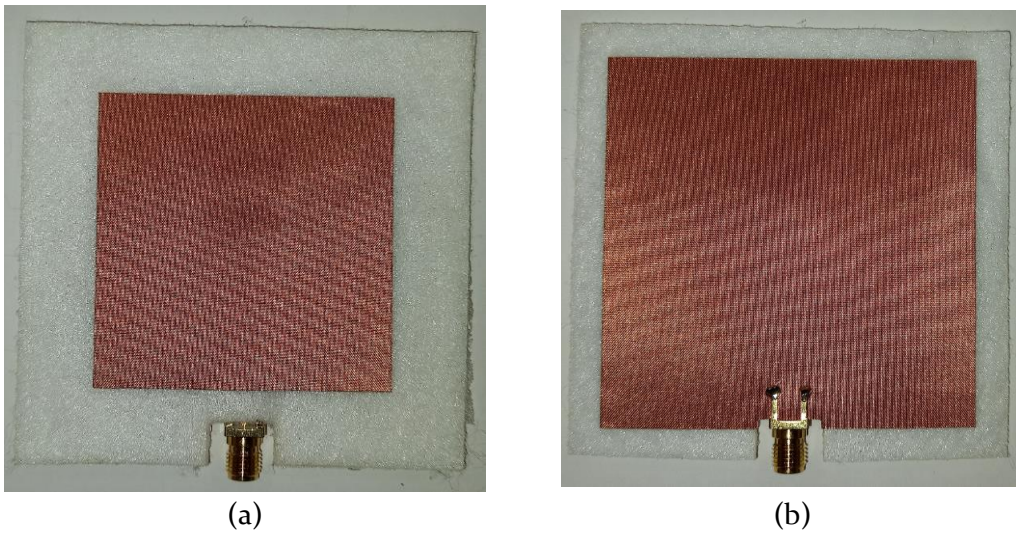
La **Figura 3-41** muestra cada uno de los resultados intermedios del proceso de construcción. Una vez cortadas todas las piezas, se introduce la capa dieléctrica inferior en el marco exterior I (a). A continuación se introduce el marco II y se coloca el plano de tierra con la lámina adhesiva hacia el fieltro (b). Se coloca un papel de horno que proteja el PCPTF y se aplica calor con la plancha de forma que el plano de tierra quede pegado al fieltro. Se retira el marco II (c) y se da la vuelta al plano de tierra para que quede boca abajo. Después, se introduce de nuevo el marco II, junto con el III y el IV, y se coloca la línea de alimentación (d). De nuevo se coloca papel de horno y se aplica calor con la plancha, quedando la línea de alimentación pegada al fieltro (e). Se suelda el conector SMA entre la línea de alimentación y el plano de tierra (f). Se pone de nuevo en el marco I con la línea mirando hacia arriba (g). Se introduce sobre ella una lámina adhesiva y la segunda capa dieléctrica (h). Se da calor con la plancha para que se peguen las dos capas dieléctricas y se colocan los marcos II y III de forma que se pueda introducir el parche (i). Por último, se coloca de nuevo papel de horno y se aplica calor para que quede pegado a la segunda capa dieléctrica.



*Figura 3-41: Secuencia de construcción antena EMCMPA.*

Gracias a este método, se consigue una fabricación fácil, rápida y precisa, respetando las dimensiones de cada elemento y garantizando su correcto alineamiento.

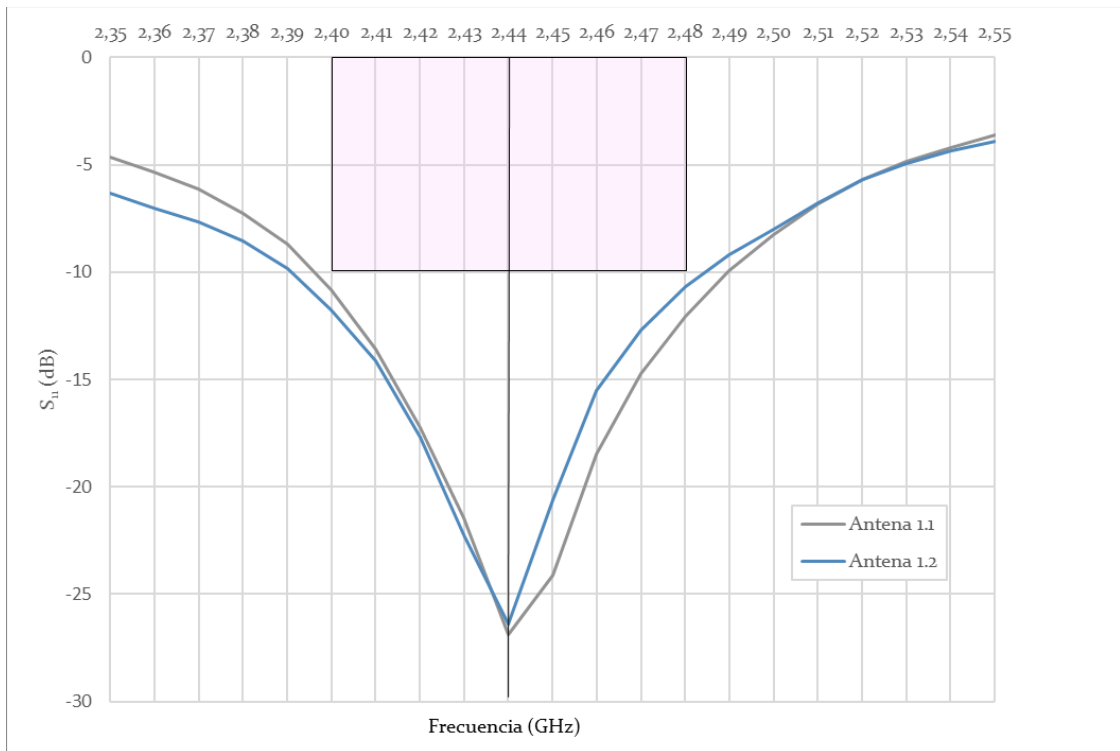
Se construyen dos prototipos de las antenas. La **Figura 3-42** muestra una de ellas por su cara *top* (a) y su cara *bottom* (b).



**Figura 3-42:** Prototipo antena EMCMPA. a) Cara top b) Cara bottom.

### 3.6.6 Medida de la antena en laboratorio

Una vez construidas las antenas se hace una medida preliminar del  $S_{11}$  en el analizador de redes, con objeto de hacer una validación inicial de cada prototipo antes de caracterizarlas en una cámara anecoica.



**Figura 3-43:**  $|S_{11}|$  medido antenas EMCMPA.

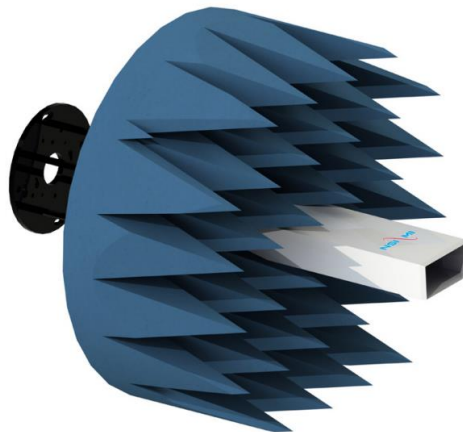
Tal como se aprecia en la **Figura 3-43**, los dos prototipos quedan perfectamente centrados en 2,44 GHz y consiguen valores de  $|S_{11}|$  por debajo de los -10 dB en toda la banda 2,40 – 2,48 GHz. La **Tabla 3-33** muestra los valores de  $|S_{11}|$  en los extremos de la banda, así como en el centro de la misma. De este modo, el diseño y la construcción de las antenas queda validado, a falta de hacer una caracterización completa de sus propiedades de radiación en la cámara anecoica.

f (GHz)	$ S_{11} $ (dB)	
	Antena 1.1	Antena 1.2
2,40	-10,8	-11,8
2,44	-26,9	-26,4
2,48	-12,0	-10,7

**Tabla 3-33:**  $|S_{11}|$  medido de las antenas EMCMPA.

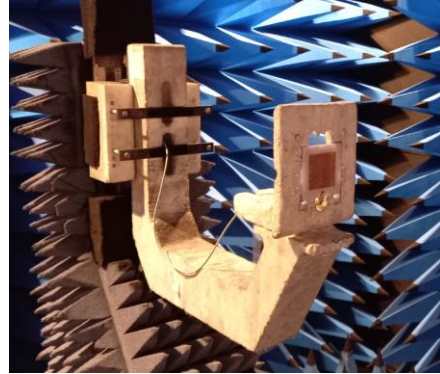
### 3.6.7 Caracterización de la antena en cámara anecoica

La caracterización completa de las propiedades de radiación de la antena requiere ser realizada en cámara anecoica. Las medidas fueron realizadas en las instalaciones de la Universidad de Gante (Bélgica), con el sistema *NSI2000* de la compañía *Near Field Systems Inc.* Las propiedades de radiación en campo lejano se deducen a partir de las medidas de campo cercano realizadas con la sonda *ANT-WGP-1.70-2.6* mostrada en la **Figura 3-44**, implementada con una guía onda *WR430* cuyo rango frecuencial va de 1,7 a 2,6 GHz.



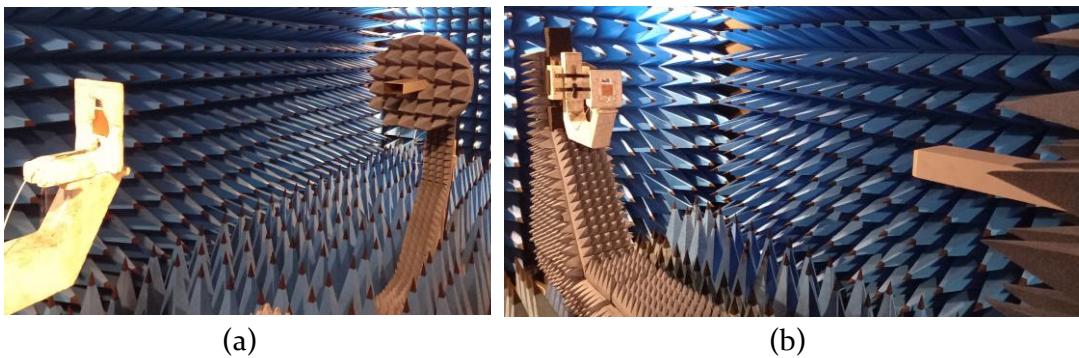
**Figura 3-44:** Sonda ANT-WGP-1.7-2.6 con absorbente ([www.nsi-mi.com](http://www.nsi-mi.com)).

Tras hacer la calibración del sistema, se coloca la antena bajo prueba en un brazo de poliespán especialmente diseñado para la caracterización de antenas textiles, tal como se muestra en la **Figura 3-45**.



**Figura 3-45:** Detalle antena EMCMPA colocada en el brazo.

La **Figura 3-46** muestra desde dos perspectivas distintas la antena preparada para ser caracterizada.



(a)

(b)

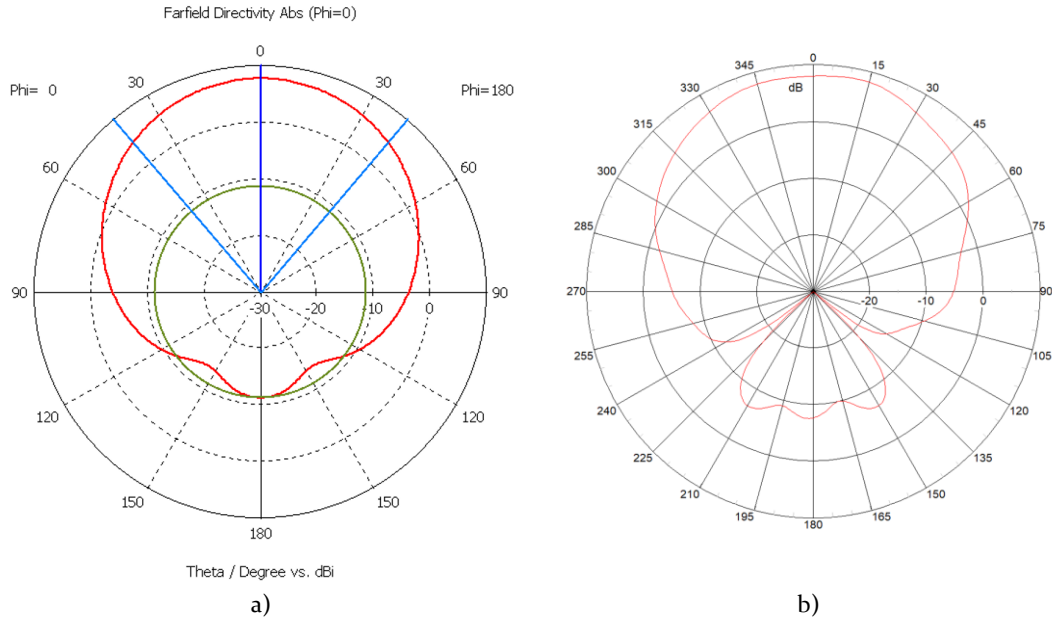
**Figura 3-46:** Cámara anecoica. a) Vista sonda b) Vista antena.

Se miden los dos prototipos, ofreciendo una gran repetitividad en los resultados obtenidos, además de una gran concordancia con los valores ofrecidos por las simulaciones, tal como puede comprobarse en la **Tabla 3-34**.

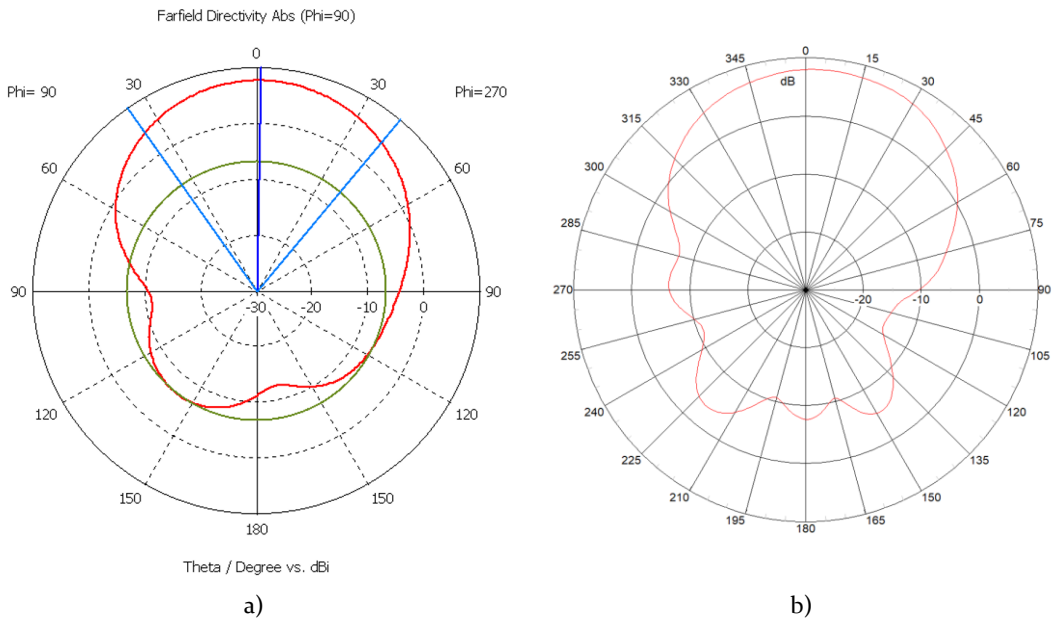
	Simulado CST	Medido antena 1.1	Medido antena 1.2	Promedio medidas	Diferencia promedio - simulado
D (dB)	7,7	8,3	7,7	8,0	-0,3
$\Delta\phi_{3dB}$ (°)	80,8	78,8	78,9	78,9	2,0
$\Delta\theta_{3dB}$ (°)	74,9	72,3	72,6	72,5	2,5

**Tabla 3-34:** Parámetros de radiación de la antena EMCMPA (medido y simulado).

Los diagramas de radiación de las tres antenas caracterizadas son muy similares entre sí, además de presentar una gran concordancia con los diagramas obtenidos en la simulación, tal como puede observarse en la **Figura 3-47** y en la **Figura 3-48**.



**Figura 3-47:** Diagrama de radiación (directividad) plano E: a) Simulado b) Medido.



**Figura 3-48:** Diagrama de radiación (directividad) plano H: a) Simulado b) Medido.

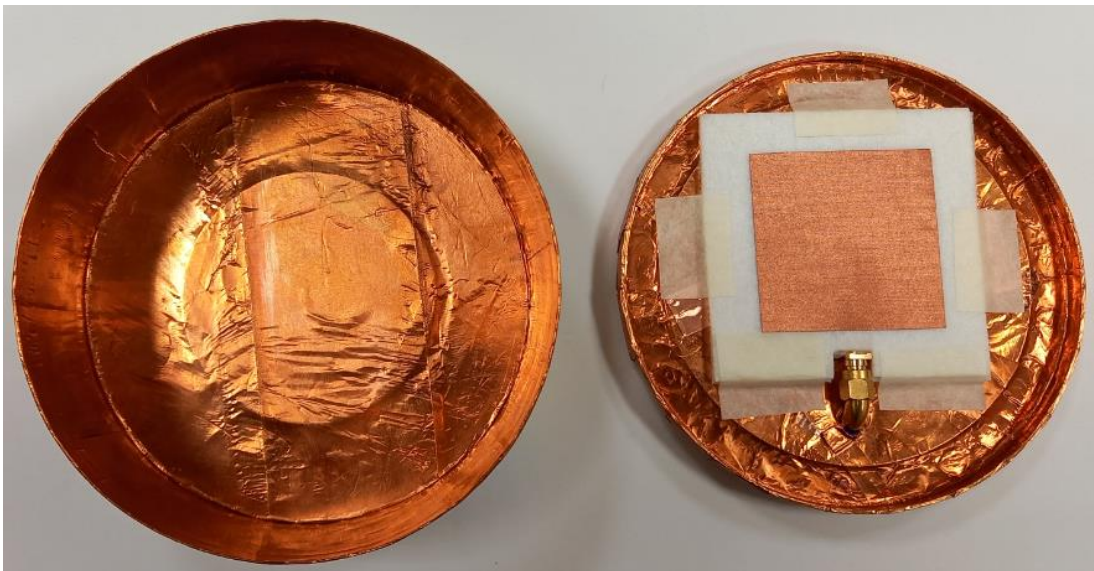
Las diferencias observadas son las habituales en este tipo de antenas, están localizadas en los lóbulos traseros y se deben al efecto de los cables empleados para hacer las medidas, situados en la parte trasera de las antenas.

### 3.6.8 Medida de la eficiencia

La medida de la eficiencia de la antena se ha realizado aplicando el método generalizado de la Wheeler cap (H. A. Wheeler 1959, 1325-1331) (R. H. Johnston and J. G. McRory 1998, 40-48) que, al requerir únicamente dos medidas de la impedancia de entrada de la antena, resulta un método fácil y rápido.

En primer lugar se mide la impedancia de entrada de la antena en espacio libre, y a continuación se mide la impedancia de entrada de la antena cuando se coloca dentro de una cavidad metálica. A partir de ambas, se calcula la eficiencia de la antena, siguiendo el método reseñado.

La **Figura 3-49** muestra la antena preparada para la medida de la eficiencia de radiación dentro de la cavidad metálica.



*Figura 3-49: Medida de eficiencia en Wheeler cap.*

Las dos antenas medidas ofrecen una eficiencia promedio del 85% a 2,44 GHz.

### 3.6.9 Conclusiones

A la vista de los resultados obtenidos, el diseño de la antena EMCMPA queda validado como elemento radiante de la rectenna, puesto que ofrece una sintonía precisa a 2,44 GHz, el coeficiente de reflexión  $|S_{11}|$  se mantiene por debajo de los -10 dB en toda la banda de trabajo (2,40 - 2,48 GHz), los anchos de haz en ambos planos superan los 72° y se consigue una directividad alrededor de los 8 dB que, teniendo en cuenta el valor de eficiencia medida, proporciona una ganancia de 7,3 dB.



# 4

## Implementación y resultados

Una vez finalizado el diseño y validación de cada una de las partes de la rectenna -rectificador, red de adaptación y antena- el siguiente paso es la integración de todas ellas en un único dispositivo. El objetivo es implementar una rectenna completa puramente textil y cuantificar su capacidad de recuperar energía RF del ambiente. Además, una vez verificada la rectenna individual, se evalúa la escalabilidad del diseño mediante su configuración en array.

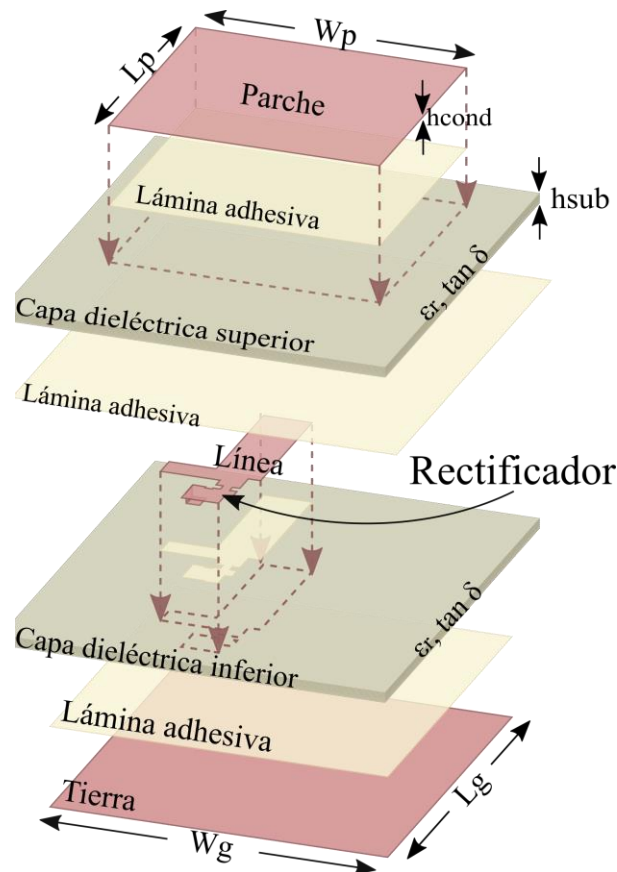
Así, en el presente capítulo, la sección 4.1 explica el proceso de implementación y construcción de la rectenna. A continuación, la sección 4.2 presenta el banco de pruebas desplegado para su caracterización. Posteriormente, en la sección 4.3 se presentan los resultados obtenidos en la medida de la rectenna individual. Por su parte, la sección 4.4 describe el proceso de configuración en array de las rectennas y presenta los resultados obtenidos por las agrupaciones. El capítulo concluye con la sección 4.5, donde se plantean las conclusiones extraídas de la experimentación realizada.

### Índice

4.1 Construcción de la rectenna .....	88
4.2 Banco de pruebas.....	92
4.3 Resultados.....	95
4.4 Agrupación de rectennas.....	107
4.5 Conclusiones de las medidas .....	115

## 4.1 Construcción de la rectenna

La rectenna se construye con el mismo método de construcción ya utilizado para la construcción de la antena en la sección 3.6.5. La **Figura 4-1** muestra una vista en perspectiva de las diferentes capas que la conforman.

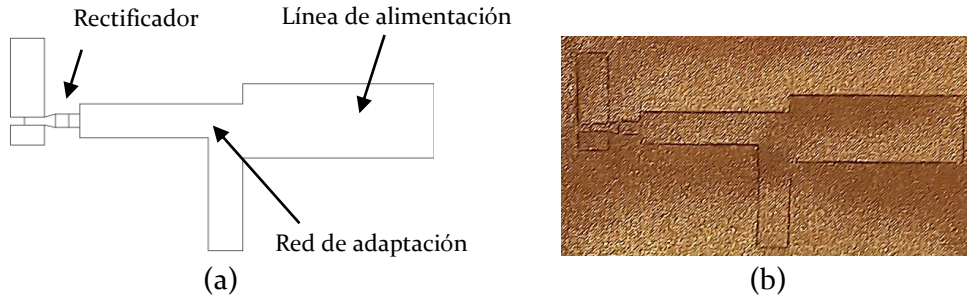


**Figura 4-1:** Vista en perspectiva de las capas de la rectenna.

El primer paso es la generación del layout de cada una de las capas, además de los marcos de MDF para la correcta alineación de las mismas. Se preparan con la cortadora láser cada una de las tres capas conductoras de PCPTF -el plano de tierra, el parche radiante y la capa intermedia con el rectificador, la red de adaptación y la línea de alimentación de la EMCMPA-, las dos capas dieléctricas de fieltro -superior e inferior- así como los marcos de madera MDF. Las dimensiones de la rectenna son 9,9 cm x 6,6 cm, resultando en un área  $A$  de 65,74 cm<sup>2</sup>.

En las siguientes figuras se muestran a modo de ejemplo el layout de alguna capa junto con una foto de su implementación tras el proceso de corte láser. La **Figura 4-2** muestra la capa intermedia donde se colocará el rectificador, la red de adaptación con elementos

distribuidos y la línea de alimentación de la antena EMCMPA. La **Figura 4-3** muestra la capa dieléctrica inferior.

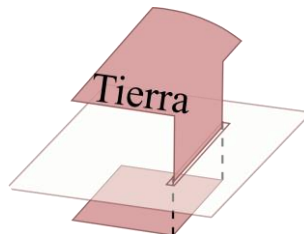


**Figura 4-2:** Capa intermedia. a) Layout b) Corte en PCPTF.



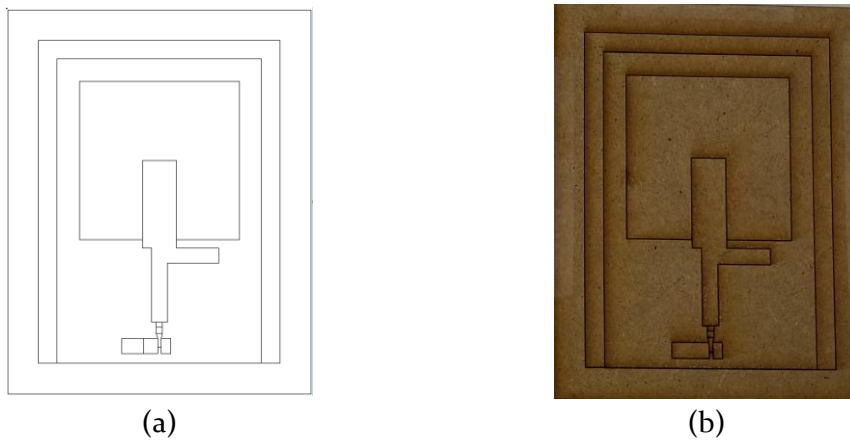
**Figura 4-3:** Capa dieléctrica inferior. a) Layout b) Corte en fieltro.

La conexión de la tierra de la capa intermedia con el plano de tierra inferior ya no puede hacerse por el borde como se hacía con el rectificador. Debido a ello, la capa inferior de fieltro debe tener un pequeño corte que actúa de *vía* para pasar la tela conductora desde la capa intermedia hacia el plano de tierra, tal como puede apreciarse en la **Figura 4-4**.



**Figura 4-4:** Detalle de conexión a tierra de la capa intermedia.

La **Figura 4-5** muestra los marcos en MDF que servirán para el correcto posicionamiento de las diferentes capas de la rectenna.



**Figura 4-5:** Marcos rectenna. a) Layout b) Corte en MDF.

El proceso es similar al ya descrito para la construcción de la antena, con la salvedad ya mencionada de la implementación de la *vía* entre el rectificador y el plano de tierra a través de la capa dieléctrica inferior.

La **Figura 4-6** muestra cada uno de los pasos intermedios del proceso de construcción. Se comienza introduciendo la capa dieléctrica inferior en el marco exterior I (a). A continuación se introducen los marcos II, III y IV y se coloca toda la capa intermedia con la lámina adhesiva hacia el fieltro, excepto las conexiones DC del rectificador (b). Se coloca un papel de horno que proteja el PCPTF y se aplica calor con la plancha de forma que toda la capa intermedia quede pegada al fieltro. Se retiran los marcos II y III (c). Se colocan las conexiones DC en su lugar y, tras pegar con calor la conexión DC<sup>+</sup>, se introduce la conexión DC<sup>-</sup> por el corte del fieltro para pasarla hacia el plano de tierra inferior (d). Se aplica calor primero por arriba, y luego por debajo para fijarlas (e). Se colocan los marcos I y II y se introduce el plano de tierra. Se coloca un papel de horno que proteja el PCPTF y se aplica calor con la plancha de forma que quede pegado al fieltro (f). Ahora se sueldan los componentes discretos: diodos, condensadores y conector DC (g). Se vuelve a introducir la rectenna en el marco I y se coloca una lámina adhesiva y la capa dieléctrica superior (h). Se aplica calor para que se peguen ambas capas dieléctricas, con cuidado de no dañar los componentes discretos. Se colocan los marcos I, II y III y se introduce el parche PCPTF (i). Se coloca papel de horno y se aplica calor para que quede pegado a la capa dieléctrica de fieltro superior, finalizando de este modo el proceso de construcción.

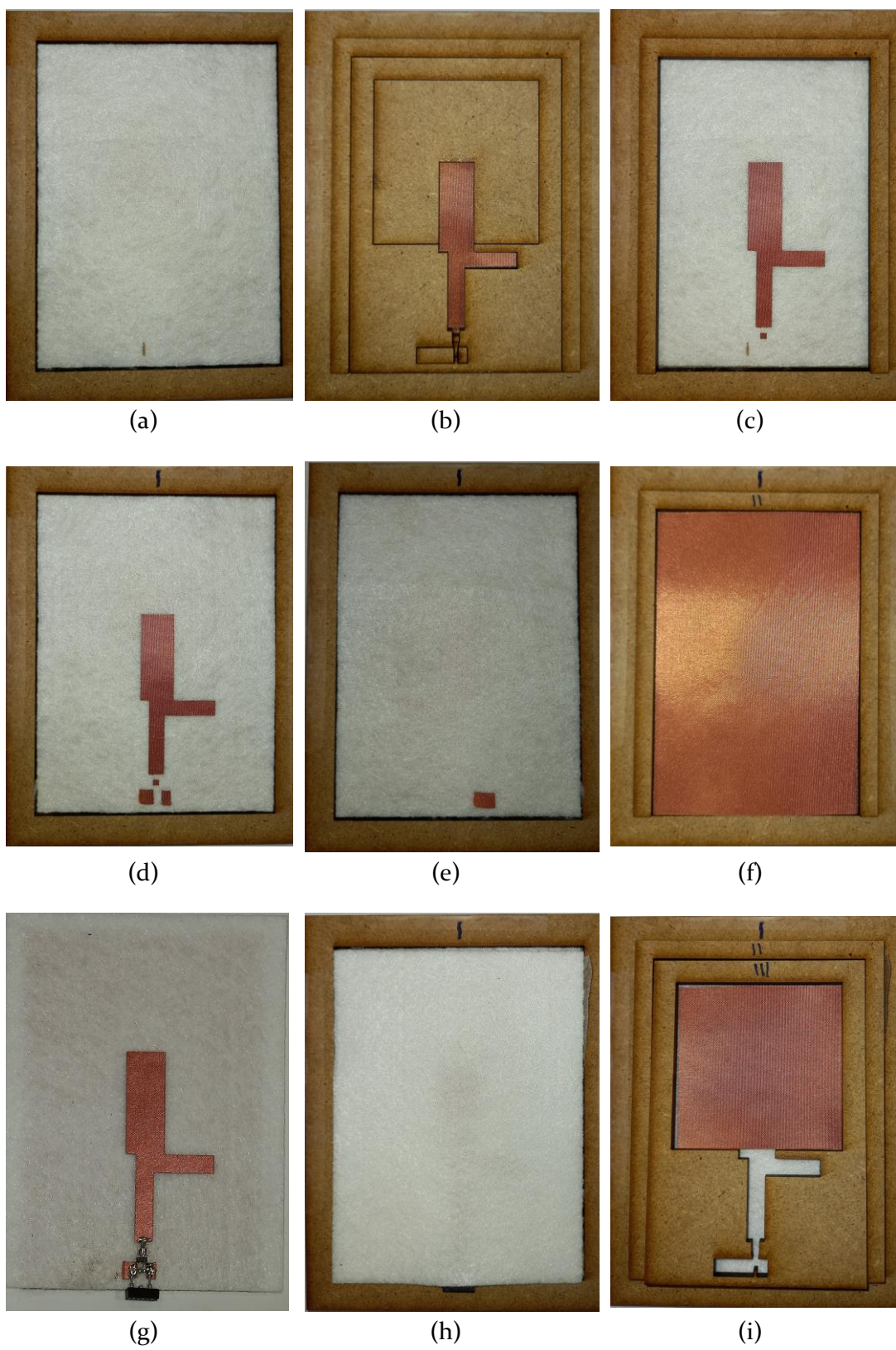


Figura 4-6: Secuencia de construcción rectenna.

La **Figura 4-7** muestra la rectenna completa por su cara *top*.



**Figura 4-7:** Rectenna cara top.

## 4.2 Banco de pruebas

El objetivo de las medidas es evaluar la eficiencia de la rectenna para convertir la energía de RF en potencia DC disponible en la resistencia de carga. Como ya se ha explicado previamente, se va a evaluar la eficiencia teniendo en cuenta el tamaño físico de la rectenna. Para ello se utiliza como figura de mérito la PHE que, como ya se ha explicado en la sección 3.1, relaciona la  $P_{DC}$  recogida en la carga, la densidad de potencia radiada  $\phi_{RX}$  disponible en el plano de apertura de la antena EMCMPA y el área física de la rectenna  $A$ .

$$PHE = \frac{P_{DC}}{A \cdot \phi_{RX}} \quad (24)$$

La medida de  $P_{DC}$  se lleva a cabo con el analizador de potencia *AGILENT N6705B DC Power Analyzer* en su modo de carga, a partir de la corriente y la tensión en la resistencia de carga  $R_L$ .

La medida de la densidad de potencia radiada  $\phi_{RX}$  en el plano de la antena se realiza mediante un escenario de prueba compuesto por un generador de señal *AGILENT E4433B*, un analizador de señales *AGILENT N9030A PXA* y dos antenas EMCMPA tal como muestra la **Figura 4-8**. Las antenas utilizadas como patrón para la caracterización del escenario de pruebas han sido caracterizadas previamente en cámara anecoica.

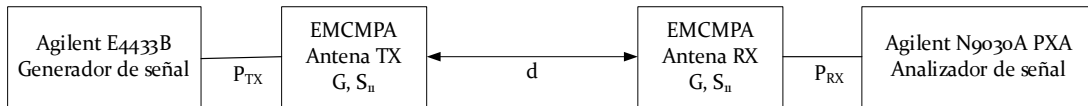


Figura 4-8: Configuración de  $\phi_{RX}$ .

El generador de señal *E4433B* se configura para proporcionar +12 dBm a la antena transmisora. Se ajusta la distancia  $d$  para obtener 0 dBm a la entrada del analizador de señal *N9030A*. Una vez comprobado que la distancia  $d$  está en la región de campo lejano, se procede a calcular la  $\phi_{RX}$  mediante la fórmula de Friis.

$$\phi_{RX} = P_{TX} \cdot (1 - |S_{11}|^2) \cdot G \cdot \frac{1}{4\pi d^2} \quad (W/m^2) \quad (25)$$

La **Tabla 4-1** muestra los parámetros de configuración del banco de pruebas.

$P_{TX}$	G	$S_{11}$	$\phi_{RX}$	$P_{RX}$	d
+12 dBm	7,8 dBi	-12,6 dB	14 $\mu W/cm^2$	0 dBm	0,21 m

Tabla 4-1: Parámetros de configuración de  $\phi_{RX}$ .

Las medidas se llevan a cabo para cada una de las cuatro rectennas construidas, con una resistencia de carga  $R_L$  de 2100  $\Omega$ , al ser ésta la carga que maximiza la eficiencia y para la que se ha diseñado la red de adaptación siguiendo el procedimiento descrito en la sección 3.5. La **Tabla 4-2** muestra el rango de frecuencia y los valores de densidad de potencia radiada en el plano de la rectenna a los que se realizan las medidas.

Frecuencia (GHz)	2,40 - 2,48
Densidad de potencia radiada $\phi_{RX}$ ( $\mu W/cm^2$ )	14 / 8,83 / 7,02 / 4,43 / 2,22

Tabla 4-2: Rango de medida de la rectenna.

La **Tabla 4-3** muestra los valores promedio esperados de  $P_{in}$  proporcionados por la antena a la entrada del rectificador para cada valor de densidad de potencia radiada.

Densidad de potencia radiada $\phi_{RX}$ ( $\mu W/cm^2$ )	14	8,83	7,02	4,43	2,22
Potencia de entrada $P_{in}$ (dBm)	0	-2	-3	-5	-8

Tabla 4-3: Niveles de potencia  $\phi_{RX}$  y  $P_{in}$ .

A continuación, se coloca la rectenna bajo prueba en la posición de la antena receptora, y se sustituye el analizador de señal *AGILENT N9030A PXA* por el analizador de potencia *AGILENT N6705B DC Power Analyzer*, tal como se indica en la **Figura 4-9**.

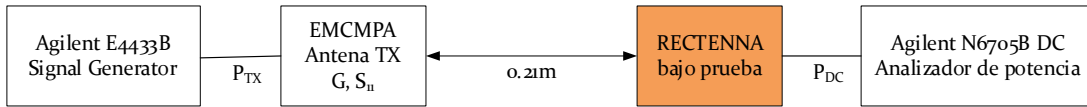


Figura 4-9: Configuración de medida de la PHE de la rectenna.

La Figura 4-10 muestra el banco de pruebas desplegado en el laboratorio desde tres perspectivas distintas.

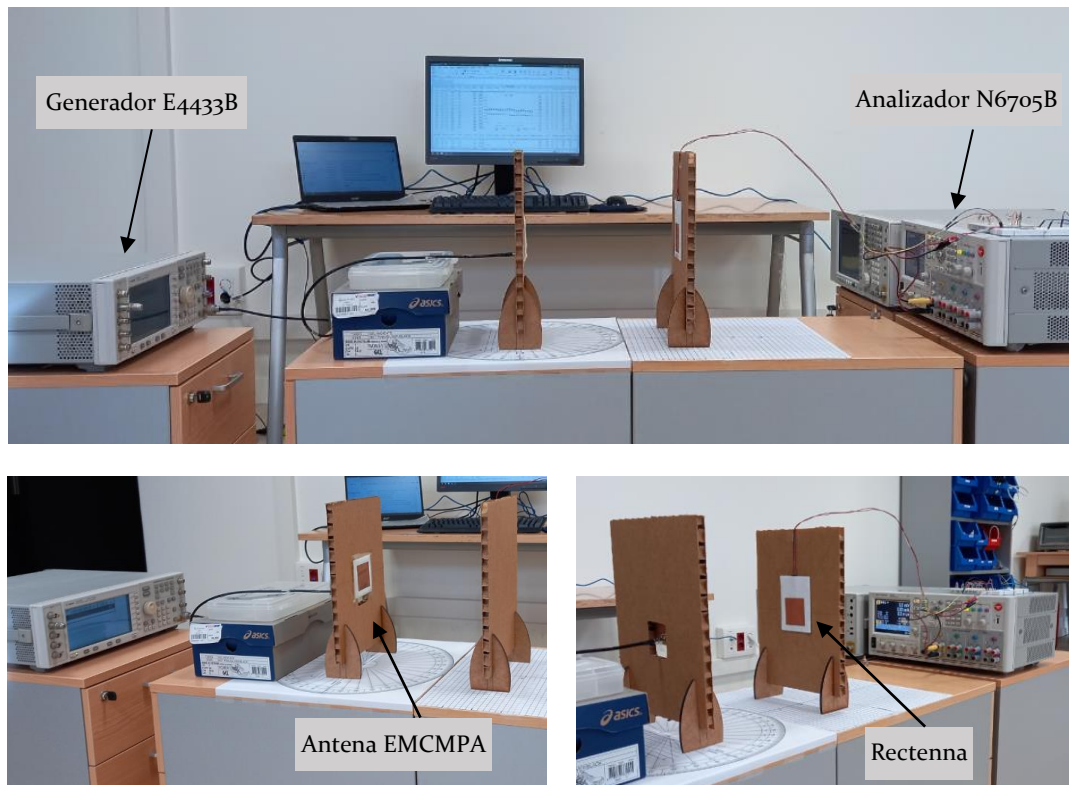


Figura 4-10: Banco de pruebas.

### 4.3 Resultados

En esta sección se muestran los resultados obtenidos tras las medidas realizadas. En primer lugar se muestran los valores obtenidos para cada una de las rectennas. A continuación se proporciona un sencillo resumen estadístico del conjunto de las cuatro. Por último, se presenta una gráfica de la PHE en función de la frecuencia.

#### 4.3.1 Medidas para una $\phi_{RX}$ de $2,22 \mu W/cm^2$

La **Tabla 4-4** muestra los valores de  $V_{RL}$ ,  $I_{RL}$ ,  $P_{DC}$  y PHE medidos en cada una de las rectennas para una  $\phi_{RX}$  de  $2,22 \mu W/cm^2$ .

$\phi_{RX}$ 2,22 $\mu W/cm^2$	Rectenna 1.2				Rectenna 1.3				Rectenna 1.4				Rectenna 1.5				
	f (GHz)	$V_{RL}$ (mV)	$I_{RL}$ ( $\mu A$ )	$P_{DC}$ ( $\mu W$ )	PHE (%)	$V_{RL}$ (mV)	$I_{RL}$ ( $\mu A$ )	$P_{DC}$ ( $\mu W$ )	PHE (%)	$V_{RL}$ (mV)	$I_{RL}$ ( $\mu A$ )	$P_{DC}$ ( $\mu W$ )	PHE (%)	$V_{RL}$ (mV)	$I_{RL}$ ( $\mu A$ )	$P_{DC}$ ( $\mu W$ )	PHE (%)
	2,40	280	136	38	26,1	290	141	41	28,0	312	152	47	32,5	301	147	44	30,3
	2,41	300	146	44	30,0	312	152	47	32,5	324	158	51	35,1	306	149	46	31,3
	2,42	328	159	52	35,8	337	164	55	37,9	350	170	60	40,8	329	160	53	36,1
	2,43	348	170	59	40,6	362	177	64	43,9	<b>376</b>	<b>183</b>	<b>69</b>	<b>47,2</b>	351	171	60	41,2
	2,44	352	171	60	41,3	<b>367</b>	<b>179</b>	<b>66</b>	45,0	374	182	68	46,7	<b>353</b>	<b>171</b>	<b>60</b>	<b>41,4</b>
	2,45	321	157	50	34,6	343	167	57	39,3	347	169	59	40,2	328	160	52	36,0
	2,46	311	152	47	32,4	324	158	51	35,1	315	153	48	33,0	305	148	45	31,0
	2,47	301	147	44	30,3	299	146	44	29,9	286	139	40	27,3	280	137	38	26,3
	2,48	284	138	39	26,9	275	134	37	25,2	261	127	33	22,7	262	128	34	23,0
	Prom.	314	153	48	33,1	323	158	51	35,2	327	159	53	36,2	313	152	48	32,9

**Tabla 4-4:** Valores medidos para  $\phi_{RX} = 2,22 \mu W/cm^2$ .

La **Tabla 4-5** muestra el resumen estadístico de los valores de  $V_{RL}$ ,  $I_{RL}$ ,  $P_{DC}$  y PHE medidos en cada una de las rectennas para una  $\phi_{RX}$  de  $2,22 \mu W/cm^2$ .

