

**PONTIFICIA UNIVERSIDAD CATÓLICA DEL PERÚ**

**FACULTAD DE CIENCIAS E INGENIERÍA**



**OPTIMIZACIÓN DE LA ETAPA DE RECTIFICACIÓN DE UN  
CIRCUITO DE COSECHA DE ENERGÍA DE DOBLE BANDA: 2.4  
GHZ Y 5.4 GHZ**

**Tesis para obtener el título profesional de Ingeniero Electrónico**

**AUTOR**

Darien Breiner Romero Leiva

**ASESOR:**

Carlos Bernardino Silva Cárdenas

Lima, enero, 2023

## Informe de Similitud

Yo, .....CARLOS SILVA CARDENAS.....,

docente de la Facultad de ...CIENCIAS E INGENIERIA de la Pontificia Universidad Católica del Perú,  
asesor(a) de la tesis/el trabajo de investigación titulado:

OPTIMIZACIÓN DE LA ETAPA DE RECTIFICACIÓN DE UN CIRCUITO DE COSECHA DE ENERGÍA DE DOBLE BANDA: 2.4GHZ Y 5.4 GHZ

del/de la autor(a)/ de los(as) autores(as) DARIEN BREINER ROMERO LEYVA, de constancia de lo siguiente:

- El mencionado documento tiene un índice de puntuación de similitud de 9%. Así lo consigna el reporte de similitud emitido por el software *Turnitin* el 24/01/2023.
- He revisado con detalle dicho reporte y la Tesis o Trabajo de Suficiencia Profesional, y no se advierte indicios de plagio.
- Las citas a otros autores y sus respectivas referencias cumplen con las pautas académicas.

Lugar y fecha: ...LIMA, 24 ENERO 2023...

Apellidos y nombres del asesor / de la asesora: <u>Paterno Materno, Nombre1 Nombre 2 ..SILVA CARDENAS, CARLOS ERNARDINO</u>	
DNI:08014721	Firma 
ORCID: 0000-0003-4653-0915	

## Resumen

La cosecha de energía es una técnica que permite obtener pequeñas cantidades de energía. Esta energía puede almacenarse para su uso posterior. En el caso de la cosecha de energía de radiofrecuencia o a partir de ahora RF, la energía proviene de ondas electromagnéticas. Mediante esta técnica, se puede alimentar circuitos de muy bajo consumo de energía, del orden de los  $\mu\text{J}$ .

Para implementar la cosecha de energía es importante conocer conceptos relacionados que permitan tener una visión global de las ventajas y limitaciones de esta técnica. Por ello, en el capítulo 2, se presenta conceptos como la ecuación de transmisión de Friis, adaptación de impedancias, elevación de voltaje pasivo, parámetros de eficiencia, topologías de rectificación y gráficas de análisis de rendimiento los cuales serán útiles en el capítulo siguiente.

En el capítulo 3, se presenta el procedimiento de diseño de la etapa de rectificación del circuito de cosecha de energía de doble banda: 2.45 GHz y 5.49 GHz, así como las pruebas realizadas por simulación, gráficas de resultados y análisis de estos resultados. Estos valores de frecuencia elegidos corresponden a las frecuencias centrales aproximadas usadas por el estándar IEEE 802.11 a/b/g/n o mayormente conocido como Wifi.

Finalmente, se muestra que se logró hacer la cosecha de energía para señales de baja potencia entre -10 dBm y -20 dBm. Además, se obtuvo eficiencias máximas de 45.9% y 32.19 para las frecuencias de 2.45 GHz y 5.49 GHz respectivamente dentro del rango de potencias estudiado.

**Palabras Clave:** Adaptación de impedancias, diodo Schottky, radiofrecuencia, rectificador

*A mis padres,  
por su apoyo incondicional*



# Índice

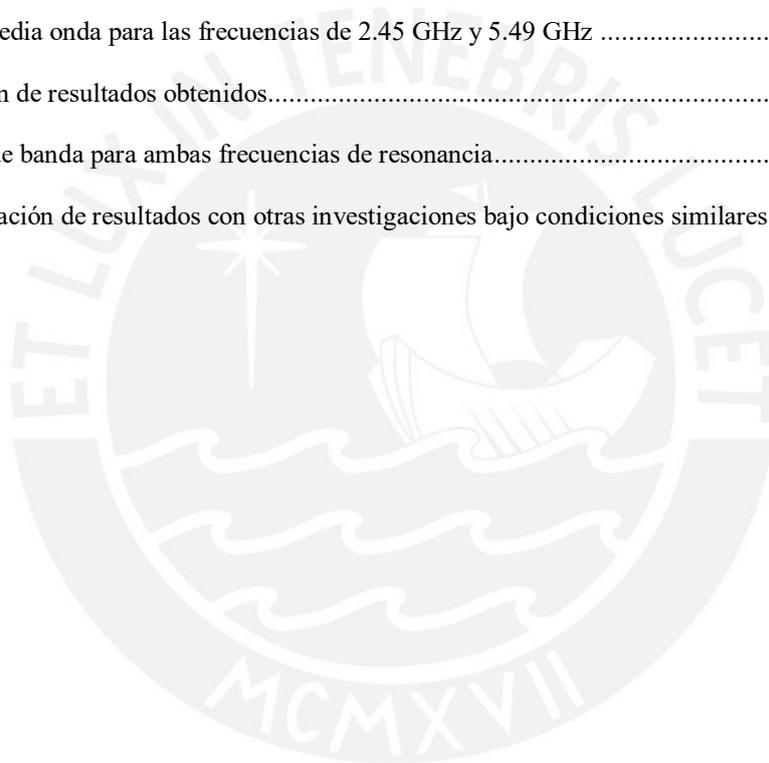
Introducción .....	7
Capítulo 1: Motivación, estado del arte y objetivos.....	8
1.1    Motivación .....	8
1.2    Estado del arte .....	9
1.3    Justificación.....	11
1.4    Objetivos .....	12
1.4.1    Objetivo General .....	12
1.4.2    Objetivos específicos .....	12
Capítulo 2: Marco teórico y modelo de solución.....	13
2.1    Bloque rectificador en un circuito de cosecha de energía.....	13
2.1.1    Ecuación de transmisión de Friis.....	13
2.1.2    Adaptación de impedancias.....	14
2.1.3    Voltaje de la fuente, voltaje rectificado y elevación de voltaje pasivo .....	14
2.2    Parámetros que determinan la eficiencia del circuito rectificador.....	15
2.2.1    Diodo rectificador.....	15
2.2.2    Topologías de rectificación .....	17
2.2.3    Circuito de adaptación de impedancias.....	19
2.3    Métodos de diseño del bloque rectificador .....	20
2.4    Análisis de rendimiento.....	22
2.5    Modelo de solución .....	25
Capítulo 3: Simulación, pruebas y resultados del circuito rectificador para cosecha de energía por radiofrecuencia .....	28
3.1    Elección del software de simulación .....	28
3.1.1    Advanced Design Software.....	28
3.2    Elección del sustrato .....	30
3.3    Determinación del diodo rectificador y el circuito rectificador .....	31
3.4    Diseño del circuito de adaptación de impedancias de una sola banda .....	35
3.5    Diseño del circuito de adaptación de impedancias de doble banda.....	40
3.5.1    Procedimiento de optimización .....	41
3.6    Análisis de resultados.....	44
3.6.1    Ancho de banda.....	44
3.6.2    Voltaje rectificado, factor de ampliación y eficiencia.....	45
3.6.3    Comparación de resultados .....	47
Conclusiones.....	50
Recomendaciones y trabajos futuros .....	51
Bibliografía.....	52

## Índice de figuras

Figura 1. Vista conceptual de una antena y rectificador selectivo [3].....	10
Figura 2. Esquema de un circuito de cosecha de energía con el bloque de acople entre la antena y el rectificador [6].....	10
Figura 3. Sistema de cosecha de energía. Adaptado de [10] .....	13
Figura 4. Gráfica del parámetro S <sub>11</sub> (dB) vs la frecuencia (GHz) [24] .....	23
Figura 5. Gráfica de eficiencia vs potencia de entrada [3] .....	24
Figura 6. Gráfica de Voltaje DC rectificado (V) en función de la potencia de entrada (dBm) [12].....	25
Figura 7. Diagrama esquemático del circuito cuadruplicador de voltaje [12] .....	27
Figura 8. Circuito de rectificación de media onda.....	32
Figura 9. Gráfica de eficiencia en función de la potencia de entrada.....	33
Figura 10. Circuito de adaptación de impedancias tipo shunt o paralelo .....	37
Figura 11. Etapa de rectificación del circuito de cosecha de energía de una sola banda.....	38
Figura 12. Gráfica del parámetro S <sub>11</sub> en función de la frecuencia para el circuito adaptado teóricamente .....	39
Figura 13. Gráfica del voltaje rectificado en función de la potencia de entrada para el circuito adaptado teóricamente.....	39
Figura 14. Gráfica de la eficiencia en función de la potencia de entrada para el circuito adaptado teóricamente .....	39
Figura 15. Etapa de rectificación del circuito de cosecha de energía de doble banda.....	42
Figura 16. Parámetro S <sub>11</sub> en función de la frecuencia.....	42
Figura 17. Voltaje rectificado en función de la potencia de entrada a la frecuencia de 2.45 GHz.....	43
Figura 18. Eficiencia en función de la potencia de entrada a la frecuencia de 2.45 GHz.....	43

## Índice de tablas

Tabla 1. Comparación de los parámetros del diodo Schottky 1N5711 vs el diodo rectificador 1N4001 .....	16
Tabla 2. Eficiencias de rectificación para distintas topologías de rectificación y diodos rectificadores a la frecuencia de operación de 2.45 GHz .....	34
Tabla 3. Eficiencias de rectificación para distintas topologías de rectificación y diodos rectificadores a la frecuencia de operación de 5.49 GHz .....	35
Tabla 4. Principales valores hallados del circuito de adaptación de impedancias para las frecuencias de 2.45 GHz y 5.49 GHz .....	37
Tabla 5. Principales resultados obtenidos de la adaptación teórica para la adaptación de impedancias del circuito rectificador de media onda para las frecuencias de 2.45 GHz y 5.49 GHz .....	40
Tabla 6. Resumen de resultados obtenidos.....	44
Tabla 7. Ancho de banda para ambas frecuencias de resonancia.....	45
Tabla 8. Comparación de resultados con otras investigaciones bajo condiciones similares.....	48



## **Introducción**

Los avances de la tecnología en el campo del diseño de circuitos integrados han hecho posible la generación de dispositivos electrónicos de muy bajo consumo. Un ejemplo de la aplicación de estos dispositivos se aprecia en las redes de sensores inalámbricos. Para poder funcionar, cada nodo de esta red debe ser alimentado por una batería. Esta alimentación por baterías limita su operación continua en el tiempo debido a que la energía de las baterías es limitada. Ello ocasiona dos problemas: elevado costo operativo de mantenimiento por el reemplazo constante de las baterías y la contaminación ambiental a causa de la deposición de las mismas.

Por esta razón es que se plantea la cosecha de energía de radiofrecuencia como una alternativa para poder alimentar dispositivos electrónicos de muy bajo consumo, a partir de señales de radiofrecuencia de baja potencia, menor a  $-10\text{dBm}$ , pero predecible en el tiempo.

La presente investigación está dividida en tres capítulos, además de una sección de conclusiones y otra de recomendaciones. En el primer capítulo, se aborda la motivación, el estado del arte y los objetivos tanto generales como específicos. En el segundo capítulo, se ve el marco teórico: conceptos básicos, parámetros de eficiencia, métodos de diseño y gráficas de análisis de resultados. En el tercer capítulo, se ve el procedimiento de diseño, simulaciones, pruebas y resultados. Finalmente se presenta las conclusiones y recomendaciones.

## Capítulo 1: Motivación, estado del arte y objetivos

### 1.1 Motivación

Los avances de la tecnología en el campo del diseño de circuitos integrados han hecho posible la creación de dispositivos inalámbricos de muy bajo consumo de energía. Un ejemplo de estos dispositivos son las redes de sensores inalámbricos. Estas redes están divididas en nodos que se interconectan entre sí. Cada nodo, posee una unidad de sensado, que puede medir, por ejemplo, variables del ambiente y, además, cuenta con una unidad de transmisión que tienen la capacidad de transmitir la información sensada, de forma inalámbrica, a otros nodos de la red [1]. Para poder funcionar, cada nodo debe ser alimentado por una batería lo que limita su operación continua a través del tiempo debido a que la energía de las baterías es limitada [2]. Ello ocasiona dos problemas: elevado costo operativo de mantenimiento por el reemplazo constante de las baterías y la contaminación ambiental a causa de la deposición de las mismas [3].

A partir de lo mencionado anteriormente, es clara la necesidad de prescindir de la alimentación por baterías y optar por alternativas distintas. Entre estas alternativas se encuentra la cosecha de energía, que consiste en la recolección de pequeñas cantidades de energía del ambiente para alimentar dispositivos inalámbricos [4]. Si bien existen diversas fuentes para cosechar energía tales como: vibración mecánica, radiación solar, energía térmica y de señales electromagnéticas; la investigación se centrará únicamente en la cosecha de energía de radiofrecuencia por ser la que presenta mayor potencial debido al rápido crecimiento de las telecomunicaciones que hace que existan múltiples fuentes de señales electromagnéticas tales como: radio, televisión, internet, entre otros.

La cantidad de energía que se puede obtener de las señales electromagnéticas es menor en comparación a otras alternativas como la energía solar y térmica [4]. Sin embargo, a pesar de

esta limitación, la energía capturada puede usarse para alimentar dispositivos electrónicos de muy bajo consumo energético tales como sensores inalámbricos y dispositivos de internet de las cosas (IoT). De esta manera, se asegura que estos dispositivos puedan operar de forma autónoma durante largos periodos de tiempo y no dependan de baterías. En consecuencia, se ahorra en costos de mantenimiento y se reduce la contaminación causada por la deposición de baterías [3]. Por esta razón, es que cada vez existen un mayor número de investigaciones en este ámbito que presentan como objetivo no solo maximizar la cantidad de energía convertida sino aumentar la eficiencia de los circuitos de conversión.

## **1.2 Estado del arte**

Las investigaciones realizadas en el campo de la cosecha de energía de radiofrecuencia plantean en primer lugar, maximizar la cantidad de energía convertida y para lograrlo se centran en una banda de radiofrecuencia específica [3] que presente la mayor densidad de energía. En segundo lugar, buscan mejorar la eficiencia de conversión haciendo una selección adecuada entre distintas alternativas de diodos Schottky y topologías de rectificación. Sin embargo, la eficiencia de estos circuitos se ve afectada al someterlo a condiciones reales debido a que el nivel de energía de una fuente real de radiofrecuencia presenta un comportamiento aleatorio [3].

En [3] se demuestra que a una banda de radiofrecuencia determinada y a una topología determinada, la eficiencia de conversión para distintos niveles de energía varía dependiendo del tipo de diodo usado en el rectificador. En otras palabras, un diodo puede tener un mejor rendimiento para un rango de niveles de energía que otro. Además, se demuestra que, entre las topologías conocidas como Diodo en serie y Doblador de voltaje, este último permite una mayor eficiencia de conversión para un nivel de energía a la entrada mayor a -45 dBm. Finalmente, la investigación sugiere usar distintas topologías para distintos niveles de energía

de entrada usando para ello un detector de nivel de energía y un multiplexor a la entrada de los rectificadores.

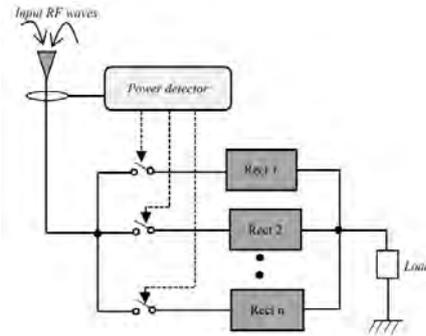


Figura 1. Vista conceptual de una antena y rectificador selectivo [3]

En [5], se menciona que, adicionalmente al circuito rectificador, es necesario usar un circuito de acople entre la antena y el circuito rectificador, esto se debe al principio de máxima conversión de energía que indica que para lograr la máxima eficiencia de conversión de energía es necesario igualar la impedancia de la antena con la impedancia de entrada del circuito rectificador.

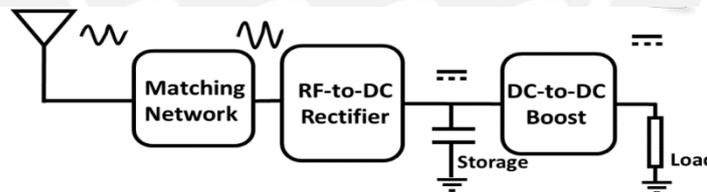


Figura 2. Esquema de un circuito de cosecha de energía con el bloque de acople entre la antena y el rectificador

[6]

Además, en [5], se sugiere el uso de un diodo de polarización cero, debido a que puede operar sin la necesidad de aplicar un nivel de voltaje DC a la entrada, lo que le añade una mayor sensibilidad al circuito para bajos niveles de energía. Para mejorar la eficiencia de conversión, igualmente se sugiere, el uso del mismo diodo en serie con la carga. Esto debido a que la resistencia del diodo estaría en función de la corriente que circula por la carga, obteniéndose

así una resistencia variable. Finalmente, se obtuvo una eficiencia del 65% en forma teórica y del 56% en forma práctica.

### **1.3 Justificación**

La cosecha de energía no es un concepto nuevo, desde hace décadas se han usado los paneles solares para recolectar energía de la radiación solar o los dinamos acoplados a las bicicletas que aprovechan el movimiento rotatorio para cosechar energía [7]. Sin embargo, en los últimos años se vienen investigando nuevas técnicas como la recolección de energía mecánica, térmica, o electromagnética. El mercado de la cosecha de energía ha ido en rápido crecimiento siendo valorado a nivel mundial en 1.2 millones de euros en el año 2014 y que ha ido creciendo para llegar a una valorización de 3.2 millones de euros en el año 2019 y continúa en crecimiento [7].

Actualmente, la cosecha de energía termoeléctrica ocupa un 46% del mercado mundial en el campo de la cosecha de energía, seguido de la cosecha de piezoelectricidad o electrodinámica [7]. La cosecha de energía de radiofrecuencia todavía tiene una cuota de mercado pequeña comparada con las otras alternativas. A pesar de ello, presenta múltiples beneficios que hacen de esta técnica una de las más prometedoras. Por ejemplo, está presente en casi cualquier lugar y de forma permanente en el tiempo. Se puede predecir, es estable y tiene un bajo costo de implementación [8]. Además, las señales de radiofrecuencia están presentes en el ambiente en abundancia. Algunas de las fuentes son WiMax, WLAN (2.4 GHz y 5.8 GHz), RFID (2.45 GHz, 5.8 GHz, y 24.125 GHz) de teléfonos celulares, 3G, 4G, TV digital, GSM y radio [9]. Finalmente, se puede mencionar que la banda de radiofrecuencia de 2.45 GHz que por ser la banda más usada para las señales de wifi puede ser una fuente considerable de energía debido a que las condiciones de vida actual hacen que confluyan múltiples señales de este tipo en un mismo espacio físico.

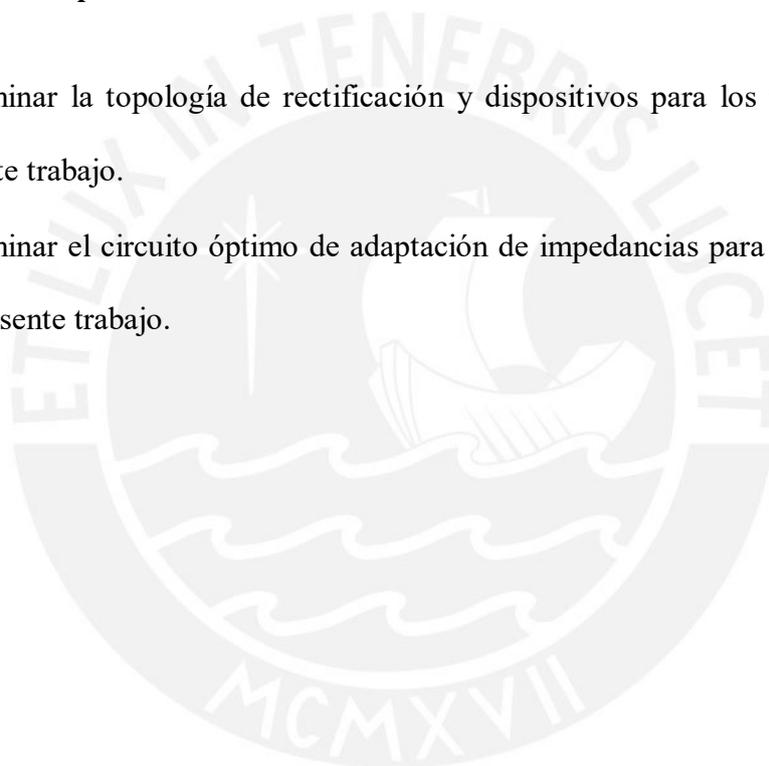
## **1.4 Objetivos**

### **1.4.1 Objetivo General**

El objetivo general del trabajo es mejorar la eficiencia de la etapa de rectificación de un circuito de cosecha de energía que "captura" señales que aparecen en las bandas de radiofrecuencia con frecuencia central de 2.4 GHz y de 5.4 GHz.