$\phi_{RX}$ 2,22 $\mu W/cm^2$	Valores máximos				Promedio				Desviación típica				Coeficiente de variación (%)				
	f (GHz)	V <sub>RL</sub> (mV)	I <sub>RL</sub> ( $\mu A$ )	P <sub>DC</sub> ( $\mu W$ )	PHE (%)	V <sub>RL</sub> (mV)	I <sub>RL</sub> ( $\mu A$ )	P <sub>DC</sub> ( $\mu W$ )	PHE (%)	V <sub>RL</sub> (mV)	I <sub>RL</sub> ( $\mu A$ )	P <sub>DC</sub> ( $\mu W$ )	PHE (%)	V <sub>RL</sub>	I <sub>RL</sub>	P <sub>DC</sub>	PHE
	2,40	312	152	47	32,5	296	144	43	29,2	14	7	4	2,8	5	5	10	10
	2,41	324	158	51	35,1	311	151	47	32,2	10	5	3	2,2	3	3	7	7
	2,42	350	170	60	40,8	336	163	55	37,6	10	5	3	2,3	3	3	6	6
	2,43	376	183	69	47,2	359	175	63	43,2	13	6	4	3,0	4	3	7	7
	2,44	374	182	68	46,7	362	176	64	43,6	11	6	4	2,7	3	3	6	6
	2,45	347	169	59	40,2	335	163	55	37,5	12	6	4	2,7	4	3	7	7
	2,46	324	158	51	35,1	314	153	48	32,9	8	4	3	1,7	3	3	5	5
	2,47	301	147	44	30,3	292	142	42	28,5	10	5	3	2,0	3	4	7	7
	2,48	284	138	39	26,9	271	132	36	24,5	11	5	3	2,0	4	4	8	8
Prom.	-	-	-	-	319	156	50	34,4	11	5	3	2,4	3	4	7	7	

Tabla 4-5: Resumen estadístico para  $\phi_{RX} = 2,22 \mu W/cm^2$ .

El promedio de PHE a la frecuencia central de 2,44 GHz es del 43,6%, mientras que el promedio en toda la banda es del 34,4%. El valor máximo obtenido es 47,2% a 2,43 GHz.

La Figura 4-11 muestra los valores máximos y el valor promedio de la PHE para todo el rango frecuencial.

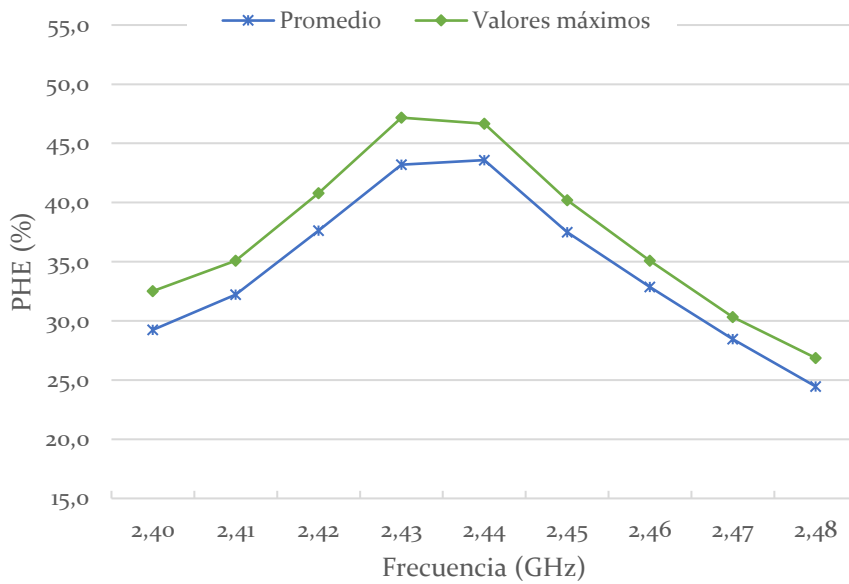


Figura 4-11: PHE vs frecuencia para  $\phi_{RX} = 2,22 \mu W/cm^2$ .

### 4.3.2 Medidas para una $\phi_{RX}$ de $4,43 \mu W/cm^2$

La **Tabla 4-6** muestra los valores de  $V_{RL}$ ,  $I_{RL}$ ,  $P_{DC}$  y PHE medidos en cada una de las rectennas para una  $\phi_{RX}$  de  $4,43 \mu W/cm^2$ .

$\phi_{RX}$ 4,43 $\mu W/cm^2$	Rectenna 1.2				Rectenna 1.3				Rectenna 1.4				Rectenna 1.5				
	f (GHz)	$V_{RL}$ (mV)	$I_{RL}$ ( $\mu A$ )	$P_{DC}$ ( $\mu W$ )	PHE (%)	$V_{RL}$ (mV)	$I_{RL}$ ( $\mu A$ )	$P_{DC}$ ( $\mu W$ )	PHE (%)	$V_{RL}$ (mV)	$I_{RL}$ ( $\mu A$ )	$P_{DC}$ ( $\mu W$ )	PHE (%)	$V_{RL}$ (mV)	$I_{RL}$ ( $\mu A$ )	$P_{DC}$ ( $\mu W$ )	PHE (%)
	2,40	451	220	99	34,1	466	227	106	36,3	495	241	119	41,0	478	233	111	38,3
	2,41	477	232	111	38,0	499	243	121	41,7	519	253	131	45,1	489	238	116	40,0
	2,42	514	250	129	44,2	529	258	136	46,9	554	269	149	51,2	521	254	132	45,5
	2,43	541	263	142	48,9	558	272	152	52,2	589	287	169	58,1	550	268	147	50,6
	2,44	541	263	142	48,9	573	279	160	54,9	589	287	169	58,1	553	269	149	51,1
	2,45	504	245	123	42,4	542	264	143	49,2	548	267	146	50,3	519	252	131	44,9
	2,46	483	235	114	39,0	508	248	126	43,3	502	244	122	42,1	487	237	115	39,7
	2,47	467	228	106	36,6	477	232	111	38,0	463	225	104	35,8	453	221	100	34,4
	2,48	452	220	99	34,2	445	217	97	33,2	428	208	89	30,6	428	208	89	30,6
	Prom.	492	240	118	40,7	511	249	128	44,0	521	253	133	45,8	498	242	121	41,7

**Tabla 4-6:** Valores medidos para  $\phi_{RX} = 4,43 \mu W/cm^2$ .

La **Tabla 4-7** muestra el resumen estadístico de los valores de  $V_{RL}$ ,  $I_{RL}$ ,  $P_{DC}$  y PHE medidos en cada una de las rectennas para una  $\phi_{RX}$  de  $4,43 \mu W/cm^2$ .

$\phi_{RX}$ 4,43 $\mu W/cm^2$	Valores máximos				Promedio				Desviación típica				Coeficiente de variación (%)				
	f (GHz)	V <sub>RL</sub> (mV)	I <sub>RL</sub> ( $\mu A$ )	P <sub>DC</sub> ( $\mu W$ )	PHE (%)	V <sub>RL</sub> (mV)	I <sub>RL</sub> ( $\mu A$ )	P <sub>DC</sub> ( $\mu W$ )	PHE (%)	V <sub>RL</sub> (mV)	I <sub>RL</sub> ( $\mu A$ )	P <sub>DC</sub> ( $\mu W$ )	PHE (%)	V <sub>RL</sub>	I <sub>RL</sub>	P <sub>DC</sub>	PHE
	2,40	495	241	119	41,0	473	230	109	37,4	19	9	9	2,9	4	4	8	8
	2,41	519	253	131	45,1	496	242	120	41,2	18	9	9	3,0	4	4	7	7
	2,42	554	269	149	51,2	530	258	137	46,9	17	8	9	3,1	3	3	7	7
	2,43	589	287	169	58,1	560	273	153	52,4	21	10	12	4,0	4	4	8	8
	2,44	589	287	169	58,1	564	275	155	53,3	21	11	12	4,1	4	4	8	8
	2,45	548	267	146	50,3	528	257	136	46,7	20	10	11	3,7	4	4	8	8
	2,46	508	248	126	43,3	495	241	119	41,0	12	6	6	2,0	2	3	5	5
	2,47	477	232	111	38,0	465	227	105	36,2	10	5	4	1,5	2	2	4	4
	2,48	452	220	99	34,2	438	213	94	32,1	12	6	5	1,8	3	3	6	6
Prom.	-	-	-	-	-	505	246	125	43,0	17	8	8	2,9	3	3	7	7

Tabla 4-7: Resumen estadístico para  $\phi_{RX} = 4,43 \mu W/cm^2$ .

El promedio de PHE a la frecuencia central de 2,44 GHz es del 53,3%, mientras que el promedio en toda la banda es del 43%. El valor máximo obtenido es 58,1% a 2,44 GHz.

La Figura 4-12 muestra los valores máximos y el valor promedio de la PHE para todo el rango frecuencial.

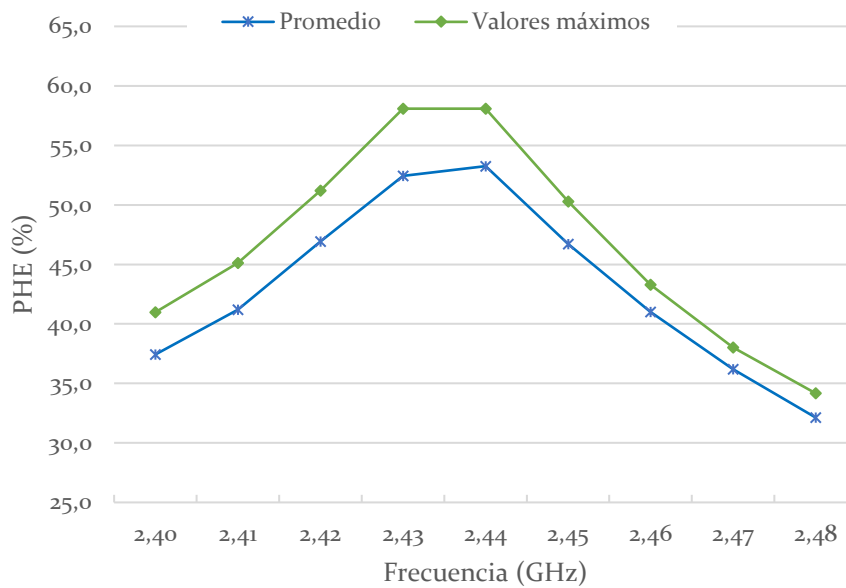


Figura 4-12: PHE vs frecuencia para  $\phi_{RX} = 4,43 \mu W/cm^2$ .

### 4.3.3 Medidas para una $\phi_{RX}$ de $7,02 \mu W/cm^2$

La **Tabla 4-8** muestra los valores de  $V_{RL}$ ,  $I_{RL}$ ,  $P_{DC}$  y PHE medidos en cada una de las rectennas para una  $\phi_{RX}$  de  $7,02 \mu W/cm^2$ .

$\phi_{RX}$ 7,02 $\mu W/cm^2$	Rectenna 1.2				Rectenna 1.3				Rectenna 1.4				Rectenna 1.5				
	f (GHz)	$V_{RL}$ (mV)	$I_{RL}$ ( $\mu A$ )	$P_{DC}$ ( $\mu W$ )	PHE (%)	$V_{RL}$ (mV)	$I_{RL}$ ( $\mu A$ )	$P_{DC}$ ( $\mu W$ )	PHE (%)	$V_{RL}$ (mV)	$I_{RL}$ ( $\mu A$ )	$P_{DC}$ ( $\mu W$ )	PHE (%)	$V_{RL}$ (mV)	$I_{RL}$ ( $\mu A$ )	$P_{DC}$ ( $\mu W$ )	PHE (%)
	2,40	613	299	183	39,7	624	304	190	41,1	674	328	221	47,9	647	315	204	44,2
	2,41	633	308	195	42,3	668	326	218	47,2	709	345	245	53,0	662	323	214	46,4
	2,42	681	332	226	49,0	714	348	248	53,9	745	362	270	58,5	703	342	240	52,1
	2,43	711	346	246	53,3	746	364	272	58,9	<b>789</b>	<b>384</b>	<b>303</b>	<b>65,7</b>	740	361	267	57,9
	2,44	710	346	246	53,3	<b>748</b>	<b>364</b>	272	59,0	787	383	301	65,3	<b>742</b>	<b>361</b>	<b>268</b>	<b>58,1</b>
	2,45	658	320	211	45,7	712	347	247	53,6	725	353	256	55,5	697	339	236	51,2
	2,46	633	308	195	42,3	683	333	227	49,3	673	328	221	47,9	658	320	211	45,7
	2,47	618	301	186	40,3	639	311	199	43,1	626	305	191	41,4	611	298	182	39,5
	2,48	598	291	174	37,7	595	290	173	37,4	584	284	166	36,0	585	285	167	36,1
	Prom.	651	317	207	44,8	681	332	227	49,3	701	341	241	52,4	672	327	221	47,9

**Tabla 4-8:** Valores medidos para  $\phi_{RX} = 7,02 \mu W/cm^2$ .

La **Tabla 4-9** muestra el resumen estadístico de los valores de  $V_{RL}$ ,  $I_{RL}$ ,  $P_{DC}$  y PHE medidos en cada una de las rectennas para una  $\phi_{RX}$  de  $7,02 \mu W/cm^2$ .

$\phi_{RX}$ 7,02 $\mu W/cm^2$	Valores máximos				Promedio				Desviación típica				Coeficiente de variación (%)				
	f (GHz)	V <sub>RL</sub> (mV)	I <sub>RL</sub> ( $\mu A$ )	P <sub>DC</sub> ( $\mu W$ )	PHE (%)	V <sub>RL</sub> (mV)	I <sub>RL</sub> ( $\mu A$ )	P <sub>DC</sub> ( $\mu W$ )	PHE (%)	V <sub>RL</sub> (mV)	I <sub>RL</sub> ( $\mu A$ )	P <sub>DC</sub> ( $\mu W$ )	PHE (%)	V <sub>RL</sub>	I <sub>RL</sub>	P <sub>DC</sub>	PHE
	2,40	674	328	221	47,9	640	312	199	43,2	27	13	17	3,6	4	4	8	8
	2,41	709	345	245	53,0	668	326	218	47,2	31	15	20	4,4	5	5	9	9
	2,42	745	362	270	58,5	711	346	246	53,4	27	13	18	3,9	4	4	7	7
	2,43	789	384	303	<b>65,7</b>	747	364	272	<b>59,0</b>	32	16	24	5,1	4	4	9	9
	2,44	<b>787</b>	<b>383</b>	<b>301</b>	<b>65,3</b>	747	<b>364</b>	272	<b>58,9</b>	<b>32</b>	<b>15</b>	<b>23</b>	<b>5,0</b>	4	4	<b>8</b>	<b>8</b>
	2,45	725	353	256	55,5	698	340	237	51,5	29	14	20	4,3	4	4	8	8
	2,46	683	333	227	49,3	662	322	213	46,3	22	11	14	3,1	3	3	7	7
	2,47	639	311	199	43,1	624	304	189	41,1	12	6	7	1,6	2	2	4	4
	2,48	598	291	174	37,7	591	288	170	36,8	7	4	4	0,9	1	1	2	2
<b>Prom.</b>	-	-	-	-	-	<b>676</b>	<b>329</b>	<b>224</b>	<b>48,6</b>	<b>24</b>	<b>12</b>	<b>16</b>	<b>3,5</b>	<b>4</b>	<b>4</b>	<b>7</b>	<b>7</b>

Tabla 4-9: Resumen estadístico para  $\phi_{RX} = 7,02 \mu W/cm^2$ .

El promedio de PHE a la frecuencia central de 2,44 GHz es del 58,9%, mientras que el promedio en toda la banda es del 48,6%. El valor máximo obtenido es 65,7% a 2,43 GHz.

La Figura 4-13 muestra los valores máximos y el valor promedio de la PHE para todo el rango frecuencial.

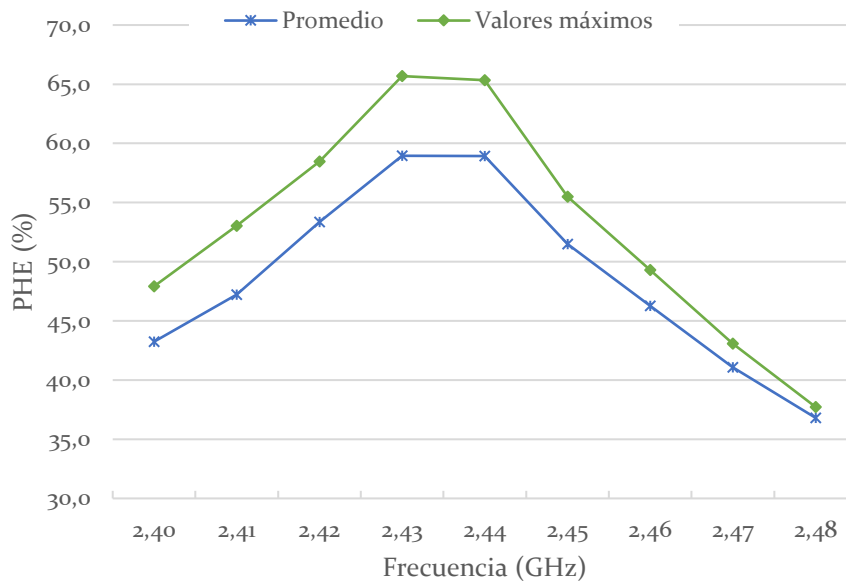


Figura 4-13: PHE vs frecuencia para  $\phi_{RX} = 7,02 \mu W/cm^2$ .

#### 4.3.4 Medidas para una $\phi_{RX}$ de $8,83 \mu W/cm^2$

La **Tabla 4-10** muestra los valores de  $V_{RL}$ ,  $I_{RL}$ ,  $P_{DC}$  y PHE medidos en cada una de las rectennas para una  $\phi_{RX}$  de  $8,83 \mu W/cm^2$ .

$\phi_{RX}$ 8,83 $\mu W/cm^2$	Rectenna 1.2				Rectenna 1.3				Rectenna 1.4				Rectenna 1.5				
	f (GHz)	$V_{RL}$ (mV)	$I_{RL}$ ( $\mu A$ )	$P_{DC}$ ( $\mu W$ )	PHE (%)	$V_{RL}$ (mV)	$I_{RL}$ ( $\mu A$ )	$P_{DC}$ ( $\mu W$ )	PHE (%)	$V_{RL}$ (mV)	$I_{RL}$ ( $\mu A$ )	$P_{DC}$ ( $\mu W$ )	PHE (%)	$V_{RL}$ (mV)	$I_{RL}$ ( $\mu A$ )	$P_{DC}$ ( $\mu W$ )	PHE (%)
	2,40	701	341	239	41,2	731	356	260	44,8	788	383	302	52,0	757	369	279	48,1
	2,41	734	357	262	45,1	765	373	285	49,1	813	395	321	55,3	776	378	293	50,5
	2,42	780	380	296	51,0	818	398	326	56,1	866	422	365	62,9	816	397	324	55,8
	2,43	823	401	330	56,8	858	418	359	61,8	<b>905</b>	<b>441</b>	<b>399</b>	<b>68,7</b>	<b>858</b>	<b>418</b>	<b>359</b>	<b>61,8</b>
	2,44	<b>815</b>	<b>397</b>	<b>324</b>	<b>55,7</b>	<b>878</b>	<b>428</b>	<b>376</b>	<b>64,7</b>	904	440	398	68,5	855	416	356	61,3
	2,45	753	367	276	47,6	833	405	337	58,1	840	409	344	59,2	812	395	321	55,2
	2,46	723	352	254	43,8	785	382	300	51,6	779	379	295	50,8	758	368	279	48,0
	2,47	707	344	243	41,9	732	356	261	44,9	729	355	259	44,6	710	345	245	42,2
	2,48	684	333	228	39,2	696	339	236	40,6	682	332	226	39,0	679	331	225	38,7
	<b>Prom.</b>	<b>747</b>	<b>364</b>	<b>273</b>	<b>46,9</b>	<b>788</b>	<b>384</b>	<b>304</b>	<b>52,4</b>	<b>812</b>	<b>395</b>	<b>323</b>	<b>55,7</b>	<b>780</b>	<b>380</b>	<b>298</b>	<b>51,3</b>

**Tabla 4-10:** Valores medidos para  $\phi_{RX} = 8,83 \mu W/cm^2$ .

La **Tabla 4-11** muestra el resumen estadístico de los valores de  $V_{RL}$ ,  $I_{RL}$ ,  $P_{DC}$  y PHE medidos en cada una de las rectennas para una  $\phi_{RX}$  de  $8,83 \mu W/cm^2$ .

$\phi_{RX}$ 8,83 $\mu W/cm^2$	Valores máximos				Promedio				Desviación típica				Coeficiente de variación (%)				
	f (GHz)	V <sub>RL</sub> (mV)	I <sub>RL</sub> ( $\mu A$ )	P <sub>DC</sub> ( $\mu W$ )	PHE (%)	V <sub>RL</sub> (mV)	I <sub>RL</sub> ( $\mu A$ )	P <sub>DC</sub> ( $\mu W$ )	PHE (%)	V <sub>RL</sub> (mV)	I <sub>RL</sub> ( $\mu A$ )	P <sub>DC</sub> ( $\mu W$ )	PHE (%)	V <sub>RL</sub>	I <sub>RL</sub>	P <sub>DC</sub>	PHE
	2,40	788	383	302	52,0	744	362	270	46,5	37	18	27	4,6	5	5	10	10
	2,41	813	395	321	55,3	772	376	290	50,0	33	16	24	4,2	4	4	8	8
	2,42	866	422	365	62,9	820	399	328	56,5	35	17	28	4,9	4	4	9	9
	2,43	905	441	399	<b>68,7</b>	861	420	362	62,3	34	16	28	4,9	4	4	8	8
	2,44	<b>904</b>	<b>440</b>	<b>398</b>	<b>68,5</b>	<b>863</b>	<b>420</b>	<b>363</b>	<b>62,5</b>	<b>38</b>	<b>18</b>	<b>32</b>	<b>5,4</b>	4	4	9	9
	2,45	840	409	344	59,2	810	394	320	55,0	40	19	30	5,2	5	5	9	9
	2,46	785	382	300	51,6	761	370	282	48,6	28	14	20	3,5	4	4	7	7
	2,47	732	356	261	44,9	720	350	252	43,4	13	6	9	1,6	2	2	4	4
	2,48	696	339	236	40,6	685	334	229	39,4	7	4	5	0,9	1	1	2	2
<b>Prom.</b>	-	-	-	-	<b>782</b>	<b>381</b>	<b>299</b>	<b>51,6</b>		<b>29</b>	<b>14</b>	<b>23</b>	<b>3,9</b>	4	4	7	7

Tabla 4-11: Resumen estadístico para  $\phi_{RX} = 8,83 \mu W/cm^2$ .

El promedio de PHE a la frecuencia central de 2,44 GHz es del 62,5%, mientras que el promedio en toda la banda es del 51,6%. El valor máximo obtenido es 68,7% a 2,43 GHz.

La Figura 4-14 muestra los valores máximos y el valor promedio de la PHE para todo el rango frecuencial.

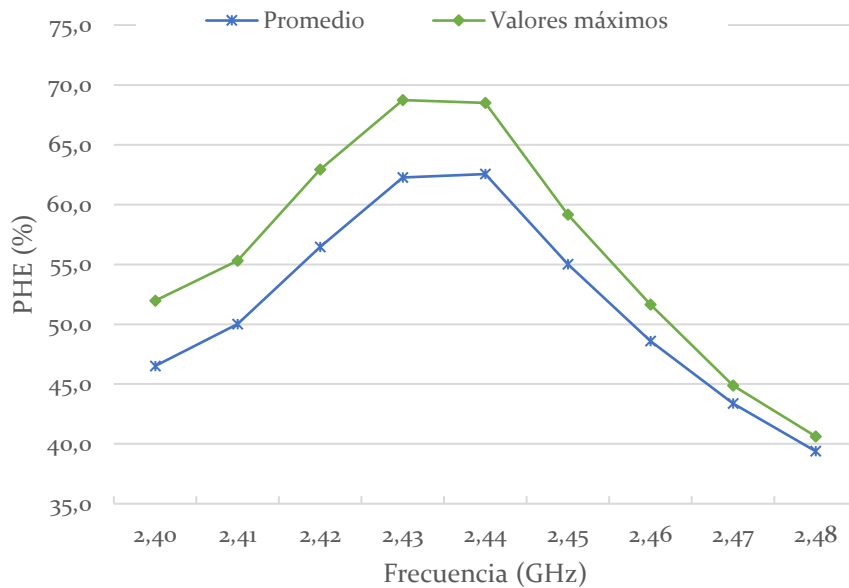


Figura 4-14: PHE vs frecuencia para  $\phi_{RX} = 8,83 \mu W/cm^2$ .

### 4.3.5 Medidas para una $\phi_{RX}$ de $14 \mu W/cm^2$

La **Tabla 4-12** muestra los valores de  $V_{RL}$ ,  $I_{RL}$ ,  $P_{DC}$  y PHE medidos en cada una de las rectennas para una  $\phi_{RX}$  de  $14 \mu W/cm^2$ .

$\phi_{RX}$ 14 $\mu W/cm^2$	Rectenna 1.2				Rectenna 1.3				Rectenna 1.4				Rectenna 1.5				
	$f$ (GHz)	$V_{RL}$ (mV)	$I_{RL}$ ( $\mu A$ )	$P_{DC}$ ( $\mu W$ )	PHE (%)	$V_{RL}$ (mV)	$I_{RL}$ ( $\mu A$ )	$P_{DC}$ ( $\mu W$ )	PHE (%)	$V_{RL}$ (mV)	$I_{RL}$ ( $\mu A$ )	$P_{DC}$ ( $\mu W$ )	PHE (%)	$V_{RL}$ (mV)	$I_{RL}$ ( $\mu A$ )	$P_{DC}$ ( $\mu W$ )	PHE (%)
	2,40	974	474	462	50,2	1027	501	515	55,9	1122	564	633	68,8	1084	528	572	62,2
	2,41	1004	489	491	53,3	1085	528	573	62,2	1149	560	643	69,9	1104	538	594	64,5
	2,42	1050	511	537	58,3	1147	559	641	69,7	1192	580	691	75,1	1143	557	637	69,2
	2,43	<b>1089</b>	<b>530</b>	<b>577</b>	<b>62,7</b>	1187	578	686	74,5	1254	610	765	83,1	1193	581	693	75,3
	2,44	1080	526	568	61,7	<b>1189</b>	<b>579</b>	<b>688</b>	<b>74,8</b>	<b>1254</b>	<b>610</b>	<b>765</b>	<b>83,1</b>	<b>1195</b>	<b>582</b>	<b>695</b>	<b>75,6</b>
	2,45	1007	490	493	53,6	1119	545	610	66,3	1157	563	651	70,8	1128	549	619	67,3
	2,46	959	467	448	48,7	1064	518	551	59,9	1083	527	571	62,0	1052	512	539	58,5
	2,47	936	455	426	46,3	997	486	485	52,7	1005	489	491	53,4	988	481	475	51,6
	2,48	906	441	400	43,4	946	461	436	47,4	947	461	437	47,4	935	455	425	46,2
	<b>Prom.</b>	<b>1001</b>	<b>487</b>	<b>489</b>	<b>53,1</b>	<b>1085</b>	<b>528</b>	<b>576</b>	<b>62,6</b>	<b>1129</b>	<b>552</b>	<b>628</b>	<b>68,2</b>	<b>1091</b>	<b>531</b>	<b>583</b>	<b>63,4</b>

**Tabla 4-12:** Valores medidos para  $\phi_{RX} = 14 \mu W/cm^2$ .

La **Tabla 4-13** muestra el resumen estadístico de los valores de  $V_{RL}$ ,  $I_{RL}$ ,  $P_{DC}$  y PHE medidos en cada una de las rectennas para una  $\phi_{RX}$  de  $14 \mu W/cm^2$ .

$\phi_{RX}$ 14 $\mu W/cm^2$	Valores máximos				Promedio				Desviación típica				Coeficiente de variación (%)				
	f (GHz)	V <sub>RL</sub> (mV)	I <sub>RL</sub> ( $\mu A$ )	P <sub>DC</sub> ( $\mu W$ )	PHE (%)	V <sub>RL</sub> (mV)	I <sub>RL</sub> ( $\mu A$ )	P <sub>DC</sub> ( $\mu W$ )	PHE (%)	V <sub>RL</sub> (mV)	I <sub>RL</sub> ( $\mu A$ )	P <sub>DC</sub> ( $\mu W$ )	PHE (%)	V <sub>RL</sub>	I <sub>RL</sub>	P <sub>DC</sub>	PHE
	2,40	1122	564	633	68,8	1052	517	545	59,3	65	38	74	8,0	6	7	14	14
	2,41	1149	560	643	69,9	1086	529	575	62,5	61	30	64	6,9	6	6	11	11
	2,42	1192	580	691	75,1	1133	552	626	68,1	60	29	65	7,0	5	5	10	10
	2,43	1254	610	765	83,1	1181	575	680	73,9	68	33	77	8,4	6	6	11	11
	2,44	1254	610	765	83,1	1180	574	679	73,8	73	35	82	8,9	6	6	12	12
	2,45	1157	563	651	70,8	1103	537	593	64,5	66	32	69	7,5	6	6	12	12
	2,46	1083	527	571	62,0	1040	506	527	57,3	55	27	54	5,9	5	5	10	10
	2,47	1005	489	491	53,4	982	478	469	51,0	31	16	30	3,2	3	3	6	6
	2,48	947	461	437	47,4	934	455	424	46,1	19	9	17	1,9	2	2	4	4
Prom.	-	-	-	-	-	1076	525	569	61,8	55	28	59	6,4	5	5	10	10

Tabla 4-13: Resumen estadístico para  $\phi_{RX} = 14 \mu W/cm^2$ .

El promedio de PHE a la frecuencia central de 2,44 GHz es del 73,8%, mientras que el promedio en toda la banda es del 61,8%. El valor máximo obtenido es 83,1% a 2,44 GHz.

La Figura 4-15 muestra los valores máximos y el valor promedio de la PHE para todo el rango frecuencial.

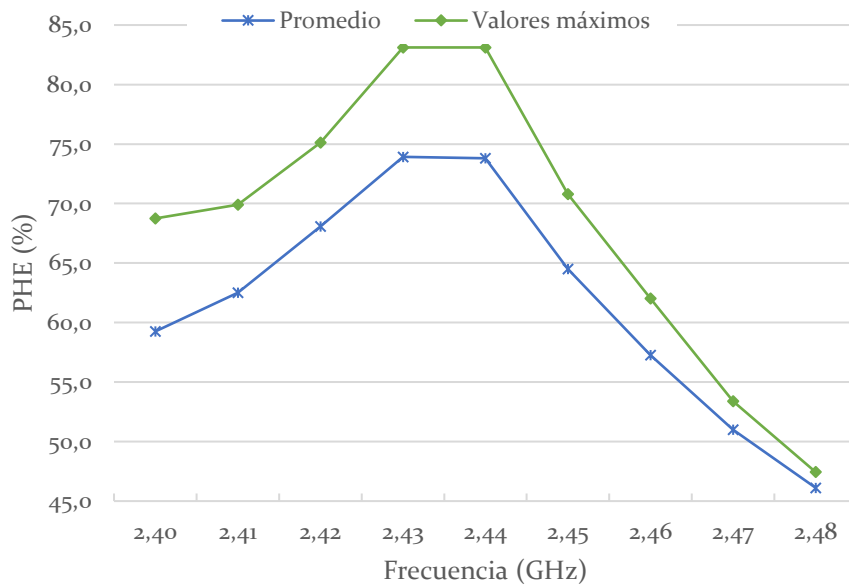


Figura 4-15: PHE vs frecuencia para  $\phi_{RX} = 14 \mu W/cm^2$ .

### 4.3.6 Medidas para una $R_L$ de $1100 \Omega$

Una vez realizadas las medidas a todas las rectennas para todos los niveles de densidad de potencia radiada del rango de prueba, se realiza una medida complementaria para comprobar que la resistencia de carga de  $2100 \Omega$  para la que se ha optimizado el diseño de la rectenna es la que maximiza la potencia captada. Para ello, se repiten las medidas de eficiencia a una rectenna con una resistencia de carga  $R_L$  de  $1100 \Omega$ .

Como puede comprobarse en la **Tabla 4-14**, a pesar de la cercanía del nuevo valor de  $R_L$ , la eficiencia es un 0,90% superior para la carga de  $2100 \Omega$ . Si bien en las zonas bajas de la banda, la carga de  $1100 \Omega$  es capaz de captar algo más de potencia, a partir de 2,42 GHz la carga de  $2100 \Omega$  le supera, especialmente en el centro de la banda donde es un 2,5-3% mejor. Se verifica que  $2100 \Omega$  es el valor óptimo de la resistencia de carga, validándose de este modo el diseño propuesto.

Rectenna 1.5 – PHE (%)											
$\phi_{RX}$	$R_L$	f (GHz)									Prom.
		2,40	2,41	2,42	2,43	2,44	2,45	2,46	2,47	2,48	
2,22 $\mu W/cm^2$	1100 $\Omega$	31,06	32,54	34,97	40,43	39,76	33,59	29,33	24,72	21,57	32,00
	2100 $\Omega$	30,34	31,26	36,09	41,15	41,38	35,98	30,95	26,30	22,99	32,94
	$\Delta$	-0,73	-1,28	1,12	0,72	1,62	2,39	1,61	1,58	1,42	0,94
4,43 $\mu W/cm^2$	1100 $\Omega$	40,02	41,79	45,21	49,55	48,77	42,76	37,93	32,45	28,86	40,82
	2100 $\Omega$	38,27	39,99	45,47	50,65	51,11	44,94	39,66	34,40	30,59	41,68
	$\Delta$	-1,75	-1,80	0,26	1,10	2,34	2,18	1,72	1,95	1,73	0,86
7,02 $\mu W/cm^2$	1100 $\Omega$	47,52	48,03	52,09	56,53	55,11	48,44	42,58	38,19	34,64	47,01
	2100 $\Omega$	44,19	46,36	52,13	57,92	58,07	51,23	45,65	39,48	36,15	47,91
	$\Delta$	-3,33	-1,67	0,04	1,38	2,97	2,78	3,07	1,29	1,51	0,89
8,83 $\mu W/cm^2$	1100 $\Omega$	52,02	52,50	54,81	61,19	59,05	52,12	45,88	40,62	37,26	50,61
	2100 $\Omega$	48,11	50,52	55,79	61,76	61,25	55,24	48,04	42,18	38,70	51,29
	$\Delta$	-3,91	-1,98	0,98	0,57	2,20	3,12	2,16	1,56	1,44	0,68
14 $\mu W/cm^2$	1100 $\Omega$	66,44	66,87	70,14	73,85	71,28	63,25	54,93	48,86	44,58	62,24
	2100 $\Omega$	62,19	64,54	69,18	75,32	75,57	67,29	58,53	51,64	46,23	63,39
	$\Delta$	-4,25	-2,33	-0,96	1,46	4,29	4,04	3,60	2,78	1,64	1,14
Prom.	$\Delta$	-2,79	-1,81	0,29	1,05	2,68	2,90	2,43	1,83	1,55	0,90

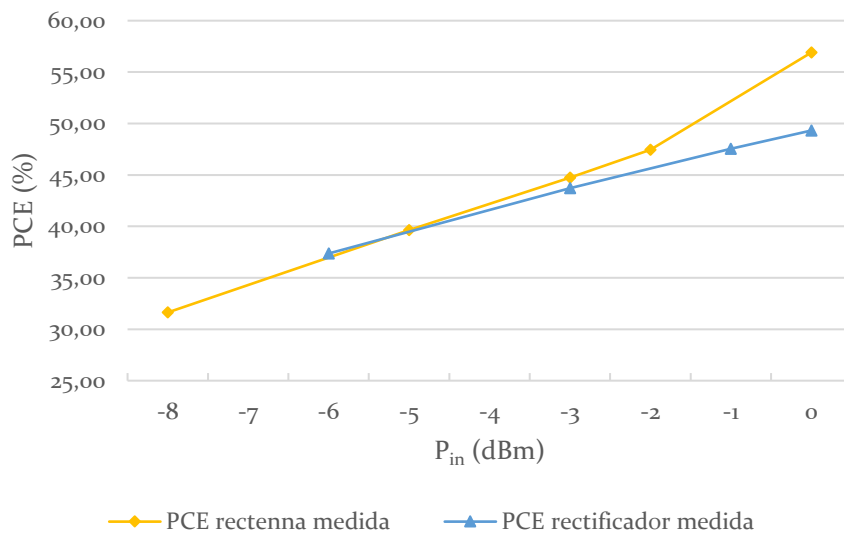
**Tabla 4-14:** Comparativa PHE:  $R_L = 1100 \Omega$  vs  $R_L = 2100 \Omega$ .

### 4.3.7 Resumen de medidas

Se ha medido la PHE de la rectenna diseñada para maximizar la potencia captada con una resistencia de carga  $R_L$  de  $2100 \Omega$ . Las medidas se han tomado para cuatro rectennas distintas, habiéndose verificado su repetitividad, al ofrecer las medidas de PHE un coeficiente de variación promedio del 8%. Se ha comprobado que la resistencia de carga de diseño de  $2100 \Omega$  es el valor óptimo que maximiza la potencia captada en las medidas.

Con objeto de poder hacer una comparativa de las eficiencias obtenidas, la **Figura 4-16** muestra su evolución en función de la potencia a la entrada del rectificador  $P_{in}$ . En ella se puede apreciar la PCE o eficiencia de conversión RF-DC medida en la rectenna, junto con la PCE medida en el rectificador adaptado aislado en el apartado 3.5.4 del capítulo anterior. Se puede apreciar cómo la eficiencia aumenta a medida que crece la potencia de entrada, confirmando los datos que ofrecen las simulaciones.

La concordancia entre ambas es muy elevada, con un error máximo del 7,6% a 0 dBm, y de apenas el 1% a -3 dBm.



**Figura 4-16:** PHE y PCE vs  $P_{in}$ .

La **Tabla 4-15** muestra el resumen de las medidas obtenidas más significativas para cada valor de la densidad de potencia radiada  $\phi_{RX}$ : valor de PHE máxima obtenido, valor promedio de PHE en la frecuencia central de 2,44 GHz y valor promedio de la PHE en toda la banda.

$\phi_{RX}$ ( $\mu W/cm^2$ )	PHE <sub>máxima</sub>	PHE <sub>promedio</sub> 2,44 GHz	PHE <sub>promedio</sub> 2,40 - 2,48 GHz
2,22	47,2%	43,6%	34,4%
4,43	58,1%	53,3%	43,0%
7,02	65,7%	58,9%	48,6%
8,83	68,7%	62,5%	51,6%
14	83,1%	73,8%	61,8%

Tabla 4-15: Resumen de medidas.

## 4.4 Agrupación de rectennas

Una vez cuantificada la eficiencia de la rectenna individual, se procede a evaluar la escalabilidad del diseño propuesto, considerando agrupar varias rectennas de forma que se incremente su capacidad de captar energía. El objetivo no es tanto el desarrollo de una metodología sistemática para el diseño de agrupaciones de rectennas sino más bien la exploración de la escalabilidad potencial de la rectenna individual diseñada.

En esta sección se plantean en primer lugar los criterios básicos adoptados para la configuración de las agrupaciones. A continuación se describe el escenario de prueba y, por último, se ofrecen los resultados obtenidos en las medidas.

### 4.4.1 Criterios de diseño

Existen dos estrategias básicas para la combinación de las señales de las rectennas: combinar las señales de RF antes de la rectificación o combinar las señales DC una vez rectificadas.

La combinación de las señales de RF pasa por diseñar un *array* de antenas que constituya una antena eléctricamente más grande y, por lo tanto, capaz de captar mayores niveles de señal que una antena individual para un mismo nivel de densidad de potencia radiada incidente. La señal de RF captada por el *array* se lleva a la etapa de rectificación para su conversión en potencia DC. Por cada agrupación de antenas hay una única etapa de rectificación, reduciéndose de este modo la complejidad del sistema al necesitar menos componentes. Por otro lado, los diodos, al recibir mayores niveles de señal, son más eficientes (Olgun, Chen, and Volakis 2011, 262-265). La directividad de la agrupación de antenas es mayor que la de la antena individual, por lo cual esta configuración puede resultar especialmente interesante cuando se utilizan transmisores de RF dedicados, o bien cuando se conoce el origen de la señal que se quiere captar.

La combinación de las señales de DC requiere que cada antena tenga su etapa de rectificación, por lo cual el número de componentes crece y los niveles de señal en cada diodo son menores. Estos *array* de rectennas son preferibles en escenarios de recuperación de energía de RF sin un origen específico, puesto que la directividad de las antenas es menor y pueden captar energía en un ancho de haz significativamente mayor.

Para la evaluación de la escalabilidad del diseño se opta por disponer de mayores anchos de haz y, por lo tanto, se combinan las señales en DC, tras ser rectificadas la señal de RF en cada rectenna individual.

La siguiente decisión de diseño que hay que tomar es la topología de la conexión de las rectennas individuales, bien en serie o en paralelo. De acuerdo con (Sun and Geyi 2016, 814-817), la conexión en paralelo ofrece en general una mejor eficiencia que la conexión en serie, excepto cuando los rectificadores trabajan con el mismo nivel de señal, en cuyo caso la topología de conexión en serie tiene una eficiencia ligeramente mayor.

Dado que todas las rectennas de la agrupación son iguales y se van a colocar juntas con la misma orientación, van a recibir la misma cantidad de densidad de potencia radiada, por lo que se opta por la conexión en serie, con el objetivo añadido de conseguir mayores niveles de tensión con la suma serie de las tensiones individuales generadas por cada rectenna.

El espaciado de las rectennas es un parámetro clave del diseño de la agrupación. Por un lado, interesa que el *array* de rectennas tenga el menor tamaño posible de forma que se maximice su eficiencia de conversión PHE. Sin embargo, un espaciado demasiado pequeño puede degradar las características de radiación de las antenas.

Para lograr el compromiso entre el tamaño de la agrupación y el desacoplo entre antenas, se ejecuta un proceso de optimización con *CST*. Así se determina que el espaciado entre parches  $dW$  para una configuración  $2 \times 1$  ha de ser de al menos 8,2 mm, mientras que el espaciado entre parches  $dL$  para una configuración  $2 \times 2$  ha de ser de al menos 10,5 mm, tal como se muestra en la **Figura 4-17**. Con esas distancias el desacoplo entre los parches es mayor que 25 dB, mientras que la eficiencia y la ganancia de cada elemento del *array* no difieren de las obtenidas para el elemento individual aislado.

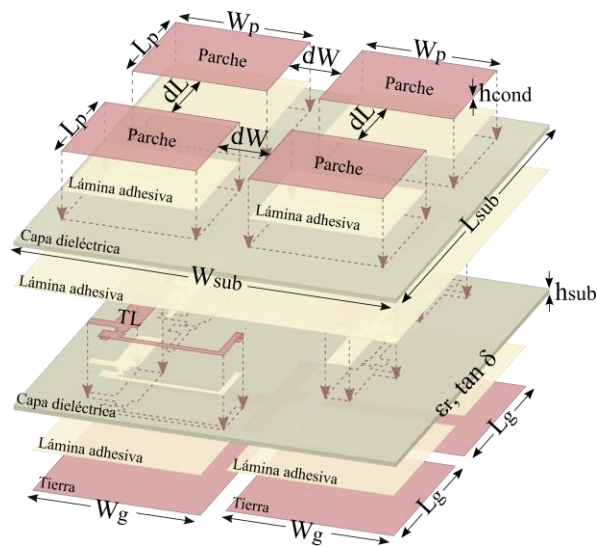


Figura 4-17: Vista en perspectiva rectenna 2x2.

Las dimensiones de las agrupaciones resultantes se muestran en la **Tabla 4-16**.

Agrupación	$W_{total}$ (cm)	$L_{total}$ (cm)	Área (cm <sup>2</sup> )
Rectenna serie 2x1	12,66	9,9	125,33
Rectenna serie 2x2	12,66	19,41	245,73

Tabla 4-16: Dimensiones agrupaciones rectennas.

#### 4.4.2 Banco de pruebas

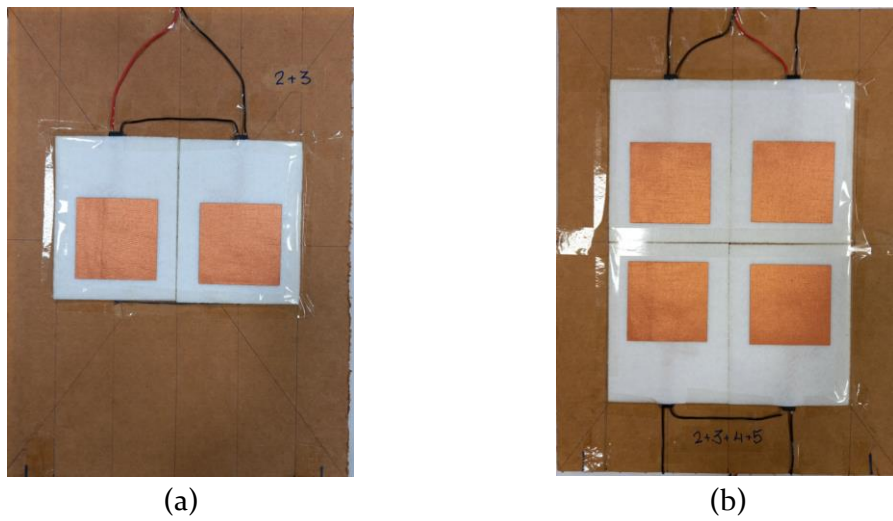
El escenario de prueba es el mismo que el empleado para medir las rectennas individuales. Se van a medir dos tipos de agrupaciones distintas: 2x1 y 2x2. En esta ocasión, se realizan las medidas para diferentes valores de  $R_L$ , con objeto de determinar la resistencia de carga óptima de cada agrupación.

Las medidas se van a realizar para el mismo rango de medida que la rectenna individual, mostrado en la **Tabla 4-17**.

Frecuencia (GHz)	2,40 – 2,48
Densidad de potencia radiada $\phi_{RX}$ ( $\mu W/cm^2$ )	14 / 8,83 / 7,02 / 4,43 / 2,22

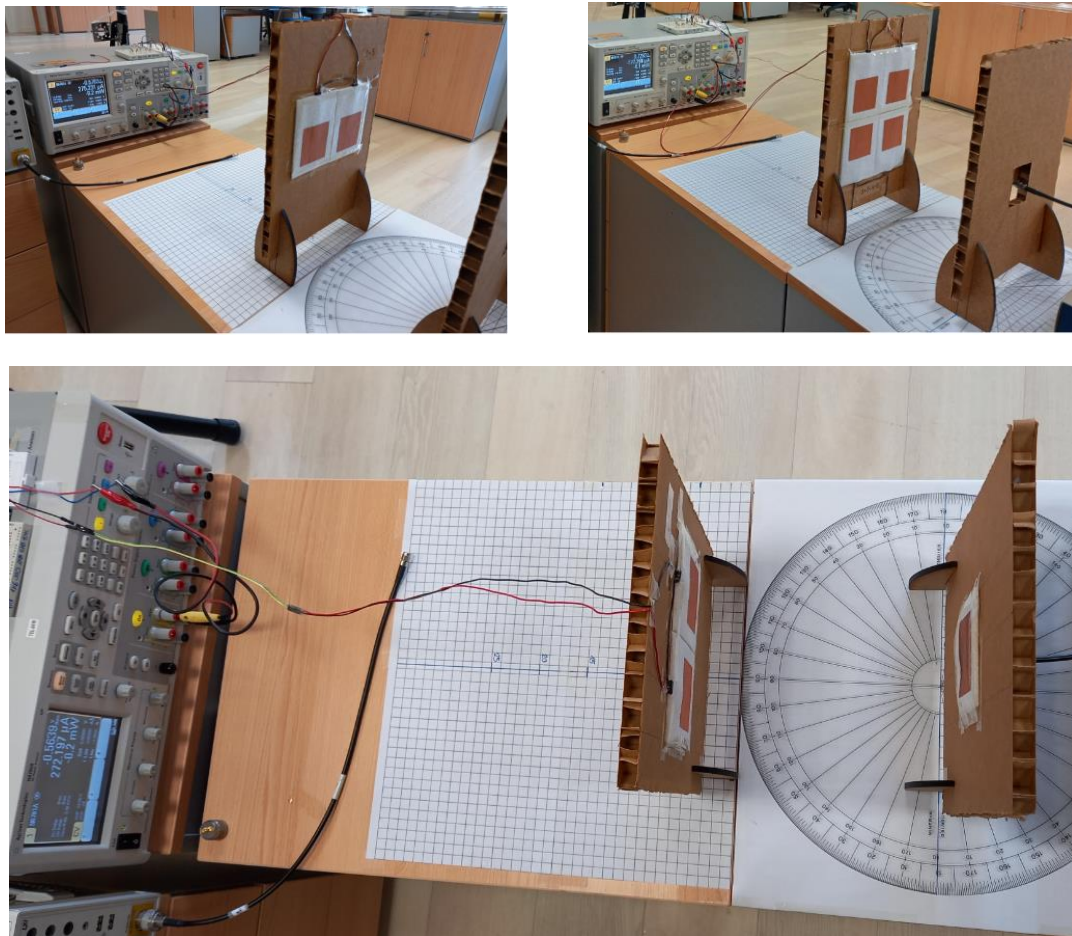
Tabla 4-17: Rango de medida de las agrupaciones.

Para la implementación de la agrupación 2x1 se conectan en serie la rectenna 1.2 y la rectenna 1.3, mientras que para la agrupación 2x2 se conectan en serie las rectennas 1.2, 1.3, 1.4 y 1.5, tal como puede observarse en la **Figura 4-18** a) y b), respectivamente.



*Figura 4-18: Agrupaciones de rectennas en serie. a) 2x1 b) 2x2.*

La **Figura 4-19** muestra la configuración de medida desplegada en el laboratorio, pudiéndose apreciar las rectennas 2x1 y 2x2, así como una vista cenital del mismo.



*Figura 4-19: Sistema de prueba.*

## 4.4.3 Resultados

## 4.4.3.1 Agrupación serie 2x1

Rectenna serie 2x1 (1.2 + 1.3) – PHE (%)											
$\phi_{RX}$	$R_L$	f (GHz)									Prom.
		2,40	2,41	2,42	2,43	2,44	2,45	2,46	2,47	2,48	
2,22 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$	1100 $\Omega$	22,18	24,28	27,66	31,26	31,26	26,47	22,18	18,75	16,76	24,53
	1600 $\Omega$	23,75	26,15	30,25	34,34	34,98	29,96	25,21	21,65	19,48	27,31
	2100 $\Omega$	23,75	26,51	30,88	35,44	36,48	31,56	26,78	22,78	20,41	28,29
	3200 $\Omega$	23,12	25,77	30,22	34,84	36,80	32,05	27,23	23,49	21,26	28,31
	4200 $\Omega$	21,58	24,26	28,54	33,17	35,34	31,34	26,55	23,33	21,19	27,26
4,43 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$	1100 $\Omega$	31,82	33,98	37,51	40,61	40,35	34,69	29,16	25,45	22,75	32,92
	1600 $\Omega$	32,84	35,54	40,36	44,17	44,35	38,30	32,50	28,75	25,99	35,87
	2100 $\Omega$	33,19	36,33	40,74	45,67	46,31	40,62	34,46	29,99	27,05	37,15
	3200 $\Omega$	30,62	33,83	38,73	43,14	44,73	39,36	33,83	30,07	27,45	35,75
	4200 $\Omega$	28,47	30,88	35,80	40,14	41,82	37,76	32,66	29,05	26,74	33,70
7,02 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$	1100 $\Omega$	38,07	40,41	44,29	47,17	46,01	39,46	33,42	29,48	26,88	38,35
	1600 $\Omega$	39,49	42,07	46,50	50,53	50,53	43,24	37,12	32,65	30,16	41,36
	2100 $\Omega$	39,16	42,48	47,07	51,25	51,68	45,33	38,88	34,19	31,34	42,37
	3200 $\Omega$	34,95	38,61	43,54	48,24	49,23	43,54	37,70	33,80	31,20	40,09
	4200 $\Omega$	32,48	35,24	39,74	44,59	45,95	40,90	36,36	32,76	30,33	37,59
8,83 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$	1100 $\Omega$	41,53	44,01	48,07	50,87	49,40	42,20	35,80	31,56	28,70	41,35
	1600 $\Omega$	43,24	45,64	50,42	54,04	53,50	46,14	39,38	35,21	32,46	44,45
	2100 $\Omega$	42,92	45,65	50,54	54,63	54,83	48,00	41,31	36,37	33,28	45,28
	3200 $\Omega$	38,49	40,81	46,04	50,61	51,36	45,34	39,55	35,36	32,99	42,28
	4200 $\Omega$	34,74	37,69	42,16	46,43	48,29	42,87	37,92	33,82	31,84	39,53
14 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$	1100 $\Omega$	53,33	54,88	59,15	61,14	58,80	49,91	42,34	37,02	34,01	50,07
	1600 $\Omega$	54,25	56,58	61,43	64,81	63,18	54,13	46,89	41,05	37,92	53,36
	2100 $\Omega$	53,01	55,76	60,89	64,14	64,10	55,72	47,67	41,99	38,57	53,54
	3200 $\Omega$	46,46	49,42	53,96	58,26	58,66	51,74	45,16	40,19	37,34	49,02
	4200 $\Omega$	41,48	44,50	48,65	53,25	53,95	48,23	42,51	38,06	35,74	45,15

Tabla 4-18: PHE rectenna 2x1.

La **Tabla 4-18** permite apreciar que la agrupación 2x1 está bien sintonizada a la frecuencia central. Asimismo, se verifica que el máximo de PHE ocurre cuando  $R_L$  es  $2100 \Omega$ , si bien las diferencias de PHE entre las diferentes  $R_L$  son bastante pequeñas, con una desviación típica máxima del 3,5%.

La **Tabla 4-19** muestra los valores de  $V_{RL}$ ,  $I_{RL}$ ,  $P_{DC}$  y PHE medidos en la agrupación serie 2x1 (para  $R_L = 2100 \Omega$ ) y los obtenidos para las rectennas 1.2 y 1.3 por separado (también para  $R_L = 2100 \Omega$ ).

		Rectenna 2x1 $R_L = 2100 \Omega$				Promedio Rectennas 1.2 / 1.3 $R_L = 2100 \Omega$				Ganancia			
		$V_{RL}$ (mV)	$I_{RL}$ ( $\mu$ A)	$P_{DC}$ ( $\mu$ W)	PHE (%)	$V_{RL}$ (mV)	$I_{RL}$ ( $\mu$ A)	$P_{DC}$ ( $\mu$ W)	PHE (%)	$V_{RL}$ (mV)	$I_{RL}$ ( $\mu$ A)	$P_{DC}$ ( $\mu$ W)	PHE (%)
$\phi_{RX}$ 2,2 $\mu$ W/cm <sup>2</sup>	Valor a 2,44 GHz	457	222	101	36,5	360	175	63	43,2	1,27	1,27	1,61	0,85
	Valor promedio	401	194	79	28,3	319	155	50	34,2	1,26	1,25	1,58	0,83
$\phi_{RX}$ 4,43 $\mu$ W/cm <sup>2</sup>	Valor a 2,44 GHz	728	353	257	46,3	557	271	151	51,9	1,31	1,30	1,70	0,89
	Valor promedio	649	315	206	37,2	502	244	123	42,3	1,29	1,29	1,67	0,88
$\phi_{RX}$ 7,02 $\mu$ W/cm <sup>2</sup>	Valor a 2,44 GHz	967	470	454	51,7	729	355	259	56,1	1,33	1,32	1,76	0,92
	Valor promedio	873	424	373	42,4	666	324	217	47,1	1,31	1,31	1,72	0,90
$\phi_{RX}$ 8,83 $\mu$ W/cm <sup>2</sup>	Valor a 2,44 GHz	1118	543	607	54,8	847	413	350	60,2	1,32	1,32	1,74	0,91
	Valor promedio	1013	492	501	45,3	768	374	288	49,7	1,32	1,32	1,74	0,91
$\phi_{RX}$ 14 $\mu$ W/cm <sup>2</sup>	Valor a 2,44 GHz	1522	739	1125	64,1	1135	553	628	68,3	1,34	1,34	1,79	0,94
	Valor promedio	1386	673	939	53,5	1043	508	533	57,9	1,33	1,33	1,76	0,92

**Tabla 4-19:** Comparativa rectenna 2x1 vs rectennas individuales.

El análisis de la tabla permite concluir que la rectenna 2x1, a la frecuencia central de 2,44 GHz es capaz de recuperar 1,72 veces la potencia que recupera una rectenna individual, con una pérdida de eficiencia relativa del 10%. Si hacemos ese cálculo para toda la banda de trabajo, entre 2,40 y 2,48 GHz, la rectenna 2x1 recupera en promedio 1,69 veces la potencia que recupera la rectenna individual, con una pérdida de eficiencia relativa del 11%. En términos absolutos, recupera el 85% de la potencia captada por las rectennas individuales.

## 4.4.3.2 Agrupación serie 2x2

Rectenna serie 2x2 (1.2 + 1.3 + 1.4 + 1.5) – PHE (%)											
$\phi_{RX}$	$R_L$	f (GHz)									Prom.
		2,40	2,41	2,42	2,43	2,44	2,45	2,46	2,47	2,48	
2,22 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$	2100 $\Omega$	15,08	16,21	18,65	21,35	21,39	17,63	13,77	11,52	10,66	16,25
	3200 $\Omega$	16,79	18,03	21,28	24,27	24,77	20,54	16,16	13,57	12,55	18,66
	4200 $\Omega$	17,23	18,63	22,02	25,24	25,89	21,48	16,92	14,53	13,32	19,47
	4900 $\Omega$	16,83	18,59	22,03	25,27	26,40	21,83	17,06	14,63	13,31	19,55
	6200 $\Omega$	17,10	18,26	21,54	24,84	26,12	22,14	17,45	14,53	13,50	19,50
4,43 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$	2100 $\Omega$	22,81	24,09	26,86	29,34	28,93	23,99	19,62	17,27	15,89	23,20
	3200 $\Omega$	24,89	26,12	29,74	32,87	33,03	27,93	22,50	19,55	18,16	26,09
	4200 $\Omega$	24,99	26,53	30,25	33,78	34,25	28,95	23,48	20,65	19,11	26,89
	4900 $\Omega$	24,59	26,05	29,65	33,40	34,10	28,95	23,53	20,71	19,20	26,69
	6200 $\Omega$	23,71	25,41	29,03	32,48	33,78	29,09	23,25	20,44	18,77	26,22
7,02 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$	2100 $\Omega$	28,73	29,72	32,88	34,54	34,07	28,53	23,54	20,95	19,69	28,07
	3200 $\Omega$	30,57	31,77	35,73	38,43	38,43	32,85	26,83	23,85	22,27	31,19
	4200 $\Omega$	30,52	31,97	36,05	39,52	39,54	33,91	27,75	24,73	23,20	31,91
	4900 $\Omega$	29,86	31,36	35,19	38,84	39,54	34,01	27,72	24,49	23,19	31,58
	6200 $\Omega$	28,81	30,30	33,95	37,72	38,63	33,51	27,28	24,19	22,75	30,79
8,83 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$	2100 $\Omega$	31,99	33,00	36,04	37,88	36,68	30,88	25,54	22,75	21,56	30,70
	3200 $\Omega$	33,66	35,08	38,94	41,77	41,47	35,12	28,76	25,93	24,58	33,92
	4200 $\Omega$	33,55	35,18	39,24	42,36	42,74	36,53	30,02	26,81	25,39	34,65
	4900 $\Omega$	32,98	34,55	38,32	41,91	42,49	36,48	29,98	26,62	25,34	34,30
	6200 $\Omega$	31,64	33,19	36,69	40,65	41,54	36,09	29,78	26,36	24,72	33,41
14 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$	2100 $\Omega$	42,69	43,44	46,51	47,58	45,91	38,73	31,76	28,14	26,70	39,05
	3200 $\Omega$	44,64	45,50	49,68	51,47	51,29	43,40	35,63	31,36	29,87	42,54
	4200 $\Omega$	44,22	45,79	49,44	52,40	51,91	44,63	36,73	32,72	30,97	43,20
	4900 $\Omega$	42,75	44,01	48,03	51,22	51,57	44,33	36,61	32,13	30,64	42,36
	6200 $\Omega$	40,60	42,43	46,12	49,50	50,04	43,64	36,11	31,71	29,87	41,11

Tabla 4-20: PHE rectenna 2x2.

La **Tabla 4-20** permite apreciar que la agrupación 2x2 está bien sintonizada a la frecuencia central. Asimismo, se verifica que el máximo de PHE ocurre cuando  $R_L$  es

4200  $\Omega$ , si bien las diferencias de PHE entre las diferentes  $R_L$  son bastante pequeñas, con una desviación típica máxima del 1,6%.

La **Tabla 4-21** muestra los valores de  $V_{RL}$ ,  $I_{RL}$ ,  $P_{DC}$  y PHE medidos en la agrupación serie 2x2 (para  $R_L = 4200 \Omega$ ) y los obtenidos para las rectennas 1.2, 1.3, 1.4 y 1.5 por separado (para  $R_L = 2100 \Omega$ ).

		Rectenna 2x2 $R_L = 4200 \Omega$				Promedio Rectennas 1.2 / 1.3 / 1.4 / 1.5 $R_L = 2100 \Omega$				Ganancia			
		$V_{RL}$ (mV)	$I_{RL}$ ( $\mu$ A)	$P_{DC}$ ( $\mu$ W)	PHE (%)	$V_{RL}$ (mV)	$I_{RL}$ ( $\mu$ A)	$P_{DC}$ ( $\mu$ W)	PHE (%)	$V_{RL}$ (mV)	$I_{RL}$ ( $\mu$ A)	$P_{DC}$ ( $\mu$ W)	PHE (%)
$\phi_{RX}$ 2,2 $\mu$ W/cm <sup>2</sup>	Valor a 2,44 GHz	763	185	141	25,9	362	176	64	43,6	2,11	1,05	2,22	0,59
	Valor promedio	657	160	106	19,5	319	156	50	34,4	2,05	1,03	2,11	0,56
$\phi_{RX}$ 4,43 $\mu$ W/cm <sup>2</sup>	Valor a 2,44 GHz	1238	301	373	34,3	564	275	155	53,3	2,20	1,10	2,40	0,64
	Valor promedio	1092	266	293	26,9	505	246	125	43,0	2,16	1,08	2,33	0,62
$\phi_{RX}$ 7,02 $\mu$ W/cm <sup>2</sup>	Valor a 2,44 GHz	1675	407	682	39,5	747	364	272	58,9	2,24	1,12	2,51	0,67
	Valor promedio	1498	364	550	31,9	676	329	224	48,6	2,21	1,11	2,45	0,65
$\phi_{RX}$ 8,83 $\mu$ W/cm <sup>2</sup>	Valor a 2,44 GHz	1953	475	928	42,7	863	420	363	62,5	2,26	1,13	2,55	0,68
	Valor promedio	1752	426	752	34,6	782	381	299	51,6	2,24	1,12	2,50	0,67
$\phi_{RX}$ 14 $\mu$ W/cm <sup>2</sup>	Valor a 2,44 GHz	2710	659	1786	51,9	1180	574	679	73,8	2,30	1,15	2,63	0,70
	Valor promedio	2463	599	1486	43,2	1076	525	569	61,8	2,29	1,14	2,60	0,70

**Tabla 4-21:** Comparativa rectenna 2x2 vs rectennas individuales.

Un análisis de la tabla permite concluir que la rectenna 2x2, a la frecuencia central de 2,44 GHz es capaz de recuperar 2,46 veces la potencia que recupera una rectenna individual, con una pérdida de eficiencia relativa del 34%. Si hacemos ese cálculo para toda la banda de trabajo, entre 2,40 y 2,48 GHz, la rectenna 2x2 recupera en promedio 2,40 veces la potencia que recupera la rectenna individual, con una pérdida de eficiencia relativa del 36%. En términos absolutos, recupera el 60% de la potencia captada por las rectennas individuales.

## 4.5 Conclusiones de las medidas

En primer lugar, es reseñable la repetibilidad de los resultados obtenidos. El coeficiente de variación promedio de las medidas realizadas ha sido del 8%, verificándose de este modo que el método constructivo seleccionado, junto con los materiales y la topología elegida, garantizan la repetibilidad de los prototipos. Así, ha quedado acotada la incertidumbre asociada a la medida de señales de RF sobre dispositivos textiles implementados en un entorno de laboratorio.

En segundo lugar, la precisa sintonización de las rectennas, con máximos de PHE en la frecuencia central de 2,44 GHz, valida el proceso de diseño planteado y, especialmente, el método iterativo de adaptación de impedancias entre la antena y la etapa de rectificación.

En tercer lugar, los altos valores de PHE obtenidos, con valores promedio que van desde el 43,6% para una densidad de potencia radiada incidente de  $2,22 \mu\text{W}/\text{cm}^2$  hasta el 73,8% a  $14 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ , con valores máximos que van desde el 47,2% a  $2,22 \mu\text{W}/\text{cm}^2$  hasta el 83,1% a  $14 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ , sitúan a los prototipos implementados a la cabeza de las eficiencias reportadas en la literatura científica para rectennas textiles en la banda WiFi de 2,4 GHz, tal y como se podrá observar mejor en la tabla comparativa del Capítulo 5.

En cuarto lugar, la elevada concordancia entre los valores de PHE medidos y simulados, con diferencias que van desde el 1% a -3 dBm hasta un máximo del 7,6% a 0 dBm, permiten validar el modelo planteado para la caracterización del circuito rectificador y la red de adaptación de impedancias. De este modo, se consigue un método preciso capaz de diseñar rectennas eficientes para una frecuencia, una carga y un nivel de señal de entrada predeterminado.

Por su parte, las medidas realizadas a las rectennas configuradas en agrupación serie, verifican el potencial de escalabilidad del diseño propuesto. Así, la configuración 2x2 es capaz de agregar el 60% de la señal captada por las rectennas individuales, proporcionando potencias  $P_{\text{DC}}$  promedio que van desde los  $141 \mu\text{W}$  para una densidad de potencia radiada incidente de  $2,22 \mu\text{W}/\text{cm}^2$  hasta los  $1,5 \text{ mW}$  a  $14 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ , siendo capaz de proporcionar valores máximos de tensión/corriente de hasta  $2,7 \text{ V} / 0,6 \text{ mA}$  a los  $14 \mu\text{W}/\text{cm}^2$  indicados. Las eficiencias PHE se mantienen en valores notables que van desde el 25,9% hasta el 43,2% a  $2,22 \mu\text{W}/\text{cm}^2$  y  $14 \mu\text{W}/\text{cm}^2$  respectivamente.



# 5

## Conclusiones y líneas de trabajo futuras

**E**n los capítulos previos se han descrito todas las actividades llevadas a cabo durante la realización de la presente tesis doctoral. Así, el capítulo 1 presenta la motivación que inspira el trabajo realizado, contextualiza la problemática que aborda, plantea la hipótesis y los objetivos de la investigación y expone la metodología utilizada. A continuación, el capítulo 2 presenta de manera específica un estado del arte de las rectennas textiles presentes en la literatura científica, proporcionando un análisis comparativo de sus características. El capítulo 3, tras describir los conceptos teóricos básicos de las rectennas textiles, aborda el proceso de diseño del método que permitirá la implementación de las rectennas individuales, presentando de forma ordenada las diferentes fases de la caracterización experimental y las validaciones intermedias del modelo. El capítulo 4 presenta de forma pormenorizada la integración de la rectenna, describe la experimentación realizada y ofrece los resultados obtenidos de las medidas.

Finalmente, en este último capítulo se ofrecen las conclusiones extraídas en este trabajo de investigación y las líneas de trabajo futuras. La sección 5.1 identifica las conclusiones que justifican la consecución de los objetivos y la verificación de la hipótesis. Por último, la sección 5.2 presenta las líneas de trabajo futuras que se van a abordar como continuación de los trabajos de investigación realizados.

### Índice

5.1 Conclusiones.....	118
5.2 Líneas de trabajo futuras.....	122

## 5.1 Conclusiones

El análisis del estado del arte realizado en el capítulo 2 reporta varios trabajos que han implementado rectennas textiles a distintas frecuencias, con diferentes topologías y métodos constructivos, y con gran disparidad en la forma de evaluar sus prestaciones. Y sobre todo, se constata la ausencia de una metodología sistemática para el diseño de rectennas textiles.

Esta ausencia motiva el desarrollo de un método sistemático que aborde la incertidumbre asociada al diseño y la implementación textil de las rectennas. La validación de este método requiere la comparación con el estado del arte de las prestaciones de las rectennas implementadas con él. Para ello se propone homogeneizar la evaluación de su comportamiento, no solo por medio de la magnitud de la energía recuperada, sino también con la eficiencia PHE, una figura de mérito que tiene en cuenta no sólo la relación de conversión de potencias, sino el área física del dispositivo. De este modo, se puede evaluar posteriormente su potencial escalabilidad.

A continuación se detallan las conclusiones más relevantes del trabajo realizado, organizadas en torno a diferentes aspectos:

- *Fiabilidad del modelo:* se ha desarrollado un método de caracterización de la implementación textil de la etapa de rectificación que proporciona un modelo para el diseño sobre un simulador que ofrece una gran concordancia con los valores medidos. Así, el error promedio de la estimación del coeficiente de reflexión  $|S_{11}|$  que nos da el modelo es de tan solo 0,103, mientras que el error promedio global de estimación de la eficiencia PCE de la etapa rectificadora es del 5,25% para todo el ancho de banda. En el caso del prototipo implementado, el error de estimación del  $|S_{11}|$  en el punto de optimización es despreciable al ser de tan solo 0,041.
- *Integración antena-rectificador:* a partir del modelo desarrollado, se ha planteado un método iterativo para adaptar la antena y el rectificador. Se ha conseguido obtener excelentes adaptaciones, con valores promedio de las pérdidas de retorno de -18,8 dB (1,5%) en todo el contexto de validación, y alcanzando un valor de -20,6 dB (0,9%) en toda la banda de trabajo en el punto de optimización para una  $P_{in}$  de -1 dBm. El error de estimación promedio de la eficiencia del rectificador adaptado proporcionado por el modelo se ha mantenido en el 5,36%.
- *Repetitividad de resultados:* la experimentación realizada con las rectennas construidas ha ofrecido una gran repetitividad en sus resultados, con un coeficiente de variación promedio del 8%. La selección de la topología, los

materiales y el método constructivo garantiza por tanto no solo la fidelidad entre estimación y realidad, sino la robustez del modelo de diseño propuesto.

- *Sintonización de las rectennas:* se ha comprobado la correcta sintonización de las rectennas a la frecuencia central de la banda de trabajo para la resistencia de carga  $R_L$  objetivo. La obtención de los valores máximos de eficiencia a 2,44 GHz confirma la correcta sintonización tanto de la antena diseñada, como de la red de adaptación entre ella y la etapa de rectificación.
- *Eficiencia de conversión PHE:* el objetivo principal de la metodología de diseño propuesta es la obtención de rectennas eficientes, evaluadas a través de la medida de su eficiencia de conversión PHE. En primer lugar se comparan los resultados finales obtenidos con los obtenidos en (Lopez-Garde et al. 2021), publicación que presenta la primera versión de las rectennas desarrolladas en la presente tesis, en la que se contemplaba la combinación del diseño de la EMCMPA con el método de construcción y, además, se hacía una primera validación de la escalabilidad del diseño de rectenna propuesto. La **Tabla 5-1** y la **Tabla 5-2** muestran la comparativa de valores de PHE promedio y máximos respectivamente.

		PHE promedio (2,40 – 2,48 GHz) (%)				
		$\phi_{RX}$	(Lopez-Garde et al. 2021)	Método propuesto	Mejora	
Rectenna individual	14 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$		29	62	+33	115%
	7 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$		19	49	+30	156%
Agrupación 2x2	14 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$		31	43	+12	39%
	7 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$		21	32	+11	52%

**Tabla 5-1:** Comparativa de PHE promedio.

		PHE máxima (2,40 – 2,48 GHz) (%)				
		$\phi_{RX}$	(Lopez-Garde et al. 2021)	Método propuesto	Mejora	
Rectenna individual	14 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$		38	83	+45	119%
	7 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$		26	66	+40	153%
Agrupación 2x2	14 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$		38	52	+14	38%
	7 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$		26	40	+14	52%

**Tabla 5-2:** Comparativa de PHE máxima.

Como puede comprobarse, la mejora es relevante en todos los puntos de medida, tanto para los valores máximos obtenidos a la frecuencia central de 2,44 GHz, como a los valores promediados en toda la banda de trabajo. La incorporación del modelo para la caracterización del rectificador y el proceso de adaptación de impedancias desarrollados tras su publicación introducen una mejora relativa de la PHE entre un 115% y un 156% para la rectenna individual, y entre un 38% y un 52% para la agrupación 2x2.

Si comparamos los resultados obtenidos con los de las rectennas textiles revisadas en el estado del arte -capítulo 2-, y que se muestran resumidos en la **Tabla 5-3**, el valor de PHE del 83% logrado por el diseño aquí propuesto supera con creces el 7% de (Adami et al. 2015, 1-4) o el 3% de (Vital, Bhardwaj, and Volakis 2020, 2323-2331), ambos trabajando a la misma frecuencia de 2,45 GHz y con niveles de señal similares. Si se comparan con las rectennas en la banda de 900 MHz, supera ampliamente el 29% de (Monti, Corchia, and Tarricone 2013b, 3869-3873) reportado al mismo nivel de densidad de potencia que este trabajo. También supera el 51% de (Wagih, Weddell, and Beeby 2021, 2522-2536) o el 42% de (Wagih, Weddell, and Beeby 2021, 1-5), si bien estos los validan a niveles de potencia inferiores. Únicamente queda por debajo del 139% de (Wagih et al. 2021, 6322-6332), aunque no es directamente comparable pues se trata de un diseño a una frecuencia poco convencional -0,83 GHz- con una topología de antena de dipolo meandro con una superficie muy reducida y no extrapolable a la captación de señales en la banda WiFi de 2,4 GHz.

- *Escalabilidad y potencia  $P_{DC}$  recuperada*: la escalabilidad del diseño tiene como objetivo aumentar la cantidad de energía recuperada. Así, las medidas realizadas constatan que la agrupación 2x1 recupera el 85% de la potencia captada por una rectenna individual, multiplicando por 1,69 la potencia recuperada, mientras que la agrupación 2x2 recupera un 60% de la misma, multiplicándola por 2,4 con respecto a la rectenna individual.

Si comparamos con las agrupaciones de rectennas textiles reportadas en el estado del arte, (Vital, Bhardwaj, and Volakis 2020, 2323-2331) presenta una agrupación 2x2 que multiplica por 2,2 la potencia captada por su elemento individual (en comparación con el 2,4 del diseño propuesto en la presente tesis) con una PHE de apenas el 3%. Por su parte, la agrupación 16x16 de (Antonio Estrada et al. 2020, 3908-3919) reporta una PHE del 17% a 14  $\mu\text{W}/\text{cm}^2$  mientras en este trabajo, para la misma señal de RF, se consigue una eficiencia PHE del 62%, casi cuatro veces superior. La potencia captada a 4  $\mu\text{W}/\text{cm}^2$  es de 32  $\mu\text{W}$ , muy por debajo de los 300  $\mu\text{W}$  captados por el diseño aquí propuesto.

Ref.	Frec. (GHz)	Material	Antena	Rectificador		Rectenna		
		Conductor Dieléctrico	Topología Construcción	Topología	Ef.(%)	PCE <sub>máx</sub>	PDC <sub>máx</sub>	PHE
<b>Método propuesto en la tesis</b>	2,40 - 2,48	PCPTF - Filtro	EMCMPA - Pegado	Doblador de tensión	39% -6 dBm 51% -0 dBm	83,1% 14 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$	765 $\mu\text{W}$ 14 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ 69 $\mu\text{W}$ 2,2 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$	83%
(Lopez-Garde et al. 2021)	2,40 - 2,48	PCPTF - Filtro	EMCMPA - Pegado	Doblador de tensión	ND	38% 14 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$	261 $\mu\text{W}$ 14 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$	38%
(Monti, Corchia, and Tarricone 2013, 3869-3873)	0,860 - 0,918	Nylon Cu - Tejido de pelo y vaquera	Parche Microstrip - Pegado	Puente de onda completa	ND	45% 14 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$	2mW 14 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$	29%*
(Adami et al. 2015, 1-4)	2,45	Tinta de plata - Polycotton	Parche microstrip con doble polarización - Serigrafía	Doblador de tensión	ND	ND	100 $\mu\text{W}$ 15 cm 100mW PIRE	7%*
(Antonio Estrada et al. 2020, 3908-3919)	2-5	Tinta HPS-FG57B - Algodón	Agrupación de bow-tie - Serigrafía	Diodo único	ND	17% 14 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ 32% 100 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$	32 $\mu\text{W}$ 4 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$	17% 32%
(Vital, Bhardwaj, and Volakis 2020, 2323-2331)	2,45	Hilo Elektrisola-7 -Cu/Ag50- - Organza	Parche Microstrip - Bordado	Diodo único	20% -20 dBm 60% 0 dBm	ND	25 $\mu\text{W}$ 152 cm 4W PIRE	3%*
(Wagih, Weddell, and Beeby 2021, 2522-2536)	0,82	Nylon/PET/ Cu-Ni - Filtro	Monopolo circular - Pegado†	Diodo único	41,8% -20 dBm	53% 0,5 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$	35 $\mu\text{W}$ 0,5 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$	51%*
(Wagih, Weddell, and Beeby 2021, 1-5)	1	Nylon/PET/ Cu-Ni - Filtro	Monopolo circular con reflector - Pegado†	Diodo único	ND	42% 0,3 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$	14 $\mu\text{W}$ 0,3 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$	42%
(Wagih et al. 2021, 6322-6332)	0,83	Nylon/PET/ Cu-Ni - Filtro	Dipolo Meandro - Pegado†	Doblador de tensión	ND	63,9% 0,8 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$	95 $\mu\text{W}$ 1 $\mu\text{W}/\text{cm}^2$	139%*
(Wagih et al. 2021, 844-857)	2,4	Nylon/PET/ Cu-Ni - Filtro	EMCMPA - Pegado†	Doblador de tensión	ND	74% 2 dBm	ND	ND

\* Calculado a partir de los datos aportados

† Rectificador flexible sobre poliimida y cobre

**Tabla 5-3:** Comparativa de rectennas textiles – Método propuesto vs Estado del Arte.

Como conclusión final, la presente tesis propone y valida una metodología sistemática para el diseño de rectennas textiles eficientes en la banda WiFi de 2,4 GHz capaces de alimentar dispositivos de bajo consumo integrados en los e-textiles que:

- Propone unos materiales, una topología y un método de construcción que ofrecen una gran repetitividad en las prestaciones de los prototipos así implementados.
- Incorpora un modelo fiable capaz de determinar a priori tanto la resistencia de carga  $R_L$  óptima, como la frecuencia central de trabajo, en contraposición con los trabajos estudiados que las determinan a posteriori, una vez hechas las medidas.
- Obtiene rectennas eficientes que maximizan la eficiencia de conversión PHE a partir de las especificaciones de frecuencia de trabajo, resistencia de carga y nivel de señal de RF ambiental esperado.
- Es escalable puesto que la agrupación de varias rectennas multiplica la cantidad de energía recuperada de forma eficiente.

De este modo, queda validada la hipótesis planteada acerca de que *"La eficiencia de las rectennas textiles para la captación de energía RF del ambiente puede mejorarse mediante un método de diseño e implementación que contemple una adecuada selección de la topología de las antenas, de la topología de la etapa de rectificación, de los materiales empleados y de la metodología de construcción, así como la optimización de la adaptación entre antena y rectificador. Además, la verificación de la escalabilidad del método desarrollado mediante la configuración en agrupación de las rectennas, demuestra su viabilidad para alimentar de forma desatendida dispositivos electrónicos de bajo consumo integrados en los e-textiles."*

## 5.2 Líneas de trabajo futuras

Una vez concluida la investigación abordada en la tesis, y partiendo de los resultados obtenidos en la misma, quedan cuestiones abiertas que requieren continuar profundizando en la temática con objeto de mejorar y ampliar tanto los resultados obtenidos como el conocimiento adquirido. En ese sentido, se han definido una serie de líneas de trabajo, que se detallan a continuación:

- El siguiente paso natural es investigar la implementación textil de circuitos capaces de almacenar la energía recuperada. Existen algunas referencias en la literatura científica (Wagih, M. et al. 2021, 302-314) que exploran la viabilidad de almacenar la energía recuperada con supercondensadores sobre sustratos textiles. Conseguir un método sistemático para el diseño de sistemas integrados de recuperación y almacenamiento de energía RF del ambiente supondrá un avance significativo

hacia el despliegue de dispositivos de bajo consumo sin baterías, mucho más sostenibles y con menos necesidades de mantenimiento.

- La segunda línea de trabajo a explorar es la implementación de rectennas que trabajen en niveles de densidad de potencia radiada inferiores, por debajo del  $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ . Una vez que el método ha sido validado en el rango de 2 a  $14 \mu\text{W}/\text{cm}^2$ , parece razonable trasladarlo a niveles inferiores de forma que se puedan optimizar las eficiencias a dichos niveles, y se posibilite la captación significativa de energía RF del ambiente a mayores distancias de los dispositivos emisores.
- Una tercera línea de trabajo es explorar las estrategias de conexión de las rectennas para su configuración en *array*, tanto de antenas como de rectennas, de forma que se multiplique la cantidad de energía recuperada. Si bien en la presente tesis se ha evaluado de forma positiva la escalabilidad del diseño propuesto, es conveniente hacer una investigación sistemática acerca de las diferentes estrategias de combinación de las señales. Por un lado, el desarrollo de *arrays* de antenas para la combinación de la señales de RF antes de la rectificación, y por el otro profundizar en las prestaciones de la combinación serie y paralelo de las señales DC ya rectificadas procedentes de varias rectennas. Disponer de una caracterización precisa de las ventajas de unas u otras topologías permitirá desarrollar sistemas que optimicen su eficiencia en función de las condiciones particulares del escenario de la aplicación.
- Una cuarta línea de trabajo está relacionada con la posibilidad de desarrollar rectennas *wearables* que sean portadas por personas. En este sentido, además de realizar medidas adicionales *onbody* que confirmen la no degradación de las prestaciones de la rectenna y su aislamiento del cuerpo humano gracias al diseño EMCMPA planteado, surge la posibilidad de investigar la posibilidad de diseñar sistemas con varias rectennas dispuestas en diferentes partes del cuerpo, implementando de este modo la diversidad en su implementación, y consiguiendo aumentar la cantidad de energía recuperada.
- En quinto lugar, la implementación de otras topologías de antena y rectificación podría también requerir el desarrollo de las rectennas con otros materiales y otros métodos de construcción. En este sentido, se ve especialmente interesante explorar el bordado de las rectennas con hilos conductores porque, a pesar de que actualmente no ofrece resultados comparables a las obtenidas con el diseño multicapa, si se consiguieran optimizar sus prestaciones, se daría un gran impulso al desarrollo de estos dispositivos, al tratarse de una tecnología textil muy madura e implantada en la industria.
- Por último, es deseable eliminar los puntos de soldadura de los dispositivos, tanto por la complejidad que añaden a su construcción, como por la fragilidad de los

mismos y su consiguiente incertidumbre asociada. Así, la incorporación de métodos de interconexión textiles que garanticen la robustez de la conexión junto con la flexibilidad que requiere la implementación textil es quizá el gran reto que afrontan a día de hoy, no solo las rectennas textiles, sino todos los *e-textiles* en general.

# Bibliografía

- Adami, S. -E, P. Proynov, G. S. Hilton, G. Yang, C. Zhang, D. Zhu, Y. Li, S. P. Beeby, I. J. Craddock, and B. H. Stark. 2018. "A Flexible 2.45-GHz Power Harvesting Wristband with Net System Output from  $-24.3$  dBm of RF Power." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 66 (1): 380-395. doi:10.1109/TMTT.2017.2700299.
- Adami, S., D. Zhu, Yi Li, E. Mellios, B. H. Stark, and S. Beeby. 2015. "A 2.45 GHz Rectenna Screen-Printed on Polycotton for on-Body RF Power Transfer and Harvesting." doi:10.1109/WPT.2015.7140161.
- AirFuel Alliance. "Wireless Charging Technology & Standards." AirFuel Alliance., accessed Oct 12, 2021, <https://airfuel.org/>.
- Alex-Amor, Antonio, Javier Moreno-Núñez, José M. Fernández-González, Pablo Padilla, and Jaime Esteban. 2019. *Parasitics Impact on the Performance of Rectifier Circuits in Sensing RF Energy Harvesting*. Vol. 19. doi:10.3390/s19224939.
- Ali, Shahid M., Cheab Sovuthy, Muhammad A. Imran, Soeung Socheatra, Qammer H. Abbasi, and Zuhairiah Z. Abidin. 2020. *Recent Advances of Wearable Antennas in Materials, Fabrication Methods, Designs, and their Applications: State-of-the-Art*. Vol. 11. doi:10.3390/mi1100888.
- Antonio Estrada, J., E. Kwiatkowski, A. López-Yela, M. Borgeñós-García, D. Segovia-Vargas, T. Barton, and Z. Popović. 2020. "RF-Harvesting Tightly Coupled Rectenna Array Tee-Shirt with Greater than Octave Bandwidth." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 68 (9): 3908-3919. doi:10.1109/TMTT.2020.2988688.
- Balanis, Constantine A. 2005. *Antenna Theory: Analysis and Design*. 3<sup>a</sup> ed. Hoboken, NJ, USA: Wiley Interscience.
- Bayramol, Derman Vatansever, Navneet Soin, Tahir Shah, Elias Siores, Dimitroula Matsouka, and Savvas Vassiliadis. 2017. "Energy Harvesting Smart Textiles." In *Smart Textiles: Fundamentals, Design, and Interaction*, edited by Stefan Schneegass and Oliver Amft, 199-231. Cham: Springer International Publishing. doi:10.1007/978-3-319-50124-6\_10. [https://doi.org/10.1007/978-3-319-50124-6\\_10](https://doi.org/10.1007/978-3-319-50124-6_10).
- Belentepe, B. 1995. "Modeling and Design of Electromagnetically Coupled Microstrip-Patch Antennas and Antenna Arrays." *IEEE Antennas and Propagation Magazine* 37 (1): 31-39. doi:10.1109/74.370579.

- Bonefačić, Davor and Juraj Bartolić. 2021. *Embroidered Textile Antennas: Influence of Moisture in Communication and Sensor Applications*. Vol. 21. doi:10.3390/s21123988.
- Brauner, Philipp, Julia van Heek, Martina Ziefle, Nur Al-huda Hamdan, and Jan Borchers. 2017. "Interactive FURniTURE: Evaluation of Smart Interactive Textile Interfaces for Home Environments." Brighton, United Kingdom, Association for Computing Machinery, . doi:10.1145/3132272.3134128. <https://doi.org/10.1145/3132272.3134128>.
- Chen, Chaoyu, Lei Zhang, Wenbo Ding, Lijun Chen, Jinkang Liu, Zhaoqun Du, and Weidong Yu. 2020. *Woven Fabric Triboelectric Nanogenerator for Biomotion Energy Harvesting and as Self-Powered Gait-Recognizing Socks*. Vol. 13. doi:10.3390/en13164119.
- Chen, Dongyi and Michael Lawo. 2017. "Smart Textiles and Smart Personnel Protective Equipment." In *Smart Textiles: Fundamentals, Design, and Interaction*, edited by Stefan Schneegass and Oliver Amft, 333-357. Cham: Springer International Publishing. doi:10.1007/978-3-319-50124-6\_15. [https://doi.org/10.1007/978-3-319-50124-6\\_15](https://doi.org/10.1007/978-3-319-50124-6_15).
- Chen, Y. and C. Chiu. 2017. "Maximum Achievable Power Conversion Efficiency obtained through an Optimized Rectenna Structure for RF Energy Harvesting." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 65 (5): 2305-2317. doi:10.1109/TAP.2017.2682228.
- Chiaramello, Emma, Marta Bonato, Serena Fiocchi, Gabriella Tognola, Marta Parazzini, Paolo Ravazzani, and Joe Wiart. 2019. *Radio Frequency Electromagnetic Fields Exposure Assessment in Indoor Environments: A Review*. Vol. 16. doi:10.3390/ijerph16060955.
- Chuma, Euclides Lourenço, Lisandro de Rodríguez la Torre, Yuzo Iano, Leonardo L. Bravo Roger, and Miguel Sanchez-Soriano. 2018. "Compact Rectenna Based on a Fractal Geometry with a High Conversion Energy Efficiency Per Area." *IET Microwaves, Antennas & Propagation* 12 (2): 173-178. doi:<https://doi.org/10.1049/iet-map.2016.1150>. <https://doi.org/10.1049/iet-map.2016.1150>.
- Del-Rio-Ruiz, R., J. -M Lopez-Garde, J. Legarda, O. Caytan, and H. Rogier. 2021. "A Combination of Transmission Line Models as Design Instruments for Electromagnetically Coupled Microstrip Patch Antennas in the 2.45 GHz ISM Band." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 69 (1): 550-555. doi:10.1109/TAP.2020.3001668.
- Del-Rio-Ruiz, R., J. Lopez-Garde, J. Legarda, S. Lemey, O. Caytan, and H. Rogier. 2020. "Reliable Lab-Scale Construction Process for Electromagnetically Coupled Textile Microstrip Patch Antennas for the 2.45 GHz ISM Band." *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 19 (1): 153-157. doi:10.1109/LAWP.2019.2956238.