### **1.4.2 Objetivos específicos**

- Determinar la topología de rectificación y dispositivos para los requerimientos del presente trabajo.
- Determinar el circuito óptimo de adaptación de impedancias para los requerimientos del presente trabajo.



## Capítulo 2: Marco teórico y modelo de solución

En el presente capítulo se explicará los conceptos básicos relacionados a la etapa de rectificación del circuito de cosecha de energía de radiofrecuencia y el modelo de solución.

### 2.1 Bloque rectificador en un circuito de cosecha de energía

El sistema de cosecha de energía de radiofrecuencia, está compuesto de dos subsistemas: el cosechador de energía y la unidad de manejo de la energía [10]. La etapa de rectificación, forma parte del cosechador de energía. Esta etapa, está compuesta por los bloques: adaptador de impedancias y rectificador. Además, se encarga de rectificar el voltaje alterno proveniente de la antena (modelado como una fuente y una impedancia) a voltaje continuo.

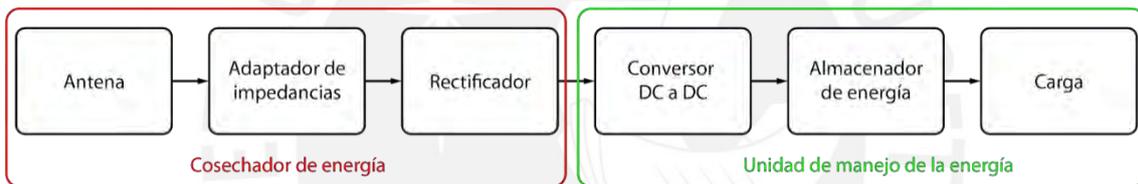


Figura 3. Sistema de cosecha de energía. Adaptado de [10]

#### 2.1.1 Ecuación de transmisión de Friis

Esta ecuación permite obtener el valor de la potencia disponible a la entrada de la etapa de rectificación, es decir, la máxima potencia teórica que se le podría entregar a la carga suponiendo que la fuente emisora y la antena receptora se encuentren en espacio libre (aire) y estén perfectamente alineadas, es decir, que la directividad de antena receptora sea la máxima [11].

$$P_{av} = \left(\frac{\lambda}{4\pi d}\right)^2 D_{RX} P_{EIRP} \quad (1)$$

Donde,  $\lambda$  es la longitud de onda de la señal electromagnética que incide sobre la antena receptora,  $d$  es la distancia entre la fuente y la antena receptora,  $D_{rx}$  es la máxima directividad de la antena receptora y  $P_{erip}$  es el producto de la potencia transmitida por la directividad de la antena emisora en el plano de propagación en el que se encuentran ambas antenas.

### **2.1.2 Adaptación de impedancias**

La adaptación de impedancia consiste en igualar la impedancia de la antena con la impedancia de entrada del circuito rectificador. Este concepto es importante por dos razones. En primer lugar, es útil para prevenir la irradiación hacia el entorno de armónicos de la frecuencia fundamental [12]. En segundo lugar, la adaptación de impedancias asegura una máxima transferencia de potencia, dado que matemáticamente se demuestra que la máxima transferencia de potencia ocurre cuando la impedancia de la fuente coincide con la impedancia de la carga.

### **2.1.3 Voltaje de la fuente, voltaje rectificado y elevación de voltaje pasivo**

Para poder analizar la etapa de rectificación del circuito de cosecha de energía es necesario, en primer lugar, obtener el modelo matemático de la antena. Esta se puede modelar como una fuente de voltaje alterno y una impedancia compleja.

En la ecuación (2) se muestra el voltaje de la fuente en función de la potencia disponible. En esta ecuación se considera que el circuito de adaptación de impedancias carece de pérdidas y su impedancia es la conjugada de la impedancia de la antena [2].

$$V_A = \sqrt{8n_A R_A P_{av}} \quad (2)$$

Donde  $R_A$  corresponde a la impedancia resistiva de la antena que a su vez está dividida en la suma de la resistencia de radiación  $R_{RAD}$  y la resistencia de pérdidas  $R_{LOSS}$ . Además,  $n_A$  se conoce como la eficiencia de radiación y es igual a la división de  $R_{RAD}$  entre  $R_A$ . Finalmente,  $P_{av}$  es la potencia disponible [11].

Tomando en cuenta las consideraciones anteriores, también se puede obtener de forma teórica el voltaje rectificado que se muestra en la ecuación (3).

$$V_{rec} = \sqrt{2n_A R_{rec,p} P_{av}} \quad (3)$$

Donde  $n_A$  es la eficiencia de radiación de la antena,  $R_{rec,p}$  es el equivalente resistivo del circuito conectado al rectificador (se modela como una resistencia y un capacitor en paralelo) [11].

Finalmente, conocidos estos dos valores, se demuestra que un circuito rectificador posee una elevación de voltaje pasivo [11]. En la ecuación (4) se muestra su valor numérico.

$$G_{V,boost} = \frac{V_{rec}}{V_A} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_{rec,p}}{R_A}} \quad (4)$$

Por ejemplo, si se tiene una carga de 1 k $\Omega$  y una impedancia resistiva de la antena de 50  $\Omega$ , entonces se tiene una elevación de voltaje de 3.53.

## 2.2 Parámetros que determinan la eficiencia del circuito rectificador

En el diseño de la etapa de rectificación de un circuito de cosecha de energía, se tienen que tener en cuenta distintos factores como la sensibilidad del diodo rectificador, la topología de rectificación y la adaptación de impedancias.

### 2.2.1 Diodo rectificador

Uno de los componentes más importantes, y que por ende se tiene que escoger cuidadosamente, es el diodo rectificador. La razón es que la eficiencia del bloque rectificador

está directamente relacionada con la eficiencia del diodo rectificador [3]. Entonces, a una mayor eficiencia del diodo rectificador se podrá lograr una mayor eficiencia en la etapa de rectificación [3].

Por lo general, se usan diodos Schottky para este propósito debido a su capacidad de operar a altas velocidades de conmutación, alta corriente de saturación, baja capacitancia en la unión metal-n y bajo voltaje de polarización directa [13].

Por ejemplo, en la Tabla 1. se compara un diodo Schottky 1N5828 con un diodo rectificador de tipo 1N400X (X puede tener valores de 1 al 7). En la tabla, se puede observar que el tiempo de recuperación en reversa del diodo Schottky es de 1 ns frente a 2000 ns, lo que quiere decir que el diodo Schottky podría operar como máximo a 1 GHz y el diodo 1N4001, a 500 kHz. Además, la corriente de saturación es de 200  $\mu\text{A}$  frente a 5  $\mu\text{A}$  del diodo rectificador. Por otro lado, el voltaje en la unión metal-n es de 2 pF frente a los 15 pF del voltaje en la unión p-n del diodo rectificador. Finalmente, el voltaje de polarización directa del diodo Schottky es de 0.41 V frente a 1.1 V del diodo rectificador.

Tabla 1. Comparación de los parámetros del diodo Schottky 1N5711 vs el diodo rectificador 1N4001

<b>Parámetro</b>	<b>Diodo Schottky 1N5711 [14]</b>	<b>Diodo rectificador 1N4001 [15]</b>
<b>Tiempo de recuperación reversa (ns)</b>	1	2000
<b>Corriente de saturación reversa (<math>\mu\text{A}</math>)</b>	200 @ $V_R = 50 \text{ V}$	5 @ $T_a = 25^\circ\text{C}$
<b>Capacitancia en la unión (pF)</b>	2.0 @ $V_R = 0 \text{ V}$ , $f = 1$ MHz	15
<b>Voltaje de polarización directa (V)</b>	0.41 @ $I_F = 1.0 \text{ mA}$	1.1 @ $I_F = 1 \text{ A}$

Donde  $V_R$  es el voltaje de polarización inversa,  $I_F$  es la corriente en modo de conducción directa,  $f$  es la frecuencia de operación y  $T_a$  es la temperatura ambiental.

### 2.2.2 Topologías de rectificación

Además de la elección del diodo, es importante saber elegir la topología adecuada en la que se usará el diodo para la rectificación de voltaje.

#### A. Rectificador de media onda

Esta topología consiste en un único diodo en serie con la fuente y la carga. Su principal característica es que esta topología solo permite una rectificación de media onda, es decir, solo la onda positiva de voltaje pasará a la carga ( $V_{\text{carga}} \approx V_{\text{fuente}}$ ) y la onda negativa será suprimida ( $V_{\text{carga}} = 0 \text{ V}$ ).

La eficiencia máxima de esta topología está determinada por la ecuación 5 [16].

$$\eta = \frac{0.406R_L}{r_f + R_L} \quad (5)$$

Donde  $R_L$  es la resistencia de la carga y  $r_f$  es la resistencia dinámica del diodo en estado de conducción.

La máxima eficiencia teórica que se puede lograr con esta topología es de 40.6% [16]. Además, esta topología tiene el mayor rizado a comparación de las otras topologías (Factor de rizado  $R_F$  de 1.21) [17].

#### B. Rectificador tipo puente de diodos

Esta topología hace uso de 4 diodos. Su principal característica es ser un rectificador de onda completa, es decir, que la onda positiva de la fuente pasa a la carga ( $V_{\text{carga}} \approx V_{\text{fuente}}$ ) y la onda negativa es invertida y también pasa a la carga ( $V_{\text{carga}} \approx -V_{\text{fuente}}$ ).

Una de las ventajas de esta topología, es que el factor de rizado es menor a comparación del rectificador de media onda (0.482 frente a 1.21) [17].