- Del-Rio-Ruiz, Ruben, Juan Lopez-Garde, and Jon Legarda. 2019. *Planar Textile Off-Body Communication Antennas: A Survey*. Vol. 8. doi:10.3390/electronics8060714.
- Dong, Kai, Xiao Peng, Jie An, Aurelia Chi Wang, Jianjun Luo, Baozhong Sun, Jie Wang, and Zhong Lin Wang. 2020. "Shape Adaptable and Highly Resilient 3D Braided Triboelectric Nanogenerators as E-Textiles for Power and Sensing." *Nature Communications* 11 (1): 2868. doi:10.1038/s41467-020-16642-6. <https://doi.org/10.1038/s41467-020-16642-6>.
- Garg, Ramesh, Prakash Bhartia, Inder J. Bahl, and A. Ittipiboon. 2001. *Microstrip Antenna Design Handbook*. Boston [u.a.]: Artechhouse.
- Giglio, Andrea, Ingrid Paoletti, and Giovanni Maria Conti. 2021. "Three-Dimensional (3D) Textiles in Architecture and Fashion Design: A Brief Overview of the Opportunities and Limits in Current Practice." *Applied Composite Materials*. doi:10.1007/s10443-021-09932-9. <https://doi.org/10.1007/s10443-021-09932-9>.
- Grabham, N. J., Y. Li, L. R. Clare, B. H. Stark, and S. P. Beeby. 2018. "Fabrication Techniques for Manufacturing Flexible Coils on Textiles for Inductive Power Transfer." *IEEE Sensors Journal* 18 (6): 2599-2606. doi:10.1109/JSEN.2018.2796138.
- H. A. Wheeler. 1959. *The Radiansphere Around a Small Antenna*. Vol. 47. doi:10.1109/JRPROC.1959.287198.
- Hasni, U., M. E. Piper, J. Lundquist, and E. Topsakal. 2021. "Screen-Printed Fabric Antennas for Wearable Applications." *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation* 2: 591-598. doi:10.1109/OJAP.2021.3070919.
- Hemour, S., Y. Zhao, C. H. P. Lorenz, D. Houssameddine, Y. Gui, and C. M. Hu. 2014. "Towards Low-Power High-Efficiency RF and Microwave Energy Harvesting." *IEEE Trans Microw Theory Tech* 62. doi:10.1109/TMTT.2014.2305134. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2014.2305134>.
- Heo, Eunah, Keun-Yeong Choi, Jooyong Kim, Jong-Hu Park, and Hojin Lee. 2018. "A Wearable Textile Antenna for Wireless Power Transfer by Magnetic Resonance." *Textile Research Journal* 88 (8): 913-921. doi:10.1177/0040517517690626. <https://doi.org/10.1177/0040517517690626>.
- Hertleer, Carla, Annelien Van Laere, Hendrik Rogier, and Lieva Van Langenhove. 2010. "Influence of Relative Humidity on Textile Antenna Performance." *Textile Research Journal* 80 (2): 177-183. doi:10.1177/0040517509105696. <https://doi.org/10.1177/0040517509105696>.
- Huang, P., D. L. Wen, Y. Qiu, M. H. Yang, C. Tu, H. S. Zhong, and X. S. Zhang. 2021. "Textile-Based Triboelectric Nanogenerators for Wearable Self-Powered Microsystems." *Micromachines* 12 (2). doi:10.3390/mi12020158 [doi].

- IDTechEx. "E-Textiles and Smart Clothing 2020-2030: Technologies, Markets and Players." <https://www.idtechex.com/en/research-report/e-textiles-and-smart-clothing-2020-2030-technologies-markets-and-players/735>., accessed 01-03-, 2021, <https://www.idtechex.com/en/research-report/e-textiles-and-smart-clothing-2020-2030-technologies-markets-and-players/735>.
- . "Wearable Technology Forecasts: 2020-2030." <https://www.idtechex.com/en/research-report/wearable-technology-forecasts-2020-2030/747>., accessed 01-03-, 2021, <https://www.idtechex.com/en/research-report/wearable-technology-forecasts-2020-2030/747>.
- ISO. 2020. *ISO/TR 23383:2020. Textiles and Textile Products — Smart (Intelligent) Textiles— Definitions, Categorisation, Applications and Standardization Needs*, edited by International Organization for Standardization. Geneva, CH:.
- Jacquard by Google. "Jacquard by Google - Home." Jacquard by Google., accessed Feb 3, 2022, <https://atap.google.com/jacquard/>.
- Kang, S. H. and C. W. Jung. 2017. "Textile Resonators with Thin Copper Wire for Wearable MR-WPT System." *IEEE Microwave and Wireless Components Letters* 27 (1): 91-93. doi:10.1109/LMWC.2016.2629976.
- Kiourti, A., C. Lee, and J. L. Volakis. 2016. "Fabrication of Textile Antennas and Circuits with 0.1 mm Precision." *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 15: 151-153. doi:10.1109/LAWP.2015.2435257.
- Komolafe, A., B. Zaghari, R. Torah, A. S. Weddell, H. Khanbareh, Z. M. Tsikriteas, M. Vousden, et al. 2021. "E-Textile Technology Review–From Materials to Application." *IEEE Access* 9: 97152-97179. doi:10.1109/ACCESS.2021.3094303.
- Koncar, V. 2016. "1 - Introduction to Smart Textiles and their Applications." In *Smart Textiles and their Applications*, edited by Vladan Koncar, 1-8. Oxford: Woodhead Publishing. doi:<https://doi.org/10.1016/B978-0-08-100574-3.00001-1>. <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780081005743000011>.
- Kunin. "72" Classic Felt White." <https://www.fabric.com>., accessed 13-01, 2022, <https://www.fabric.com/buy/rfr-004/72-classic-felt-white>.
- Kwak, Sung Soo, Hong-Joon Yoon, and Sang-Woo Kim. 2019. "Textile-Based Triboelectric Nanogenerators for Self-Powered Wearable Electronics." *Advanced Functional Materials* 29 (2): 1804533. doi:<https://doi.org/10.1002/adfm.201804533>. <https://doi.org/10.1002/adfm.201804533>.
- LessEMF. "Pure Copper Polyester Taffeta Fabric." <https://www.lessemf.com>., accessed 13-01, 2022, <https://www.lessemf.com/1212.pdf>.

- Li, Yi, Neil Grabham, Russel Torah, John Tudor, and Steve Beeby. 2018. *Textile-Based Flexible Coils for Wireless Inductive Power Transmission*. Vol. 8. doi:10.3390/app8060912.
- Lier, E. and K. Jakobsen. 1983. "Rectangular Microstrip Patch Antennas with Infinite and Finite Ground Plane Dimensions." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 31 (6): 978-984. doi:10.1109/TAP.1983.1143164.
- Liu, Jingqi, Yi Li, Sheng Yong, Sasikumar Arumugam, and Steve Beeby. 2019. "Flexible Printed Monolithic-Structured Solid-State Dye Sensitized Solar Cells on Woven Glass Fibre Textile for Wearable Energy Harvesting Applications." *Scientific Reports* 9 (1): 1362. doi:10.1038/s41598-018-37590-8. <https://doi.org/10.1038/s41598-018-37590-8>.
- Liu, Y., M. Yu, L. Xu, Y. Li, and T. T. Ye. 2020. "Characterizations and Optimization Techniques of Embroidered RFID Antenna for Wearable Applications." *IEEE Journal of Radio Frequency Identification* 4 (1): 38-45. doi:10.1109/JRFID.2019.2961189.
- Liu, Z. and Y. Sun. 2014. "A Solder Joint Crack — Characteristic Impedance Model Based on Transmission Line Theory." doi:10.1109/ICRMS.2014.7107178.
- Lopez-Garde, Juan, Ruben Del-Rio-Ruiz, Jon Legarda, and Hendrik Rogier. 2021. *2 × 2 Textile Rectenna Array with Electromagnetically Coupled Microstrip Patch Antennas in the 2.4 GHz WiFi Band*. Vol. 10. doi:10.3390/electronics10121447.
- Lopez-Garde, Juan-Manuel, Jon Legarda-Macon, and Ruben Del-Rio-Ruiz. 2021. "Improving Efficiency of RF Energy Harvesting in Wearable IoT Applications. Impedance Model of Rectifier Welding Points and Diode's Package." St. Gallen, Switzerland, Association for Computing Machinery, .
- Lorenz, C. H. P., S. Hemour, and K. Wu. 2016. "Physical Mechanism and Theoretical Foundation of Ambient RF Power Harvesting using Zero-Bias Diodes." *IEEE Trans Microw Theory Tech* 64. doi:10.1109/TMTT.2016.2574848. <https://doi.org/10.1109/TMTT.2016.2574848>.
- Loss, C., T. M. Silveira, P. Pinho, R. Salvado, and N. B. de Carvalho. 2020. "Design and Analysis of the Reproducibility of Wearable Textile Antennas." doi:10.1109/CSNDSP49049.2020.9249634.
- Lu, X., P. Wang, D. Niyato, D. I. Kim, and Z. Han. 2016. "Wireless Charging Technologies: Fundamentals, Standards, and Network Applications." *IEEE Communications Surveys & Tutorials* 18 (2): 1413-1452. doi:10.1109/COMST.2015.2499783.
- Lund, Anja, Karin Rundqvist, Erik Nilsson, Liyang Yu, Bengt Hagström, and Christian Müller. 2018. "Energy Harvesting Textiles for a Rainy Day: Woven Piezoelectrics

- Based on Melt-Spun PVDF Microfibres with a Conducting Core." *Npj Flexible Electronics* 2 (1): 9. doi:10.1038/s41528-018-0022-4. <https://doi.org/10.1038/s41528-018-0022-4>.
- Lundager, Katrine, Behzad Zeinali, Mohammad Tohidi, Jens K. Madsen, and Farshad Moradi. 2016. *Low Power Design for Future Wearable and Implantable Devices*. Vol. 6. doi:10.3390/jlpea6040020.
- Martinez, I., C. Mao, D. Vital, H. Shahariar, D. H. Werner, J. S. Jur, and S. Bhardwaj. 2020. "Compact, Low-Profile and Robust Textile Antennas with Improved Bandwidth for Easy Garment Integration." *IEEE Access* 8: 77490-77500. doi:10.1109/ACCESS.2020.2989260.
- Mather, Robert R. and John I. B. Wilson. 2017. *Fabrication of Photovoltaic Textiles*. Vol. 7. doi:10.3390/coatings7050063.
- Mendes, C. and C. Peixeiro. 2017. "A Dual-Mode Single-Band Wearable Microstrip Antenna for Body Area Networks." *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 16: 3055-3058. doi:10.1109/LAWP.2017.2760142.
- Monti, G., L. Corchia, and L. Tarricone. 2013a. "UHF Wearable Rectenna on Textile Materials." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 61 (7): 3869-3873. doi:10.1109/TAP.2013.2254693.
- Monti, G., L. Corchia, and L. Tarricone. 2013b. "UHF Wearable Rectenna on Textile Materials." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 61 (7): 3869-3873. doi:10.1109/TAP.2013.2254693.
- Nayak, R., L. Wang, and R. Padhye. 2015. "11 - Electronic Textiles for Military Personnel." In *Electronic Textiles*, edited by Tilak Dias, 239-256. Oxford: Woodhead Publishing.
- Nikbakhtnasrabadi, Fatemeh, Hatem El Matbouly, Markellos Ntagios, and Ravinder Dahiya. 2021. "Textile-Based Stretchable Microstrip Antenna with Intrinsic Strain Sensing." *ACS Applied Electronic Materials* 3 (5): 2233-2246. doi:10.1021/acsaelm.1c00179. <https://doi.org/10.1021/acsaelm.1c00179>.
- Olgun, U., C. -C Chen, and J. L. Volakis. 2011. "Investigation of Rectenna Array Configurations for Enhanced RF Power Harvesting." *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 10: 262-265. doi:10.1109/LAWP.2011.2136371.
- Oltman, H. and D. Huebner. 1981. "Electromagnetically Coupled Microstrip Dipoles." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 29 (1): 151-157. doi:10.1109/TAP.1981.1142526.
- Paosangthong, Watcharapong, Russel Torah, and Steve Beeby. 2019. "Recent Progress on Textile-Based Triboelectric Nanogenerators." *Nano Energy* 55: 401-423.

- doi:<https://doi.org/10.1016/j.nanoen.2018.10.036>.  
<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2211285518307626>.
- Paret, Dominique and Pierre Crégo. 2019. *Wearables, Smart Textiles and Smart Apparel*. London, UK: Elsevier, ISTE Press.
- Peppler, K. 2013. "STEAM-Powered Computing Education: Using E-Textiles to Integrate the Arts and STEM." *Computer* 46 (09): 38-43. doi:10.1109/MC.2013.257. <http://doi.ieeecomputersociety.org/10.1109/MC.2013.257>.
- Piñuela, M., P. D. Mitcheson, and S. Lucyszyn. 2013. "Ambient RF Energy Harvesting in Urban and Semi-Urban Environments." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 61 (7): 2715-2726. doi:10.1109/TMTT.2013.2262687.
- R. H. Johnston and J. G. McRory. 1998. *An Improved Small Antenna Radiation-Efficiency Measurement Method*. Vol. 40. doi:10.1109/74.735964.
- Rogers Corporation. "RO4003C - Laminates." <https://rogerscorp.com/>, accessed 14-01, 2022, <https://rogerscorp.com/advanced-electronics-solutions/ro4000-series-laminates/ro4003c-laminates>.
- Roh, J. -S, Y. -S Chi, J. -H Lee, Y. Tak, S. Nam, and T. J. Kang. 2010. "Embroidered Wearable Multiresonant Folded Dipole Antenna for FM Reception." *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 9: 803-806. doi:10.1109/LAWP.2010.2064281.
- Rotzler, Sigrid, Malte von Krshiwoblozki, and Martin Schneider-Ramelow. 2021. "Washability of E-Textiles: Current Testing Practices and the Need for Standardization." *Textile Research Journal* 91 (19-20): 2401-2417. doi:10.1177/0040517521996727. <https://doi.org/10.1177/0040517521996727>.
- Skyworks. "SMS7630 - Product Details." <https://www.skyworksinc.com/products/diodes/sms7630-series>, accessed 14-01, 2022, <https://www.skyworksinc.com/>.
- Soyata, T., L. Copeland, and W. Heinzelman. 2016. "RF Energy Harvesting for Embedded Systems: A Survey of Tradeoffs and Methodology." *IEEE Circuits and Systems Magazine* 16 (1): 22-57. doi:10.1109/MCAS.2015.2510198.
- Stanley, Jessica, John A. Hunt, Phil Kunovski, and Yang Wei. 2021. "A Review of Connectors and Joining Technologies for Electronic Textiles." *Engineering Reports* n/a: e12491. doi:<https://doi.org/10.1002/eng2.12491>.  
<https://doi.org/10.1002/eng2.12491>.
- Stylios, George K. 2020. *Novel Smart Textiles*. Vol. 13. doi:10.3390/ma13040950.

- Sun, H. and W. Geyi. 2016. "A New Rectenna with all-Polarization-Receiving Capability for Wireless Power Transmission." *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters* 15: 814-817. doi:10.1109/LAWP.2015.2476345.
- Tran, Le-Giang, Hyouk-Kyu Cha, and Woo-Tae Park. 2017. "RF Power Harvesting: A Review on Designing Methodologies and Applications." *Micro and Nano Systems Letters* 5 (1): 14. doi:10.1186/s40486-017-0051-0. <https://doi.org/10.1186/s40486-017-0051-0>.
- Valenta, C. R. and G. D. Durgin. 2014. "Harvesting Wireless Power: Survey of Energy-Harvester Conversion Efficiency in Far-Field, Wireless Power Transfer Systems." *IEEE Microwave Magazine* 15 (4): 108-120. doi:10.1109/MMM.2014.2309499.
- Visser, Hubregt J., Shady Keyrouz, and A. B. Smolders. 2015. "Optimized Rectenna Design." *Wireless Power Transfer* 2 (1): 44-50. doi:10.1017/wpt.2014.14. <https://www.cambridge.org/core/article/optimized-rectenna-design/C3FF515999FA3FFF59C828CDBC709686>.
- Vital, D., S. Bhardwaj, and J. L. Volakis. 2020. "Textile-Based Large Area RF-Power Harvesting System for Wearable Applications." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 68 (3): 2323-2331. doi:10.1109/TAP.2019.2948521.
- Vlieseline. "Bondaweb - Vlieseline." [www.vlieseline.com](http://www.vlieseline.com), accessed Feb 11, 2022, <https://www.vlieseline.com:443/en/Produkte/creative-range/Vliesofix>.
- W. C. Brown. 1984. *The History of Power Transmission by Radio Waves*. Vol. 32. doi:10.1109/TMTT.1984.1132833.
- Wagih, M., N. Hillier, S. Yong, A. S. Weddell, and S. Beeby. 2021. "RF-Powered Wearable Energy Harvesting and Storage Module Based on E-Textile Coplanar Waveguide Rectenna and Supercapacitor." *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation* 2: 302-314. doi:10.1109/OJAP.2021.3059501.
- Wagih, M., G. S. Hilton, A. S. Weddell, and S. Beeby. 2020. "Broadband Millimeter-Wave Textile-Based Flexible Rectenna for Wearable Energy Harvesting." *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques* 68 (11): 4960-4972. doi:10.1109/TMTT.2020.3018735.
- . 2021a. "Dual-Band Dual-Mode Textile Antenna/Rectenna for Simultaneous Wireless Information and Power Transfer (SWIPT)." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 69 (10): 6322-6332. doi:10.1109/TAP.2021.3070230.
- . 2021b. "Dual-Polarized Wearable Antenna/Rectenna for Full-Duplex and MIMO Simultaneous Wireless Information and Power Transfer (SWIPT)." *IEEE Open Journal of Antennas and Propagation* 2: 844-857. doi:10.1109/OJAP.2021.3098939.

- Wagih, M., A. Komolafe, and B. Zaghari. 2020. "Dual-Receiver Wearable 6.78 MHz Resonant Inductive Wireless Power Transfer Glove using Embroidered Textile Coils." *IEEE Access* 8: 24630-24642. doi:10.1109/ACCESS.2020.2971086.
- Wagih, M., A. S. Weddell, and S. Beeby. 2021a. "Analyzing and Maximizing the Power Harvesting Efficiency of a Textile Rectenna through Reflector-Based Shielding." doi:10.23919/EuCAP51087.2021.9411484.
- . 2021b. "Analyzing and Maximizing the Power Harvesting Efficiency of a Textile Rectenna through Reflector-Based Shielding." doi:10.23919/EuCAP51087.2021.9411484.
- . 2019. "Characterizing and Modelling Non-Linear Rectifiers for RF Energy Harvesting." doi:10.1109/PowerMEMS49317.2019.82063202439.
- . 2021c. "Omnidirectional Dual-Polarized Low-Profile Textile Rectenna with Over 50% Efficiency for Sub-MW/Cm<sup>2</sup> Wearable Power Harvesting." *IEEE Transactions on Antennas and Propagation* 69 (5): 2522-2536. doi:10.1109/TAP.2020.3030992.
- Wagih, Mahmoud. 2021. "Optimal Rectenna Design for Textile, Flexible, and Printed Radio Frequency Energy Harvesting." phd, . <https://eprints.soton.ac.uk/450186/>.
- Wagih, Mahmoud, Alex S. Weddell, and Steve Beeby. 2021. *Powering E-Textiles using a Single Thread Radio Frequency Energy Harvesting Rectenna*. Vol. 68. doi:10.3390/proceedings2021068016.
- Waqar, S., L. Wang, and S. John. 2015. "9 - Piezoelectric Energy Harvesting from Intelligent Textiles." In *Electronic Textiles*, edited by Tilak Dias, 173-197. Oxford: Woodhead Publishing. doi:<https://doi.org/10.1016/B978-0-08-100201-8.00010-2>. <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780081002018000102>.
- Wilson, J. I. B. and R. R. Mather. 2015. "8 - Photovoltaic Energy Harvesting for Intelligent Textiles." In *Electronic Textiles*, edited by Tilak Dias, 155-171. Oxford: Woodhead Publishing. doi:<https://doi.org/10.1016/B978-0-08-100201-8.00009-6>. <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780081002018000096>.
- Wireless Power Consortium. "Ki Cordless Kitchen Standard." <https://www.wirelesspowerconsortium.com/kitchen/>., accessed Oct 12, 2021, <https://www.wirelesspowerconsortium.com/kitchen/>.
- . "Medium Power Standard." <https://www.wirelesspowerconsortium.com/medium-power/>., accessed Oct 12, 2021, <https://www.wirelesspowerconsortium.com/medium-power/>.
- . "Qi - Mobile Computing." <https://www.wirelesspowerconsortium.com/qi/>., accessed Oct 12, 2021, <https://www.wirelesspowerconsortium.com/qi/>.

- . "Wireless Power Consortium." <https://www.wirelesspowerconsortium.com>, accessed Oct 12, 2021, <https://www.wirelesspowerconsortium.com>.
- Yang, H. and X. Liu. 2021. "Screen-Printed Dual-Band and Dual-Circularly Polarized Textile Antenna for Wearable Applications." doi:10.23919/EuCAP51087.2021.9411013.
- Yang, Kai, Beckie Isaia, Laura J. E. Brown, and Steve Beeby. 2019. *E-Textiles for Healthy Ageing*. Vol. 19. doi:10.3390/s19204463.
- Yong, Sheng, Junjie Shi, and Stephen Beeby. 2019. "Wearable Textile Power Module Based on Flexible Ferroelectret and Supercapacitor." *Energy Technology* 7 (5): 1800938. doi:<https://doi.org/10.1002/ente.201800938>.  
<https://doi.org/10.1002/ente.201800938>.
- Zaman, Shahood U., Xuyuan Tao, Cedric Cochrane, and Vladan Koncar. 2022. *Smart E-Textile Systems: A Review for Healthcare Applications*. Vol. 11. doi:10.3390/electronics11010099.
- Zhang, Q., J. -H Ou, Z. Wu, and H. -Z Tan. 2018. "Novel Microwave Rectifier Optimizing Method and its Application in Rectenna Designs." *IEEE Access* 6: 53557-53565. doi:10.1109/ACCESS.2018.2871087.
- Zhang, Shiyu. 2014. "Design Advances of Embroidered Fabric Antennas." Loughborough University.  
[/articles/thesis/Design\\_advances\\_of\\_embroidered\\_fabric\\_antennas/9537266/1](/articles/thesis/Design_advances_of_embroidered_fabric_antennas/9537266/1).

**Anexo**

**A**

**Planar Textile Off-Body  
Communication Antennas: A Survey**





Review

## Planar Textile Off-Body Communication Antennas: A Survey

Ruben Del-Rio-Ruiz <sup>\*</sup>, Juan-Manuel Lopez-Garde and Jon Legarda

Faculty of Engineering, University of Deusto, Avda. Universidades, 24, 48007 Bilbao, Spain;

jmlopez@deusto.es (J.-M.L.-G.); jlegarda@deusto.es (J.L.)

\* Correspondence: ruben.delrio@deusto.es; Tel.: +34-94-413-9073

Received: 31 May 2019; Accepted: 20 June 2019; Published: 24 June 2019



**Abstract:** Fully textile smart wearables will be the result of the complete integration and miniaturization of electronics and textile materials. Off-body communications are key for connecting smart wearables with external devices, even for wireless power transfer or energy harvesting. They need to fulfill specific electromagnetic (EM) (impedance bandwidth (BW), gain, efficiency, and front to back radiation (FTBR)) and mechanical (bending, crumpling, compression, washing and ironing) requirements so that the smart wearable device provides the required performance. Therefore, textile and flexible antennas require a proper trade-off between materials, antenna topologies, construction techniques, and EM and mechanical performances. This review shows the latest research works for textile and flexible planar, fully grounded antennas for off-body communications, providing a novel design guide that relates key antenna performance parameters versus topologies, feeding techniques, conductive and dielectric textile materials, as well as the behavior under diverse measurement conditions.

**Keywords:** textile antennas; off-body communications; fully-grounded planes

### 1. Introduction

The convergence of electronics and conductive textiles (e-textiles) to create smart wearable devices remains challenging in several application areas such as medical, sport, art, military, or aerospace. They will be capable of sensing data, controlling actuators, communicating with external devices, and even being recharged wirelessly. Miniaturization and integration of electronics into smart textiles are key for this revolution. Nevertheless, the performance of certain components like sensors [1,2], energy harvesters [3–5], or antennas is dependent on their dimensions and cannot be miniaturized.

Off-body communication antennas are used in smart textile devices to communicate with other external devices. The topology and materials of these antennas play a key role in the smart textile devices' efficiency, manufacturing cost, and mechanical performance (bending, crumpling, washing, and ironing). There have been reported many textile antenna topologies, but off-body communication antennas require the minimization of front-to-back radiation (FTBR) levels (to avoid the negative effects of the human body, and the degradation of the antennas' performance), while having the required impedance bandwidth (BW), high radiation efficiency, and low antenna volume. On the other hand, the inherent proximity of the human body to the antenna gives special concern to the wearers' health safety, and therefore the specific absorption rate (SAR) [6,7] is also a key aspect to take into consideration.

Antennas with full-ground planes are good candidates to enhance the FTBR and SAR values for body-worn applications. Recent literature on fully-grounded planar topology antennas constructed with non-textile materials show promising electromagnetic (EM) performances in terms of measured BW, maximum peak gain, radiation efficiency, and FTBR [8–17]. They are normally based on

well characterized dielectric and conductive materials, like Rogers Duroid 5880 [8–10,14,18–25], Rogers 4003 [12], Rogers 3003 [14], and F4B [16] and FR4 Microwave [26–29], which lead to consistent results between simulations and measurements. The thinness of the substrates used (between 0.5 mm and 2 mm) [8,10,12,13,16,18–20,24–26,28,30] offers good BW and radiation efficiencies, giving some clues about their potential for textile applications. They also allow for a plethora of design alternatives to improve the EM performances, normally based on three patch shapes, like rectangular [8,9,11–13,15,18,20,22,24–26,29,30], circular [21,23,31], and square [14,19], combined with different slotted patch configurations like linear [8,12,16,19,20,26,28,30], meandered [18], ramp [18], circular-ring [21], complex [17,22], L-shaped [29], and U-shaped [24]. Feeding techniques are also relevant when they are used for textile applications—coaxial fed [11,12,14,16,17,21,23–26,28,31], microstrip line fed [9,10,22,30], microstrip inset line fed [8,9,19,20], aperture-coupled fed [13], and L-shaped line fed [15] antennas. Finally, antennas for single-band [8–20,23–26,28,30,31], dual-band [29], and reconfigurable bands [21,22,25] have been reported, which is sometimes also also desirable in textile applications.

This is the reason why this survey is focused on analyzing textile antennas with a full-ground plane for off-body communications, combining the potential of fully grounded topologies with the challenges of textile materials. These antennas can be thin, lightweight, robust, and easily manufactured. They can even be used for energy harvesting as the available space over the textile surface is high. But greater dimensions require solutions based on textile materials that guarantee comfortable and aesthetically acceptable designs and robust performance against bending, crumpling, washing, and ironing. Moreover, EM characteristics of textile materials are crucial for good antenna performance. For instance, the permittivity, loss tangent, and thickness of the substrates are main factors for good BW and radiation efficiency of the antennas.

The structure of this survey is as follows: Section 2 presents an analysis on the latest literature on planar off-body textile antenna designs and their EM performance on ideal scenarios (flat surface and free-space), describing their feeding techniques and antenna topologies. Section 3 describes the latest reported textile antenna construction techniques, and their main dielectric and conductive materials. Section 4 discusses the EM performance of textile antennas under diverse conditions (on-body, bending, crumpling, compression, humidity). Finally, Section 5 gives the main conclusions and future work.

## 2. Antenna Designs and Performance

Fully grounded planar antenna topologies have been broadly used for off-body communications because of their high body isolation, low profile, robustness, ease of fabrication, and low cost [32,33]. Textile materials add a better bending performance, lower permittivity, lighter weight, and lower costs, which—combined with fully grounded planar topologies—make them ideal for off-body communications. Nevertheless, the main drawback of these topologies is their usually narrow BW [34–36]. The research within this type of textile antennas has recently been focused on the enhancement of the BW with different feeding techniques and design topologies. Many solutions have been proposed in the literature: (I) Increasing substrate thickness [37–39], (II) designing complex radiator patches [7,40,41], (III) adding slots to the radiator patch [6,37,42], (IV) including parasitic elements [34,40,43], (V) inserting Artificial Magnetic Conductors (AMC) [6,36,43], (VI) using Substrate Integrated Waveguide (SIW) topologies [44–46], using Planar Inverted F-Antennas (PIFA) topologies [42,47,48], or (VII) using different feeding techniques [32,42,49].

AMC planes are made of metamaterial emulating a magnetic conductor over a limited frequency band dependent on its design. They are implemented on planar antennas, forming a reflector and reducing the FTBR, they can be designed for wide-band or dual-band applications, and they can replace the usual ground plane [6,36,43,50]. AMC planes consist of periodic structures (square [6], ring [43], cross [36], and complex [50]) in arrays ( $4 \times 4$  [6],  $3 \times 5$  [43],  $3 \times 3$  [36] and  $2 \times 2$  [50]).

The addition of slots in the radiator patch modifies the current on the patch [6,45,47,51], leading to better antenna performance: (I) BW enhancement [6,36,43,44,47,52], (II) dual-band or

multi-band resonant frequencies [44,51–54], (III) miniaturization of the overall antenna size [6,36,45,53], (IV) antenna frequency tuning [45,51–55], and (V) circular polarization [54].

This section analyzes and organizes the most recent literature reported on textile antenna designs and EM performance into four areas: (I) The feeding techniques, (II) antenna topologies used in fully grounded planar antennas for off-body communications, (III) their main EM parameters in ideal conditions (flat surface and free-space), and (IV) some final conclusions regarding a new figure of merit that is proposed.

Note that figures shown in this section have been designed with rectangular radiator patches, nevertheless circular [52,54,56,57], square [6,34,39,58], and other complex shapes [7,36,40,41,43,44,48] have been found in the latest literature.

## 2.1. Feeding Techniques

### 2.1.1. Coaxially Fed Antennas

The coaxial probe feeding technique is well implemented in off-body communications textile antennas. The basic scheme is shown in Figure 1a. The outer conductor of the coaxial probe is connected to the ground plane, and the inner connector to the radiator patch. The coaxial probe introduces an inductance, which depends on its length and is determined by the substrate's thickness of the antenna [59]. Their fabrication at lab scale is simple, their compactness in terms of the overall volume is good, and their impedance matching is easily obtained with capacitive coupling radiator patches [7] or adjusting the position of the feeding point [41,44,52,53,55]. The main BW enhancement techniques that do not change the antenna topology are based on slots in the radiator patch [6,37,44,45,47,48,50,52,53,55] or on parasitic elements close to the radiator patch [7,36,43]. This feeding technique is not ideal for real textile applications that are expected to be flexible and comfortable, since the rigid coaxial probe is part of the antenna and can not be removed after antenna testing.

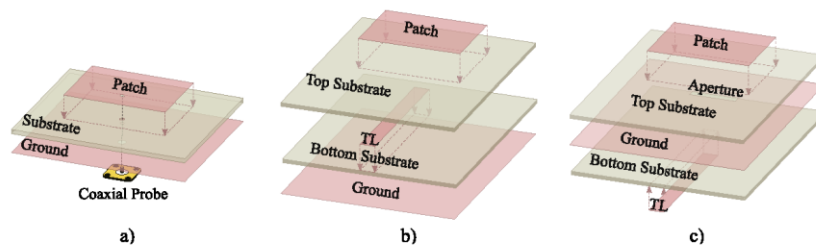


Figure 1. (a) Coaxially fed microstrip antenna. (b) Electromagnetically coupled microstrip antenna. (c) Aperture-coupled microstrip antenna.

### 2.1.2. Multilayer Feeding Techniques

Ideally, multilayer feeding techniques provide a better textile performance than coaxial probes, since there is no need for rigid pins going through different layers, and the connector can be removed after the antenna evaluation is performed. There are two main multilayer feeding techniques, based on electromagnetic (proximity) and aperture coupling. Their basic construction schemes are shown in Figure 1b,c, respectively. The former is composed (from bottom to top) of a ground layer, bottom substrate, transmission line (TL), top substrate, and radiator patch. The latter is composed (from bottom to top) of a TL, bottom substrate, ground layer with an aperture, top substrate, and radiator patch.

The proximity coupled microstrip antenna is excited from the TL and electromagnetically coupled through the top substrate to the radiator patch. The TL is inserted between two substrate layers, the ground plane and partially the radiator patch, where any radiation from the feeding line is shielded and potentially re-radiated by the patch, leading to a good cross-polarization [60] and a good body

isolation. On the other hand, aperture-coupled fed microstrip antennas [61,62] are not ideal for off-body communications since the TL is not isolated from the body. This creates a non-desired energy absorption and modifies the radiation signal pattern due to the high permittivity and losses of human skin tissue.

Multilayer microstrip feeding techniques increase the BW of the antennas, they are robust to bending, but the manufacturing process needs to be more precise due to the required multilayer alignment [32,40,49,63]. According to the latest literature, there have not been any designs found with parasitic elements or slots in the radiator patch.

### 2.1.3. Microstrip Line Feeding Techniques

The microstrip line feeding technique is also widely used for textile applications. It consists of a radiator patch with a TL, a dielectric substrate, and a ground plane, as illustrated in Figure 2a. They do not have any coaxial probe going through the layers or multilayer structures, which decreases the manufacturing complexity and improves the antenna's flexibility. The impedance matching is made possible by modifying the width and length of the TL [64–66] or by creating an inset gap in the patch [33,67], as shown in Figure 2b. With this feeding technique, array antennas can be easily implemented—modifying the TL length and width to obtain the required input impedance for each antenna element [32,49,68]. On the other hand, the increase of TL length also increases the losses, the overall size of the antenna, and the impedance matching complexity. According to the latest literature, slotted radiator patches fed with a TL have also been proposed [51,69].

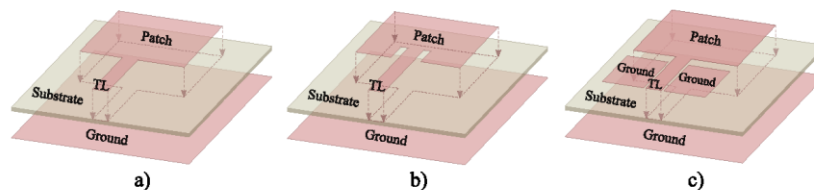


Figure 2. (a) Microstrip line fed. (b) Microstrip line inset fed. (c) Coplanar waveguide fed (CPW).

### 2.1.4. Coplanar Waveguide Fed Antennas

The coplanar waveguide (CPW) fully grounded feeding technique is based on the microstrip line feeding technique, but with a truncated ground plane close to the TL [40,70,71]. Two equal planar ground planes are placed symmetrically on each side of the CPW line, as shown in Figure 2c. The impedance matching of the CPW feeding technique is achieved by optimizing the width of the TL and the gap between the TL and ground planes. This feeding technique is designed on three layer antenna structures (ground, substrate, and radiator patch), but multilayer antennas have also been used [40].

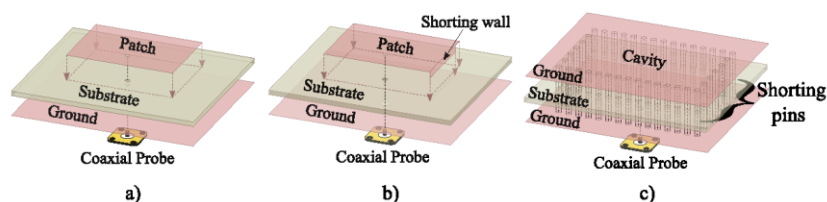
## 2.2. Antenna Topologies

There are three main planar antenna topologies for textile off-body communications—the microstrip antenna, the planar inverted F-antenna (PIFA), and the substrate integrated waveguide (SIW) antenna. They are shown in Figure 3, and the coaxial feeding technique has been used for sake of visual simplicity. Some general characteristics of these topologies are their light weight, their stable EM performance under bending conditions, their multi-band performance, and their flexibility to choose between linear or circular polarization.

### 2.2.1. Microstrip Antenna

The microstrip antenna, as shown in Figure 3a consists of a radiator patch, a dielectric substrate, a ground plane, and a feeding point that can be implemented with different techniques. The radiator patch dimensions (width ( $W_p$ ), length ( $L_p$ ), and thickness ( $h$ )) determine the resonant frequency, BW, and efficiency of the microstrip antenna. The shape of the radiator patch (rectangular [32,33,35,37,42,49,50,72,73], circular [52,54,56,57], square [6,34,39,58], and others [7,36,40–43]) combined with the feeding technique (type, number of feeds, and their positions) determines the number of frequency bands, polarization, BW, and gain of the antenna.

Several BW enhancement techniques have been proposed for microstrip antenna topologies: (I) The modification of the patch creating complex designs to combine different resonant frequency bands [7,36,41,43], (II) the insertion of slots in the radiator patch [6,36,42,50,52,69], (III) the addition of parasitic elements to the radiator patch layer [7,36,40,42], and (IV) the modification of the feeding technique [34,40,42,49,63,74].



**Figure 3.** (a) Microstrip antenna. (b) Planar inverted F-antenna (PIFA). (c) Substrate integrated waveguide (SIW) antenna.

### 2.2.2. Planar Inverted F-Antenna

The PIFA antenna is an evolution of the microstrip antenna. It consists of a radiator patch, a dielectric substrate, a ground plane, a shorting wall, and a feeding probe, as shown in Figure 3b [42,47,48]. The shorting wall design and location, the feed line position, the thickness of the substrate, and the ground plane size are significant PIFA parameters [47] in order to improve the impedance BW and the dual–multi band performance compared to conventional microstrip antennas.

The main impedance BW enhancement techniques proposed for PIFA topologies are the insertion of slots in the radiator patch [47,48]. The utilization of other feeding techniques is not an option, and the addition of parasitic elements or the design of complex radiator patches have not been found in the recent literature for PIFA textile off-body communication antennas.

### 2.2.3. Substrate Integrated Waveguide Antenna

The SIW antenna could be considered as another evolution of the PIFA topologies. The single or specific shorted area between the ground and the radiator patch of PIFA topologies becomes periodic shorted pins of a closed shape, creating a resonant cavity, as shown in Figure 3c. The SIW structure consists of two conductive layers separated by a dielectric substrate, where the top conductive layer is usually fed with a coaxial probe. The advantages of these topologies are: (I) The increased isolation between antenna and wearer without the need for a large ground plane, (II) low-cost and low-loss implementation, (III) being compact and low profile [44], and (IV) their miniaturization possibilities by exploiting the symmetry of the field distribution of the resonant modes, like a half-mode or quarter-mode SIW [45]. The body isolation is significantly increased when compared to conventional microstrip antennas with larger ground planes and smaller dimensions [53].

The use of slots in the resonant cavity to enhance the impedance BW or to obtain dual band antennas has been reported in the recent literature [44,45,51,53,55]. Finally, note that most SIW

topologies found in the literature for textile off-body communication antennas are fed with a coaxial probe, nevertheless, other feeding techniques have been found like the microstrip lines [51].

2.3. EM Antenna Performance

The main EM antenna performance parameters reported in this survey, as shown in Table 1 are: (I)  $-10$  dB  $|S_{11}|$  BW (%); (II) the maximum measured gain (dBi); (III) the total efficiency (%) of an antenna, as the ratio between the power radiated by the antenna and the power delivered to the antenna; (IV) the front To back radiation (FTBR) (dB), as the ratio between the power radiated in the main radiation lobe and the power radiated in the opposite direction; and (V) the Specific Absorption Rate (SAR) (W/kg), which is the absorbed RF energy by human tissue.

According to the latest literature: (I) The highest measured impedance BW are found on coaxially fed antennas with complex radiator patches, including parasitic elements and slots [7,36]; (II) the highest gain levels are reported on proximity fed rectangular and complex patch microstrip antennas, and on coaxially fed SIW topologies[7,42,55]; (III) the best measured antenna efficiencies are reported on SIW and PIFA topologies with slots [44,47,55]; (IV) the highest FTBR results are reported on proximity and coaxially fed microstrip patch antennas [32,42,45,48,57,73]; and (V) the lowest SAR values are found on coaxially fed slotted patch microstrip antennas [6,37,37,43,50,52,54].

Table 1. Textile antenna’s design vs. electromagnetic (EM) performance.

Ref.	k	Antenna Design					EM Antenna Performance				
		Overall Size (A) W × L × h	Feed Type	Patch Type	Structure	BW Enhancement	Centr. Freq. (GHz)	Meas. BW (%)	Meas. Gain (dBi)	Meas. Eff. (%)	Meas. FTBR (dB)
[47]	100	0.12 × 0.32 × 0.04	Coaxial	Rectang.	PIFA	None	2.48	*44.7	1.53	77.23	*6
[47]	72.3	0.12 × 0.31 × 0.04	Coaxial	Rectang.	PIFA	Slot	2.47	*47.8	1.74	80.52	*4
[32]	61	0.50 × 0.61 × 0.01	Proxim.	Rectang.	Micr.	None	2.45	15.5	0.33	-	23
[32]	35.1	0.52 × 0.64 × 0.01	Proxim.	Rectang.	Micr.	None	2.45	11.8	0.41	-	21
[36]	26.9	0.64 × 1.07 × 0.04	Coaxial	Complex	Micr.	Both	2.20	52	3.38	-	21
[40]	23.2	0.66 × 0.87 × 0.05	CPW	Octagone	Micr.	Pasitic	9.50	*108.8	**7.2	-	10
[48]	18.9	0.22 × 0.29 × 0.04	Coaxial	Triangular	PIFA	Slot	2.14	15.2	-	70.6	**5
[7]	18.9	1.06 × 1.16 × 0.04	Coaxial	Complex	Micr.	Pasitic	5	96.4	6.75	75	14
[42]	14	0.32 × 0.32 × 0.03	Proxim.	Rectang.	PIFA	None	2.45	*3.3	3.1	-	*15
[52]	13.2	0.56 × 0.56 × 0.02	Coaxial	Circular	Micr.	Slot	2.45	3.3	5.02	**63.5	*13
[6]	10.5	0.71 × 0.71 × 0.02	Coaxial	Square	Micr.	Slot	2.21	*14.3	2.5	40	*12
[42]	7.93	0.63 × 0.63 × 0.05	Proxim	Rectang.	Micr.	Slot	4.8	10	8	-	*30
[45]	7.57	0.51 × 0.51 × 0.03	Coaxial	Complex	SIW	Slot	2.45	4.8	4.2	81	*24
[46]	6.39	0.80 × 0.73 × 0.02	Coaxial	Rectang.	SIW	None	2.4	6.4	2.9	**55	*22
[44]	5.12	0.55 × 0.45 × 0.03	Coaxial	Complex	SIW	Slot	2.45	4.9	4.1	72.8	*14
[55]	4.82	0.44 × 0.75 × 0.07	Coaxial	Rectang.	SIW	Slot	5.35	*20.2	6.66	90	8
[51]	3.11	0.79 × 1.41 × 0.02	Micr.	Rectang.	SIW	Slot	5.8	*4.3	-	-	*18
[69]	3.07	0.94 × 0.94 × 0.02	Micr.	Rectang.	Micr.	Slot	5.91	9.3	-2.8	17.2	9
[42]	2.44	0.70 × 0.70 × 0.06	Proxim.	Rectang.	Micr.	None	5.35	*2.8	7.8	-	*20
[53]	2.32	0.59 × 0.38 × 0.03	Coaxial	Rectang.	SIW	Slot	2.45	*5.1	5.28	73	*5
[41]	1.72	1.42 × 1.42 × 0.03	Coaxial	Complex	Micr.	None	2.49	17.1	-0.3	15.2	*17
[37]	0.91	0.80 × 0.80 × 0.10	Coaxial	Rectang.	Micr.	Slot	5.1	*13.6	6.2	**75	*8
[56]	0.36	0.32 × 0.32 × 0.01	Coaxial	Circular	Micr.	None	2.46	6.5	-7.2	24	*0

\* Calculated from graph; \*\* Simulation result.

2.4. Conclusions

Textile off-body communication antennas have a wide variety of design alternatives related to the feeding techniques (coaxial, proximity, aperture, microstrip line, microstrip inset line, and CPW) and antenna topologies (microstrip, PIFA, and SIW). Other alternative designs have been reported in the literature for BW enhancement, like the insertion of slots in the radiator patch or resonant cavities, or the addition of parasitic elements. Table 1 compiles the most relevant research works done so far in order to ease future designs of fully grounded textile antennas for off-body communications. A figure of merit has been used, considering the importance of having a high impedance BW, a high FTBR, and a low antenna volume. The measured efficiency of the antenna has not been taken into account, because of the lack of information in the reported literature. Nevertheless, it should be another feature

to take into account in future surveys. The figure of merit has been calculated using (1), which has been normalized to 100 in Table 1.

$$k = \frac{BW(\%) \cdot FTBR(dB)}{volume(\lambda^3)} = \frac{\left(\frac{f_2 - f_1}{f_c}\right) \cdot (G_f - G_b)}{W \cdot L \cdot h}, \quad (1)$$

where  $f_1$ ,  $f_2$  and  $f_c$  are the minimum, maximum, and central frequencies of an antenna with return losses below  $-10$  dB, respectively.  $G_f$  and  $G_b$  are the antenna gain at its peak (bore-sight) and its opposite direction, respectively.

The overall size ( $\lambda$ ) of the antennas has been calculated using the lowest frequency of the  $-10$  dB  $|S_{11}|$  band. The overall volume of the antenna has been calculated ( $W \cdot L \cdot \text{Thickness}(h)$ ) ( $\lambda^3$ ). The measured gain, as shown in Table 1, represents the maximum gain in any given direction. Most FTBR values have been obtained from the measured radiation pattern graphs, since most of the reported literature just illustrate the graphs, but do not numerically describe the FTBR values. Most literature offers measured BW results, nevertheless, there is a lack of measured gain and efficiency parameters of the antennas. When a publication reports more than one relevant antenna implementation, each of them could be represented in separate rows in the table. All measured results illustrated in Table 1 have been obtained in free-space and flat surface scenarios. Antenna measurements under diverse conditions have been described in Section 4.

The figure of merit  $k$  shows that the combination of the highest BW, the highest FTBR, and the smallest antenna volume can be achieved using PIFA and proximity fed microstrip topologies. PIFA with slots and fed by a coaxial probe, reports excellent BW versus volume results. Proximity fed microstrip antennas, report excellent FTBR versus volume results. Note that a high FTBR in textile off-body communication antennas is key to obtain a low SAR and a low disturbance of the EM performance of the antenna due to the body proximity.

SIW topologies have reported a low  $k$  in this survey's figure of merit, because their volume is large compared to their BW. Nevertheless, their radiation efficiency and FTBR are excellent for off-body communications. PIFA's main drawbacks are their high substrate thickness and low FTBR, which makes this topology complex to embed in garments. Nevertheless, their wide BW and small overall surface ( $W \cdot L$ ) give them a good  $k$  value. Microstrip topologies have reported inconsistent results, nevertheless, proximity fed microstrip antennas show thin substrates and excellent FTBR results.

### 3. Antenna Construction Techniques

The right selection of feeding, antenna topology, or the BW enhancement techniques are the first steps to achieving the desired EM performance of a fully grounded planar antenna. However, in textile applications, the construction techniques and materials are also crucial, and are sometimes even more restrictive. A state of the art regarding materials for textile antennas can be found in [75]. Nevertheless, a brief enumeration of the latest reported dielectric and conductive materials is given in this survey. The main dielectric substrates are: (I) Felt [6,7,36,37,39,40,43,46–48,50,51,53,56,57,72], (II) foam [34,42,44,45,55], (III) denim [32,49,72,73], (IV) leather [41,54,58], (V) neoprene [58], and (VI) Polydimethylsiloxane (PDMS) [52]. The main conductive textile fabrics are: (I) Pure Copper Polyester Taffeta Fabric (PCPTF) [32,35,44,45,47,49,55,58], (II) silver-coated nylon ripstop fabric [42,52], (III) Nickel-copper polyester ripstop fabric [33,73], (IV) ShieldIt Super fabric [6,7,36,37,40,43,46,47,50,53,72], (V) Shieldex Zell [41,51,54,56,57], and (VI) Shieldex NoraDell [39]. Conductive threads have also been reported for PIFA and SIW antennas' shorting vias and for fully embroidered antennas: (I) Metallic wires [37], (II) 92 ShieldEx [51,54,56], (III) Liberator 20 [39], and (IV) ShieldEX 117f17 1-2 ply [69].

This section introduces the state of the art of how the latest literature deals with (I) the attachment of RF connectors to the textile antennas, (II) the multilayer attachment, (III) alignment, and (IV) the different cutting techniques of the fabrics.

(1) The attachment of an RF connector is necessary to evaluate the EM performance of the antennas [37,76]. SubMiniature version A (SMA) straight RF connectors [7,40,42,45–47,52] and

Hirose Ultra-small surface mount coaxial connector (U.FL) [34,55] have been used for antenna evaluations, according to the recent literature. SMA connectors are bulky and degrade the flexibility of the antenna [37,46], but have a pin which serves as a feed for the coaxial probe, decreasing the manufacturing process complexity compared to U.FL connectors [55]. The addition of a planar and rigid structure like a shim of brass to increase the connector's robustness has been used in [69]. On the other hand, U.FL connectors provide better antenna flexibility performance and robustness during washing [37,46], but the connector attachment complexity increases the resonance frequency error between simulation and measurement, and reduces the expected measured BW [55].

The attachment between connector and conductive layers has been performed using galvanic soldering or gluing. Galvanic soldering increases the stiffness of the feeding area making it less flexible, but it provides better conductivity than most glues [7,33,39,40,48,72]. High Frequency Silver Epoxy [34,37,42,47,51,52,54,56,69] provides a low resistivity of <0.001 ohm-cm and higher flexibility rates, making it suitable for wearable antennas and construction processes.

(2) The over-stacking of conductive and dielectric fabrics is the most common antenna construction method. Nonetheless, a few embroidered techniques have been reported in the latest literature for off-body communication antennas [64,77]. The layer attachment is performed using glue or dielectric threads (sewing) [32,39,47,49,51,54,56,57,63,73]. The sewing of the antennas can be hand-made [51,57] or machine-made [32,39,49]. The two main reported gluing techniques to attach the antenna layers are the thermally activated adhesive sheet-glue [44,45,55,58] and the embedded adhesive on the conductive layer [7,46,47,50,72,73]. Other gluing techniques have been reported, like conventional glues [35,42,58], bi-adhesive tape [34], PDMS [52], and spray adhesive [33]. According to the latest literature on off-body communication antennas, and to the best of our knowledge, an evaluation of the permittivity and thickness variations that are introduced by the thermally activated adhesive sheets or the embedded adhesive has not been reported.

(3) There is a lack of systematic layer alignment techniques for multi-layer antenna topologies or for complex radiator patches with parasitic elements [42,55]. Complex off-body communication antennas need layer alignment techniques: (I) Multilayer structures, where the positioning of each layer is key to obtain the desired EM performance; (II) parasitic elements, where the distance to the radiator patch and its orientation is key to obtain the desired coupling; and (III) PIFA or SIW topologies, where the positioning of each shorted wall, the thickness of the vias, and its distance are also key aspects.

(4) The cutting technique for each antenna layer determines the manufacturing accuracy and repeatability. This survey separates two main techniques: (I) hand-made using scissors, a blade cutter, or a scalpel [6,7,32,37,40,44,46,47,49,50,52]; and (II) laser-cutting [33,42,45,53,55,58,69]. The hand-made fabrication method has been mainly used for simple antenna designs to avoid mayor fabrication errors [7,37,47]. But fabrication tolerance studies have been reported [47], and, according to the latest literature, the antenna's EM performance difference between simulated and measured results have been attributed to them [6,7,40,47,49,52]. On the other hand, laser-cutting machines have demonstrated their accuracy [33,42,45,55,58] and repetitiveness [33,42,55], they prevent miss-alignments between slots and the patch [55], they increase and simplify the fabrication procedure [55], and they allow to remove single layer areas [69]. As main drawbacks, the first setup and calibration time of the machine is time consuming, and the heat of the laser cures the edge of the material leaving the edge not as clean as a knife's cut [55].

The conductive textile fabrics that have been laser-cut are: (I) PCPTF [45,55,58], (II) silver-coated nylon ripstop fabric [42], (III) Nickel-copper polyester ripstop fabric [33], and (IV) ShieldIt Super fabric [53].

To the best of our knowledge, and according to the latest reported literature on off-body communication textile antennas: (I) PIFA topologies have mainly used high conductive silver epoxy to attach the RF connectors to the feeding point, embedded adhesive to attach the layers [42,47], and the hand-made cutting technique [47,48], as shown in Table 2. (II) SIW topologies have used galvanic soldering for their RF connectors and thermally activated adhesive sheet to attach the

antenna layers [44–46,53,55]. (III) Coaxially fed microstrip antennas have been cut using hand-made techniques. (IV) ShieldIt Super conductive fabric and Nylon ripstop fabric materials are the only reported conductive fabric that have embedded adhesives [7,42,46–48,52]. (V) The thinnest dielectric fabric reported in this survey is Denim, with a unitary thickness of 0.7mm, as shown in Table 2. Nevertheless, it has been used for proximity fed microstrip antennas [32], which uses a multilayer feeding technique with a total of 5 layers (2 dielectric layers and 3 conductive layers). (VI) an embroidered antenna [69] which uses the laser-machine cutting technique to create a slot, by removing one layer after the antenna is constructed.

Table 2. Antenna Construction Techniques and Materials.

Ref.	Materials			Antenna Design			Construction Method				
	Diel. Name	Unit. Thick. (mm)	Cond. Name	Feed Type	Structure	# of Total Layers	Port Attach. Method	Port Glue Type	Layer Attach. Method	Layer Glue Type	Cutting Method
[47]	Felt	6	ShieldIt Sup.	Coax.	PIFA	3	Glue	Ag Epoxy	Glue	Emb.	Man.
[47]	Felt	6	PCPTF	Coax.	PIFA	3	Glue	Ag Epoxy	Sewn	-	Man.
[48]	Felt	6	ShieldIt Sup.	Coax.	PIFA	3	Galv.	NA	Glue	Emb.	Man.
[42]	Foam	1.6	Nylon Rips.	Prox.	PIFA	5	Glue	Ag Epoxy	Glue	Emb.	Laser
[45]	Foam	3.7	PCPTF	Coax.	SIW	3	Galv.	NA	Glue	Adh. Sheet	Laser
[46]	Felt	3	ShieldIt Sup.	Coax.	SIW	3	Galv.	NA	Glue	Emb.	Man.
[44]	Foam	3.9	PCPTF	Coax.	SIW	3	Galv.	NA	Glue	Adh. Sheet	Man.
[55]	Foam	4	PCPTF	Coax.	SIW	3	Galv.	NA	Glue	Adh. Sheet	Laser
[53]	Felt	3	ShieldIt Sup.	Coax.	SIW	3	Galv.	NA	Glue	-	Laser
[32]	Denim	0.7	PCPTF	Prox.	Micr.	5	Galv.	NA	Sewn	-	Laser
[32]	Denim	0.7	PCPTF	Prox.	Micr.	5	Galv.	NA	Sewn	-	Man.
[42]	Foam	1.6	Nylon Rips.	Prox.	Micr.	5	Glue	Ag Epoxy	Glue	Ag Epoxy	Laser
[36]	Felt	3	ShieldIt Sup.	Coax.	Micr.	3	-	-	Glue	-	Man.
[7]	Felt	3	ShieldIt Sup.	Coax.	Micr.	3	Galv.	NA	Glue	Emb.	Man.
[52]	PDMS	-	Nylon Rips.	Coax.	Micr.	3	Glue	Ag Epoxy	Glue	PDMS	Man.
[6]	Felt	1.5	ShieldIt Sup.	Coax.	Micr.	3	-	-	Glue	-	Man.
[37]	Felt	6	ShieldIt Sup.	Coax.	Micr.	3	Glue	Ag Epoxy	Glue	-	Man.
[56]	Felt	1	Zell	Coax.	Micr.	3	Glue	Ag Epoxy	Sewn	-	Man.
[39]	Felt	1	NoraDell	Coax.	Micr.	3	Glue	-	Sewn	-	Man.
[69]	PET-PES	0.025	117H7	Micr.	Micr.	3	Glue	Ag Epoxy	Sewn	-	Laser
[40]	Felt	2	ShieldIt Sup.	CPW	Micr.	5	Galv.	NA	Glue	-	Man.

#### 4. Antenna Measurements under Diverse Conditions

It is assumed that the performance of textile antennas designed for off-body communications depend not only on ideal (flat surface, free-space) scenarios, but also body-proximity, bending conditions, diverse compression levels of the substrate [35], diverse crumpling shapes [78], and diverse humidity levels [55]. The antenna performance can vary significantly from that in free-space scenarios [7,37,43,44,46,51,52]. Such differences can mainly vary based on: (I) The ground plane size [36,42–48,52,54], (II) the distance gap between the body and the antenna [36,47,48,50], (III) the antenna orientation [36,48,50,52], (IV) and the antenna location on the body (chest [7,37,40,42–48,50,55,56], arm [36,37,40,42,46,49,52,55], forearm [37,42,56], back [7,47,48], and thigh [37]), and (V) the bending radius [6,33,37,42–44,46,51–53,55–57,73].

The typical consequences of body-proximity evaluations are the impedance matching deterioration [6,37,40,43–50,55,56], the resonant frequency detuning [6,37,40,44,45,47–50], the radiation performance degradation [39,43–48,50,55,56], and a non-acceptable SAR value [6,37,43–48,50,53]. The literature uses computer aided CST Hugo [50,53] and Duke voxel models [54,56], phantoms [40,44,46,50] based on the IEEE C95.1, and the distance gaps used between the body and antenna are 2 mm [44], 5 mm [53,56], and 10 mm [6,50,52].

To the best of our knowledge, and according to the latest literature for off-body communication textile antennas, different antenna measurements under diverse conditions have been reported, as shown in Table 3. (I) The distance gap between the body model or phantom, and the antenna under test is normally between 1 and 10 mm. Computer aided simulations have been done with 3 layer phantoms, or voxel models (Hugo and Duke models), while real bodies [6,7,37,43–49,55] or phantoms [39,51,52,56,57] have been used for on-body measurements. (II) The evaluation of

the antennas under bending is done with a solid cylinder. The bending radius reported in this literature varies from a small wrist (20 mm) [6] to the upper side of a leg (80 mm) [46]. The EM performance under bending conditions has been studied using 1 radius [44,52,53], 2 radii [33,42,73], and 3 radii [6,55]. The bending of the antenna under different antenna axes has also been reported measuring 1 axis [33,42,53,55], 2 axes [52,73], or 3 axes [44]. The most common measured axes are x-axis, diagonally, and y-axis. (III) It has been found that the maximum gain of the antennas tends to decrease when they are on-body [7,42,44,45,52]. (IV) The antenna efficiency also decreases when they are on-body due to the absorption produced by the body [39,44,48,56]. (V) the FTBR of the antennas increase when they are on-body, because it acts as a reflector [7,44,45,52,55].

Note that the only parameter measured under bending conditions shown in Table 3 is the impedance BW. The rest of the parameters under bending conditions were not shown because of the lack of information from the reported literature.

Table 3. Antenna Measurements under Diverse Conditions

Ref.	Measurement Setup				Design		BW (%)			Gain (dBi)		Eff. (%)		FTBR(dB)	
	Dis. Gap (mm)	Bend. Radii (mm)	Centr. Freq. (GHz)	Body Model	Feed Type	Structure	Flat Free-Space	Flat Body	Bend Free-Space	Flat Free-Space	Flat Body	Flat Free-Space	Flat Body	Flat Free-Space	Flat Body
[44]	1	40	2.45	Phantom	Coax.	SIW	5	4	5	4.1	4.4	73	61	13.5	14
[44]	1	40	5.8	Phantom	Coax.	SIW	5	5	7	5.8	5.7	86	69	12.5	13.5
[45]	2	-	2.45	Phantom	Coax.	SIW	5	5	-	4.2	3.8	81	81	24	28
[6]	10	20	2.21	Phantom	Coax.	Micr.	14	14	13	2.5	-	40	-	12	12
[6]	10	30	5.5	Phantom	Coax.	Micr.	22	17	13	4	-	40	-	12	12
[7]	5	-	5	Phantom	Coax.	Micr.	96	93	-	6.8	6.3	45	45	14	20
[53]	5	30	2.45	Hugo Mod.	Coax.	SIW	5	5	5	5.28	5.35	73	74	5	-
[52]	10	45	2.45	Phantom	Coax.	Micr.	3	4	4	5.02	4.16	-	-	13	16.5
[52]	10	45	5.8	Phantom	Coax.	Micr.	4	4	4	3.66	4.34	-	-	11	15.2
[51]	5	50	5.8	Duke Mod.	Micr.	SIW	4	4	-	-	3.12	-	38	18	17
[55]	-	-	5.8	-	Coax.	SIW	16	16	15	6.64	-	90	-	8.5	20
[42]	0	30	4.8	Phantom	Prox.	Micr.	10	9	11	8	7.55	-	-	30	-
[48]	1	-	2.14	Hugo Mod.	Coax.	PIFA	15	13	-	-	-	71	40	-	-
[48]	1	-	5.28	Hugo Mod.	Coax.	PIFA	11	10	-	-	-	73	53	-	-
[37]	5	-	5.1	Hugo Mod.	Coax.	Micr.	14	14	-	6.2	-	-	-	8	-
[37]	5	-	2.45	Hugo Mod.	Coax.	Micr.	2	3	-	-3.8	-	-	-	-	-
[46]	5	40	2.4	Phantom	Coax.	SIW	6	7	-	2.9	-	-	-	22	-
[46]	5	80	5.65	Phantom	Coax.	SIW	12	12	-	5	-	-	-	10	-
[43]	15	-	2.44	Hugo Mod.	Coax.	Micr.	4	2	-	5	-	-	-	-	-
[33]	-	43.2	2.44	-	Micr.	Micr.	2	2	2	-	-	-	-	-	-
[39]	10	-	2.4	Phantom	Coax.	Micr.	5	6	-	0	1.8	57	42	-	-
[73]	-	28.5	2.4	-	Coax.	Micr.	5	6	5	-	3.8	-	-	23	-

## 5. Conclusions

Planar textile antennas for off-body communications have been mainly designed using microstrip, SIW, and PIFA topologies with full ground planes, to achieve the desired EM performance on-body scenarios and under bending conditions. These antenna topologies have used a variety of feeding techniques (coaxial, proximity, microstrip line, microstrip inset line, and CPW) to obtain the desired mechanical and EM performance. Different BW enhancement techniques have been also reported, like the insertion of slots in the radiator patch or resonant cavities, or the addition of parasitic elements.

It is concluded (in flat surface and free-space measurement scenarios) that PIFA and proximity fed microstrip topologies are the best candidates if the goal is a combination of the highest BW, the highest FTBR, and the smallest antenna volume. PIFA with slots and fed by a coaxial probe showed an excellent BW versus volume results. Proximity fed microstrip antennas have reported excellent FTBR versus volume results. Last but not least, SIW topologies have achieved high radiation efficiencies and high FTBR levels.

Nevertheless, the performance of textile antennas designed for off-body communications depend not only on ideal (flat surface, free-space) scenarios, but also depends on the body-proximity, bending conditions, compression levels of the substrate, crumpling shapes, and humidity levels. The ability to control the ground plane size, the distance gap to the body, the orientation, and the bending radius of the antennas determine the robustness of the antenna prototypes under diverse conditions. Typical

consequences of on-body antennas are the impedance matching deterioration, resonant frequency detuning, radiation performance degradation, and non-acceptable safety requirements (SAR above standard threshold). Nonetheless, computer aided voxel models and phantoms, and real on-body measurements using volunteers or phantoms have been found to evaluate and optimize the EM performance of textile off-body communication antennas under such conditions.

The construction techniques of planar textile antennas are key to obtain the desired EM performance with an acceptable repeatability factor. Therefore, it has been concluded that 4 major steps need to be considered for the construction of planar textile antennas: (I) The attachment of the RF connector to the antenna. SMA and U.FL connectors have been connected using galvanic soldering or gluing. Galvanic soldering increases the stiffness of the feeding area making it less or even not flexible, but it offers better conductivity than most glues. High Frequency Silver Epoxy provides higher flexibility rates, making them more suitable for wearable antennas and manufacturing processes. (II) The attachment of the antenna layers. This is performed using glue or dielectric threads (sewing). The sewing can be hand-made or machine-made, and the gluing is done using thermally activated adhesive sheet glue or using embedded adhesive on the conductive layer. (III) The layer alignment technique is mainly required for multi-layer antenna structures and for complex radiator patches with parasitic elements, since the positioning of each layer is key to obtain the desired EM performance. The distance to the radiator patch and its orientation are key to obtain the desired coupling, and the positioning, thickness, and distance of the shorting vias of PIFA and SIW topologies also need accurate alignment. Finally, (IV) the cutting technique for each antenna layer are hand-made and laser-cutting made, where the hand-made fabrication method has been mainly used for simple antenna designs to avoid mayor fabrication errors, and laser-cutting made to provide higher cutting accuracy and repetitiveness for more complex antenna designs.

Finally, it has been concluded that most literature usually offers the simulated and measured data (BW and gain) of the antennas on free-space scenarios, nevertheless, there is a lack of information in other fields. Most FTBR values have been obtained from the measured radiation patterns graphs. Simulated and measured results of the radiation efficiency of the antennas are not reported. On-body and under-bending results are missing in most of the reported literature. The effects of the permittivity and thickness variations that are introduced by the thermally activated adhesive sheets or the embedded adhesives on the antennas have also not been found.

**Author Contributions:** R.D.-R. contributed to the conceptualization, investigation, resources, and the overall research. J.-M.L.-G. contributed to the investigation, resources, writing—review and editing. J.L. contributed to the writing—review and editing, supervision and project administration.

**Funding:** This research was funded by the Collaborative Research in Strategic Areas 2018, Department of Economic Development and Infrastructure of the Basque Government. LangileOK: Advanced technologies to support the workers of Industry 4.0. File No.: KK-2018/00071.

**Acknowledgments:** This research was supported by the Department of Education of the Basque Government, by granting a Pre-Doctoral scholarship to Ruben Del-Rio-Ruiz.

**Conflicts of Interest:** The authors declare no conflict of interest.

## References

1. Roh, E.; Hwang, B.U.; Kim, D.; Kim, B.Y.; Lee, N.E. Stretchable, Transparent, Ultrasensitive, and Patchable Strain Sensor for Human–Machine Interfaces Comprising a Nanohybrid of Carbon Nanotubes and Conductive Elastomers. *ACS Nano* **2015**, *9*, 6252–6261. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
2. Gong, S.; Lai, D.T.H.; Su, B.; Si, K.J.; Ma, Z.; Yap, L.W.; Guo, P.; Cheng, W. Highly Stretchy Black Gold E-Skin Nanopatches as Highly Sensitive Wearable Biomedical Sensors. *Adv. Electron. Mater.* **2015**, *1*, 1400063. [[CrossRef](#)]
3. Lemey, S.; Declercq, F.; Rogier, H. Dual-Band Substrate Integrated Waveguide Textile Antenna With Integrated Solar Harvester. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **2014**, *13*, 269–272. [[CrossRef](#)]

4. Gachagan, A.; Hayward, G.; Banks, R. A flexible piezoelectric transducer design for efficient generation and reception of ultrasonic Lamb waves. *IEEE Trans. Ultrason. Ferroelectr. Freq. Control.* **2005**, *52*, 1175–1182. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
5. Goncalves, R.; Carvalho, N.B.; Pinho, P.; Loss, C.; Salvado, R. Textile antenna for electromagnetic energy harvesting for GSM900 and DCS1800 bands. In Proceedings of the 2013 IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium (APSURSI), Lake Buena Vista, FL, USA, 7–12 July 2013; pp. 1206–1207. [[CrossRef](#)]
6. Yan, S.; Soh, P.J.; Vandenbosch, G.A.E. Low-Profile Dual-Band Textile Antenna With Artificial Magnetic Conductor Plane. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2014**, *62*, 6487–6490. [[CrossRef](#)]
7. Samal, P.B.; Soh, P.J.; Vandenbosch, G.A.E. UWB All-Textile Antenna With Full Ground Plane for Off-Body WBAN Communications. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2014**, *62*, 102–108. [[CrossRef](#)]
8. Luo, G.Q.; Hu, Z.F.; Li, W.; Zhang, X.H.; Sun, L.L.; Zheng, J.F. Bandwidth-Enhanced Low-Profile Cavity-Backed Slot Antenna by Using Hybrid SIW Cavity Modes. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2012**, *60*, 1698–1704. [[CrossRef](#)]
9. Dong, Y.; Itoh, T. Miniaturized Substrate Integrated Waveguide Slot Antennas Based on Negative Order Resonance. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2010**, *58*, 3856–3864. [[CrossRef](#)]
10. Jin, C.; Li, R.; Alphones, A.; Bao, X. Quarter-Mode Substrate Integrated Waveguide and Its Application to Antennas Design. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2013**, *61*, 2921–2928. [[CrossRef](#)]
11. Liu, N.; Zhu, L.; Choi, W.; Zhang, X. Wideband Shorted Patch Antenna Under Radiation of Dual-Resonant Modes. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2017**, *65*, 2789–2796. [[CrossRef](#)]
12. Jin, J.Y.; Liao, S.; Xue, Q. Design of Filtering-Radiating Patch Antennas With Tunable Radiation Nulls for High Selectivity. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2018**, *66*, 2125–2130. [[CrossRef](#)]
13. Sun, W.; Li, Y.; Zhang, Z.; Chen, P. Low-Profile and Wideband Microstrip Antenna Using Quasi-Periodic Aperture and Slot-to-CPW Transition. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2019**, *67*, 632–637. [[CrossRef](#)]
14. Yang, G.; Li, J.; Cao, B.; Wei, D.; Zhou, S.; Deng, J. A Compact Reconfigurable Microstrip Antenna With Multidirectional Beam and Multipolarization. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2019**, *67*, 1358–1363. [[CrossRef](#)]
15. Mitha, T.; Pour, M. Investigation of Dominant Transverse Electric Mode in Microstrip Patch Antennas. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2019**, *67*, 643–648. [[CrossRef](#)]
16. He, Y.; Li, Y.; Sun, W.; Zhang, Z.; Chen, P. Dual Linearly Polarized Microstrip Antenna Using a Slot-Loaded TM<sub>50</sub> Mode. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **2018**, *17*, 2344–2348. [[CrossRef](#)]
17. An, W.; Li, Y.; Fu, H.; Ma, J.; Chen, W.; Feng, B. Low-Profile and Wideband Microstrip Antenna With Stable Gain for 5G Wireless Applications. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **2018**, *17*, 621–624. [[CrossRef](#)]
18. Saghati, A.P.; Saghati, A.P.; Entesari, K. An Ultra-Miniature SIW Cavity-Backed Slot Antenna. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **2017**, *16*, 313–316. [[CrossRef](#)]
19. Luo, G.Q.; Hu, Z.F.; Dong, L.X.; Sun, L.L. Planar Slot Antenna Backed by Substrate Integrated Waveguide Cavity. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **2008**, *7*, 236–239. [[CrossRef](#)]
20. Luo, G.Q.; Hu, Z.F.; Liang, Y.; Yu, L.Y.; Sun, L.L. Development of Low Profile Cavity Backed Crossed Slot Antennas for Planar Integration. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2009**, *57*, 2972–2979. [[CrossRef](#)]
21. Nguyen-Trong, N.; Piotrowski, A.; Hall, L.; Fumeaux, C. A Frequency- and Polarization-Reconfigurable Circular Cavity Antenna. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **2017**, *16*, 999–1002. [[CrossRef](#)]
22. Asadallah, F.A.; Costantine, J.; Tawk, Y. A Multiband Compact Reconfigurable PIFA Based on Nested Slots. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **2018**, *17*, 331–334. [[CrossRef](#)]
23. Pour, M.; Henley, M.; Young, A.; Iqbal, Z. Cross-Polarization Reduction in Offset Reflector Antennas With Dual-Mode Microstrip Primary Feeds. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **2019**, *18*, 926–930. [[CrossRef](#)]
24. Radavaram, S.; Pour, M. Wideband Radiation Reconfigurable Microstrip Patch Antenna Loaded With Two Inverted U-Slots. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2019**, *67*, 1501–1508. [[CrossRef](#)]
25. Nguyen-Trong, N.; Fumeaux, C. Tuning Range and Efficiency Optimization of a Frequency-Reconfigurable Patch Antenna. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **2018**, *17*, 150–154. [[CrossRef](#)]
26. Li, W.; Li, P.; Zhou, J.; Liu, Q.H. Control of Higher Order Harmonics and Spurious Modes for Microstrip Patch Antennas. *IEEE Access* **2018**, *6*, 34158–34165. [[CrossRef](#)]
27. Inserra, D.; Wen, G.; Hu, W. Sequentially Rotated Circular Antenna Array With Curved PIFA and Series Feed Network. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2018**, *66*, 5849–5858. [[CrossRef](#)]

28. Shao, Z.; Zhang, Y.P. Miniaturization of Differentially-Driven Microstrip Planar Inverted F Antenna. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2019**, *67*, 1280–1283. [[CrossRef](#)]
29. Liu, D.Q.; Zhang, M.; Luo, H.J.; Wen, H.L.; Wang, J. Dual-Band Platform-Free PIFA for 5G MIMO Application of Mobile Devices. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2018**, *66*, 6328–6333. [[CrossRef](#)]
30. Liu, J.; Jackson, D.R.; Long, Y. Substrate Integrated Waveguide (SIW) Leaky-Wave Antenna With Transverse Slots. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2012**, *60*, 20–29. [[CrossRef](#)]
31. Chen, Q.; Li, J.; Yang, G.; Cao, B.; Zhang, Z. A Polarization-Reconfigurable High-Gain Microstrip Antenna. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2019**, *67*, 3461–3466. [[CrossRef](#)]
32. Grilo, M.; Corraera, F.S. Rectangular Patch Antenna on Textile Substrate Fed by Proximity Coupling. *J. Microw. Optoelectron. Electromagn. Appl. (JMCE)* **2015**, *14*, 103–112.
33. Haagensohn, T.; Noghianian, S.; de Leon, P.; Hsiang Chang, Y. Textile Antennas for Spacesuit Applications: Design, simulation, manufacturing, and testing of textile patch antennas for spacesuit applications. *IEEE Antennas Propag. Mag.* **2015**, *57*, 64–73. [[CrossRef](#)]
34. Virili, M.; Rogier, H.; Alimenti, F.; Mezzanotte, P.; Roselli, L. Wearable Textile Antenna Magnetically Coupled to Flexible Active Electronic Circuits. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **2014**, *13*, 209–212. [[CrossRef](#)]
35. Sanjari, H.R.; Merati, A.A.; Varkiani, S.M.H.; Tavakoli, A. A study on the effect of compressive strain on the resonance frequency of rectangular textile patch antenna: Elastic and isotropic model. *J. Text. Inst.* **2014**, *105*, 156–162. [[CrossRef](#)]
36. Hussin, E.; Soh, P.; Jamlos, M.; Lago, H.; Al-Hadi, A.; Rahiman, M. A wideband textile antenna with a ring-slotted AMC plane. *Appl. Phys. A* **2017**, *123*, 46. [[CrossRef](#)]
37. Yan, S.; Soh, P.J.; Vandenbosch, G.A.E. Compact All-Textile Dual-Band Antenna Loaded With Metamaterial-Inspired Structure. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **2015**, *14*, 1486–1489. [[CrossRef](#)]
38. Virkki, J.; Wei, Z.; Liu, A.; Ukkonen, L.; Björninen, T. Wearable Passive E-Textile UHF RFID Tag Based on a Slotted Patch Antenna with Sewn Ground and Microchip Interconnections. *Int. J. Antennas Propag.* **2017**, *2017*, 3476017. [[CrossRef](#)]
39. Paraskevopoulos, A.; de Sousa Fonseca, D.; Seager, R.D.; Whittow, W.G.; Vardaxoglou, J.C.; Alexandridis, A.A. Higher-mode textile patch antenna with embroidered vias for on-body communication. *IET Microw. Antennas Propag.* **2016**, *10*, 802–807. [[CrossRef](#)]
40. Poffelie, L.A.Y.; Soh, P.J.; Yan, S.; Vandenbosch, G.A.E. A High-Fidelity All-Textile UWB Antenna With Low Back Radiation for Off-Body WBAN Applications. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2016**, *64*, 757–760. [[CrossRef](#)]
41. Tak, J.; Choi, J. An All-Textile Louis Vuitton Logo Antenna. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **2015**, *14*, 1211–1214. [[CrossRef](#)]
42. Chen, S.J.; Kaufmann, T.; Ranasinghe, D.C.; Fumeaux, C. A Modular Textile Antenna Design Using Snap-on Buttons for Wearable Applications. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2016**, *64*, 894–903. [[CrossRef](#)]
43. Lago, H.; Soh, P.; Jamlos, M.; Shohaimi, N.; Yan, S.; Vandenbosch, G. Textile antenna integrated with compact AMC and parasitic elements for WLAN/WBAN applications. *Appl. Phys. A* **2016**, *122*, 1059. [[CrossRef](#)]
44. Agneessens, S.; Rogier, H. Compact Half Diamond Dual-Band Textile HMSIW On-Body Antenna. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2014**, *62*, 2374–2381. [[CrossRef](#)]
45. Agneessens, S.; Lemey, S.; Vervust, T.; Rogier, H. Wearable, Small, and Robust: The Circular Quarter-Mode Textile Antenna. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **2015**, *14*, 1482–1485. [[CrossRef](#)]
46. Yan, S.; Soh, P.J.; Vandenbosch, G.A.E. Dual-Band Textile MIMO Antenna Based on Substrate-Integrated Waveguide (SIW) Technology. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2015**, *63*, 4640–4647. [[CrossRef](#)]
47. Soh, P.J.; Vandenbosch, G.A.E.; Ooi, S.L.; Rais, N.H.M. Design of a Broadband All-Textile Slotted PIFA. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2012**, *60*, 379–384. [[CrossRef](#)]
48. Soh, P.J.; Boyes, S.; Vandenbosch, G.; Huang, Y.; Liam Ooi, S. On-Body Characterization of Dual-Band All-Textile PIFAs. *Prog. Electromagn. Res.* **2012**, *129*, 517–539. [[CrossRef](#)]
49. Grilo, M.; Seko, M.H.; Corraera, F.S. Wearable textile patch antenna fed by proximity coupling with increased bandwidth. *Microw. Opt. Technol. Lett.* **2016**, *58*, 1906–1912. [[CrossRef](#)]
50. Aun, N.; Soh, P.; Jamlos, M.; Lago, H.; Al-Hadi, A. A wideband rectangular-ring textile antenna integrated with corner-notched artificial magnetic conductor (AMC) plane. *Appl. Phys. A* **2017**, *123*, 1–6. [[CrossRef](#)]
51. Hong, Y.; Tak, J.; Choi, J. An All-Textile SIW Cavity-Backed Circular Ring-Slot Antenna for WBAN Applications. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **2016**, *15*, 1995–1999. [[CrossRef](#)]

52. Simorangkir, R.B.V.B.; Yang, Y.; Matekovits, L.; Esselle, K.P. Dual-Band Dual-Mode Textile Antenna on Substrate for Body-Centric Communications. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **2017**, *16*, 677–680. [[CrossRef](#)]
53. Lajevardi, M.E.; Kamyab, M. Ultraminiaturized Metamaterial-Inspired SIW Textile Antenna for Off-Body Applications. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **2017**, *16*, 3155–3158. [[CrossRef](#)]
54. Tak, J.; Hong, Y.; Choi, J. Textile antenna with EBG structure for body surface wave enhancement. *Electron. Lett.* **2015**, *51*, 1131–1132. [[CrossRef](#)]
55. Baelen, D.V.; Lemey, S.; Verhaevert, J.; Rogier, H. A Novel Manufacturing Process for Compact, Low-Weight and Flexible Ultra-Wideband Cavity Backed Textile Antennas. *Materials* **2018**, *11*, 67. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
56. Tak, J.; Lee, S.; Choi, J. All-textile higher order mode circular patch antenna for on-body to on-body communications. *IET Microw. Antennas Propag.* **2015**, *9*, 576–584. [[CrossRef](#)]
57. Rajo-Iglesias, E.; Gallego-Gallego, I.; Inclan-Sanchez, L.; Quevedo-Teruel, O. Textile Soft Surface for Back Radiation Reduction in Bent Wearable Antennas. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2014**, *62*, 3873–3878. [[CrossRef](#)]
58. Loss, C.; Gonçalves, R.; Pinho, P.; Salvado, R. Influence of some structural parameters on the dielectric behavior of materials for textile antennas. *Text. Res. J.* **2019**, *89*, 1131–1143. [[CrossRef](#)]
59. Xu, H.; Jackson, D.R.; Williams, J.T. Comparison of models for the probe inductance for a parallel-plate waveguide and a microstrip patch. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2005**, *53*, 3229–3235. [[CrossRef](#)]
60. Duffy, S.M. An enhanced bandwidth design technique for electromagnetically coupled microstrip antennas. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2000**, *48*, 161–164. [[CrossRef](#)]
61. Zhang, J.; Yan, S.; Vandenbosch, G.A.E. A Miniature Feeding Network for Aperture-Coupled Wearable Antennas. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2017**, *65*, 2650–2654. [[CrossRef](#)]
62. Hertleer, C.; Tronquo, A.; Rogier, H.; Vallozzi, L.; Langenhove, L.V. Aperture-Coupled Patch Antenna for Integration Into Wearable Textile Systems. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **2007**, *6*, 392–395. [[CrossRef](#)]
63. Del-Rio-Ruiz, R.; Lopez-Garde, J.; Macon, J.L. Design and Performance Analysis of a Purely Textile Proximity Fed Microstrip Patch Antenna for On-Body Wireless Communications. In Proceedings of the 2018 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation USNC/URSI National Radio Science Meeting, Boston, MA, USA, 8–13 July 2018; pp. 1293–1294. [[CrossRef](#)]
64. Shakhirul, M.S.; Jusoh, M.; Sahadah, A.; Nor, C.M.; Rahim, H.A. Embroidered wearable textile antenna on bending and wet performances for UWB reception. *Microw. Opt. Technol. Lett.* **2014**, *56*, 2158–2163. [[CrossRef](#)]
65. Sundarsingh, E.F.; Ramalingam, V.S.; Kanagasabai, M. Statistical analysis on the bandwidth of a dual frequency textile antenna. *IET Microw. Antennas Propag.* **2015**, *9*, 1683–1690. [[CrossRef](#)]
66. Koski, K.; Vena, A.; Sydanheimo, L.; Ukkonen, L.; Rahmat-Samii, Y. Design and Implementation of Electro-Textile Ground Planes for Wearable UHF RFID Patch Tag Antennas. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **2013**, *12*, 964–967. [[CrossRef](#)]
67. Locher, I.; Klemm, M.; Kirstein, T.; Troster, G. Design and Characterization of Purely Textile Patch Antennas. *IEEE Trans. Adv. Packag.* **2006**, *29*, 777–788. [[CrossRef](#)]
68. Choi, S.; Lim, S. Foldable thin electro-textile antenna array for 4 by 4 multiple-input multiple-output mobile router applications. *J. Electromagn. Waves Appl.* **2015**, *29*, 375–385. [[CrossRef](#)]
69. Alonso-González, L.; Ver-Hoeye, S.; Fernández-García, M.; Álvarez-López, Y.; Vázquez-Antuña, C.; Andrés, F.L. Fully Textile-Integrated Microstrip-Fed Slot Antenna for Dedicated Short-Range Communications. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2018**, *66*, 2262–2270. [[CrossRef](#)]
70. Kamardin, K.; Rahim, M.; Hall, P.; Samsuri, N.; Latef, T.; Ullah, M. Textile artificial magnetic conductor jacket for transmission enhancement between antennas under bending and wetness measurements. *Appl. Phys. A* **2016**, *122*, 423. [[CrossRef](#)]
71. Kamardin, K.; Rahim, M.; Hall, P.; Samsuri, N.; Latef, T.; Ullah, M. Planar textile antennas with artificial magnetic conductor for body-centric communications. *Appl. Phys. A* **2016**, *122*, 363. [[CrossRef](#)]
72. Mantash, M.; Tarot, A.C.; Collardey, S.; Mahdjoubi, K. Investigation of Flexible Antennas and AMC Reflectors. *Electron. Lett.* **2011**, *47*, 236505. [[CrossRef](#)]
73. Ferreira, D.; Pires, P.; Rodrigues, R.; Caldeirinha, R.F.S. Wearable Textile Antennas: Examining the effect of bending on their performance. *IEEE Antennas Propag. Mag.* **2017**, *59*, 54–59. [[CrossRef](#)]

74. Kamardin, K.; Rahim, M.K.A.; Samsuri, N.A.; Jalil, M.E.; Majid, H.A. Transmission enhancement using textile artificial magnetic conductor with coplanar waveguide monopole antenna. *Microw. Opt. Technol. Lett.* **2015**, *57*, 197–200. [[CrossRef](#)]
75. Salvado, R.; Loss, C.; Gonçalves, R.; Pinho, P. Textile materials for the design of wearable antennas: A survey. *Sensors* **2012**, *12*, 15841–15857. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
76. Soh, P.J.; Vandenbosch, G.; Wee, F.H.; van den Bosch, A.; Martinez-Vazquez, M.; Schreurs, D. Specific Absorption Rate (SAR) Evaluation of Textile Antennas. *IEEE Antennas Propag. Mag.* **2015**, *57*, 229–240. [[CrossRef](#)]
77. Wang, Z.; Zhang, L.; Bayram, Y.; Volakis, J.L. Embroidered Conductive Fibers on Polymer Composite for Conformal Antennas. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2012**, *60*, 4141–4147. [[CrossRef](#)]
78. Du, J.; Roblin, C. Stochastic Surrogate Models of Deformable Antennas Based on Vector Spherical Harmonics and Polynomial Chaos Expansions: Application to Textile Antennas. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2018**, *66*, 3610–3622. [[CrossRef](#)]



© 2019 by the authors. Licensee MDPI, Basel, Switzerland. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<http://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).



Anexo

# B

**A Combination of Transmission  
Line Models as Design Instruments  
for Electromagnetically Coupled  
Microstrip Patch Antennas in the  
2.45 GHz ISM Band**



## Communication

### A Combination of Transmission Line Models as Design Instruments for Electromagnetically Coupled Microstrip Patch Antennas in the 2.45 GHz ISM Band

Ruben Del-Rio-Ruiz<sup>1</sup>, Juan-Manuel Lopez-Garde<sup>1</sup>, Jon Legarda<sup>1</sup>, Olivier Caytan<sup>2</sup>, and Hendrik Rogier<sup>2</sup>

**Abstract**—This communication presents an analytical framework that combines transmission line models for the design of electromagnetically coupled microstrip patch antennas for the 2.45 GHz industrial, scientific, and medical band. It provides initial values for all dimensions of the antenna, with measured resonance frequency errors below 6%. The initial design is optimized in two subsequent phases to center the resonance frequency and to increase the impedance bandwidth (BW), obtaining measured resonance frequency errors below 0.6% and BW enhancements of more than 1.2 times the original ones, respectively. The model has been validated with antenna prototypes based on rigid and textile materials, exhibiting excellent free-space measured BW of 4% and 5.12%, maximal measured gains of 4.28 and 7.33 dBi, and radiation efficiencies of 63.4% and 71.8%, respectively. Moreover, very stable on-body performance is obtained, with minimal frequency detuning when deploying the textile antenna on the human body. The measured maximum on-body gain for the textile antenna equals 5.5 dBi, with a simulated specific absorption rate of 0.323 W/kg at 2.45 GHz.