Su principal desventaja es que, durante la onda positiva o negativa del voltaje de la fuente, son 2 los diodos que entran en conducción. Por lo tanto, los voltajes de polarización directa se suman, lo que conduce a una mayor disipación de potencia y por ende una menor eficiencia.

### C. Doblador de voltaje

El doblador de voltaje es un circuito que se caracteriza por no solo rectificar el voltaje alterno, sino que el voltaje de salida (o voltaje en la carga) es aproximadamente el doble que el pico de voltaje alterno de la entrada [18].

El principio de funcionamiento, se basa en cargar cada capacitor durante la onda negativa del voltaje de la fuente, luego durante la onda positiva, se tiene una suma de voltajes (de la fuente y el capacitor en serie con la fuente). Además, se pueden conectar múltiples etapas de este tipo de circuito para obtener voltajes mayores. Tener en cuenta que, dado que la energía se conserva, un aumento de voltaje tiene un efecto en la reducción de la corriente en la carga [18].

De forma teórica, se puede afirmar que esta topología es la más adecuada, no solo porque permite alcanzar mayores voltajes en la carga, sino por su alta eficiencia. Esto se puede observar claramente analizando la ecuación 6 [4].

$$n = \frac{V_{DC}^2}{R_{load}P_{in}} \quad (6)$$

Dado que el voltaje en la carga es el doble a comparación de las otras topologías, entonces la eficiencia es mucho mayor.

De forma experimental, en [3] se calculó la eficiencia del doblador de voltaje frente al rectificador de media onda. Se obtuvo que el doblador de voltaje es más eficiente para una potencia en la entrada mayor a -45 dBm. Además, alcanza un pico de aproximadamente 90% de eficiencia a la potencia de entrada de -5 dBm.

### 2.2.3 Circuito de adaptación de impedancias

Como se presentó en la sección anterior, entre la antena y el bloque rectificador se suele usar un circuito de adaptación de impedancias para asegurar una máxima transferencia de energía. Para analizar este tipo de circuitos, definimos en primer lugar el factor de calidad Q que es una relación entre la energía almacenada y la energía disipada [19].

$$Q = \frac{2\pi(\text{máxima energía almacenada instantánea})}{\text{energía disipada por ciclo}} \quad (7)$$

Nos interesa analizar el valor de Q cuando a determinada frecuencia, la reactancia del circuito compuesto por el rectificador y el adaptador de impedancias es cero. En adelante cuando se mencione el factor Q se estará haciendo referencia a este valor específico de Q. Además, a esta frecuencia se le conoce como la frecuencia de resonancia [19].

Por ejemplo, se tiene el circuito de adaptación de impedancias tipo L. Este circuito está compuesto por la carga por una inductancia en serie con la carga y la combinación de estos en paralelo con un capacitor.

Inicialmente, se establece la frecuencia a la que se desee que el circuito resuene. A continuación, se puede calcular la inductancia haciendo uso de la siguiente ecuación.

$$R' = \frac{R^2 + \omega_0^2 L^2}{R} \quad (8)$$

Donde R es la resistencia de la carga, R' es la resistencia de la fuente,  $\omega_0$  la frecuencia de resonancia (en rad/s) y L la inductancia. Dado que los tres primeros valores son conocidos, se puede hallar la inductancia.

A continuación, se puede calcular la capacitancia haciendo uso de la siguiente ecuación.

$$C = \frac{L}{R^2 + (2\pi f_0)^2 L^2} \quad (9)$$

Donde L la inductancia,  $f_0$  la frecuencia de resonancia y R la resistencia de la carga y C la capacitancia. Dado que los tres primeros valores son conocidos, se puede calcular la capacitancia.

La desventaja de este tipo de circuitos es que el valor de Q está determinado por la frecuencia de resonancia y la resistencia de la fuente. Además de los circuitos de adaptación de impedancias tipo L, existen los circuitos tipo  $\pi$  y L que, en términos generales, permiten escoger un valor de Q.

### 2.3 Métodos de diseño del bloque rectificador

#### A. Balance de armónicos

El método de balance de armónicos es un método en el dominio de la frecuencia que es usado en sistemas no lineales [20]. Para entender este método, se puede usar el siguiente ejemplo [21].

Suponiendo que se tiene la siguiente ecuación diferencial ordinaria

$$\dot{x} = X(x) \quad (10)$$

que tiene una solución  $x(t)$ , periódica con periodo  $T$  tal que

$$x(0) = A \quad (11)$$

Entonces  $x(t)$  satisface la ecuación

$$F(x(t), \dot{x}(t)) = \dot{x}(t) - X(x(t)) = 0 \quad (12)$$

Dado que  $x(t)$  es periódica, podemos representarla por su serie de Fourier.

$$x(t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{k=1}^{\infty} (a_k \cos(k\omega t) + b_k \sen(k\omega t)) \quad (13)$$

$$\omega = \frac{2\pi}{T} \quad (14)$$

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \cos(k\omega t) dt \quad (15)$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T x(t) \sen(k\omega t) dt \quad (16)$$

Finalmente, dada la ecuación  $\dot{x} = X(x)$ , el Método de Balance de Armónico se usa para obtener una aproximación analítica de su solución periódica y de su periodo  $T$  representada por una serie de Fourier truncada. Además, se puede extrapolar el ejemplo a ecuaciones diferencial de mayor orden.

Por lo general, se usa el software ADS para realizar este método y mejorar el rendimiento del bloque rectificador. Con este software se puede usar el Método de Balance de armónicos para hacer simulaciones de distorsión en circuitos y sistemas no lineales. Es el método más usado para la simulación de problemas de circuitos de radiofrecuencia. Este método obtiene los

valores de corrientes y voltajes en el dominio de la frecuencia calculando el espectro de frecuencias en estado estable [20].

## B. Optimización de gradiente

La optimización de gradiente es un método disponible en el software ADS (Advanced Design System) de la empresa Keysight. Esta optimización permite obtener nuevos valores para los parámetros de un circuito en función de los objetivos de optimización que se determine. El modo de funcionamiento es el siguiente: [22]

1. Se establecen valores iniciales para todos los componentes del circuito.
2. Se establecen los objetivos de optimización. Por ejemplo, en [3], se estableció los siguientes objetivos: Maximización del voltaje de salida y minimización de pérdidas por retorno en la entrada.
3. El programa calcula la función de error del circuito.
4. En cada iteración, se realizan varias evaluaciones de funciones. Se busca que el valor numérico de la función de error vaya disminuyendo.

## 2.4 Análisis de rendimiento

### A. Gráfica del coeficiente S11 vs la frecuencia

Para el análisis de circuitos de alta frecuencia, es preferible describir a los circuitos en términos de ondas en vez de voltajes y corrientes [23]. Además, dada una red de dos puertos operando a alta frecuencia, la medición directa de los parámetros Z, Y o H es difícil debido a la dificultad para obtener circuitos abiertos y que, en estas condiciones, los componentes activos pueden ser inestables [23]. Es por ello que se recurre a los parámetros S que, en términos generales, se pueden entender como los coeficientes de reflexión directa e inversa ( $S_{11}$  y  $S_{22}$  respectivamente) y como las ganancias directas e inversas ( $S_{21}$  y  $S_{12}$  respectivamente) [23].

De forma específica, el parámetro más útil es  $S_{11}$  que es conocido como el coeficiente de reflexión a la entrada o las pérdidas de la entrada. Este es usado para el análisis del diseño antenas, filtros, y circuitos de adaptación de impedancias, entre otros. Cuando se diseña un circuito que va operar de forma óptima a cierta frecuencia determinada, se busca que este parámetro tenga su mínimo valor a dicha frecuencia.

Por ejemplo, en la Figura 4. se observa una típica gráfica del parámetro  $S_{11}$  en función la frecuencia. Allí se puede observar que existen rangos de frecuencia en donde el valor de  $S_{11}$  es mínimo. A dichas frecuencias se dice que el circuito resuena o que tiene el mínimo de pérdidas a la entrada. En el caso específico de la figura mostrada, este circuito tendría 3 frecuencias de resonancia en las frecuencias de 3.5 GHz, 4.8 GHz y 5.8 GHz, teniendo un mejor comportamiento en términos de reducción de pérdidas a la entrada a la frecuencia de 3.5 GHz.

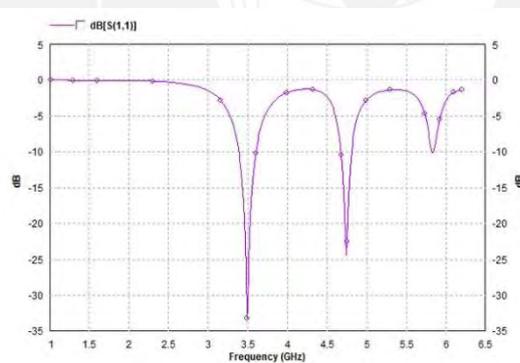


Figura 4. Gráfica del parámetro  $S_{11}$  (dB) vs la frecuencia (GHz) [24]

#### B. Gráfica de eficiencia en función de la potencia de entrada

La eficiencia de conversión se define como la relación que existe entre la potencia entregada y la potencia de entrada. En el caso de un circuito de cosecha de energía, la potencia entregada corresponde a la que el voltaje rectificado DC entrega a la carga y la potencia de entrada es la captada por la antena, proveniente de la energía de las ondas electromagnéticas. Para el cálculo de la eficiencia se usa la siguiente fórmula [3]:

$$n = \frac{V_{DC}^2}{R_{carga} P_{in}} \quad (17)$$

Donde, el  $V_{DC}$  es el voltaje rectificado en la carga,  $R_{carga}$  es la impedancia de la carga y  $P_{in}$  es la potencia de entrada.

La eficiencia se encuentra ligada a la eficiencia individual de cada uno de los componentes usados en el circuito, así como de las topologías usadas. Entonces, se busca maximizar esta eficiencia con una correcta elección de componentes y de topologías. Cabe resaltar, además, que la potencia a la entrada depende de las fuentes emisoras de señales electromagnéticas cuyos valores máximos de potencia de emisión se encuentran regulados por las legislaciones de los países.

En la Figura 5. se observa una gráfica de eficiencia en función de la potencia de entrada. Cada curva corresponde a la simulación de un circuito rectificador que usa distintos diodos Schottky. En esta gráfica se puede observar la diferencia en la eficiencia para un nivel distinto de potencia de entrada. En base a esta información se puede determinar el rango de potencias en la que un circuito rectificador operaría de forma óptima.