**Index Terms**—Design methodology, electromagnetic (EM) coupling, flexible structures, microstrip textile antennas, transmission line (TL) models.

#### I. INTRODUCTION

Microstrip patch antennas (MPAs) have been extensively developed for military [1] and civil [2] applications. Their main characteristics of lightweight, planar profile, robustness, ease of fabrication, and conformability make them suitable for textile material implementations in body-centric wireless communication (BCWC) systems [3].

Recent work has focused on three of the main challenges associated with textile MPAs used for BCWC: 1) widening their inherent narrow impedance bandwidth (BW) [4], [5]; 2) increasing their front to back ratio (FTBR) to avoid the degradation of their normal operation due to body proximity [1], [2], [6]; and 3) realizing them in a comfortable and esthetically pleasing manner.

The electromagnetically coupled microstrip rectangular patch antenna (EMCMPA) offers a good performance tradeoff in terms of these three challenges [4], [7]–[11]. Nevertheless, the implementation of analytical prediction models to accurately fix the substrate thickness and the dimensions of the radiating patch, the feed line, and the ground plane of an EMCMPA is complex due to the electromagnetic (EM) coupling between the feed line and the radiating patch.

Manuscript received December 29, 2019; revised June 3, 2020; accepted June 5, 2020. Date of publication June 17, 2020; date of current version January 5, 2021. The work of Ruben Del-Rio-Ruiz was supported by the Basque Country Government by fully granting a Predoctoral scholarship for his Ph.D. Degree. (Corresponding author: Ruben Del-Rio-Ruiz.)

Ruben Del-Rio-Ruiz, Juan-Manuel Lopez-Garde, and Jon Legarda are with the DeustoTech, University of Deusto, 48007 Bilbao, Spain (e-mail: ruben.delrio@deusto.es; jmlopez@deusto.es; jlegarda@deusto.es).

Olivier Caytan and Hendrik Rogier are with the IDlab-Electromagnetics Group, Department of Information Technology, Ghent University-imec, 9052 Ghent, Belgium (e-mail: olivier.caytan@ugent.be; hendrik.rogier@ugent.be).

Color versions of one or more of the figures in this communication are available online at <https://ieeexplore.ieee.org>.

Digital Object Identifier 10.1109/TAP.2020.3001668

0018-926X © 2020 IEEE. Personal use is permitted, but republication/redistribution requires IEEE permission. See <https://www.ieee.org/publications/rights/index.html> for more information.

There are several design models for EMCMPAs, which can be categorized in two groups: simple analytical models and rigorous full-wave models. The latter involves extensive computational processing, which in most cases does not account for fabrication tolerances or other modifications to the realized prototypes compared to the simulated designs [12], [13]. On the other hand, simple analytical models can provide a good and intuitive understanding of the EM performance of the EMCMPA, combined with a reasonably accurate mathematical formulation. These models typically use the transmission line (TL) model to predict the initial dimensions of at least one part of the EMCMPA, but they do not provide all antenna dimensions.

In [8], only the radiating patch of a textile EMCMPA is modeled based on equations from [14], and they do not analyze the deviation between model and measured resonance frequency. However, excellent impedance BW and FTBR values are achieved for the 2.45 GHz industrial, scientific, and medical (ISM) band, even though the antenna's radiation efficiency is not simulated nor measured. In [4], a partial analytical model is presented for a dual stub feed line of an EMCMPA in the 10 GHz band, but the deviation in resonance frequency between model and measurements is not specified. Yet, an excellent BW of 8.4% is achieved, although the radiation efficiency and FTBR values are not provided. In [15], a partial model is presented for a nontextile RT/Duroid-based EMCMPA, which obtains a maximum deviation in resonance frequency of 7.7%. However, the frequency band is not centered at the 2.45 GHz ISM band, and the gain and radiation efficiency values are not available. In [7] and [9], novel textile EMCMPAs are presented. No analytical models are applied in the design phase, but their performance can be considered as a reference for EMCMPAs. Ooi [9] shows very good BW and FTBR values, although the overall thickness is high and the BW is not centered at the 2.45 GHz ISM band. Finally, Adami *et al.* [7] presents a textile EMCMPA for the 2.45 GHz ISM band, with a relatively small thickness. Gain and radiation efficiency values are a good reference for textile EMCMPAs in this band, although no FTBR values are given.

Therefore, this communication presents an analytical design instrument that approximately fixes all dimensions of an EMCMPA, with a given substrate, in the 2.45 GHz ISM band, and with an error lower than that reported in previous publications.

#### II. ANTENNA DESIGN

##### A. Antenna Topology and Principle of Operation

As shown in Fig. 1, the EMCMPA is composed (top to bottom) of a radiating patch ( $W_p \times L_p \times h_{cond}$ ), a first dielectric layer ( $W_{sub} \times L_{sub} \times h_{sub}$ ), a feed line ( $W_{line1} \times L_{line1} \times h_{cond}$ ), a second dielectric layer ( $W_{sub} \times L_{sub} \times h_{sub}$ ), and a ground plane ( $W_g \times L_g \times h_{cond}$ ).

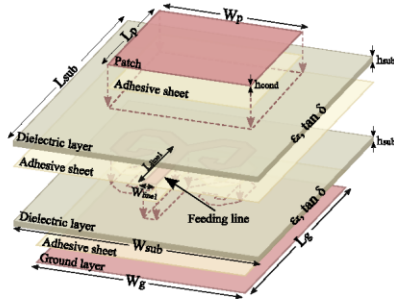


Fig. 1. Perspective view of the electromagnetically coupled microstrip patch textile antenna structure. For clarity, all the antenna layers have been separated and labeled at the side.

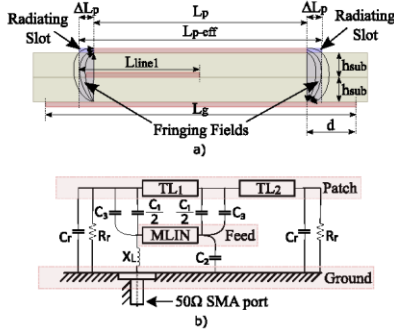


Fig. 2. (a) Physical and effective lengths and (b) equivalent circuit model of EMCMPAs [16].

The EMCMPA is excited by the microstrip feed line, which is electromagnetically coupled through the top substrate to the radiating patch. The feed line is located between the ground plane and the radiating patch, such that any radiation from the feed line is shielded and potentially reradiated by the patch, leading to a good cross-polarization [4]. This topology places the radiating patch further away from the ground plane [Fig. 2(a)], which leads to enhanced BW and efficiency values, while the feed line is closer to the ground plane to reduce its parasitic radiation.

### B. Analytical Model

The aim of the proposed analytical model is to easily obtain all the dimensions for the preliminary design of an EMCMPA, yielding a resonance frequency as close as possible to the desired value. Moreover, the model also attempts to maximize BW without increasing the overall thickness. The model is suitable to design both rigid and textile-based EMCMPAs, providing high radiation efficiencies and good antenna performance in close body proximity.

The analytical model combines several TL model equations. First of all, the conventional TL model represents the MPA by two radiating slots [Fig. 2(a)], each described by a parallel equivalent impedance  $Z_r$  (with resistance  $R_r$  and capacitance  $C_r$ ), as shown

in Fig. 2(b) [14], and separated by a low-impedance TL ( $TL_1$  and  $TL_2$ ) of total length  $L_p$ . The dimensions  $L_p$  and  $W_p$  of the rectangular microstrip patch are obtained using [14]

$$W_p = \frac{c}{2f_r \sqrt{(\epsilon_r + 1)/2}} \quad (1)$$

$$L_p = \frac{c}{2f_r \sqrt{\epsilon_{reff}}} - 2\Delta L_p \quad (2)$$

where  $f_r$  is the antenna's desired resonance frequency,  $\Delta L_p$  is the extension of the patch length at each end caused by the fringing effects of the radiating slots, and  $\epsilon_{reff}$  is the effective relative permittivity [14].

Second, the feed line of an EMCMPA can be modeled as a microstrip line (MLIN) [15], which is buried under  $TL_1$ , as shown in Fig. 2(b).  $C_1$  represents the coupling capacitance between the feed line and the radiating patch, modeled as two capacitors of equal value on either side of MLIN [16]. The feed line exhibits fringing fields, whose effect results in a small increase in its length. This creates extra capacitance, modeled by  $C_2$ , from the open-ended MLIN to the ground, and  $C_3$ , from both sides of MLIN to the radiating patch, which modifies its input impedance, yet the resonance frequency remains constant [16]. The 50  $\Omega$  subminiature version A (SMA) connector is represented in the EMCMPA's equivalent circuit model by an inductive reactance  $X_L$  connected to MLIN.

As reported in [12], [17], and [18], the optimum EM coupling is obtained when the patch is centered over the end of the feed line and located above it, if the overall thickness  $2 \cdot h_{sub}$  is at a certain critical value [17]. In this communication, the overall thickness is fixed and below the critical value. Therefore, the feed line and patch are over-coupled, which slightly decrements its matching performance [17]. Yet, in these publications, the radiating elements are half-wavelength long dipoles, which leads to quarter-wavelength feed lines, as described in [17]. Therefore, our model suggests a quarter-wavelength feed line using

$$L_{line1} = \frac{c}{f_r \sqrt{\epsilon_{reff}}} \cdot 4 \quad (3)$$

with the open-end at  $L_p/2$  and equal substrate thicknesses, as shown in Fig. 2(a). In this communication, the feed line's fringing fields are neglected, since the input impedance's variation is negligible, mainly due to the substrate's small thicknesses and low permittivities. Nevertheless, they should be considered if different dielectric substrates are chosen.

The characteristic impedance of the feed line is set to  $Z_0 = 50 \Omega$ , as shown in Fig. 3(a). It is approximately calculated using (4) and (5) reported by Garg *et al.* [19, p. 773], where  $Z_0 \sqrt{\epsilon_{reff}} \leq 89.91$

$$W_{line1} = \frac{2 \cdot h_{sub}}{\pi} \cdot \left( B - 1 - \ln(2B - 1) + \frac{\epsilon_r - 1}{2\epsilon_r} \cdot \left( \ln(B - 1) + 0.39 - \frac{0.61}{\epsilon_r} \right) \right) \quad (4)$$

$$B = \frac{60\pi^2}{Z_0 \sqrt{\epsilon_r}} \quad (5)$$

Employing a quarter-wavelength feed line allows to cover the desired BW, although in a tight way (2.4–2.485 GHz) in the case of the proposed antenna prototypes due to their small substrate thickness. Resonance frequency shifts up to 50 MHz in textile antennas have been reported due to manual SMA connectorization and inhomogeneities in the substrate's dielectric properties [20]. Therefore, to better guarantee that the textile antennas cover the entire 2.45 GHz ISM band, a ram-horn-shaped feed line is proposed as an alternative design to enlarge the EMCMPA's BW [4]. The ram-horn feed line is a combination of quarter-wavelength feed line and two

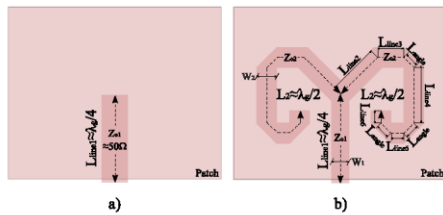


Fig. 3. Proposed feed lines for the EMCMPAs. (a) Quarter-wavelength feed line. (b) Ram-horn-shaped feed line [4].

symmetric half-wavelength open-ended stubs connected at  $L_p/2$ , as shown in Fig. 3(b), that use impedance transformations to achieve greater BW. The initial dimensions of the ram-horn-shaped line are obtained from [4], where  $L_{Line1}$  is a quarter-wavelength long with characteristic impedance  $Z_{o1}$ , and  $L_2$  is a half-wavelength long with characteristic impedance  $Z_{o2}$ . The input impedance  $Z_{line}$  of the ram-horn shaped feed line is

$$Z_{line} \simeq jZ_{o1} \left[ \frac{2 \cdot Z_{o1}}{Z_{o2}} \right] \cdot \tan(\beta \cdot L_2) - \cot(\beta \cdot L_{line1}). \quad (6)$$

The ground plane dimensions are modeled using  $X_g = X_p + 12 \cdot h_{sub}$ , where  $X_g$  and  $X_p$  correspond to either the width ( $W$ ) or length ( $L$ ) of the ground and patch, respectively. To ensure that the resonance frequency of the antenna remains almost identical as in an infinite ground plane scenario, the ground plane dimensions must also fulfill the design rule  $d \geq \lambda_0/20$  [21], with  $d$  being the ground plane extension, as illustrated in Fig. 2(a). In the case of conflict the later takes precedence.

The substrate dimensions are obtained by adding 12 mm to the ground plane, to ease the layer-alignment process. Nevertheless, it has been verified that the antenna performance remains identical when the ground and substrate dimensions are equal.

### C. Antenna Materials

The proposed analytical model is validated for both rigid and textile materials. The rigid antenna uses FR4 as a dielectric layer because its loss tangent is similar to that of textile substrates, and manufacturing with this material is fast and cost-effective by means of a milling-machine [22]. Therefore, a rigid antenna implemented with this material serves as a good validation prior to constructing the textile antennas. The conductive layer is a 35  $\mu\text{m}$ -thick annealed copper sheet. Both dielectric layers are assembled using plastic nuts and screws. All computer-aided FR4 antenna design models include air gaps and extra FR4 removal gaps to model the removal process of the anneal copper. The extra FR4 removal gaps depend on the prototyping machine's accuracy, which in some cases could be negligible. The textile antenna uses felt as dielectric layer and pure copper polyester taffeta fabric (PCPTF) as conductive layer with a thickness of 80  $\mu\text{m}$  and a surface density of 80  $\text{g}/\text{m}^2$ . Table I summarizes these parameters.

The preliminary values for the permittivity and loss tangent, shown in Table I, are measured using the Agilent 85070E Dielectric Probe Kit, and the substrate parameters are obtained after a conventional design, simulation, and measurement process [23], [24].

The textile antennas are constructed according to the process explained in [20]. A total of four double-sided thermally activated adhesive sheets (approximate thickness of 20  $\mu\text{m}$ ,  $\epsilon_r = 1.74$  and

TABLE I  
MATERIAL PROPERTIES OF THE TWO PROPOSED ANTENNAS

Code	Substrate	Thickness (mm)	$\epsilon_r'$	Loss T.	Conductor	Sheet Res. $\Omega/\text{sq}$
<i>RIG</i> <sub>1</sub>	FR4	1.43	4.08	0.01	Annealed copper	0.0005
<i>TEX</i> <sub>1</sub>	Felt	1.2	1.25	0.003	PCPTF	0.05

$\epsilon_r'$ : optimized relative permittivity at 2.45 GHz.

TABLE II  
ANTENNA DIMENSIONS PROPOSED BY ANALYTICAL MODEL

Code	$W_p$	$L_p$	$W_g$	$L_g$	$W_{sub}$	$L_{sub}$	$W_{line1}$	$L_{line1}$
<i>RIG</i> <sub>1</sub>	38.57	29.49	55.73	46.65	67.73	58.65	2.89	16.07
<i>TEX</i> <sub>1</sub>	57.96	52.45	72.36	66.85	84.36	78.85	5.2	27.75

Units: mm

$\tan \delta = 0.015$ ) are required to assemble all the EMCMPA layers, as shown in Fig. 1.

### III. ANTENNA IMPLEMENTATION

The proposed analytical model is the first step in a three step process to obtain the desired antenna design in a single construction attempt, where the third phase is only necessary if the desired BW is not fully covered. It provides the initial dimensions of all EMCMPA layers for a given resonance frequency, input impedance and dielectric materials. This initial design is optimized in two subsequent phases to center the resonance frequency and increase the BW to the desired band. These two optimization steps are performed using the time-domain solver of CST Microwave Studio. Although the proposed design process is intended to avoid manufacturing prototypes until all three steps are completed, in this communication the antennas are simulated, manufactured, and measured after each phase to see the error evolution between the analytical model and each of the prototypes.

#### A. Model Implementation

The proposed analytical model is applied to design an antenna with a resonance frequency of 2.44 GHz, an input impedance of 50  $\Omega$  and the material parameters described in Table I. The initial dimensions obtained for rigid and textile antennas are shown in Table II, which are designated as *RIG*<sub>1</sub> and *TEX*<sub>1</sub>. The first three letters are denoted by the dielectric layer of the antennas (*RIG*<sub>1</sub> stands for the FR4-based rigid antenna and *TEX*<sub>1</sub> stands for the Felt-based textile antenna), and the following number by the design phase (1)–(3).

The resonance frequency errors between proposed model and simulation, simulation and measurement, and the proposed model and measurement are shown in Table III, using the following equation:

$$\text{Model versus Meas. (\%)} = \left| \frac{f_{r_{model}} - f_{r_{meas.}}}{f_{r_{model}}} \right|. \quad (7)$$

In addition, there are two effects derived from the construction process that are considered in the simulation, although their influence on the results is minimal. The first effect is the influence of  $h_{air}$  in rigid antennas, which represents the air layer between the FR4 dielectric layers and the copper conductors due to the tolerance of the milling machine. This air layer (0.1 mm) causes a decrease of 0.3 to 0.5 dB in the  $|S_{11}|$  due to the difference in permittivity between FR4 and air. The second effect is due to the adhesive sheet layer  $h_{glue}$  that is used in textile antennas to assemble all layers.

TABLE III  
PROPOSED MODEL, SIMULATION, AND MEASUREMENT ERROR RATIOS

Code	Model vs. Sim.	Sim. vs. Meas.	Model vs. Meas.
$RIG_1$	4.92%	0.43%	5.33%
$TEX_1$	2.25%	0.63%	2.87%
$RIG_2$	0%	0.05%	0.05%
$TEX_2$	0%	0.41%	0.41%
$RIG_3$	0.37%	0.04%	0.33%
$TEX_3$	0.57%	0.24%	0.33%
$TEX_3(\text{Onbody})$	0.45%	0.16%	0.62%

This layer causes an amplitude variation of about 1 to 3 dB and a frequency shift between 2 and 4 MHz, due to the higher permittivity of the adhesive and the increase of the total thickness, respectively.

The error between simulation and measurement in both antennas is below 0.63%, which validates the fabrication process reliability for both FR4 and textile antennas [20]. The error ratios between the analytical model's center frequency and the measured resonant frequency in the  $RIG_1$  and  $TEX_1$  antennas are 5.33% and 2.87%, respectively, with a measured BW ( $|S_{11}| < -10$  dB) of 3.08% and 3.32%, respectively. The error ratios achieved with the proposed analytical model are better than those reported in the literature [15], [16], providing a good first design approach for EMCMPA.

#### B. Design Optimization

A first optimization step is necessary to better adjust the resonance frequency to the desired band. This communication proposes to modify only the length of the antenna patch ( $L_p$ ) in order to tune the antenna to the desired resonance frequency. The new dimensions of  $L_p$  for the  $RIG_2$  and  $TEX_2$  antennas are 27.8 and 51.1 mm, respectively, which cause a resonance frequency shift of 120 and 60 MHz, respectively, centering the peak at 2.44 GHz. Slightly modifying the length of the radiating patch does not alter the EM performance of the antenna significantly, yielding a similar BW and  $|S_{11}|$  amplitude. The  $RIG_2$  and  $TEX_2$  antennas are simulated, manufactured and measured, where a measured BW ( $|S_{11}| < -10$  dB) of 3.29% and 3.49% is achieved, respectively. The proposed one-step one-variable optimization process provides a maximum resonant frequency error below 0.41%. Nevertheless, as the 2.45 GHz ISM band is tightly covered, a third optimization step is required.

#### C. BW Enhancement

A ram-horn-shaped feed line is proposed to enhance the antenna's BW, as shown in Fig. 3(b). The line widths and lengths of the quarter-wavelength feed line and of the two half-wavelength open-ended stubs are calculated to match  $Z_{line}$  to the 50  $\Omega$  input impedance [4]. Afterward, a computer-aided optimization of the ram-horn shaped feed line is performed using CST Microwave Studio. Application of the design procedure [4] on the  $RIG_2$  and  $TEX_2$  prototypes should yield a BW of 1.4 and 1.6 times the original 3.29% and 3.49% BW, respectively. Yet, slightly lower measured BW increments of 1.2 and 1.5 are obtained in  $RIG_3$  and  $TEX_3$ , respectively, which are in line with the measured increments obtained in [4]. The resonant frequency of  $RIG_3$  and  $TEX_3$  antennas is centered at 2.44 GHz and the BW fully covers the 2.45 GHz ISM band, as shown in Fig. 4. The optimized ram-horn-shaped feed line dimensions of the antennas are shown in Table IV.

TABLE IV  
RAM-HORN SHAPED FEED LINE DIMENSIONS

Code	$W_1$	$W_2$	$L_{line1}$	$L_{line2}$	$L_{line3}$	$L_{line4}$	$L_{line5}$	$L_{line6}$	$L_{angle}$
$RIG_3$	3.06	4.1	38.57	29.49	55.73	46.65	67.73	58.65	5.79
$TEX_3$	3.68	7.43	57.96	52.45	72.36	66.85	84.36	78.85	10.4

Units: mm

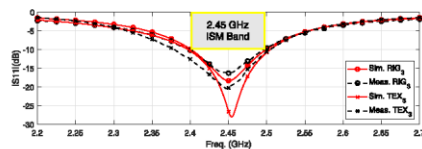


Fig. 4. Simulated and measured reflection coefficient results in free space for  $RIG_3$  and  $TEX_3$  EMCMPAs, using FR4 and felt dielectric layers.

#### IV. FINAL EXPERIMENTAL VALIDATION

The electromagnetically coupled ram-horn-shaped fed MPAs are fabricated and tested under free space and on-body conditions to validate their EM performance. The antenna measurements are performed with an Agilent N5242A PNA-X Microwave Network Analyzer, with the antennas placed in an anechoic chamber.

##### A. Free Space Performance

The simulated and measured reflection coefficients of the rigid and textile antennas are shown in Fig. 4. Excellent agreement is observed between simulated and measured values. Both  $RIG_3$  and  $TEX_3$  antennas are centered at 2.44 GHz and cover the entire 2.45 GHz ISM band (2.4–2.4835 GHz), with a measured BW ( $|S_{11}| < -10$  dB) of 4% and 5.12%, respectively.

Cross sections of the radiation pattern of the antennas in the E- and H-planes are measured in the anechoic chamber at 2.45 GHz, as shown in Fig. 5. Again, there is an excellent agreement between the measured and simulated results. The maximum measured copolarization gains for the  $RIG_3$  and  $TEX_3$  antennas are 4.11 and 7.33 dBi, respectively. The cross-polarization is very small, both in simulations and measurements. Their deviations are due to effects by the mounting fixtures of the measurement system and to positioning and measurement errors.

The simulated and measured maximum antenna gain and the total antenna efficiency between 2.4 and 2.5 GHz are plotted in Fig. 6. The maximum measured antenna gains for the  $RIG_3$  and  $TEX_3$  antennas equal 4.28 and 7.33 dBi, respectively. The maximum measured antenna efficiencies for the  $RIG_3$  and  $TEX_3$  antennas equal 63.4% and 71.8%, respectively. There is a good agreement between the measured and simulated  $RIG_3$  antenna results, while the textile antenna has a difference of less than 10% due to slight variations in the felt dielectric properties.

##### B. On-Body Performance

The  $TEX_3$  textile antenna is simulated and measured on the torso of an average adult person. The simulation uses a three layer (skin-fat-muscle) body phantom. The dielectric properties of the phantom layers are obtained from the Hugo voxel model from the CST material library. The two main phantom thickness setups [2], [25] are simulated to obtain a better accuracy, with an overall thicknesses of 22 and 70 mm, respectively. The measurement is performed with

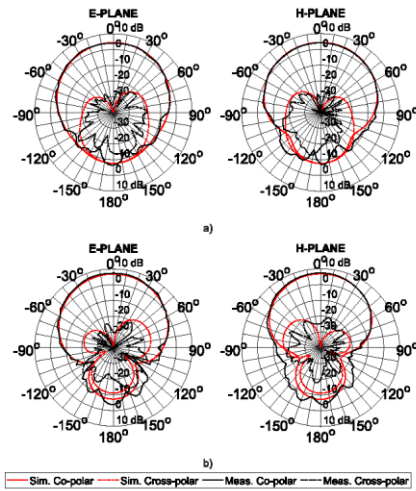


Fig. 5. Simulated and measured co- and cross-polarization patterns in free space for (a)  $RIG_3$  and (b)  $TEX_3$  EMCMPAs, using FR4 and felt dielectric layers, respectively.

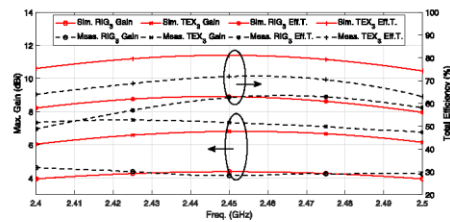


Fig. 6. Simulated and measured maximum gain and total antenna efficiency results in free space for  $RIG_3$  and  $TEX_3$  EMCMPAs, using FR4 and felt dielectric layers.

a person of size 1.75 m and weight 85 kg inside the anechoic chamber. In both cases, the antenna is placed 2 mm away from the simulated phantom and measured body. The simulated and measured reflection coefficients in on-body and free space scenarios are compared in Fig. 7. The reflection coefficient remains below  $-10$  dB in the entire 2.45 GHz ISM band and the simulation and measurement differences between on-body and free-space scenarios are negligible.

The 3-D measurement of the antenna performance on the torso of a person inside the anechoic chamber is not possible. Therefore, the antenna is reoriented to measure the far-field radiation patterns in the E- and H-planes at 2.45 GHz. Fig. 8 shows the co- and cross-polarization results, where the maximum gain is 5.5 dBi. The measured cross-polarization in the E- and H-plane remains below  $-13.2$  dBi. The patterns in the E- and H-planes at 2.45 GHz agree well both in shape and absolute values when placed on the body, which means that the proposed design method provides also a good performance for BCWC applications.

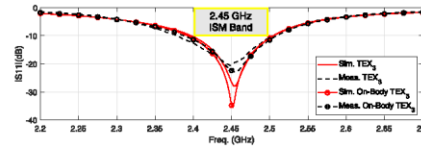


Fig. 7. Simulated and measured on-body reflection coefficient results for the  $TEX_3$  EMCMPAs, using felt dielectric layers.

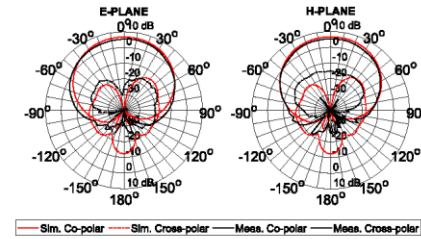


Fig. 8. Simulated and measured on-body co- and cross-polarization patterns for the  $TEX_3$  EMCMPA, using felt dielectric layers.

Finally, the specific absorption rate (SAR) values are simulated using the proposed phantom properties and thicknesses [2], [25], obtaining maximum SAR values at 2.45 GHz of 0.199 and 0.323 W/kg, respectively, which are well below the limit of 1.6 W/kg, according to standard IEEE C95.3, with an input power of 0.5 W (rms), and averaged over 1 g of biological tissue. These results are coherent with the values shown in Fig. 8, which indicate that most of the radiation is directed away from the body, owing to the presence of a ground plane and a shielded feed line.

## V. CONCLUSION

The analytical model proposed in this communication quickly and reliably yields the initial dimensions of an EMCMPA. Two subsequent simulation phases which modify a single design variable in each phase are presented, achieving a centered resonance frequency and BW enhancement, respectively. This design instrument enables the realization, in a single attempt, of an EMCMPA antenna for the 2.45 GHz ISM band on both rigid and textile materials. The textile antennas designed with this procedure have a high flexibility owing to their small thickness, and an excellent radiation performance in BCWC applications, with antenna gains and efficiencies of 7.33 dBi and 71.8%, respectively, and SAR values lower than 0.4 W/kg.

## REFERENCES

- [1] H. Lee, J. Tak, and J. Choi, "Wearable antenna integrated into military berets for Indoor/Outdoor positioning system," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 1919–1922, 2017.
- [2] S. Agneessens and H. Rogier, "Compact half diamond dual-band textile HMSIW on-body antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 5, pp. 2374–2381, May 2014.
- [3] K. F. Lee, K. M. Luk, and H. W. Lai, *Microstrip Patch Antennas*, 2nd ed. River Edge, NJ, USA: World Scientific, 2017.
- [4] S. M. Duffy, "An enhanced bandwidth design technique for electromagnetically coupled microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 48, no. 2, pp. 161–164, Feb. 2000.
- [5] D.-F. Guan, Y.-S. Zhang, Z.-P. Qian, Y. Li, W. Cao, and F. Yuan, "Compact microstrip patch array antenna with parasitically coupled feed," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 6, pp. 2531–2534, Jun. 2016.

- [6] M. Virili, H. Rogier, F. Alimenti, P. Mezzanotte, and L. Roselli, "Wearable textile antenna magnetically coupled to flexible active electronic circuits," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 209–212, 2014.
- [7] S.-E. Adami *et al.*, "A flexible 2.45-GHz power harvesting wristband with net system output from 24.3 dBm of RF power," *IEEE Trans. Microw. Theory Techn.*, vol. 66, no. 1, pp. 380–395, Jan. 2018.
- [8] M. Galo, M. Hiroaki Seko, and F. Saletto Corra, "Wearable textile patch antenna fed by proximity coupling with increased bandwidth," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 58, no. 8, pp. 1906–1912, Aug. 2016.
- [9] B.-L. Ooi, "A double- $\pi$  stub proximity feed U-slot patch antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 52, no. 9, pp. 2491–2496, Sep. 2004.
- [10] R. Del-Rio-Ruiz, J.-M. Lopez-Garde, and J. L. Macon, "Design and performance analysis of a purely textile proximity fed microstrip patch antenna for on-body wireless communications," in *Proc. IEEE Int. Symp. Antennas Propag. USNC/URSI Nat. Radio Sci. Meeting*, Jul. 2018, pp. 1293–1294.
- [11] R. Del-Rio-Ruiz, J.-M. Lopez-Garde, and J. Legarda, "Planar textile off-body communication antennas: A survey," *Electronics*, vol. 8, no. 6, p. 714, Jun. 2019.
- [12] P. Katehi and N. Alexopoulos, "On the modeling of electromagnetically coupled microstrip antennas—The printed strip dipole," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 32, no. 11, pp. 1179–1186, Nov. 1984.
- [13] P. Lepeltier, J. M. Floch, and J. Citerne, "Complete and rigorous analysis of electromagnetically coupled transverse microstrip dipole," *Electron. Lett.*, vol. 23, no. 16, pp. 822–824, Jul. 1987.
- [14] C. A. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2005.
- [15] B. Belentepe, "Modeling and design of electromagnetically coupled microstrip-patch antennas and antenna arrays," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 37, no. 1, pp. 31–39, Feb. 1995.
- [16] S. Vajha and S. N. Prasad, "Design and modeling of proximity coupled patch antenna," in *Proc. IEEE-APS Conf. Antennas Propag. Wireless Commun.*, Nov. 2000, pp. 43–46.
- [17] H. Oltman and D. Huebner, "Electromagnetically coupled microstrip dipoles," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 29, no. 1, pp. 151–157, Jan. 1981.
- [18] D. M. Pozar and B. Kaufman, "Increasing the bandwidth of a microstrip antenna by proximity coupling," *Electron. Lett.*, vol. 23, no. 8, pp. 368–369, Apr. 1987.
- [19] R. Garg, P. Bhartia, I. Bahl, and A. Ittipiboon, *Microstrip Antenna Design Handbook*. Norwood, MA, USA: Artech House, 2001.
- [20] R. Del-Rio-Ruiz, J.-M. Lopez-Garde, J. Legarda, S. Lemeay, O. Caytan, and H. Rogier, "Reliable lab-scale construction process for electromagnetically coupled textile microstrip patch antennas for the 2.45 GHz ISM band," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 19, no. 1, pp. 153–157, Jan. 2020.
- [21] E. Lier and K. Jakobsen, "Rectangular microstrip patch antennas with infinite and finite ground plane dimensions," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 31, no. 6, pp. 978–984, Nov. 1983.
- [22] Laser and Electronics. *Protomat 62*. Accessed: May 11, 2020. [Online]. Available: <http://www.lpkfusa.com/datasheets/prototyping/s62.pdf>
- [23] F. Declercq, I. Couckuyt, H. Rogier, and T. Dhaene, "Complex permittivity characterization of textile materials by means of surrogate modelling," in *Proc. IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, Jul. 2010, pp. 1–4.
- [24] S. Sankaralingam and B. Gupta, "Determination of dielectric constant of fabric materials and their use as substrates for design and development of antennas for wearable applications," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 59, no. 12, pp. 3122–3130, Dec. 2010.
- [25] S. Yan, P. J. Soh, and G. A. E. Vandenbosch, "Low-profile dual-band textile antenna with artificial magnetic conductor plane," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 12, pp. 6487–6490, Dec. 2014.







Anexo

C

**Reliable Lab-Scale Construction  
Process for Electromagnetically  
Coupled Textile Microstrip Patch  
Antennas for the 2.45 GHz ISM Band**



# Reliable Lab-Scale Construction Process for Electromagnetically Coupled Textile Microstrip Patch Antennas for the 2.45 GHz ISM Band

Ruben Del-Rio-Ruiz , Student Member, IEEE, Juan-Manuel Lopez-Garde , Jon Legarda , Sam Lemey , Member, IEEE, Olivier Caytan , Member, IEEE, and Hendrik Rogier , Senior Member, IEEE

**Abstract**—A precise layer alignment is crucial to ensure performance repeatability of multilayer microstrip antennas. We introduce a novel lab-scale construction process for multilayer microstrip textile patch antennas that consists in combining an alignment method, based on laser-cut wood frames to perform accurate layer alignment, with a fast intralayer attachment method, based on thermally activated adhesive sheets. This lab-scale construction process is validated with an electromagnetically coupled microstrip rectangular patch textile antenna operating in the 2.45 GHz ISM band. It has been reproduced eight times to validate the proposed construction process. The differences between desired simulated versus measured average values of the resonant frequencies, impedance bandwidths, gains, and total efficiencies equal 6.25 MHz, 21.5 MHz, 0.6 dBi, and 4.45%, respectively. Moreover, the standard deviations of measured resonant frequencies, impedance bandwidths, gains, and total efficiencies equal 24.54 MHz, 14.02 MHz, 0.15 dBi, and 3.57%, respectively. These results confirm that the novel lab-scale construction process provides good performance repeatability of multilayer microstrip textile patch antennas.

**Index Terms**—Construction process, electromagnetically coupled microstrip antenna, textile materials.

## I. INTRODUCTION

TEXTILE antennas have been an intense research topic for the last few years as they are a key component in many e-textile applications. They face many design, construction, and characterization challenges when they are intended to provide a specific electromagnetic (EM) performance. This letter focuses on another important challenge in textile antennas, which is the construction process. The imprecise alignment of multilayer textile antennas has been a source of uncertainty in many research works [1]–[5], so much so that fabrication tolerance analysis have been performed to predict the effects of mechanical inaccuracies in their designs [6], [7]. Moreover, the application

Manuscript received September 30, 2019; revised November 12, 2019; accepted November 21, 2019. Date of publication November 27, 2019; date of current version January 20, 2020. The work of R. Del-Rio-Ruiz was supported by the Basque Country government for fully granting a Predoctoral scholarship for the Ph.D. degree. (Corresponding author: Ruben Del-Rio-Ruiz.)

R. Del-Rio-Ruiz, J.-M. Lopez-Garde, and J. Legarda are with the University of Deusto-DeustoTech, 48007 Bilbao, Spain (e-mail: ruben.delrio@deusto.es; jmlopez@deusto.es; jlegarda@deusto.es).

S. Lemey, O. Caytan, and H. Rogier are with the Department of Information Technology, Ghent University—IMEC, Ghent 9052, Belgium (e-mail: sam.lemey@ugent.be; olivier.caytan@ugent.be; hendrik.rogier@ugent.be).

Digital Object Identifier 10.1109/LAWP.2019.2956238

1536-1225 © 2019 IEEE. Personal use is permitted, but republication/redistribution requires IEEE permission. See [http://www.ieee.org/publications\\_standards/publications/rights/index.html](http://www.ieee.org/publications_standards/publications/rights/index.html) for more information.

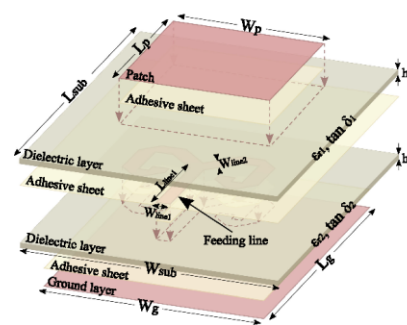


Fig. 1. Perspective view of the EMCMPA structure. For clarity, all the antenna layers have been separated and named at the side.

of complex antenna topologies has been avoided to reduce such uncertainties [8].

The misalignment of one layer can modify undesirably the resonant frequency, the impedance bandwidth (BW), and the radiation pattern of a textile antenna. Many lab-scale construction techniques have been proposed for different antenna structures and materials [1], [2], [9]–[11]. Nevertheless, the performance repeatability of the construction techniques has not been extensively validated, since typically only one or two prototypes are constructed and characterized. Therefore, to the best of our knowledge, this is the first reliable lab-scale construction process that assures the performance repeatability of multilayer textile antennas. This construction process combines an alignment method, based on laser-cut wood frames to implement accurate layer alignment, with a fast intralayer attachment method based on thermally activated adhesive sheets. Moreover, the textile dielectric and conductive layers are laser-cut, providing a repetitive and accurate patterning method.

This lab-scale construction process has been validated by implementing an electromagnetically coupled microstrip patch textile antenna (EMCMPA), as shown in Fig. 1. It is specifically suitable for off-body communications as its ground plane reduces the negative effect of body proximity [12], and it avoids the use of rigid components or galvanic soldering between

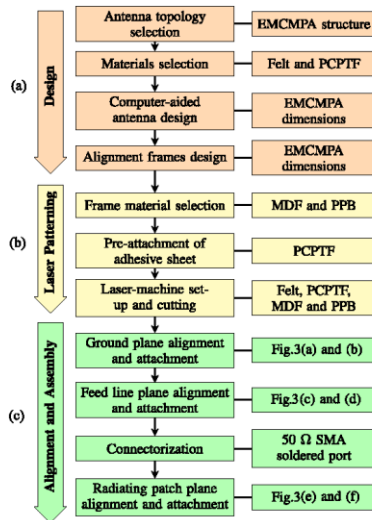


Fig. 2. Proposed construction phases for multilayer textile antennas. (a) Design phase. (b) Laser patterning phase. (c) Alignment and assembly phase.

radiating patches and feedlines [13]. The feed and patch can be positioned on thin and thick dielectric layers, respectively [14], thereby providing better radiation efficiency and higher BW. The absence of turns, junctions, and other discontinuities in the feedlines also reduces spurious radiation [15].

This letter is organized as follows. After the introduction, the following three sections correspond to each main phase of the proposed lab-scale construction process. The different steps are summarized in Fig. 2. Section II describes the design phase, Section III the laser patterning phase, and Section IV the alignment and assembly phase. Section V provides the validation of this process with the main EM parameter measurements, standard deviations, and average results of the eight antennas that are constructed. Finally, conclusions are given in Section VI.

## II. DESIGN PHASE

The EMCMPA is composed (top to bottom) of a radiating patch ( $W_p \times L_p$ ), a dielectric layer ( $W_{\text{sub}} \times L_{\text{sub}}$ ), a double horn-shaped stub feedline [14] ( $W_{\text{line1}} \times L_{\text{line1}} \times W_{\text{line2}} \times L_{\text{line2}}$ ), a second dielectric layer ( $W_{\text{sub}} \times L_{\text{sub}}$ ), and a ground layer ( $W_g \times L_g$ ), as shown in Fig. 1. The antenna's overall assembly comprises three conductive layers with a single thickness of  $h_{\text{cond}}$  and two dielectric layers of thickness  $h_1$  and  $h_2$ . The EMCMPA is excited by a microstrip feedline, which is electromagnetically coupled through the top substrate to the radiating patch. The feedline is located between the ground layer and the radiating patch, such that any radiation from the feedline

TABLE I  
EMCMPA DIMENSIONS

$W_p$	$W_g$	$h_1$	$h_{\text{die}}$	$W_{\text{line1}}$	$L_{\text{line1}}$
58	72.4	1.2	0.02	4.1	$\approx \lambda/4$ [14]
$L_p$	$L_g$	$h_2$	$h_{\text{cond}}$	$W_{\text{line2}}$	$L_{\text{line2}}$
51.1	65.5	1.2	0.08	7.4	$\approx \lambda/2$ [14]

Units in mm.

is shielded and potentially re-radiated by the patch, leading to a good cross polarization [14].

The dielectric layers of the antenna are made of 1.2 mm thick felt textile with a permittivity  $\epsilon'$  and loss tangent  $\tan \delta$  at 2.45 GHz of 1.25 and 0.003, respectively. Preliminary values for the permittivity and loss tangent have been measured using the Agilent 85070E Dielectric Probe Kit, and the substrate parameters have been obtained after a conventional design, simulation, and measurement process [16], [17]. The conductive layers are made of pure copper polyester taffeta fabric (PCPTF), which exhibits a low surface resistivity of 0.05  $\Omega/\text{sq}$  at 2.45 GHz. PCPTF is a plain woven fabric, coated with pure copper. It has a thickness of 80  $\mu\text{m}$  and an estimated weight of 80  $\text{g}/\text{m}^2$ , making it suitable for the construction of textile EMCMPA.

The computer-aided design is performed using CST Microwave Studio 2019, leading to the final EMCMPA dimensions shown in Table I. The dimensions are optimized to cover the 2.4–2.4835 GHz band, with a reflection coefficient below  $-10$  dB.

The last step is the design of the alignment frames, serving as templates guide during the multilayer attachment process. They are tailored to the antenna dimensions.

Fig. 3 shows the layout of the alignment frames and the antenna layers. Alignment frame 1 must have a greater thickness than the inner frames, to hold steady all these alignment frames and antenna layers. The thickness difference between inner and outer frames is determined by the EMCMPA's total thickness, which in this case is  $h_{\text{total}} \approx 2.4$  mm. Therefore, an outer frame thickness of 5 mm is established.

## III. LASER PATTERNING PHASE

Frames made out of wood have been chosen, because they can be easily and accurately laser-cut. For the alignment of frames, 3 mm thick medium-density fibreboard (MDF) and 5 mm thick phenolic plywood board (PPB) have been chosen. Nevertheless, other materials can be used if they can be accurately patterned and cut to the required thicknesses. To reduce the construction time and to guarantee that each PCPTF layer is perfectly adhered, an adhesive sheet is glued to the PCPTF before it is laser-cut.

This lab-scale construction process suggests a double-sided adhesive sheet for textile applications [18]. It is thermally activated by applying 100°C–150 °C for 5–15 s, and it includes a high-temperature resistant paper (carrier sheet) to facilitate the gluing.

The antenna radiating patch, feedline, and ground plane may either be patterned manually with a scalpel [12], a blade-cutter [19], scissors [20], or by a laser cutting machine [21].

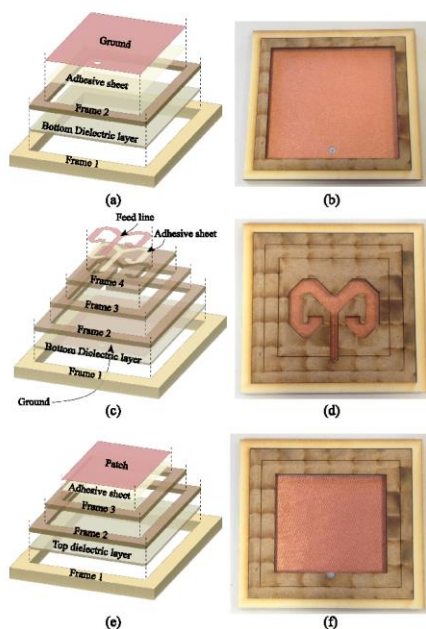


Fig. 3. Proposed layer alignment method for an EMCMPA. (a) Perspective view and (b) final result of the ground plane alignment process. (c) Perspective view and (d) final result of the feedline plane alignment process. (e) Perspective view and (f) final result of the patch plane alignment process. For clarity, the layers in (a), (c), and (e) have been separated and named at the side.

TABLE II  
LASER-CUT MACHINE SETUP

Material	Speed (%)	Power (%)	Frequency*
Felt	85	10	85
PCPTF	80	20	85
MDF	8	90	85
PPB	15	85	85

\*Number of laser pulses fired per inch of travel, from 1 to 100.

In this letter, an Epilog Fusion32 laser-cutter has been used to pattern the antenna and alignment layers. The laser-cut machine setup for each material is shown in Table II.

The laser-cutting process is performed efficiently, accurately, and quickly. A waste of less than 2% of material has been achieved, while the laser-cut error between desired and cut routes is less than 0.05 mm. Moreover, it takes approximately 20 s to laser-cut all PCPTF and felt layers of one antenna.

#### IV. ALIGNMENT AND ASSEMBLY PHASE

The two main techniques to assemble textile layers is by sewing conductive threads [19], [20] or by gluing [21]. The

sewing process (with threads going through all the layers) adds uncertainty on the permittivity, loss tangent, and the overall thickness of the antenna. This modifies the efficiency, BW, and resonance frequency of the antenna in an unpredictable way. This attachment technique is very time-consuming for multilayered antenna structures. In contrast, the use of an adhesive sheet to join multilayer structures provides a constant thickness, permittivity, and loss tangent along the entire surface of the antenna. Moreover, it can be easily modeled to assess its influence on the antennas reflection coefficient and the total radiation efficiency. In addition, the alignment becomes easier when each layer is glued individually. Nevertheless, the thermal activation of the adhesive sheet needs to be performed carefully, because most textile materials are not heat-resistant and could be damaged or their properties may change during the process.

The alignment and assembly phase is shown in detail in Fig. 3. The ground plane is aligned using the bottom dielectric layer positioned within the alignment frames 1 and 2. Through thermal activation, both layers are attached by means of the adhesive sheet that has been previously added to the conductive layers during the cutting phase. In every step where a conductive layer is added, after aligning it, the layers are assembled by appropriate thermally activated sheets. Fig. 3(a) and (b) show this first step where the ground plane is on the top face. The second step starts by flipping upside down the previously attached bottom dielectric layer and aligning the feedline now on the top face with frames 1, 2, 3, and 4, as shown in Fig. 3(c) and (d). The third step consists of connecting a 50  $\Omega$  SubMiniature version A (SMA) connector to the feedline and the ground layer to characterize the antenna prototypes. A galvanic soldering procedure is used. This is a critical step, since PCPTF is not resistant to high temperatures. The fourth step involves the attachment of the top dielectric layer on top of the feed layer. The alignment is carried out with frame 1, and the attachment is performed with a precut adhesive sheet that is thermally activated. This step is not shown in Fig. 3 because of its simplicity. Finally, the radiating patch is aligned with the top dielectric layer using frames 1, 2, and 3, as shown in Fig. 3(e) and (f).

#### V. MEASURED RESULTS

Eight prototypes with the dimensions listed in Table I were fabricated and measured with a vector network analyzer in an anechoic chamber to validate the construction process. The simulated and measured reflection coefficients for all constructed prototypes are shown in Fig. 4. The solid line represents the reflection coefficient of the simulated antenna in CST. The other lines represent each of the constructed prototypes using the proposed construction process. The frequency shifts in the antennas' resonance frequency are up to 48 MHz, due to the handmade SMA port connectorization and inhomogeneities in the substrate's dielectric properties, which are in agreement with values found in literature [3], [6], [11]. These values are acceptable provided that for all prototypes the reflection coefficient remains below  $-10$  dB in the entire 2.45 GHz ISM band.

To ensure that all prototypes radiate most of their emitted power away from the human body, their far-field radiation

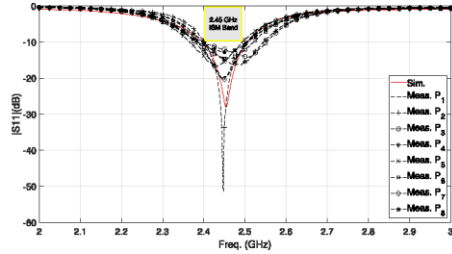


Fig. 4. Simulated and measured reflection coefficients of all constructed EMCMPA.

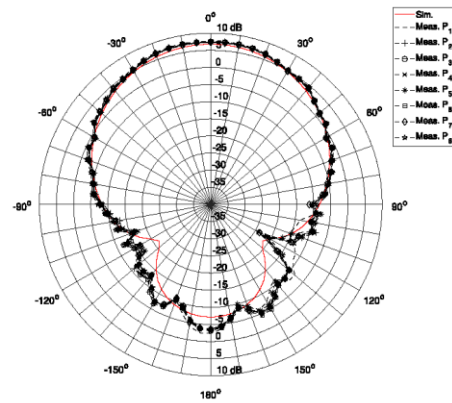


Fig. 5. Simulated and measured radiation pattern at 2.45 GHz of all constructed EMCMPA.

patterns were simulated and measured. The results at 2.45 GHz are shown in Fig. 5. In all cases, measured and simulated results are in excellent agreement, showing a radiation pattern with an average measured front-to-back ratio of 10.7 dB. The antenna has negligible cross polarization, which is not presented for brevity.

The gain-efficiency results for the simulation and all the measured prototypes are shown in Table III. The measurements were performed at 2.4, 2.45, and 2.5 GHz, to validate that performance remains constant in the desired band. The measured peak gain varies from 6.2 to 7.8 dBi for all constructed prototypes. Moreover, the measured total efficiency varies from 54.4% to 77.8%.

For the different radiation characteristics, the average value and standard deviation (STDV) were calculated in Table IV to verify the tolerance of the proposed constructions process. An average result and STDV of the resonant frequency of 2460 and 24.54 MHz, respectively, is achieved. This shift and variation in resonance frequency may be due to variations in substrate

TABLE III  
SIMULATED AND MEASURED ANTENNA GAINS AND TOTAL EFFICIENCIES

Antenna	2.4 GHz		2.45 GHz		2.5 GHz	
	Gain (dBi)	Eff. T.* (%)	Gain (dBi)	Eff. T.* (%)	Gain (dBi)	Eff. T.* (%)
Sim.	6.1	57.4	6.8	66.3	6.2	55.6
Meas. P <sub>1</sub>	7.2	63.3	7.4	71.1	6.9	66.2
Meas. P <sub>2</sub>	7.1	64.8	7.4	74	7.2	69.1
Meas. P <sub>3</sub>	7.3	55.7	7.5	66.7	7.3	69.2
Meas. P <sub>4</sub>	7.5	67.3	7.3	69	6.8	62.1
Meas. P <sub>5</sub>	6.8	54.4	7.2	66.5	7	63.6
Meas. P <sub>6</sub>	7.6	65.6	7.6	69.1	7.3	66.5
Meas. P <sub>7</sub>	7.3	63.9	7.3	71.8	6.8	63
Meas. P <sub>8</sub>	7.8	67.7	7.7	77.8	7.7	70.4

\*Total efficiency of the antenna.

TABLE IV  
SIMULATED RESULTS, MEASURED STANDARD DEVIATIONS, AND AVERAGE VALUES OF THE CONSTRUCTED PROTOTYPES

	Freq. min. (MHz)	Freq. res. (MHz)	Freq. max. (MHz)	$S_{11}$ max. (dB)	BW (MHz)	Eff. T.* @ 2.45 GHz (%)	Gain @ 2.45 GHz (dBi)
Sim.	2397	2454	2505	-28	108	66.3	6.8
Avg.	2387	2460	2516	-20.8	129.5	70.75	7.4
STDV	11.75	24.54	19.57	11.8	14	3.57	0.2

\*Total efficiency of the antenna.

permittivity and SMA connectorization. An STDV impedance BW of 14 MHz is achieved. This variation in BW may be due to variations in substrate thickness.

The minimum and maximum frequency values shown in Table IV are obtained considering a reflection coefficient of  $-10$  dB.

## VI. CONCLUSION

A lab-scale construction process for planar textile antennas is presented in this letter. A combination of laser-cut wood frames alignment method and a fast intralayer attachment is explained and validated. Eight identical EMCMPA are constructed. The anechoic chamber results show very good agreement between the eight constructed antennas and the simulation. The antenna construction process exhibits constant EM performance in terms of resonant frequency, maximum  $S_{11}$ , BW, gain, and efficiency. Its implementation in planar textile antennas will definitely help in obtaining repeatable EM results.

In future work, the direct connection of the SMA to the microstrip line in the same plane will be studied to reduce the prototypes' resonance frequency shift. The frequency dependence of the proposed construction process will also be studied to reach a wider range of communication applications.

## REFERENCES

- [1] R. B. V. B. Simorangkir, Y. Yang, K. P. Esselle, and B. A. Zeb, "A method to realize robust flexible electronically tunable antennas using polymer-embedded conductive fabric," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 66, no. 1, pp. 50–58, Jan. 2018.
- [2] S. J. Chen, T. Kaufmann, D. C. Ranasinghe, and C. Fumeaux, "A modular textile antenna design using snap-on buttons for wearable applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 3, pp. 894–903, Mar. 2016.
- [3] R. B. V. B. Simorangkir, Y. Yang, L. Matekovits, and K. P. Esselle, "Dual-band dual-mode textile antenna on PDMS substrate for body-centric communications," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 16, pp. 677–680, 2017.
- [4] L. A. Yimjo Poffelie, P. J. Soh, S. Yan, and G. A. E. Vandenbosch, "A high-fidelity all-textile UWB antenna with low back radiation for off-body WBAN applications," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 64, no. 2, pp. 757–760, Feb. 2016.
- [5] S. Yan, P. J. Soh, and G. A. E. Vandenbosch, "Low-profile dual-band textile antenna with artificial magnetic conductor plane," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 12, pp. 6487–6490, Dec. 2014.
- [6] P. J. Soh, G. A. E. Vandenbosch, S. L. Ooi, and N. H. M. Rais, "Design of a broadband all-textile slotted PIFA," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 60, no. 1, pp. 379–384, Jan. 2012.
- [7] M. Virili, H. Rogier, F. Alimenti, P. Mezzanotte, and L. Roselli, "Wearable textile antenna magnetically coupled to flexible active electronic circuits," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 13, pp. 209–212, 2014.
- [8] S. Yan, P. J. Soh, and G. A. E. Vandenbosch, "Compact all-textile dual-band antenna loaded with metamaterial-inspired structure," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 1486–1489, 2015.
- [9] L. Corchia, G. Monti, and L. Tarricone, "Wearable antennas: Nontextile versus fully textile solutions," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 61, no. 2, pp. 71–83, Apr. 2019.
- [10] I. Locher, M. Klemm, T. Kirstein, and G. Tröster, "Design and characterization of purely textile patch antennas," *IEEE Trans. Adv. Packag.*, vol. 29, no. 4, pp. 777–788, Nov. 2006.
- [11] D. Depret, H. Rogier, K. Dhaenens, and J. Vanfleteren, "Flexible-substrate low-cost construction of a coplanar-waveguide aperture-coupled microstrip patch antenna," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 49, no. 5, pp. 1071–1074, 2007.
- [12] S. Agneessens and H. Rogier, "Compact half diamond dual-band textile HMSIW on-body antenna," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 62, no. 5, pp. 2374–2381, May 2014.
- [13] B. Belentepe, "Modeling and design of electromagnetically coupled microstrip-patch antennas and antenna arrays," *IEEE Antennas Propag. Mag.*, vol. 37, no. 1, pp. 31–39, Feb. 1995.
- [14] S. M. Duffy, "An enhanced bandwidth design technique for electromagnetically coupled microstrip antennas," *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 48, no. 2, pp. 161–164, Feb. 2000.
- [15] C. Balanis, *Antenna Theory: Analysis and Design*, vol. 1. Hoboken, NJ, USA: Wiley, Apr. 2005.
- [16] F. Declercq, I. Couckuyt, H. Rogier, and T. Dhaene, "Complex permittivity characterization of textile materials by means of surrogate modelling," in *Proc. IEEE Antennas Propag. Soc. Int. Symp.*, Jul. 2010, pp. 1–4.
- [17] S. Sankaralingam and B. Gupta, "Determination of dielectric constant of fabric materials and their use as substrates for design and development of antennas for wearable applications," *IEEE Trans. Instrum. Meas.*, vol. 59, no. 12, pp. 3122–3130, Dec. 2010.
- [18] Freudenberg, "Bondaweb." [Online]. Available: <https://www.vlieseline.com/Products/Creative-Range/Bondaweb>
- [19] M. Grilo, M. H. Seko, and F. S. Correia, "Wearable textile patch antenna fed by proximity coupling with increased bandwidth," *Microw. Opt. Technol. Lett.*, vol. 58, no. 8, pp. 1906–1912, 2016. [Online]. Available: <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/mop.29942>
- [20] R. Del-Rio-Ruiz, J. Lopez-Garde, and J. L. Macon, "Design and performance analysis of a purely textile proximity fed microstrip patch antenna for on-body wireless communications," in *Proc. IEEE Int. Symp. Antennas Propag. USNC/URSI Nat. Radio Sci. Meeting*, Jul. 2018, pp. 1293–1294.
- [21] S. Agneessens, S. Lemey, T. Vervust, and H. Rogier, "Wearable, small, and robust: The circular quarter-mode textile antenna," *IEEE Antennas Wireless Propag. Lett.*, vol. 14, pp. 1482–1485, 2015.



Anexo

# D

**Improving efficiency of RF energy  
harvesting in wearable IoT  
applications. Impedance model of  
rectifier welding points and diode's  
package**



# Improving efficiency of RF energy harvesting in wearable IoT applications

Impedance model of rectifier welding points and diode's package

Juan-Manuel López-Garde  
Deustotech – University of Deusto,  
Bilbao, Spain  
jmlopez@deusto.es

Jon Legarda-Macon  
Deustotech – University of Deusto,  
Bilbao, Spain  
jlegarda@deusto.es

Ruben Del-Rio-Ruiz  
Nano Lab – Tufts University, Medford,  
MA, USA  
ruben.delrio@tufts.edu

## ABSTRACT

E-textiles combination of smart fabrics and wearable electronics opens huge opportunities for the development of textile IoT devices for many application fields. Wireless energy transmission and harvesting techniques allow the absence of external connectors, which is key for washability and comfort performances. Radio Frequency Energy Harvesting (RFEH) technique based on a textile rectenna is a challenging way to power electronic textile devices collecting ambient RF energy as it offers very low efficiency ratios. The optimization of the impedance matching between the rectifier and the antenna is a key step to improve such efficiency. This paper presents an impedance modelling method of textile rectifiers that helps to simplify the design in the iterative process of impedance matching of a textile rectenna. Both simulation and measurement have been performed to model the influence of (i) the welding points on fabrics, and (ii) the diode packages. A voltage doubling rectifier has been simulated and measured using Rogers RO4003C, a reference non-textile material, and PCTPF over felt as textile conductive and dielectric substrate materials. The model improves the  $S_{11}$  estimation by 0.223, which can lead to a power conversion efficiency improvement of up to 24%. The good agreement obtained between simulation and measurements for both type of materials enables a faster and more reliable development of more efficient rectennas optimized not only for the load resistor of the circuit to which it is connected, but also for the expected power level and frequency of the predominant signal in the environment where it works. The model has been validated for the 2.35 – 2.55 GHz frequency range, the -6 to +3 dBm input power range and the 470 to 3200  $\Omega$  load resistor range.

## CCS CONCEPTS

- Hardware; • Power and energy; • Energy generation and storage; • Renewable energy; • Electronic design automation;
- Modeling and parameter extraction;

Permission to make digital or hard copies of all or part of this work for personal or classroom use is granted without fee provided that copies are not made or distributed for profit or commercial advantage and that copies bear this notice and the full citation on the first page. Copyrights for components of this work owned by others than ACM must be honored. Abstracting with credit is permitted. To copy otherwise, or republish, to post on servers or to redistribute to lists, requires prior specific permission and/or a fee. Request permissions from [permissions@acm.org](mailto:permissions@acm.org).  
IoT '21, November 08–12, 2021, St.Gallen, Switzerland  
© 2021 Association for Computing Machinery.  
ACM ISBN 978-1-4503-8566-4/21/11...\$15.00  
<https://doi.org/10.1145/3494322.3494334>

## KEYWORDS

Impedance model, Keysight ADS, welding point, diode package, equivalent circuit, textile electronics, IoT, RF harvesting

## ACM Reference Format

Juan-Manuel López-Garde, Jon Legarda-Macon, and Ruben Del-Rio-Ruiz. 2021. Improving efficiency of RF energy harvesting in wearable IoT applications: Impedance model of rectifier welding points and diode's package. In *11th International Conference on the Internet of Things (IoT '21)*, November 08–12, 2021, St.Gallen, Switzerland. ACM, New York, NY, USA, 6 pages. <https://doi.org/10.1145/3494322.3494334>

## 1 INTRODUCTION

As the convergence of textile materials and electronics progresses, an infinite number of possibilities are opening up for the development of what we know today as electronic textiles or e-textiles, a paradigm of the conjunction of all these technologies: smart fabrics, intelligent textiles, Internet of Things and wearable technologies. The application fields are many and diverse: sports [1], medicine [2], personal health and wellness, aerospace and defense [3], security, personal protective equipment [4], art [5], fashion [6], etc. They also present great opportunities for other fields not linked to clothing, such as industrial textiles like automotive, railway, naval and air transport, or furniture.

One key issue that will decisively determine the final breakthrough of e-textiles is how to meet the need for powering electronics. This issue needs to be addressed from several perspectives. While the development of ultra-low-power electronics will make it possible to increase the intelligence and autonomy of the devices [7], it will always be necessary to provide them with an energy storage system, either in the form of a battery or supercapacitors. The replacement of batteries embedded in the garments presents disadvantages, since it requires their removal or even the tearing of the garments, and a subsequent sewing and sealing to achieve a watertight seal. Thus, the best option is to recharge them wirelessly, as the presence of openings or connectors that enable physical connectivity compromises the watertightness of the devices and their washability. In [8], the fundamentals of the different wireless charging techniques, as well as the developed standards and some applications, are comprehensively presented. There are two alternatives for transmitting energy wirelessly to the batteries or even directly to the electronics of the e-textile: on the one hand, the already established wireless inductive charging draws power from a dedicated transmitter, and on the other hand, the use of radio frequency energy harvesting (RFEH) mechanisms exploits RF

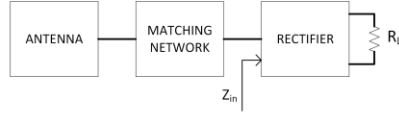


Figure 1: Rectenna block diagram.

energy already present in the environment from other radiating systems. Although in both cases the textile integration of the devices is significantly improved, as well as their robustness and security, it is in the second case where a truly disruptive improvement would be achieved, since it can aspire to achieve energy self-sufficient e-textile devices.

## 2 RF ENERGY HARVESTING BACKGROUND

The main component of a RFEH system is the rectenna (rectifying antenna). It includes two functional blocks: the antenna, which receives the radio signals, and the rectifier, which converts RF power into DC. Its main challenge is to increase the power conversion efficiency (PCE) due to the small amount of RF energy available in the environment [9]. This is done optimizing the efficiency of both the antenna and the rectifier, but also including an impedance matching network between them, as it is shown in Figure 1, so that the maximum power transfer is accomplished, and the DC power at the output load  $R_L$  is maximized.

Due to the non-linear behaviour of the diodes, the input impedance  $Z_{in}$  at the rectifier depends not only on the load resistor  $R_L$  at its output but also on the frequency and the amplitude of the input RF signal. Thus, the design of the impedance matching network requires a computer aided iterative process that requires to work with reliable models of the input impedance of the rectifier circuit  $Z_{in}$ , since a poor impedance matching significantly degrades the overall efficiency of the rectenna. This is especially challenging when working with textile materials as they generally introduce more uncertainties than conventional rigid materials, and therefore their models are less accurate. In addition, their electromagnetic properties are not as repeatable and, moreover, they can vary with the surrounding environmental conditions, especially the humidity. They are also particularly sensitive to small variations in their dimensions, which can easily occur since textile manufacturing techniques have not yet solved their problems of repeatability.

In this work, a methodology has been developed to characterize the input impedance of a rectifier over pure textile substrates, proposing a novel model that considers the effect on the impedance of both the welding points and the package of the diodes with a specific uncertainty. This model estimates precisely the mismatch losses between the antenna and the rectifier, and it allows to design the matching network easily with a simulation tool. The improvement of the efficiency of textile rectennas is a key step towards the use of RFEH techniques in the new revolution of e-textile IoT applications.

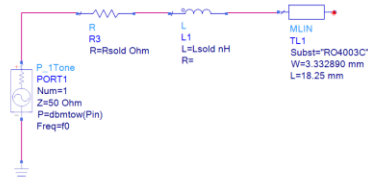
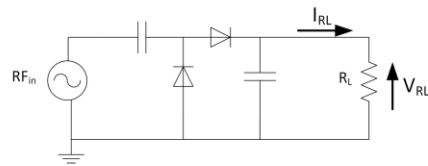
Figure 2: Schematic of the open circuit terminated  $50\Omega$   $\lambda/4$  microstrip transmission line over RO4003C.

Figure 3: Voltage doubling rectifier circuit.

## 3 METHODOLOGY

The model has been developed with Rogers RO4003C, a rigid reference laminate that provides tight control on electromagnetic properties -conductivity, dielectric constant and dissipation factor as well as physical dimensions -conductor and dielectric thickness-. This way uncertainties related with the construction and electromagnetic properties of textile materials are avoided. After this first phase, the model has been validated with textile materials: pure copper polyester taffeta fabric (PCPTF), a plain woven fabric coated with pure copper for the conductive layer, and felt for the dielectric layer. Table 1 shows the material properties and dimensions.

The model has been designed and validated for the entire 2.4 GHz WiFi band (2.35 – 2.55 GHz), for a wide range of power level of the incident signal (-6, -3, -1, 0, +2 and +3 dBm) and for three different  $R_L$  (470  $\Omega$ , 1100  $\Omega$  and 3200  $\Omega$ ) in order to cover a wide range of applications.

The model design starts with the impedance characterization of the welding points. It has been performed with two  $50\Omega$  microstrip transmission lines of length  $\lambda/2$  and  $\lambda/4$  respectively, terminated in open circuit, with a SMA connector for the measurement. The physical dimensions have been calculated with LineCalc. The proposed equivalent circuit for each welding point consists of a series resistor  $R_{solid}$  and a series inductor  $L_{solid}$  as it is shown in Figure 2.

$R_{solid}$  and  $L_{solid}$  values are determined after an optimization process that adjusts the simulated and measured values of the  $Z_{in}$  at PORT1.

The second step is the impedance characterization of the diode's package. For this purpose, a voltage doubling rectifier built with SMS7630 Schottky diodes from Skyworks has been selected. Figure 3 shows the rectifier, composed of two diodes and two capacitors.

Table 1: Material properties and dimensions.

	RO4003C	PCPTF/Felt
Dielectric constant $\epsilon_r$	3.604	1.25
Dissipation factor $\tan\delta$	0.002	0.003
Conductor Conductivity (S/m)	$5.813 \times 10^7$	$2.5 \times 10^5$
Dielectric thickness (mm)	1.524	1.2
Conductor thickness ( $\mu\text{m}$ )	33	80

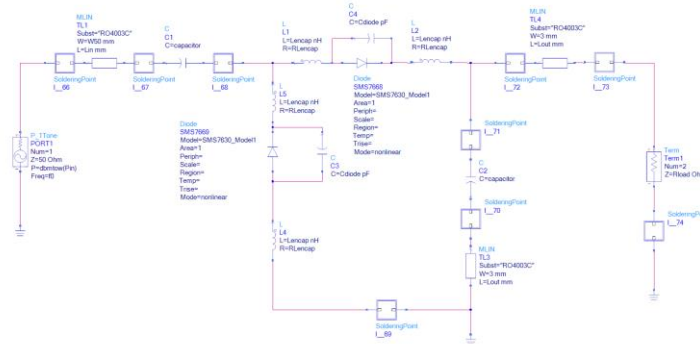


Figure 4: Voltage doubling rectifier schematic.

The proposed equivalent circuit for each diode package with a series resistance  $R_{Lencap}$  at each input terminal, and a capacitor  $C_{diode}$  in parallel to them, as it is shown in Figure 4. It can be observed that the simulation includes the model previously determined for each welding point used in the design.  $L_{encap}$  and  $R_{Lencap}$  values at are determined after an optimization process that adjusts both the simulated and measured values of the  $Z_{in}$  at PORT1, and the PCE at  $R_L$ .

Finally, once the model with the equivalent circuit parameters of the welding points and the diode's package has been determined for Rogers RO4003C, it is validated with PCPTF and felt.

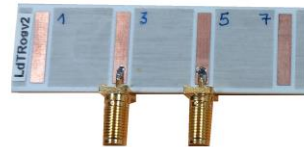


Figure 5: Implementation of the open circuit terminated  $50\Omega$   $\lambda/4$  microstrip transmission lines over RO4003C.

#### 4 IMPLEMENTATION AND RESULTS

Circuit simulations have been done with the Keysight ADS software. Rogers RO4003C prototypes construction has been done with LPKF Protomat S62. PCPTF/Felt prototypes have been cut with an Epilog Fusion32 laser-cutter and the different layers have been attached with double-sided, thermally activated adhesive sheets.  $Z_{in}$  measurements have been performed with an Agilent N5242A PNA-X Microwave Network Analyzer while efficiency measurements have been performed measuring current  $I_L$  and voltage  $V_L$  at  $R_L$  with an Agilent N6705B DC Power Analyzer.

#### 4.1 Welding points model

Four prototypes of a  $50\Omega$  microstrip transmission line of length  $\lambda/4$  (see Figure 5) and  $\lambda/2$  have been built on Rogers RO4003C.

The difference between measured and simulated  $Z_{in}$  values for  $\lambda/4$  transmission lines before and after the optimization process for are shown in Table 2

The values obtained for  $R_{sold} = 0.424 \Omega$  and  $L_{sold} = 0.682 \text{ nH}$  ensure that, after optimization, the average difference between the measured and simulated values of the reflection coefficient  $|S_{11}|$  is 0.0002 and 0.011 for  $\lambda/4$  and  $\lambda/2$  transmission lines respectively.

**Table 2: Difference between measured and simulated  $Z$  in values of the open circuit terminated  $50\Omega\lambda/4$  microstrip transmission lines over RO4003C before and after the optimization.**

Freq. (GHz)	Diff. Meas – Sim no opt.			Diff Meas – Sim opt.		
	Re $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	Im $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	$ S_{11} $	Re $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	Im $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	$ S_{11} $
2.35	0.467	10.171	-0.018	0.043	0.098	-0.002
2.36	0.449	10.198	-0.017	0.025	0.082	-0.001
2.37	0.450	10.223	-0.017	0.026	0.064	-0.001
2.38	0.437	10.257	-0.017	0.013	0.055	0.000
2.39	0.430	10.293	-0.016	0.006	0.049	0.000
2.40	0.434	10.323	-0.016	0.010	0.036	0.000
2.41	0.439	10.363	-0.017	0.015	0.033	-0.001
2.42	0.443	10.391	-0.017	0.019	0.018	-0.001
2.43	0.426	10.436	-0.016	0.002	0.021	0.000
2.44	0.441	10.458	-0.016	0.017	-0.001	-0.001
2.45	0.427	10.510	-0.016	0.003	0.009	0.000
2.46	0.429	10.528	-0.016	0.005	-0.016	0.000
2.47	0.414	10.565	-0.015	-0.010	-0.023	0.000
2.48	0.423	10.605	-0.015	-0.001	-0.025	0.000
2.49	0.425	10.632	-0.016	0.001	-0.041	0.000
2.50	0.398	10.670	-0.014	-0.026	-0.045	0.001
2.51	0.409	10.685	-0.015	-0.015	-0.074	0.001
2.52	0.430	10.755	-0.015	0.006	-0.046	0.000
2.53	0.419	10.772	-0.015	-0.005	-0.072	0.000
2.54	0.422	10.816	-0.015	-0.002	-0.071	0.000
2.55	0.422	10.848	-0.015	-0.002	-0.083	0.000
<b>Average</b>			-0.016			0.0002

**Figure 6: RO4003C rectifier.****Figure 7: Implementation of the open circuit terminated  $50\Omega \lambda/2$  microstrip transmission lines over PCPTF/Felt.**

#### 4.2 Diode package model

Four prototypes of the rectifier circuit have been built on Rogers RO4003C (see Figure 6).

The difference between measured and simulated  $Z_{in}$  values of rectifiers before and after the optimization process for are shown in Table 3

The values obtained for  $R_{L_{encap}} = 4.746 \Omega$ ,  $L_{encap} = 2.280 \text{ nH}$  and  $C_{diode} = 0.196 \text{ pF}$  ensure that, after optimization, the average difference between the measured and simulated values of the reflection coefficient  $|S_{11}|$  is 0.043 while the difference before the optimization was 0.221. At the same time, the average difference between measured and simulated PCE remains under 5%.

#### 4.3 Model validation with pure textile materials

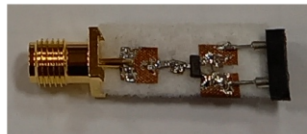
For the final validation of the model, four units of  $50\Omega$  microstrip transmission lines of length  $\lambda/2$  and  $\lambda/4$  and four units of the complete rectifier circuit have been constructed with purely textile materials -PCPTF and felt- as shown in 7 and 8 respectively.

Regarding the welding points, the values of  $R_{sold} = 0.424 \Omega$  and  $L_{sold} = 0.682 \text{ nH}$  obtained in section 4.1 for RO4003C ensure that, after optimization, the average difference between the measured and simulated values of the reflection coefficient  $|S_{11}|$  is -0.026 and 0.012 for  $\lambda/4$  and  $\lambda/2$  transmission lines respectively.

For the complete textile rectifiers, Table 4 shows the difference between measured and simulated  $Z_{in}$  values before and after the

**Table 3: Difference between measured and simulated  $Z_{in}$  values of RO4003C rectifiers before and after the optimization for all  $R_L$  and input power levels.**

$R_L$	Diff. Meas – Sim no opt.			Diff Meas – Sim opt.		
	Re $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	Im $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	$ S_{11} $	Re $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	Im $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	$ S_{11} $
<b><math>R_L</math> 470<math>\Omega</math></b>						
+3 dBm	9.930	42.192	0.257	6.252	5.867	0.097
+2 dBm	9.797	43.371	0.252	5.656	5.784	0.093
0 dBm	9.346	45.804	0.241	4.475	5.451	0.081
-1 dBm	9.041	47.047	0.235	3.860	5.171	0.073
-3 dBm	8.209	49.498	0.223	2.614	4.381	0.055
-6 dBm	6.465	52.934	0.207	0.675	2.566	0.019
Average			0.236			0.070
<b><math>R_L</math> 1100<math>\Omega</math></b>						
+3 dBm	6.836	56.807	0.247	2.944	1.360	0.048
+2 dBm	6.547	56.718	0.241	2.576	1.183	0.042
0 dBm	5.928	56.666	0.228	1.813	0.932	0.031
-1 dBm	5.578	56.682	0.222	1.433	0.840	0.024
-3 dBm	4.887	56.797	0.210	0.583	0.639	0.009
-6 dBm	3.706	57.187	0.194	0.701	0.733	0.018
Average			0.224			0.029
<b><math>R_L</math> 3200<math>\Omega</math></b>						
+3 dBm	1.045	62.445	0.223	1.696	4.858	0.049
+2 dBm	1.017	62.024	0.217	2.045	5.150	0.056
0 dBm	0.952	61.231	0.205	0.427	4.746	0.008
-1 dBm	0.880	60.895	0.200	0.185	4.614	0.009
-3 dBm	0.752	60.342	0.191	0.442	4.407	0.018
-6 dBm	0.524	59.784	0.178	1.115	4.232	0.035
Average			0.202			0.029
<b>Total average</b>			<b>0.221</b>			<b>0.043</b>

**Figure 8: PCPTF/Felt rectifier.**

optimization process. The values obtained in section 4.2 for  $R_{Lencap} = 4.746 \Omega$ ,  $L_{encap} = 2.280 \text{ nH}$  and  $C_{diode} = 0.196 \text{ pF}$  ensure that, after optimization, the average difference between the measured and simulated values of the reflection coefficient  $|S_{11}|$  is 0.103 while the difference before the optimization was 0.336. At the same time, the average difference between measured and simulated PCE is 5.25%.

## 5 CONCLUSIONS AND FUTURE WORK

An impedance modelling method for textile rectifiers has been proposed and validated. The model considers the welding points and

the diode's package and helps to simplify the design in the iterative impedance matching process of a textile rectenna. It provides accurate  $Z_{in}$  values for two different type of materials – RO4003C and PCPTF/Felt-, and it covers the entire 2.4 GHz WiFi band, a wide range of input power level (from -6 to +3 dBm) and a wide range of load resistor (from 470 to 3200  $\Omega$ ).

Regarding the model proposed for the welding points, although, as expected, the difference between the simulated and measured values is slightly higher for PCPTF-Felt than that obtained for RO4003C, due to the uncertainties associated with the textile construction, the value obtained provides a really high accuracy for their characterization with differences between simulated and measured values lower than 0.002. Although the improvement provided by the optimization is small -rounding 0.015-, when working on circuits with many welding points it can become significant, so it makes sense to take it into account in the design of textile rectifiers.

When completing the model with diode package, the improvement is again greater in RO4003C than in textile materials. In both cases, the improvement is very significant. Thus, the developed model has a high accuracy in estimating the input impedance: the average difference between measured and simulated  $|S_{11}|$  is 0.043

Table 4: Difference between measured and simulated  $Z_{in}$  values of RO4003C rectifiers before and after the optimization.

$R_L$	Diff. Meas – Sim no opt.			Diff Meas – Sim opt.		
	Re $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	Im $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	$ S_{11} $	Re $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	Im $Z_{in}$ ( $\Omega$ )	$ S_{11} $
<b>470<math>\Omega</math></b>						
+3 dBm	15.687	46.518	0.296	19.000	1.576	0.085
+2 dBm	15.535	47.652	0.318	18.043	1.876	0.108
0 dBm	15.124	50.192	0.354	16.010	2.894	0.144
-1 dBm	14.853	51.537	0.361	14.917	3.479	0.150
-3 dBm	14.081	54.419	0.366	12.603	4.419	0.150
-6 dBm	12.090	58.988	0.356	8.939	5.065	0.124
Average			0.342			0.127
<b>1100<math>\Omega</math></b>						
+3 dBm	13.339	64.143	0.394	11.073	1.134	0.159
+2 dBm	12.659	64.090	0.388	10.612	1.504	0.154
0 dBm	11.395	64.220	0.377	9.561	2.433	0.143
-1 dBm	10.795	64.393	0.371	8.976	2.815	0.137
-3 dBm	9.629	64.961	0.359	7.672	3.344	0.121
-6 dBm	7.795	66.270	0.340	5.471	3.486	0.092
Average			0.372			0.134
<b>3200<math>\Omega</math></b>						
+3 dBm	7.107	76.677	0.308	6.689	0.498	0.017
+2 dBm	6.676	75.932	0.305	3.168	0.368	0.065
0 dBm	5.849	74.652	0.298	3.172	0.568	0.066
-1 dBm	5.444	74.101	0.295	2.908	0.687	0.060
-3 dBm	4.662	73.213	0.287	2.178	0.131	0.046
-6 dBm	3.503	72.263	0.276	1.573	0.926	0.032
Average			0.295			0.048
<b>Total average</b>			<b>0.336</b>			<b>0.103</b>

for RO4003C and 0.103 for PCPTF-Felt, while before optimization they were 0.221 and 0.336 respectively.

This improvement of 0.223 in the textile case, can lead to a PCE improvement of up to 24%, which will allow the design of more efficient rectennas optimized not only for the load resistor of the circuit to which it is connected, but also for the expected power level and frequency, of the predominant signal in the environment where it works. This is especially important when working with arrays of rectennas, since even a small improvement in the efficiency of each individual element will multiply the energy harvested according to the number of elements in the array.

Finally, precise impedance characterization models for different frequencies and power levels will make it possible to design systems with dynamic matching networks that will adapt to the surrounding signal.

#### ACKNOWLEDGMENTS

We gratefully acknowledge the support of Eilantz Marcos-Rodriguez for soldering all SMA connectors and lumped components of the circuits built for the measurements.

#### REFERENCES

- [1] Feito, Y., Moriarty, T. A., Mangine, G. and Monahan, J. The use of a smart-textile garment during high-intensity functional training: a pilot study. *J Sports Med Phys Fitness*, 59, 6 (Jun 2019), 947-954.
- [2] Yang, K., Baia, B., Brown, L. J. E. and Beeby, S. E-Textiles for Healthy Ageing. *Sensors*, 19, 20 (2019).
- [3] Nayak, R., Wang, L. and Padhye, R. 11 - Electronic textiles for military personnel. Woodhead Publishing, Oxford, UK, 2015.
- [4] Chen, D. and Lawo, M. *Smart Textiles and Smart Personnel Protective Equipment*. Springer International Publishing, Cham, Switzerland, 2017.
- [5] Pepler, K. STEAM-Powered Computing Education: Using E-Textiles to Integrate the Arts and STEM. *Computer*, 46, 9 (2013), 38-43.
- [6] Jacquard by Google weaves new digital experiences into the things you love, wear, and use every day to give you the power to do more and be more.. Retrieved January 22, 2020 from <https://atap.google.com/jacquard>
- [7] Lundager, K., Zeinali, B., Tohidi, M., Madsen, J. K. and Moradi, F. Low Power Design for Future Wearable and Implantable Devices. *Journal of Low Power Electronics and Applications*, 6, 4 (2016).
- [8] Lu, X., Wang, P., Niyato, D., Kim, D. I. and Han, Z. *Wireless Charging Technologies: Fundamentals, Standards, and Network Applications*. IEEE Communications Surveys & Tutorials, 18, 2 (2016), 1413-1452.
- [9] Lopez-Garde, J.-M., Del-Rio-Ruiz, R., Legarda, J. and Rogier, H. 2 × 2 Textile Rectenna Array with Electromagnetically Coupled Microstrip Patch Antennas in the 2.4 GHz WiFi Band. *Electronics*, 10, 12 (2021).

Anexo

# E

## **2 × 2 Textile Rectenna Array with Electromagnetically Coupled Microstrip Patch Antennas in the 2.4 GHz WiFi Band**



Article

## 2 × 2 Textile Rectenna Array with Electromagnetically Coupled Microstrip Patch Antennas in the 2.4 GHz WiFi Band

Juan-Manuel Lopez-Garde <sup>1,\*</sup>, Ruben Del-Rio-Ruiz <sup>1</sup>, Jon Legarda <sup>1</sup> and Hendrik Rogier <sup>2</sup>

<sup>1</sup> DeustoTech, University of Deusto, Avenida Universidades 24, 48007 Bilbao, Spain; ruben.delrio@deusto.es (R.D.-R.-R.); jlegarda@deusto.es (J.L.)

<sup>2</sup> Department of Information Technology, Ghent University-IMEC, Technologiepark Zwijnaarde 126, B-9052 Ghent, Belgium; hendrik.rogier@ugent.be

\* Correspondence: jmlopez@deusto.es; Tel.: +34-944419073

**Abstract:** The development of e-textiles is fostering research in wireless energy transmission. This paper presents a purely textile 2.4 GHz WiFi band 2 × 2 rectenna array for RF energy harvesting. It utilizes the electromagnetically coupled microstrip patch antenna topology and a simple and precise construction method that provides a good performance repeatability to create multilayer microstrip textile patch antennas. The rectifier is implemented with Schottky diodes and it takes the voltage doubling configuration. An average DC power of 1,1 mW was measured for 14 μW/cm<sup>2</sup> of RF input power density, while the end-to-end average power conversion efficiency (PCE) measured was 31%. The characterization of the end-to-end PCE was evaluated considering the physical size of the prototype to make the comparison with other designs easier. Measurements in a real WiFi scenario were also performed, demonstrating its feasibility for feeding e-textiles.

**Keywords:** energy harvesting; microstrip antennas; rectennas; e-textiles



**Citation:** Lopez-Garde, J.-M.; Del-Rio-Ruiz, R.; Legarda, J.; Rogier, H. 2 × 2 Textile Rectenna Array with Electromagnetically Coupled Microstrip Patch Antennas in the 2.4 GHz WiFi Band. *Electronics* **2021**, *10*, 1447. <https://doi.org/10.3390/electronics10121447>

Academic Editors: Qammer Hussain Abbasi, Akram Alomairi, Asimina Kiourti, Masood Ur Rehman and Muhammad Ali Imran

Received: 30 April 2021

Accepted: 15 June 2021

Published: 17 June 2021

**Publisher's Note:** MDPI stays neutral with regard to jurisdictional claims in published maps and institutional affiliations.



**Copyright:** © 2021 by the authors. Licensee MDPI, Basel, Switzerland. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution (CC BY) license (<https://creativecommons.org/licenses/by/4.0/>).

### 1. Introduction

The miniaturization of electronics and sensors and their progressive integration, not only in a multitude of wearable devices but also in the garments themselves, is fostering the development of what we call nowadays electronic textiles or e-textiles [1]. There are many and diverse application fields such as medicine [2], sports [3,4], security and defense [5], safety and personal protective equipment (PPE) [6], and even arts and fashion [7,8], which are expectantly awaiting the potential that the combination of these technologies may offer in the future: smart fabrics, wearable electronics and wearable computing.

Collecting, processing and transmitting data, as well as acting on the environment through the electronics embedded in the fabrics, are expected to be the basic functions of e-textiles, which should be aesthetically attractive, lightweight and comfortable, as well as resistant when washed, ironed, bent and wrinkled. The antennas present in these devices are among the main functional components as they can play a triple role. First, they enable connectivity between devices, ensuring efficient data transmission. Secondly, they can be used as presence and movement detection sensors. Finally, they are key for any wireless energy transmission method, both inductive charging and radio frequency energy harvesting (RFEH). Indeed, wireless energy transmission will be a mandatory requirement in many e-textile applications to avoid external connectors and enhance their robustness. For these reasons, this work wants to take a step forward in the design of rectennas.

The rectenna, introduced by Raytheon Co. in 1963 [9], refers to a rectifying antenna that is the first element of an RFEH system. It includes the antenna, which receives the radio waves, and the rectifier, which converts RF power into DC signals. Since their introduction, ambient RFEH systems have been extensively developed [10–12]. Their main challenge is to increase the power conversion efficiency (PCE) due to the small amount of RF energy available in the environment. In outdoor scenarios average exposure levels have been

reported ranging from 84 nW/cm<sup>2</sup> in the GSM1800 band to 0.18 nW/cm<sup>2</sup> in the 2.4 GHz WiFi band [13]. In indoor scenarios average exposure levels of up to 157 nW/cm<sup>2</sup> have been reported for TV/DAB broadcasting and 22 nW/cm<sup>2</sup> in the 2.4 GHz WiFi band [14]. Therefore, RFEH research activities aiming to increase the amount of harvested energy have approached the task using two different strategies [15]. On the one hand, the efficiency of the individual rectenna elements is optimized [16]. On the other hand, antenna array topologies are developed to increase not only the harvested absolute power levels but also the overall efficiency values [17–19]. At this point, it is important to introduce the physical area of the RFEH device in PCE calculations [20,21], as reduction in the size increases the overall calculated PCE.