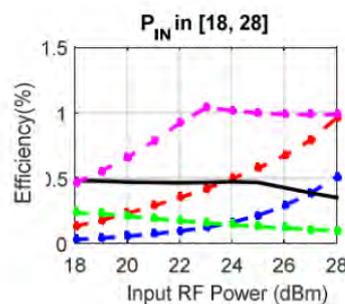


Figura 5. Gráfica de eficiencia vs potencia de entrada [3]

C. Gráfica de voltaje rectificado en función de la potencia de entrada y la resistencia de la carga

Uno de los parámetros fundamentales al momento de diseñar un circuito rectificador es el voltaje rectificado. Esto debido a dos razones: primero, el diodo rectificador tiene un voltaje umbral, por debajo de este valor, el diodo no entraría en modo de conducción y segundo, que la carga puede ser otro circuito con requerimientos específicos de voltaje en la entrada.

Para el cálculo del voltaje rectificado se puede usar la ecuación de la parte 2.1.3. Por ejemplo, una antena estándar de  $50 \Omega$  con una eficiencia de radiación del 90% y una potencia disponible de  $-20 \text{ dBm}$  ( $10 \mu\text{W}$ ) tiene un voltaje de circuito abierto en la salida de  $60 \text{ mV}$ . Este valor es mucho menor que el voltaje umbral de un transistor mosfet estándar [11].

En la Figura 6. se observa que dado una topología (Doblador de voltaje), dependiendo del tipo de diodo que se use, el voltaje rectificado varía dependiendo de la potencia de entrada. Entonces, se plantea que un circuito está hecho para operar a un rango de potencias de entrada determinado. Además, dado el comportamiento aleatorio de las fuentes de señales electromagnéticas, el voltaje rectificado estaría variando constantemente. Es por ello que se puede usar un regulador a la salida para mantener estable el nivel de voltaje. Por otro lado, de no cumplirse con los requerimientos de voltaje de la carga, se puede recurrir a un conversor de nivel que puede ser pasivo o activo.

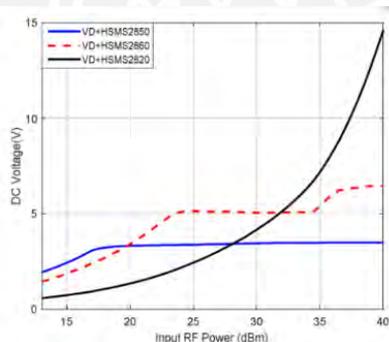


Figura 6. Gráfica de Voltaje DC rectificado (V) en función de la potencia de entrada (dBm) [12]

## 2.5 Modelo de solución

El modelo de solución está enfocado en diseñar la etapa de rectificación del circuito cosechador de energía. Se busca que pueda operar a dos bandas de radiofrecuencia 2.4 GHz y 5 GHz que corresponden a las bandas más usadas por el protocolo WiFi.

#### A. Diodo rectificador

La señal de wifi es de baja potencia. Las potencias de ambas frecuencias 2.4 GHz y 5 GHz varían desde -30 dBm (buena señal) hasta -70 dBm (señal débil). La diferencia entre ambas es que la frecuencia de 5 GHz tiene un menor alcance.

Teniendo en cuenta esta consideración, se puede plantear que el diodo adecuado para ser usado en esta etapa es el diodo SMS7630 debido a que, según [4] tiene una mayor eficiencia para un rango de potencias de -50 dBm hasta 13 dBm. Además, de acuerdo a la hoja de datos provista por el fabricante Skywords Green<sup>TM</sup> [25], este diodo puede ser usado en aplicaciones de detección para frecuencias de hasta 10 GHz. Adicionalmente, tiene un voltaje de polarización directa 180 mV (típico) a una corriente directa en modo de conducción de 1 mA.

#### B. Circuito de adaptación de impedancias.

En [26], se demuestra que el enfoque de usar un solo circuito de adaptación de impedancias conocido como multibanda, ofrece una mayor eficiencia a comparación del enfoque de diseñar un circuito de adaptación impedancias para cada frecuencia que luego se suman.

El estándar 802.11 b/g/n/ax [27] usa la frecuencia de 2.4 GHz que está distribuida en 14 canales cada uno de un ancho de banda de 22 MHz. La frecuencia mínima es de 2401 MHz y la máxima es 2495MHz. Es por esta razón, que se plantea que una de las frecuencias de resonancia sea de 2.448GHz con un ancho de banda de 94 MHz.

El mismo estándar [27], además usa la frecuencia de 5 GHz que posee 49 canales pueden ser usados de forma comercial, según las legislaciones de EEUU y Europa. La frecuencia mínima es de 5150 MHz y la máxima es de 5835 MHz. Entonces, se plantea que la segunda frecuencia de resonancia sea de 5.492 GHz con un ancho de banda de 685 MHz.

### C. Topología de rectificación.

Dado que la potencia de la señal es menor comparada con otras bandas de radiofrecuencia, el voltaje rectificado obtenido será pequeño (del orden de los mV), entonces se plantea el uso de un cuadruplicador de voltaje (dos etapas del doblador de voltaje). Este circuito, además, permitirá obtener una mayor eficiencia dado que la eficiencia está directamente relacionada con el cuadrado del voltaje rectificado.

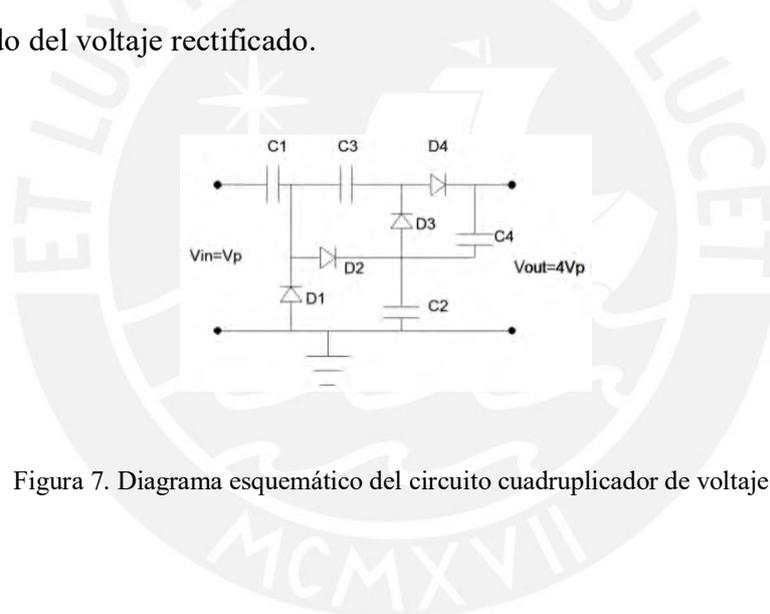


Figura 7. Diagrama esquemático del circuito cuadruplicador de voltaje [12]

### **Capítulo 3: Simulación, pruebas y resultados del circuito rectificador para cosecha de energía por radiofrecuencia**

El presente capítulo tiene como objetivo mostrar el procedimiento de diseño de la etapa de rectificación del circuito de cosecha de energía de doble banda: 2.45 GHz y 5.49 GHz, así como las pruebas realizadas por simulación, gráficas de resultados obtenidos en función de los valores esperados en el modelo de solución y, finalmente, análisis de los resultados. Como parte del diseño se usarán tanto técnicas matemáticas para obtener los primeros resultados como herramientas de optimización propias del software ADS para obtener los resultados finales. En adición, se analizará cada una de las subetapas que son el circuito rectificador y el circuito de adaptación de impedancias que son analizadas tanto de forma independiente como en conjunto.

#### **3.1 Elección del software de simulación**

El software a elegir debe poseer las siguientes funcionalidades:

1. Ser capaz de simular circuitos en alta frecuencia ( $< 6$  GHz).
2. Permite obtener los parámetros S de una red de dos o más puertos en función de la frecuencia.
3. Permita obtener gráficas de voltaje en función de la potencia de entrada y eficiencia en función de la potencia de entrada.
4. Poseer los componentes requeridos: diodos Schottky, líneas de transmisión, entre otros. Si por defecto no contara con los componentes, debe tener un método para poder crear componentes personalizados en base a su modelo SPICE.

##### **3.1.1 Advanced Design Software**

Se eligió el programa Advanced Design Software por poseer las siguientes características que engloban a las funcionalidades requeridas para el presente trabajo.

#### A. Librería RF [29]

La librería RF del software consiste en modelo no lineales de 767 componentes de 15 fabricantes. Los modelos fueron extraídos de las hojas de datos provistas por los fabricantes.

#### B. Tipos de simulación

##### Simulación AC [30]

La simulación AC permite obtener parámetros de transferencia de pequeña señal como ganancias de voltaje, ganancias de corriente, transimpedancia, transadmitancia y ruido lineal.

##### Simulación DC [31]

La simulación DC permite calcular valores de voltaje en puntos determinados de un circuito. Además, este tipo de análisis es usado en diseño de radiofrecuencia.

#### C. Optimizadores

El software ADS cuenta con varios optimizadores. Estos se diferencian por la formulación de la función de error y el método de búsqueda. La formulación de la función de error consiste en la diferencia entre el valor de la respuesta obtenida y la deseada. El método de búsqueda es el algoritmo usado para reducir el error [33]. A continuación, se describen el método de optimización que será usado:

- Optimizador de gradiente [33]

Este optimizador usa la función de error de mínimos cuadrados que se muestra a continuación:

$$FE = \sum_{\text{todos los objetivos}} W_i * |\text{simulacion}_i - \text{objetivo}_i|^2 \quad (18)$$

Donde FE es la función de error,  $W_i$  es el peso de cada uno de los objetivos (entre 0 y 1), simulación<sub>i</sub> es el valor obtenido de la simulación y objetivo<sub>i</sub> es el valor deseado.

Además, usa el método de búsqueda de gradiente, que consiste en un método que calcula en la dirección a moverse para obtener nuevos parámetros y que permita reducir la función de error. Este proceso se realiza en múltiples iteraciones hasta obtener los valores finales.

#### D. Herramienta de sintonización

La herramienta de sintonización permite visualizar el efecto, en las gráficas generadas, del cambio de parámetros sin necesidad de simular nuevamente. Esta herramienta será usada para obtener una primera aproximación del resultado deseado.

#### E. Diseño Microstrip [34]

El software cuenta con el componente Mline (Línea de transmisión). Este componente es genérico por lo que sus parámetros como la frecuencia de diseño, la constante dieléctrica relativa del sustrato, el ancho, el largo y la altura pueden ser establecidos por el usuario.

### 3.2 Elección del sustrato

Para realizar la elección del sustrato adecuado se tienen que tener en cuenta los siguientes factores [35]:

- a) Excitación de onda superficial.
- b) Dispersión de la constante dieléctrica y la tangente de pérdidas.
- c) Pérdidas en el cobre.
- d) Anisotropía.
- e) Efectos de la temperatura, humedad y envejecimiento.

- f) Requerimientos mecánicos: conformabilidad, maquinabilidad, soldabilidad, peso, elasticidad, etc.
- g) Costo

De estos factores, las características más importantes son: la constante dieléctrica y la tangente de pérdidas.

El sustrato escogido debe tener el menor valor de la tangente de pérdidas para evitar pérdidas por radiación hacia el ambiente. La constante dieléctrica relativa tiene que ser la menor posible para tener una mayor intensidad de campo eléctrico. La altura del sustrato está relacionada con el ancho de banda: a mayor altura, mayor ancho de banda. Sin embargo, el valor de la altura tiene un máximo dado por la siguiente fórmula [35]:

$$h \leq \frac{c}{4f_u \sqrt{\epsilon_r - 1}} \quad (19)$$

El sustrato escogido tiene las siguientes características: Tangente de pérdidas de 0.0009, valor de la constante dieléctrica relativa de 2.2 y altura del sustrato de 11.7 mm. Nótese que de acuerdo a la fórmula 19, el valor máximo de la altura del sustrato sería de 11.7 mm cuando la frecuencia tiene un valor de 5.8 GHz.

### 3.3 Determinación del diodo rectificador y el circuito rectificador

Como se mencionó en el capítulo 2 sección 2, el diodo rectificador tiene un rol fundamental en el diseño eficiente del circuito de cosecha de energía. El tipo de diodo adecuado para un circuito que opera a altas frecuencias es el diodo Schottky. Dentro de esta clase de diodo se encuentran algunos modelos como: el diodo SMS7630 (elegido en el capítulo anterior) HSMS2820, HSMS2860. En la referencia [3], se demuestra que el diodo más eficiente cuando la potencia de entrada va desde -50 dBm a 13 dBm es el diodo SMS7630, sin embargo, el circuito usado es un diodo en serie con la carga. Por esta razón, se realizará pruebas similares, pero comparando la eficiencia de rectificación dependiendo de las topologías de rectificación y en las frecuencias de operación de 2.45 GHz y 5.49 GHz.

En la Figura 8. se muestra uno de los circuitos de rectificación que será usado para determinar el diodo y la topología de rectificación que permitan lograr la mayor eficiencia. Este circuito corresponde al rectificador de media onda. Se puede observar, además, la presencia de dos controladores de simulación: “S- Parameters” y “Harmonic Balance”. El primero sirve para hallar los valores del parámetro S en función de la frecuencia. El segundo sirve para hallar los valores del voltaje rectificado en función de la potencia de entrada a una frecuencia determinada. En adición, se tiene el modelo del diodo SMS7630 cuyos parámetros se obtuvieron de la hoja de datos [26].

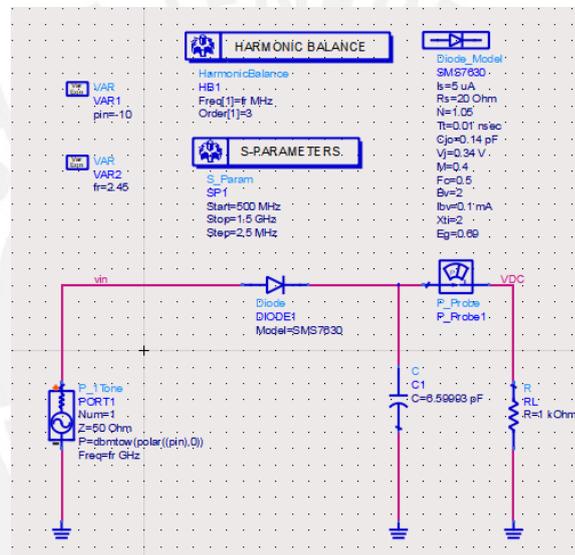


Figura 8. Circuito de rectificación de media onda

Se realizó la simulación y se obtuvieron gráficas del parámetro  $S_{11}$  en función de la frecuencia, del voltaje rectificado en función de la potencia de entrada y de la eficiencia en función de la potencia de entrada. Para hallar la gráfica de la eficiencia se definió la siguiente fórmula dentro del software:

$$eficiencia = 100 * pow(real(VDC[:,0]),2)/(0.001 * pow(10, (pin/10)) * 1000)$$

(20)

Donde  $p_{in}$  es la potencia de entrada, 1000 corresponde a la resistencia de la carga,  $VDC[::,0]$  corresponde a la magnitud del voltaje rectificado. Además,  $pow(a, b)$  es 'a' elevado a 'b'.

En la Figura 9. se muestra la gráfica de la eficiencia en función de la potencia de entrada. En esta gráfica, se han puesto marcadores en -20 dBm y en -10 dBm. Además, existe un pico de eficiencia conforme la potencia de entrada aumenta. Se puede observar que la eficiencia cuando la potencia de entrada es de -20 dBm es 0.295% y cuando la potencia de entrada es de -10 dBm es de 3.082%. De esto se puede concluir, que la eficiencia es más alta dependiendo de la potencia que recibe la antena. Por lo tanto, cuando la antena receptora se encuentre más cercana a la fuente de radiofrecuencia se tendrá una mayor eficiencia.

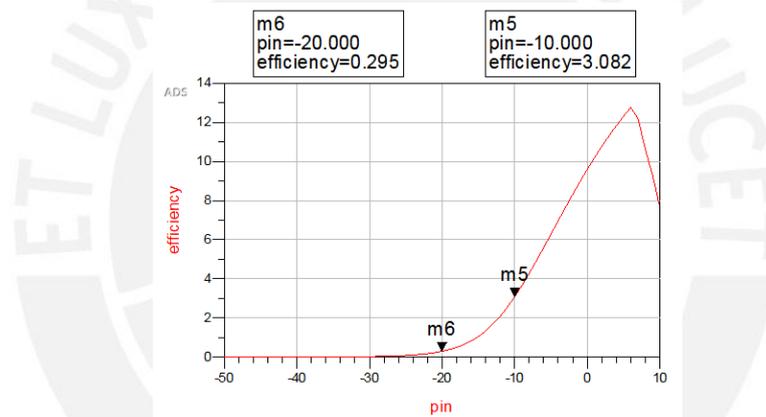


Figura 9. Gráfica de eficiencia en función de la potencia de entrada

Usando el mismo procedimiento se realizó la simulación de tres topologías: rectificador de media onda, doblador de voltaje y cuadruplicador de voltaje. También se evaluó la eficiencia dependiendo del diodo usado y para las frecuencias de operación. Los parámetros de los diodos usados también se obtuvieron de las hojas de datos.

En la Tabla 2. se muestra el resumen de los resultados obtenidos a la frecuencia de 2.45 GHz. Se puede observar que el diodo SMS7630 ofrece las eficiencias más altas tanto a -10 dBm como a -20 dBm y para cada topología de rectificación. Además, cuando se observa la fila que corresponde a los valores de eficiencia obtenidos por el diodo SMS730, el rectificador

doblador de voltaje ofrece la eficiencia más alta para potencias de entrada menores a -10 dBm. Sin embargo, conforme este valor de potencia disminuye, el rectificado de media onda ofrece un mejor rendimiento. Este cambio ocurre a la potencia de -19 dBm.

Tabla 2. Eficiencias de rectificación para distintas topologías de rectificación y diodos rectificadores a la frecuencia de operación de 2.45 GHz

	Rectificador de media onda – Eficiencia (%)		Rectificador doblador de voltaje – Eficiencia (%)		Rectificador cuadruplicador de voltaje – Eficiencia (%)	
	-10	-20	-10	-20	-10	-20
<b>Potencia de entrada (dBm)</b>	-10	-20	-10	-20	-10	-20
<b>Diodo HSMS2820</b>	3.65 E-5	1.03 E-6	2.04 E-6	1.28 E-7	2.03 E-7	1.75 E-8
<b>Diodo HSMS2860</b>	0.02	5.65 E-5	0.01	3.52 E-5	4.00 E-3	2.10 E-5
<b>Diodo SMS7630</b>	3.08	0.29	5.04	0.28	4.79	0.21

En la Tabla 3. se muestra el resumen de los resultados obtenidos a la frecuencia de 5.49 GHz. De forma similar a la tabla anterior, el diodo SMS7630 ofrece los valores más altos de eficiencia para todos los casos. Además, el rectificador doblador de voltaje ofrece la eficiencia más alta a la potencia de entrada de -10 dBm, pero el rectificador de media onda ofrece la mayor eficiencia cuando la potencia de entrada es de -20 dBm. Específicamente, la eficiencia del doblador de voltaje es mayor a la del rectificador de media onda para potencias entre -10 dBm y -13 dBm. Se puede concluir que para la frecuencia de 5.49 GHz, el circuito rectificador de media onda ofrece la mayor eficiencia para las potencias de -13 dBm hasta -20 dBm.

Tabla 3. Eficiencias de rectificación para distintas topologías de rectificación y diodos rectificadores a la frecuencia de operación de 5.49 GHz

	Rectificador de media onda – Eficiencia (%)		Rectificador doblador de voltaje – Eficiencia (%)		Rectificador cuadruplicador de voltaje – Eficiencia (%)	
	-10	-20	-10	-20	-10	-20
<b>Potencia de entrada (dBm)</b>	-10	-20	-10	-20	-10	-20
<b>Diodo HSMS2820</b>	1.82 E-6	1.14 E-7	1.23 E-7	1.08 E-8	9.83 E-9	9.50 E-10
<b>Diodo HSMS2860</b>	0.01	4.57 E-5	4.00 E-3	2.05 E-5	3.41 E-4	5.73 E-6
<b>Diodo SMS7630</b>	2.66	0.24	3.54	0.18	1.85	0.08

Nótese además que teóricamente podría afirmarse que el rectificador cuadruplicador de voltaje ofrecería la mayor eficiencia. Sin embargo, para el rango de potencias de entrada escogida, esto no sucede de esa forma dado que gran parte de la energía se pierde en los 4 diodos que se necesita para este circuito. Sin embargo, para potencias de entrada mayores, este circuito ofrecería la mayor eficiencia.