The use of lightweight, flexible and conformable textile materials opens up great research opportunities in the field of RFEH systems. Table 1 presents the current, most up-to-date and relevant articles related to pure textile rectennas. This shows the operational frequency, the employed textile materials, the construction method, the topology and gain of the antennas, the topology and efficiency of the rectifiers, the array configuration of the rectennas and their overall performance, including their conversion efficiency.

**Table 1.** Comparison between literature and proposed textile rectennas.

Ref.	Freq. (GHz)	Material		Antenna			Rectifier			Array		
		Conductive	Dielectric	Topology	Construction	Gain <sup>1</sup> (dBi)	Topology	Diode	Eff (%)	CE <sup>1</sup> (%)	CE <sub>max</sub> <sup>1</sup> (%)	Array
[22]	0.9	Nylon Copper Fabric	Jeans	Microstrip	Glue	4.6	Full Wave Bridge	HMS285X	NA	20	50	NO
[23]	2.45	Silver Ink	PES/Cotton	Microstrip	Screen printing	NA	Voltage Doubler	NA	NA	NA	NA	NO
[24]	2.45	Polyester Copper Fabric	PES/ Felt	EMCMPA	Glue	8.1	Single	SMS7630	65	NA	29	YES
[21]	2–5	Metallized ink	Cotton	Bowtie	Screen printing	NA	Single	SMS7630	NA	17	32	YES
[25]	2.45	Thread	Organza	Microstrip	Embroidery	6.5	Single	SMS7630	60	NA	NA	YES
Own	2.40–2.48	PCPTF	Felt	EMCMPA	Glue	8.2	Voltage Doubler	SMS7630	56	31	38	YES

<sup>1</sup> Measured value.

In [22] we find one of the first works concerning purely textile rectennas. The materials used are nylon non-woven fabric with copper coating for the conductive layer, and pile and jeans for the substrate layer. It operates in the UHF band (860–918 MHz) and takes a microstrip patch topology, with thin slits to reduce its size and achieve elliptical polarization. For an incident power of 14 µW/cm<sup>2</sup>, it achieves a conversion efficiency greater than 20% in the entire band, reaching a maximum of 50% at 876 MHz, and generating approximately 2 mW of DC power. These high power levels are partially obtained due to the greater amount of energy from the emissions of GSM mobile communication systems, usually in outdoor environments.

In [23] a rectenna is shown that is screen printed with silver ink on polycotton. It operates at 2.45 GHz and uses a microstrip patch topology with dual polarization, achieving DC power levels of 100 µW, 15 cm away from a 100 mW PIRE transmitter.

The authors of [24] present the design of a power harvesting wristband. It operates at 2.45 GHz and presents an electromagnetically coupled microstrip patch antenna (EMCMPA) topology. The proposed rectenna obtains DC power from RF input power levels as low as −24.3 dBm by optimizing the design and impedance matching between the antenna and the rectifier. To the best of our knowledge, it is so far the rectenna with the highest sensitivity in literature at 2.45 GHz. The EMCMPA is a purely textile (woven copper plated polyester and felt) antenna; however, the rectifier circuit is implemented on rigid non-textile materials.

The authors of [21] present a purely textile, tightly-coupled rectenna array screen printed on a t-shirt. It works between 2–5 GHz and introduces the physical size in PCE

calculations. It shows two different implementations with 16 and 81 elements, respectively, obtaining an output DC power of  $32 \mu\text{W}$  with  $4 \mu\text{W}/\text{cm}^2$  of incident RF power density. It achieves a maximum efficiency of 32% for high incident power densities, but it comes down to approximately 17% for  $14 \mu\text{W}/\text{cm}^2$  incident power at 2.9 GHz.

Finally, in [25], an array configuration of microstrip patch antennas, made with purely textile materials and embroidered on organza with conductive wires of Cu/Ag50, is presented. It operates in the 2.45 GHz band and reaches a RF-to-DC conversion efficiency of 70% obtained with an input power level of 8 dBm. It achieves DC power levels of  $600 \mu\text{W}$  with a  $2 \times 3$  elements series topology, 10 cm away from the transmitter. It is able to turn-on an LED 60 cm away by supplying  $80 \mu\text{W}$  in boosted WiFi conditions.

Apart from works already included in Table 1, [26,27] present two almost pure textile rectennas working at 0.8 GHz, with peak PCE of up to 63.9% at sub- $\mu\text{W}/\text{cm}^2$  power density levels, providing extremely promising results especially for Wireless Power Transfer (WPT) applications.

This article presents a novel pure textile rectenna design at 2.4 GHz WiFi band. It enhances the performances reported in literature so far based on a combination of the antenna topology, the selection of the textile materials and the fabrication technique. The article is organized as follows: Section 2 describes the design phase of the antenna, the rectifier and their integration. Section 3 shows the test setup and measurements completed for an individual rectenna, while Sections 4 and 5 describe the array configuration and its results, respectively. Finally, conclusions are given in Section 6.

## 2. Rectenna Design

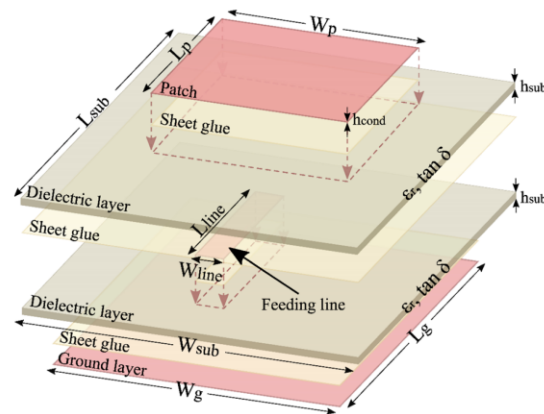
The novelty of the proposed textile rectenna is based on the combination of the EMCMPA topology [28] and a simple and precise construction method [29] that provides a good performance repeatability for multilayer microstrip textile patch antennas. Thus, the patches and the rectifier circuit pads are laser-cut, and the different layers are attached with double-sided, thermally activated adhesive sheets. This section comprises three phases: firstly, the design of the antenna, secondly the design of the rectifier and finally the integration of both.

### 2.1. Antenna Design

The EMCMPA topology, in addition to being planar, has a non-contact configuration between the feed line and radiating patch [28]. Because of this, it is optimal for textile rectennas as the feeding line and rectifying stage coincide in the same layer, avoiding additional soldering points and therefore increasing its overall flexibility. The electromagnetically coupled radiating patch also helps obtain an independent EM optimization of the feeding mechanism and patch, decreasing the overall antenna dimensions without altering their EM performance. In addition to this, the construction process [29] shows very good agreement between simulation and measurements, and the standard deviation of measured resonant frequencies, impedance bandwidths, gains and total efficiencies equal 24.54 MHz, 14.02 MHz, 0.15 dBi and 3.57%, respectively.

The chosen textile materials are  $80 \mu\text{m}$  thick pure copper polyester taffeta fabric (PCPTF) and 1.2 mm thick felt, for the conductive and dielectric layers, respectively. PCPTF is a plain woven fabric, coated with pure copper, with a low surface resistivity of  $0.05 \Omega/\text{sq}$  at 2.45 GHz, and an approximate weight of  $80 \text{ g}/\text{m}^2$ , making it suitable for the construction of textile EMCMPA. Felt, on the other hand, has a permittivity  $\epsilon'$  and loss tangent  $\tan\delta$  at 2.45 GHz of 1.25 and 0.003, respectively.

The designed EMCMPA is composed (top to bottom) of a radiating patch ( $W_p \times L_p$ ), a dielectric layer ( $W_{sub} \times L_{sub}$ ), a feed line ( $W_{line} \times L_{line}$ ), a second dielectric layer ( $W_{sub} \times L_{sub}$ ) and a ground layer ( $W_g \times L_g$ ), as shown in Figure 1. The antenna's overall assembly comprises three conductive layers with a thickness of  $h_{con\alpha}$  each, and two dielectric layers with a thickness of  $h_{sub}$  each. The antenna dimensions are listed in Table 2.



**Figure 1.** Perspective view of the electromagnetically coupled microstrip patch textile antenna structure. For clarity, all the antenna layers have been separated and labeled at the side.

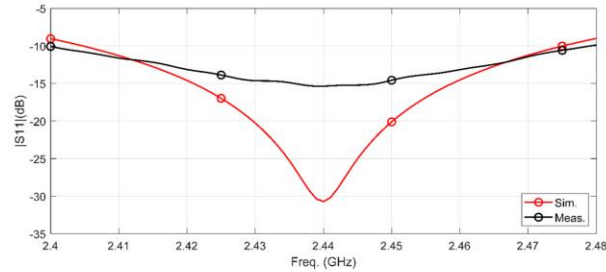
**Table 2.** Proposed antenna dimensions <sup>1</sup>.

$W_p$	$L_p$	$W_g$	$L_g$	$W_{sub}$	$L_{sub}$	$W_{line}$	$L_{line}$
57.96	51.10	72.36	65.50	84.36	77.50	10.4	27.75

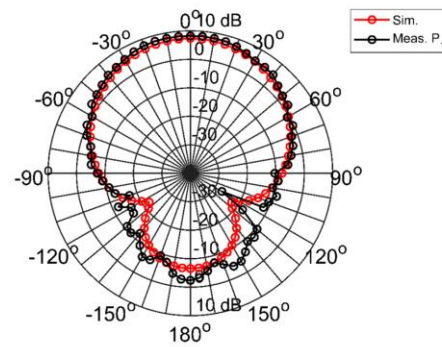
<sup>1</sup> Units: mm.

The EMCMPA is excited by a microstrip feed line, which is electromagnetically coupled through the top substrate to the radiating patch. The feed line is located between the ground layer and the radiating patch such that any radiation from the feed line is shielded and potentially re-radiated by the patch, leading to a good cross-polarization [30]. This topology places the radiating patch further away from the ground plane, which leads to enhanced bandwidth and efficiency values. The antenna design is computer aided using the CST Studio Suite, obtaining an input impedance  $Z_{in}$  of  $49.21-j2.78 \Omega$  at 2.44 GHz.

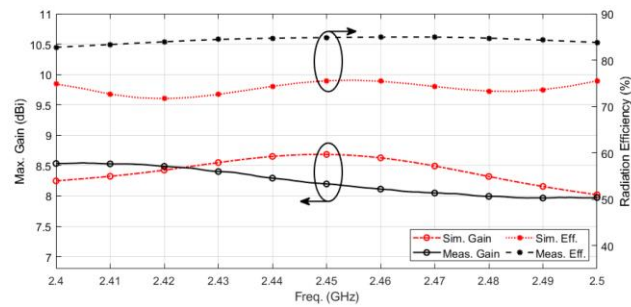
The antenna characterization is performed in an anechoic chamber with an Agilent N5242A PNA-X Microwave Network Analyzer. The reflection coefficient and radiation patterns in free space are shown in Figures 2 and 3, respectively, where a good agreement between measured and simulated values is observed. The return loss amplitude difference in the antenna's resonance frequency is up to 15 dB due to the handmade SMA connectorization and inhomogeneities in the substrate's dielectric properties, which are in agreement with values found in literature [31–33]. Yet, simulated and measured  $S_{11}$  results remain under  $-10$  dB across the whole 2.4 GHz WiFi band. As it can be observed in Figure 4, at 2.45 GHz the simulated and measured gain is 8.7 dBi and 8.2 dBi, respectively, while the simulated and measured radiation efficiency is 76% and 85%. The difference observed in the efficiency could be due to the inhomogeneities of the textile substrate, as well as the overestimation of the  $\tan \delta$  parameter in simulation.



**Figure 2.** Electromagnetically coupled microstrip patch antenna’s simulated and measured reflection coefficient in free-space.



**Figure 3.** Electromagnetically coupled microstrip patch antenna’s simulated and measured radiation patterns in free-space at 2.45 GHz.



**Figure 4.** Electromagnetically coupled microstrip patch antenna’s simulated and measured Gain and Radiation Efficiency.

2.2. Rectifier Design

RFEH systems deal with very low-power signal levels [13,14], therefore, Schottky diodes are a good choice for the rectifier due to their fast switching time, low threshold voltage, exponential voltage drop with current, and stable performance with temperature [12,34]. In this work,  $-3$  dBm and  $0$  dBm RF input power levels are used at the

rectifier stage to guarantee that the Schottky diodes operate properly. These input power levels are realistic values in the vicinity of commercial WiFi access points where maximum transmitting power is limited to +20 dBm.

The rectifier is based on the SMS7630 diode from Skyworks. Its surface mount package allows its use in textile designs. A full-wave rectifier is preferable [10] to increase RF-to-DC power conversion and a minimum number of components is desirable to reduce textile integration complexity. Therefore, a rectifying configuration that copes with both requirements is the voltage doubling circuit, with only two diodes and two capacitors, as shown in Figure 5. The output voltage  $V_{DC}$  doubles the input voltage  $V_{peak}$ , with both capacitors in series. It is a stable and efficient scheme that avoids the use of DC-DC converters to raise the output voltage.

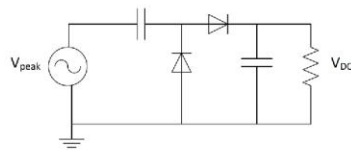


Figure 5. Voltage doubling circuit.

The rectifier has been designed with the computer-aided Keysight ADS. The packaging of each diode and the parasitic effects of the soldering have been characterized with two equal inductances in series and a capacitance in parallel (2.87 nH and 0.37 pF respectively). Similarly, 1 mm long transmission lines have been included to simulate the soldering points of the lumped elements onto the PCPTF. As in the case of the antenna, the rectifier has been built with PCPTF and felt, as shown in Figure 6.



Figure 6. Textile rectifier: (a) Top layer; (b) Bottom layer.

To reduce the inherent lab-scale construction uncertainty of the textile rectifiers, measurements have been carried out on four different prototypes and the average values of the DC output voltage have been calculated. Figure 7 shows the output  $V_{DC}$  values on a 1K6 resistor for different input power levels  $P_{IN}$  at 2.45 GHz, with a good concordance between measured and simulated results.

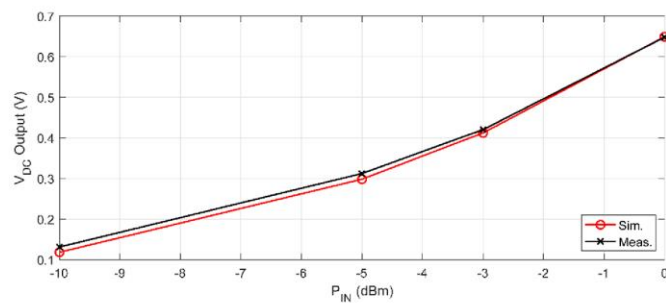


Figure 7. Textile rectifier output  $V_{DC}$  vs. input power  $P_{IN}$  (2.45 GHz).

On the other hand, Figure 8 shows  $P_{DC}$  values vs. frequency measured at the rectifier output for the two different input power levels (0 and  $-3$  dBm). Maximum values of 0.33 mW and 0.15 mW are obtained at 2.42 GHz, while the average values observed in the whole 2.4 GHz WiFi band are 0.29 mW and 0.13 mW, respectively.

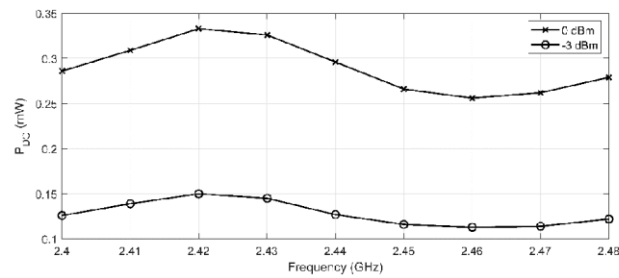


Figure 8. Textile rectifier output DC power  $P_{DC}$  vs. Frequency.

### 2.3. Rectenna Integration

The impedance matching network between the antenna and the rectifier is critical to increase the PCE. The input impedance of the rectifier depends not only on the frequency of the input signal but also on its power level, which is extremely complex to predict since it depends on the instantaneous RF signal present in the environment. This non-linearity of the input impedance of the rectifier leads to the utilization of a different method to calculate the matching network to maximize the energy transmission from the antenna to the rectifier.

The matching network has been calculated so that it maximizes the DC output voltage of the rectifier. The input power levels are swept between  $-3$  dBm and 0 dBm at the output of the antenna. Moreover, to reduce the number of discrete components and the number of soldering points, distributed elements are used instead of lumped elements. The resultant matching network consists of a 7.53 mm long transmission line and a 14.01 mm long open circuit stub in parallel.

Figure 9 shows the dielectric bottom layer, including EMCMPA feeding line, the matching network and the rectifier layout.

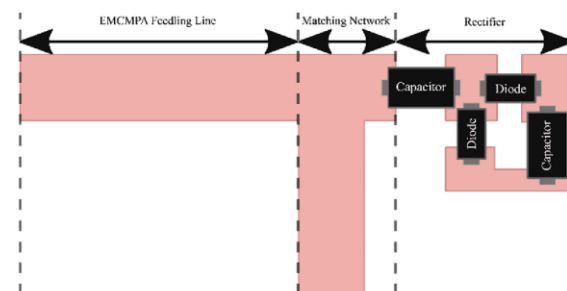


Figure 9. Electromagnetically coupled microstrip patch feeding line, matching network and rectifier layout.

Figure 10 shows a perspective view of the rectenna construction process with all the layers from top to bottom: EMCMPA patch, top dielectric layer, rectifier layer (including matching network and EMCMPA feeding line), bottom dielectric layer and ground plane.

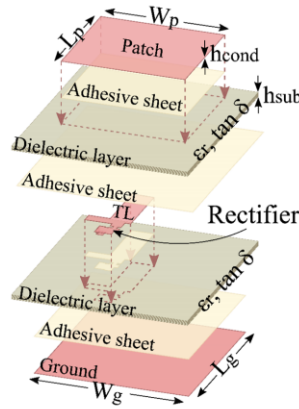


Figure 10. Perspective view of textile rectenna.

### 3. Single Rectenna Measurements

This section describes the test setup used for the characterization of the PCE of the rectenna shown in Section 2.3. The PCE is defined according to

$$PCE = \frac{P_{DC}}{\varphi_{RX} \cdot A} \tag{1}$$

where  $A$  is the rectenna physical area,  $\varphi_{RX}$  is the power density of the incident plane wave and  $P_{DC}$  is the DC power obtained at the 1K6 load resistor located at the rectenna output.

The correct characterization of the rectenna requires a well-known power level  $P_{RX}$  at the input of the rectifier stage to ensure that the obtained results for the rectifier alone can be properly compared with those obtained for the whole rectenna. This is performed in two phases: first, the rectifier input power is configured and, second, the rectenna PCE is measured.

#### 3.1. Rectifier Input Power Configuration

The rectifier’s input power  $P_{RX}$  is set between 0 dBm and −3 dBm, as stated in Section 2.2. Figure 11 shows the setup deployed to achieve these power levels at the desired 2.4 GHz WiFi band. It is composed of an Agilent E4433B Signal Generator, an Agilent N9030A PXA Signal Analyzer and two well characterized textile EMCMPA antennas, identical to the one present in the rectenna.

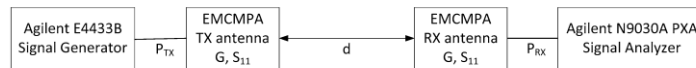


Figure 11.  $P_{RX}$  configuration test setup.

The signal generator is configured to provide +12 dBm to the transmitting antenna. The average measured power in the 2.4 GHz WiFi frequency band at the terminal of the receiving antenna, and the power density  $\varphi$  ( $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ ) of the incident plane wave in the receiving antenna, are shown in Table 3. The latter has been calculated by means of the Friis transmission equation

$$\varphi_{RX} = P_{TX} \cdot (1 - |S_{11}|^2) \cdot G \cdot \frac{1}{4\pi d^2} \tag{2}$$

considering the measured gain  $G$  and reflection coefficient  $S_{11}$  of the EMCMPA antennas at each frequency. The separation distance between antennas  $d$  is determined when the output power at the receiving antenna is 0 dBm.

Table 3.  $P_{RX}$  configuration values.

$P_{TX}$ (dBm)	$G$ (dBi)	$S_{11}$ (dB)	$\phi_{RX}$ ( $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ )	$P_{RX}$ (dBm)	Distance (m)
+12	7.8	-12.6	14	+0	0.21

### 3.2. Individual Rectenna PCE Measurements

After determining the separation distance  $d$  and considering that it falls into the far-field region, the receiving side of the test setup is replaced by the rectenna, and the signal analyzer is replaced by an Agilent N6705B DC Power Analyzer, as shown in Figures 12 and 13.



Figure 12. PCE measurement test setup.

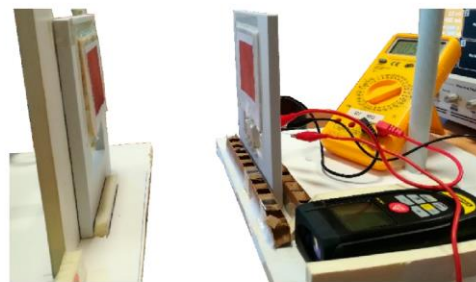


Figure 13. Single rectenna PCE measurement setup.

$V_{DC}$  and  $I_{DC}$  values are measured in a 1K6 load resistor so that  $P_{DC}$  can be calculated accordingly. Table 4 shows  $P_{DC}$  maximum and  $P_{DC}$  average values in the 2.4 GHz WiFi band for two different input power levels. PCE is also calculated according to eq (1), taking into account rectenna actual dimensions ( $7.2 \times 8 \text{ cm}^2$ ).

Table 4. Rectenna measured values (2.40–2.48 GHz Band).

$P_{TX}$ (dBm)	$\phi_{RXavg}$ ( $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ )	$P_{DCmax}$ (mW)	$P_{DCavg}$ (mW)	$PCE_{max}$ (%)	$PCE_{avg}$ (%)
+9	7	0.087	0.072	26	19
+12	14	0.261	0.207	38	29

Figure 14 shows that for the same input power, rectenna  $P_{DC}$  is lower: the values measured are 71% and 55% of values obtained by the rectifier alone for 0 dBm and -3 dBm  $P_{RX}$  input power, respectively.

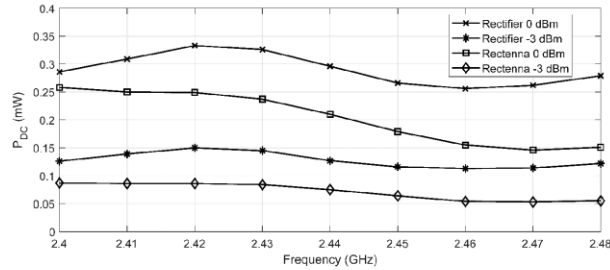


Figure 14. Rectifier vs. Rectenna output DC power  $P_{DC}$  comparison.

4. Rectenna Array Configuration

The array configuration of several rectennas is considered to increase the capacity to harvest energy. The RF combination of signals coming from each antenna prior to reaching a single rectifying stage achieves higher directivities, it needs fewer components and utilizes the diodes more efficiently as they receive higher power levels [17]. However, in order to harvest energy coming from a wider beam, the signal coming from each antenna is rectified individually and combined at DC stage. According to [35], the parallel-connection topology for the rectifiers has higher overall efficiency than the series-topology rectifier, except when rectifiers deal with the same amount of power, where the series-topology efficiency is slightly higher. Considering that all of the antennas receive the same amount of radiated power density, in this work, a topology with four rectennas connected in series has been chosen in order to obtain higher voltage levels.

The spacing of the elements is the key design parameter of the array. The criteria taken into consideration have been doubled. On the one hand, this is to minimize the size of the system and, on the other hand, to guarantee the absence of coupling between the antenna elements to avoid their performance degradation. Thus, after a computer aided optimization process in CST, the  $2 \times 2$  array configuration was chosen, as shown in Figure 15, where the horizontal and vertical spacing between antenna patches is  $dW$  (8.2 mm) and  $dL$  (10.5 mm), respectively. Efficiency and gain values obtained for each antenna element of the array do not differ from those obtained for the individual element alone, while the uncoupling between individual patches is higher than 25 dB.

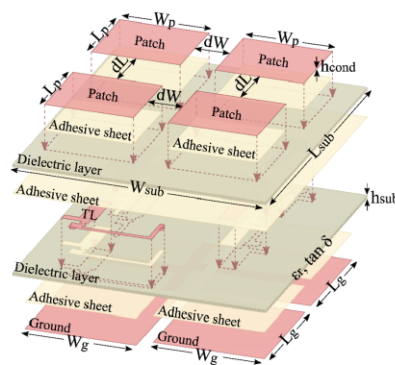
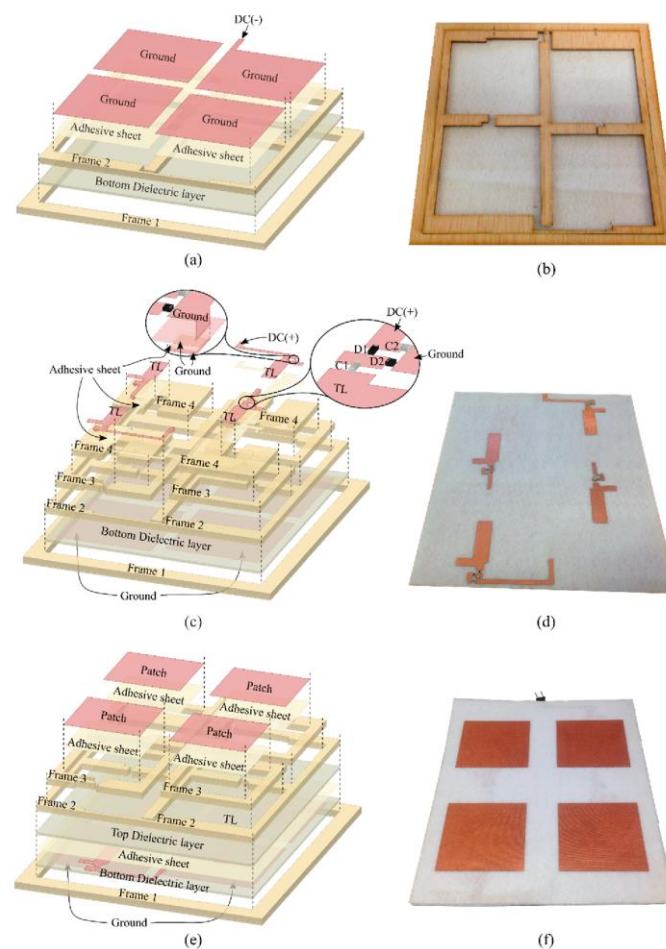


Figure 15. Proposed  $2 \times 2$  rectenna array configuration. For clarity, all the antenna layers have been separated and labeled at the side.

The array construction process is illustrated in Figure 16, where the rectenna layers are shown together with the wooden frames used for their correct alignment [29]. Starting with the ground plane, (a) shows its placement on the bottom dielectric layer that can be seen in (b) after turning it around. In (c) and (d) the assembly process of the third layer is illustrated including the rectifiers, the matching networks and the patch feed lines. The serial connection of the rectennas is made by means of lines going through this intermediate layer and textile vias that connect it to the ground plane. This can be observed in the enlarged areas, together with the position of the rectifiers' components. Finally, (e) shows the placement of the top dielectric layer and the patch antennas, while the final prototype top view is presented in (f).



**Figure 16.** Rectenna construction process. For clarity, all the antenna layers have been separated and labeled at the side.

### 5. Array Measurements

Array measurements were completed using the same test setup previously shown in Figure 13. A perfect alignment between the transmitting antenna and the array of rectennas is required to ensure that each individual element receives the same RF power density.

The average DC power measured in the 2.4 GHz WiFi band for  $14 \mu\text{W}/\text{cm}^2$  of RF input power density was 1,1 mW, while the end-to-end average PCE measured was 31%. Comparing the results with those obtained for the single rectenna, it can be observed that the measured PCE was maintained; while single rectenna showed average PCEs of 29% and 19% for 0 dBm and  $-3$  dBm, respectively, the  $2 \times 2$  array provided average PCE values of 31% and 21%. These results prove the scalability of the design: the array series connection of individual rectenna elements makes it possible to increase the amount of harvested energy.

On-body performance of the EMCMPA is verified in [28], with good agreement between simulation and measurement. In order to verify that rectenna configuration maintains the on-body performance, new measurements were made, as shown in Figure 17.  $P_{DC}$  values measured in the 2.4 GHz WiFi band for both input power levels are shown in Figure 18. Tables 5 and 6 summarize the PCE performance comparison of a  $15 \times 18 \text{ cm}^2$  rectenna array. The obtained rectenna array results had good agreement in both free-space and on-body measurements, which indicates that most of the incident radiation is received by the EMCMPA owing to the presence of a ground plane and a shielded feed line, therefore providing a good rectenna-body isolation.

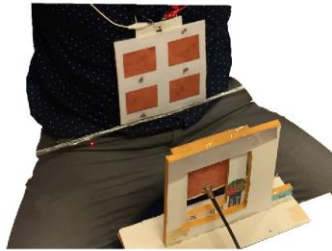


Figure 17. On-body measurement setup.

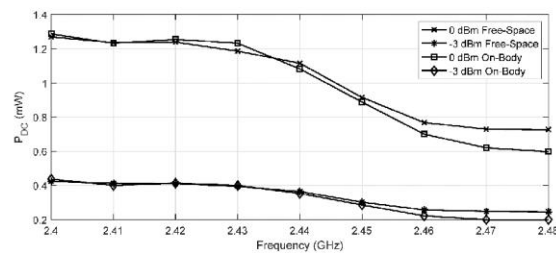


Figure 18.  $2 \times 2$  rectenna output DC power  $P_{DC}$  vs. frequency measurements in free-space and on-body.

**Table 5.**  $2 \times 2$  Rectenna Array Measurements (2.40–2.48 GHz Band).

$P_{TX}$ (dBm)	$\varphi_{RXavg}$ ( $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ )	$P_{DCmax}$ (mW)	$P_{DCavg}$ (mW)	$PCE_{max}$ (%)	$PCE_{avg}$ (%)
+9	7	0.431	0.358	26	21
+12	14	1.281	1.068	38	31

**Table 6.**  $2 \times 2$  Rectenna Array On-body Measurements (2.40–2.48 GHz Band).

$P_{TX}$ (dBm)	$\varphi_{RXavg}$ ( $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ )	$P_{DCmax}$ (mW)	$P_{DCavg}$ (mW)	$PCE_{max}$ (%)	$PCE_{avg}$ (%)
+9	7	0.437	0.323	27	19
+12	14	1.287	0.988	40	29

Additional measurements were performed to obtain results in a more realistic application scenario. On the one hand, measurements were taken for a lower transmission power level (+6 dBm/3.5  $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ ), and two different orientations (30° and 45°) were tested, in order to check the rectenna performance at lower power levels. Results in Table 7 show that the performance degradation observed agrees with the patches gain reduction at different angles, together with the rectifier efficiency decrease at these lower power levels. On the other hand, the  $2 \times 2$  rectenna array was placed in front of a commercial WiFi access point, as shown in Figure 19, transmitting at its maximum allowed indoors PIRE of 100 mW (+20 dBm). The average  $P_{DC}$  measured in the 2.4 GHz WiFi band was 0.503 mW at a distance of 0.21 m, the point where  $-3$  dBm was obtained by the EMCMPA from a WiFi access point equipped with omnidirectional antennas transmitting at 100 mW (+20 dBm). In this case, and because of the omnidirectional pattern of the WiFi access point, its orientation with respect to the rectenna array did not change the amount of power obtained.

**Table 7.**  $2 \times 2$  Rectenna Array Measurements (2.40–2.48 GHz Band).

$P_{TX}$ (dBm)	$\varphi_{RXavg}$ ( $\mu\text{W}/\text{cm}^2$ )	Angle (°)	$P_{DCmax}$ (mW)	$P_{DCavg}$ (mW)	$PCE_{max}$ (%)	$PCE_{avg}$ (%)
+12	14	0	1.281	1.068	0.38	0.31
		30	0.888	0.703	0.26	0.20
		45	0.460	0.350	0.14	0.10
+9	7	0	0.431	0.358	0.26	0.21
		30	0.275	0.220	0.17	0.13
		45	0.126	0.097	0.08	0.06
+6	3.5	9	0.154	0.125	0.19	0.14
		30	0.088	0.070	0.11	0.08
		45	0.036	0.027	0.04	0.03

The results obtained in this work are promising, in comparison to the latest literature found on fully textile rectennas for the 2.4 GHz WiFi band. In [25] a similar embroidered textile  $2 \times 2$  rectenna array configuration is presented, under equivalent ambient WiFi signals, providing around 0.100 mW at the same distance of 0.21 m, while our work provides 0.503 mW, five times more power. In addition, if the rectennas' sizes are taken into consideration, our design is 10% smaller, providing a better overall PCE. In the same way, in [21] a screen-printed textile  $16 \times 16$  array reports a 17% PCE while our design obtains 31% for the same RF input power density.

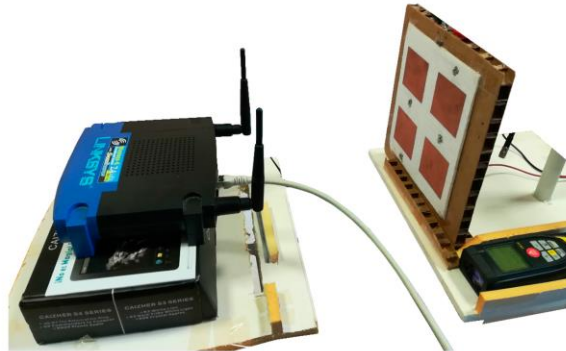


Figure 19. WiFi access point measurement.

## 6. Conclusions

A fully textile rectenna has been designed, constructed and validated. The combination of the EMCMPA topology and a simple and precise construction method has led to better results than those reported in literature: the average DC power measured in the 2.4 GHz WiFi band for  $14 \mu\text{W}/\text{cm}^2$  of RF input power density was 1,1 mW, while the end-to-end average PCE measured was 31%. The characterization of the end-to-end PCE has been completed considering the physical size of the prototype to make comparison with other designs easier. On-body measurements have shown a good rectenna-body isolation, and the scalability of the design has been proven by verifying that the  $2 \times 2$  array configuration maintains efficiency while the amount of harvested energy is increased.

**Author Contributions:** J.-M.L.-G. contributed to the conceptualization, investigation, resources, and the overall research. R.D.-R.-R. contributed to the investigation, resources, writing—review and editing. J.L. contributed to the writing—review and editing, supervision and project administration. H.R. contributed to the writing—review and editing. All authors have read and agreed to the published version of the manuscript.

**Funding:** This research was funded by the Collaborative Research in Strategic Areas 2018, Department of Economic Development and Infrastructure of the Basque Government. LangileOK: Advanced technologies to support the workers of Industry 4.0. File No.: KK-2018/00071.

**Acknowledgments:** This research was supported by the Department of Education of the Basque Government, by granting a Pre-Doctoral scholarship to Ruben Del-Rio-Ruiz.

**Conflicts of Interest:** The authors declare no conflict of interest. The funders had no role in the design of the study; in the collection, analyses, or interpretation of data; in the writing of the manuscript, or in the decision to publish the results.

## References

1. Stoppa, M.; Chiolerio, A. Wearable Electronics and Smart Textiles: A Critical Review. *Sensors* **2014**, *14*. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
2. Yang, K.; Isaia, B.; Brown, L.J.E.; Beeby, S. E-Textiles for Healthy Ageing. *Sensors* **2019**, *19*, 4463. [[CrossRef](#)]
3. Feito, Y.; Moriarty, T.A.; Mangine, G.; Monahan, J. The use of a smart-textile garment during high-intensity functional training: A pilot study. *J. Sports Med. Phys. Fit.* **2019**, *59*, 947–954. [[CrossRef](#)] [[PubMed](#)]
4. Schmitz, B.; Hofmann, C.; Maestre, R.; Bleda, A.L.; Tobola, A.; Melcher, V.; van Gent, J. Continuous vital monitoring and automated alert message generation for motorbike riders. In Proceedings of the 2015 Computing in Cardiology Conference (CinC), Nice, France, 6–9 September 2015; pp. 397–400.
5. Nayak, R.; Wang, L.; Padhye, R. 11—Electronic textiles for military personnel. In *Electronic Textiles*; Dias, T., Ed.; Woodhead Publishing: Oxford, UK, 2015; pp. 239–256.
6. Chen, D.; Lawo, M. Smart Textiles and Smart Personnel Protective Equipment. In *Smart Textiles: Fundamentals, Design, and Interaction*; Schneegass, S., Amft, O., Eds.; Springer International Publishing: Cham, Switzerland, 2017; pp. 333–357.

7. Pepler, K. STEAM-Powered Computing Education: Using E-Textiles to Integrate the Arts and STEM. *Computer* **2013**, *46*, 38–43. [CrossRef]
8. Jacquard by Google Weaves New Digital Experiences into the Things You Love, Wear, and Use Every Day to Give You the Power to Do More and Be More. Available online: <https://atap.google.com/jacquard/> (accessed on 22 January 2020).
9. Brown, W.C. The History of Power Transmission by Radio Waves. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **1984**, *32*, 1230–1242. [CrossRef]
10. Tran, L.-G.; Cha, H.-K.; Park, W.-T. RF power harvesting: A review on designing methodologies and applications. *Micro Nano Syst. Lett.* **2017**, *5*, 14. [CrossRef]
11. Visser, H.J.; Vullers, R.J.M. RF Energy Harvesting and Transport for Wireless Sensor Network Applications: Principles and Requirements. *Proc. IEEE* **2013**, *101*, 1410–1423. [CrossRef]
12. Soyata, T.; Copeland, L.; Heinzelman, W. RF Energy Harvesting for Embedded Systems: A Survey of Tradeoffs and Methodology. *IEEE Circuits Syst. Mag.* **2016**, *16*, 22–57. [CrossRef]
13. Piñuela, M.; Mitcheson, P.D.; Lucyszyn, S. Ambient RF Energy Harvesting in Urban and Semi-Urban Environments. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **2013**, *61*, 2715–2726. [CrossRef]
14. Chiaramello, E.; Bonato, M.; Fiocchi, S.; Tognola, G.; Parazzini, M.; Ravazzani, P.; Wiart, J. Radio Frequency Electromagnetic Fields Exposure Assessment in Indoor Environments: A Review. *Int. J. Environ. Res. Public Health* **2019**, *16*, 955. [CrossRef]
15. Carvalho, N.B.; Georgiadis, A.; Costanzo, A.; Rogier, H.; Collado, A.; García, J.A.; Lucyszyn, S.; Mezzanotte, P.; Kracek, J.; Masotti, D.; et al. Wireless Power Transmission: R&D Activities within Europe. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **2014**, *62*, 1031–1045. [CrossRef]
16. Valenta, C.R.; Durgin, G.D. Harvesting Wireless Power: Survey of Energy-Harvester Conversion Efficiency in Far-Field, Wireless Power Transfer Systems. *IEEE Microw. Mag.* **2014**, *15*, 108–120. [CrossRef]
17. Olgun, U.; Chen, C.; Volakis, J.L. Investigation of Rectenna Array Configurations for Enhanced RF Power Harvesting. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **2011**, *10*, 262–265. [CrossRef]
18. Khang, S.; Lee, D.; Hwang, I.; Yeo, T.; Yu, J. Microwave Power Transfer with Optimal Number of Rectenna Arrays for Midrange Applications. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **2018**, *17*, 155–159. [CrossRef]
19. Popović, Z.; Korhummel, S.; Dunbar, S.; Scheeler, R.; Dolgov, A.; Zane, R.; Falkenstein, E.; Hagerty, J. Scalable RF Energy Harvesting. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **2014**, *62*, 1046–1056. [CrossRef]
20. Chuma, E.L.; Rodríguez, L.d.l.T.; Iano, Y.; Roger, L.L.B.; Sanchez-Soriano, M.-A. Compact rectenna based on a fractal geometry with a high conversion energy efficiency per area. *IET Microw. Antennas Propag.* **2018**, *12*, 173–178. [CrossRef]
21. Estrada, J.A.; Kwiatkowski, E.; López-Yela, A.; Borghiós-García, M.; Segovia-Vargas, D.; Barton, T.; Popović, Z. RF-Harvesting Tightly Coupled Rectenna Array Tee-Shirt with Greater than Octave Bandwidth. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **2020**, *68*, 3908–3919. [CrossRef]
22. Monti, G.; Corchia, L.; Tarricone, L. UHF Wearable Rectenna on Textile Materials. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2013**, *61*, 3869–3873. [CrossRef]
23. Adami, S.; Zhu, D.; Yi, L.; Mellios, E.; Stark, B.H.; Beeby, S. A 2.45 GHz rectenna screen-printed on polycotton for on-body RF power transfer and harvesting. In Proceedings of the 2015 IEEE Wireless Power Transfer Conference (WPTC), Boulder, CO, USA, 13–15 May 2015; pp. 1–4.
24. Adami, S.E.; Proynov, P.; Hilton, G.S.; Yang, G.; Zhang, C.; Zhu, D.; Li, Y.; Beeby, S.P.; Craddock, I.J.; Stark, B.H. A Flexible 2.45-GHz Power Harvesting Wristband with Net System Output from  $-24.3$  dBm of RF Power. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **2018**, *66*, 380–395. [CrossRef]
25. Vital, D.; Bhardwaj, S.; Volakis, J.L. Textile-Based Large Area RF-Power Harvesting System for Wearable Applications. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2020**, *68*, 2323–2331. [CrossRef]
26. Wagih, M.; Weddell, A.S.; Beeby, S. Omnidirectional Dual-Polarized Low-Profile Textile Rectenna with Over 50% Efficiency for Sub- $\mu\text{W}/\text{cm}^2$  Wearable Power Harvesting. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2021**, *69*, 2522–2536. [CrossRef]
27. Wagih, M.; Hilton, G.S.; Weddell, A.S.; Beeby, S. Dual-Band Dual-Mode Textile Antenna/Rectenna for Simultaneous Wireless Information and Power Transfer (SWIPT). *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2021**, *1*. [CrossRef]
28. Del-Rio-Ruiz, R.; Lopez-Garde, J.M.; Legarda, J.; Caytan, O.; Rogier, H. A Combination of Transmission Line Models as Design Instruments for Electromagnetically Coupled Microstrip Patch Antennas in the 2.45 GHz ISM Band. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2021**, *69*, 550–555. [CrossRef]
29. Del-Rio-Ruiz, R.; Lopez-Garde, J.; Legarda, J.; Lemey, S.; Caytan, O.; Rogier, H. Reliable Lab-Scale Construction Process for Electromagnetically Coupled Textile Microstrip Patch Antennas for the 2.45 GHz ISM Band. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **2020**, *19*, 153–157. [CrossRef]
30. Duffy, S.M. An enhanced bandwidth design technique for electromagnetically coupled microstrip antennas. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2000**, *48*, 161–164. [CrossRef]
31. Soh, P.J.; Vandenbosch, G.A.E.; Ooi, S.L.; Rais, N.H.M. Design of a Broadband All-Textile Slotted PIFA. *IEEE Trans. Antennas Propag.* **2012**, *60*, 379–384. [CrossRef]
32. Simorangkir, R.B.V.B.; Yang, Y.; Matekovits, L.; Esselle, K.P. Dual-Band Dual-Mode Textile Antenna on PDMS Substrate for Body-Centric Communications. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **2017**, *16*, 677–680. [CrossRef]
33. Depret, D.; Rogier, H.; Dhaenens, K.; Vanfleteren, J. Flexible-substrate low-cost construction of a coplanar-waveguide aperture-coupled microstrip patch antenna. *Microw. Opt. Technol. Lett.* **2007**, *49*, 1071–1074. [CrossRef]

34. Lorenz, C.H.P.; Hemour, S.; Wu, K. Physical Mechanism and Theoretical Foundation of Ambient RF Power Harvesting Using Zero-Bias Diodes. *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.* **2016**, *64*, 2146–2158. [[CrossRef](#)]
35. Sun, H.; Geyi, W. A New Rectenna with All-Polarization-Receiving Capability for Wireless Power Transmission. *IEEE Antennas Wirel. Propag. Lett.* **2016**, *15*, 814–817. [[CrossRef](#)]