Otra observación importante que explica por qué el diodo SMS7630 es más eficiente que los otros diodos es debido a su valor  $V_j$  que es 0.34 V frente a los valores de  $V_j$  del diodo HSMS2860 y HSMS2820 que son de 0.65 V. Este valor está relacionado con las pérdidas de potencia por disipación de calor.

### 3.4 Diseño del circuito de adaptación de impedancias de una sola banda

Antes de explicar el procedimiento de diseño del circuito de adaptación de impedancias de doble banda, se explicará el de una sola banda puesto que servirá como base.

El circuito rectificador está compuesto por una carga resistiva, uno o más diodos y uno o más capacitores. Debido a la presencia de los capacitores, se puede modelar este circuito como una impedancia capacitiva, es decir una impedancia compuesta de una parte resistiva y otra parte reactiva. Este valor varía dependiendo de la frecuencia de operación.

Para hallar esta impedancia capacitiva se puede usar la gráfica del parámetro  $S_{11}$  en función de la frecuencia y luego aplicar las siguientes fórmulas que relacionan los valores reales e imaginarios del parámetro  $S_{11}$  con los valores reales e imaginarios de la impedancia de entrada del circuito rectificador [35]. Para simplificar los cálculos se asume que la impedancia de la fuente es puramente resistiva.  $Z_{in}$  corresponde a la impedancia de entrada del circuito rectificador,  $Z_f$  es la impedancia puramente resistiva de la fuente cuyo valor es de  $50 \Omega$  que es un valor usual de impedancia de antenas receptoras.

Dado:

$$S_{11} = S_{11_{real}} + S_{11_{imag}}i \quad (21)$$

$$Z_{in} = R + Xi \quad (22)$$

$$Z_f = 50 \Omega \quad (23)$$

$$R = Z_f * \frac{1 - S_{11_{real}}^2 - S_{11_{imag}}^2}{(1 - S_{11_{real}})^2 + S_{11_{imag}}^2} \quad (24)$$

$$X = Z_f * \frac{2 * i * S_{11_{imag}}}{(1 - S_{11_{real}})^2 + S_{11_{imag}}^2} \quad (25)$$

Luego de obtenido el modelo de la impedancia de entrada, del circuito rectificador, como una resistencia en serie con un capacitor, se puede anular esta componente reactiva insertando una bobina en serie cuyo valor de reactancia sea igual en módulo a la reactancia del capacitor. De esta manera se obtendría como resultado un circuito puramente resistivo.

Al haber obtenido el modelo puramente resistivo del circuito se puede considerar a este como una única resistencia. Con esta resistencia se puede diseñar circuitos de adaptación de impedancias. Por ejemplo, en la Figura 10. Se muestra el circuito de adaptación de impedancias tipo Shunt o paralelo [20]. Además, los valores de LC pueden deducirse con facilidad si se tiene en cuenta que a la frecuencia escogida el valor de la potencia reactiva debe ser cero. Las fórmulas para calcular estos valores se muestran a continuación.

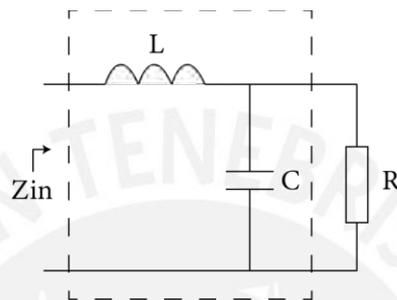


Figura 10. Circuito de adaptación de impedancias tipo shunt o paralelo

$$G = \frac{1}{R} \quad (26)$$

$$C = G * \frac{\sqrt{\left(\frac{1}{G*Z_f}\right)^{-1}}}{2*\pi*f} \quad (27)$$

$$L = \frac{C}{G^2+(2*\pi*f*C)^2} \quad (28)$$

Donde R es la resistencia equivalente hallada,  $Z_f$  la resistencia de la fuente y f es la frecuencia de resonancia.

En la Tabla 4 se muestra los valores calculados para las frecuencias de 2.45 GHz y 5.49 GHz.

Tabla 4. Principales valores hallados del circuito de adaptación de impedancias para las frecuencias de 2.45 GHz y 5.49 GHz

	2.45 GHz	5.49 GHz

<b>S11_real</b>	0.95	0.84
<b>S11_imag</b>	-0.20	-0.41
<b>R (<math>\Omega</math>)</b>	59.22	27.81
<b>L1 (nH)</b>	30.84	6.15
<b>L2 (nH)</b>	1.39	0.96
<b>C2 (pF)</b>	0.47	0.69

En la Figura 11. se muestra el circuito de simulación del resultado obtenido para la frecuencia de operación de 2.45 GHz.

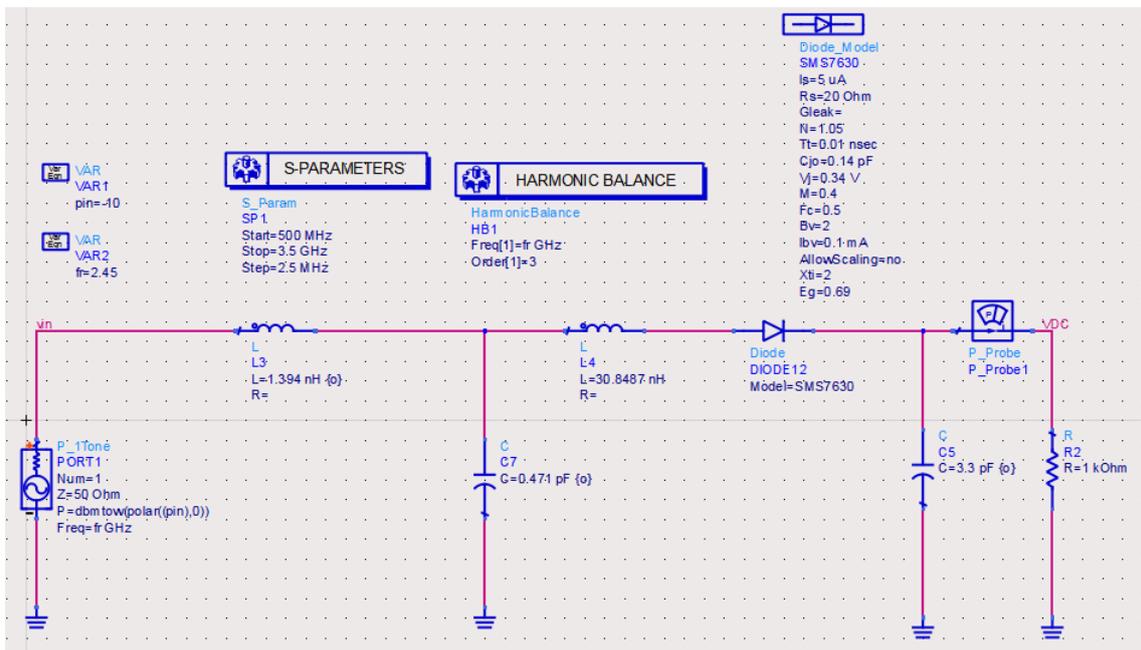


Figura 11. Etapa de rectificación del circuito de cosecha de energía de una sola banda

Se realizó la simulación de este circuito y se obtuvieron los siguientes resultados: En la Figura 12. se muestra que se obtuvo un valor mínimo de -48.37 dB a la frecuencia de 2.447 GHz. Se obtuvo, además, tal como se muestra en la Figura 13. valores de voltaje rectificado de 46 mV cuando la potencia de entrada es de -20 dBm y 198 mV cuando la potencia de entrada es de -10 dBm. Adicionalmente, en la Figura 14. Se muestran los valores de eficiencia de 21.221% a -20 dBm, 39.063% a -10 dBm y una eficiencia máxima de 43.749.

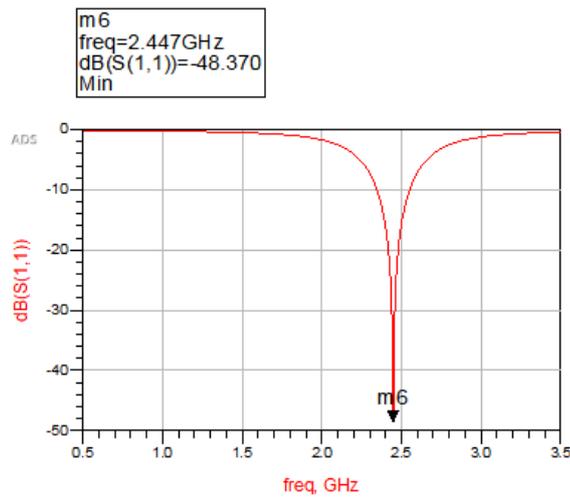


Figura 12. Gráfica del parámetro  $S_{11}$  en función de la frecuencia para el circuito adaptado teóricamente

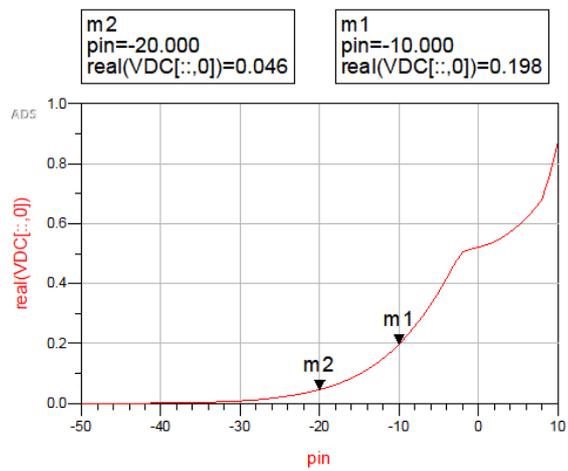


Figura 13. Gráfica del voltaje rectificado en función de la potencia de entrada para el circuito adaptado teóricamente

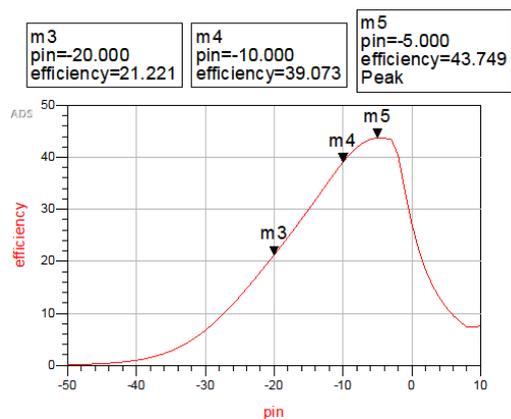


Figura 14. Gráfica de la eficiencia en función de la potencia de entrada para el circuito adaptado teóricamente

De igual manera se realizó la simulación para el circuito que opera a 5.49 GHz. En la Tabla 5. se muestra el resumen de resultados.

Tabla 5. Principales resultados obtenidos de la adaptación teórica para la adaptación de impedancias del circuito rectificador de media onda para las frecuencias de 2.45 GHz y 5.49 GHz

		<b>2.45 GHz</b>	<b>5.49 GHz</b>
<b>S11 mínimo (dBm)</b>		-48.37	-
<b>Voltaje rectificado (mV)</b>	-20 dBm	46	28
	-10 dBm	198	151
<b>Factor de ampliación del voltaje (Vout / Vin)</b>	-20 dBm	1.24	1.47
	-10 dBm	1.66	2.96
<b>Eficiencia (%)</b>	-20 dBm	21.22	7.95
	-10 dBm	39.07	22.74
	(máximo)	43.74	26.82

Como paso adicional, se podría mejorar aún más la eficiencia de rectificación de este circuito usando las herramientas de optimización del software ADS. Sin embargo, este procedimiento se explicará a continuación dado que no es relevante hacer la optimización para el circuito de una sola banda, sino para el de doble banda.

### 3.5 Diseño del circuito de adaptación de impedancias de doble banda

Para poder anular la componente reactiva de la impedancia de entrada del circuito rectificador se necesitaba colocar en serie una bobina cuya reactancia sea igual en módulo a la reactancia de este circuito rectificador, sin embargo, este valor es diferente para el circuito de 2.4 GHz y el de 5.49 GHz cuyos valores son 30.8487 nH y 6.1593 nH respectivamente. Esto demuestra que no es posible anular perfectamente la componente reactiva cuando se está diseñando para dos bandas. Frente a esto se decidió colocar una inductancia con un valor en un punto intermedio de 12 nH y posteriormente realizar la optimización. Por otro lado, para el circuito de adaptación de impedancias se optó por usar líneas de transmisión al no haber podido obtener

valores aceptables de voltaje rectificado o eficiencia solo usando componentes discretos como se hizo anteriormente. La distribución de líneas de transmisión usada está basada en [36].

### **3.5.1 Procedimiento de optimización**

A continuación, se tienen que establecer los objetivos de optimización. Uno de los objetivos es maximizar el voltaje DC rectificado dado que a mayor voltaje rectificado se tiene una mayor eficiencia cuando la resistencia de la carga y la potencia de entrada son constantes. Para la simulación se estableció lograr un valor de voltaje rectificado mayor a 300 mV. Otro de los objetivos es minimizar el parámetro  $S_{11}$  a las frecuencias de operación de 2.45 GHz y 5.49 GHz dado que cuanto menor sea este valor, se tendrá menos pérdidas por retorno a la entrada y, por tanto, una mejor adaptación. Se estableció lograr valores menores a -15 dB para ambas frecuencias. Además, se deben especificar los valores de los componentes que el programa modificará para lograr los objetivos planteados. En este caso serán los valores de ancho y largo de las líneas de transmisión, la inductancia de la bobina y la capacitancia del capacitor. El circuito usado se muestra en la Figura 15.

Cabe resaltar, que será esta topología de rectificación de media onda la usada al obtener los resultados finales a pesar de ser menos eficiente que el doblador de voltaje debido a que no fue posible hacer la adaptación de doble banda para el doblador de voltaje.

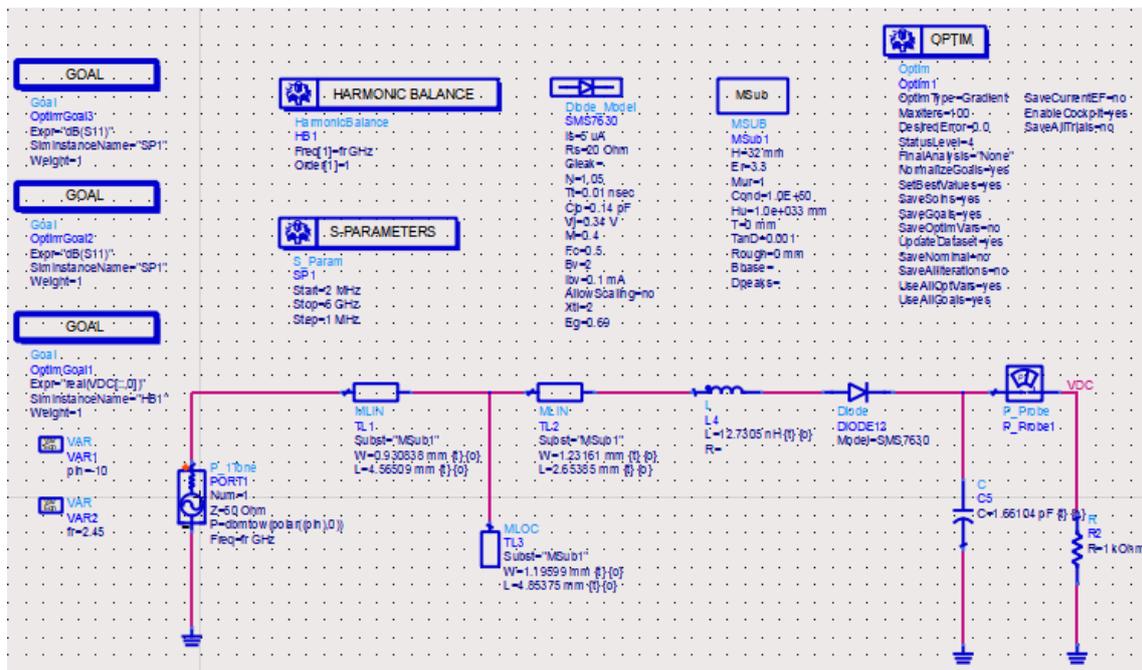


Figura 15. Etapa de rectificación del circuito de cosecha de energía de doble banda

En la Figura 16. Se muestra la gráfica del parámetro  $S_{11}$  en dB en función de la frecuencia. Ahí se puede observar que existen dos puntos en los que la gráfica toma un valor mínimo que corresponden a las frecuencias de resonancia.

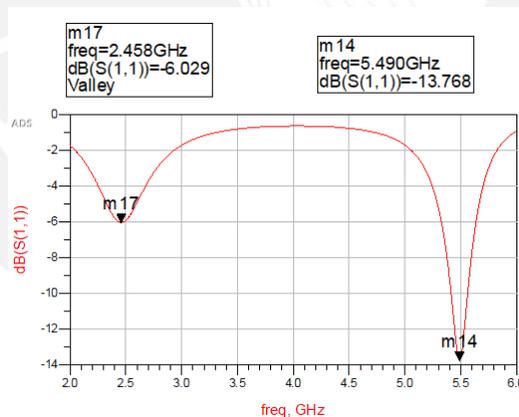


Figura 16. Parámetro  $S_{11}$  en función de la frecuencia.

En la Figura 17. se muestra la gráfica del voltaje rectificado en función de la potencia de entrada para la etapa de rectificación de doble banda. En esta gráfica, se han puesto marcadores en -20 dBm y en -10 dBm. Se puede observar el voltaje rectificado, cuando la potencia de entrada es de -20 dBm es 49 mV y cuando la potencia de entrada es de -10 dBm es de 211 mV.

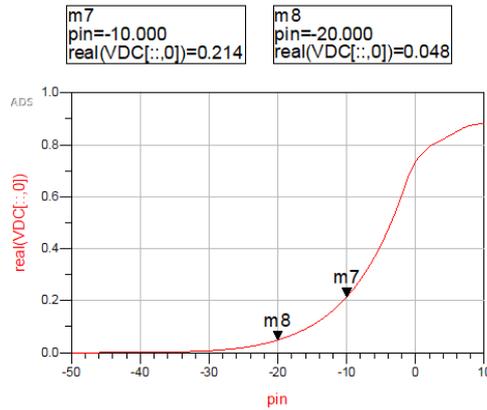


Figura 17. Voltaje rectificado en función de la potencia de entrada a la frecuencia de 2.45 GHz

En la Figura 18. se muestra la gráfica de la eficiencia en función de la potencia de entrada. En esta gráfica, se han puesto marcadores en -20 dBm y en -10 dBm. Se puede observar que la eficiencia cuando la potencia de entrada es de -20 dBm es 23.924% y cuando la potencia de entrada es de -10 dBm es de 44.646%. La eficiencia máxima es de 53.516 % a la potencia de -1 dBm.

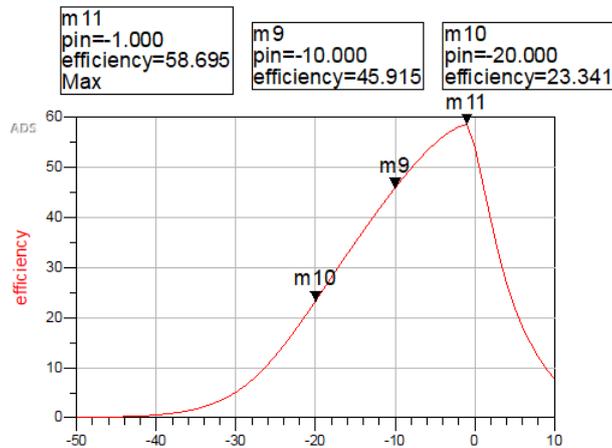


Figura 18. Eficiencia en función de la potencia de entrada a la frecuencia de 2.45 GHz

De forma similar se extrajo los resultados para la frecuencia de 5.49 GHz cuyos resultados se resumen en la Tabla 6. Estos resultados serán analizados a profundidad en el capítulo siguiente.

Tabla 6. Resumen de resultados obtenidos

	<b>Potencia (dBm)</b>	<b>2.45 GHz</b>	<b>5.49 GHz</b>
<b>S11 mínimo (dB)</b>		-6.02	-13.76
<b>Voltaje rectificado (mV)</b>	-20	48	33
	-10	214	178
<b>Factor de amplificación del voltaje (<math>V_{out}</math> / <math>V_{in}</math>)</b>	-20	1.77	1.13
	-10	1.98	1.55
<b>Eficiencia (%)</b>	-20	23.34	11.86
	-10	45.91	32.19
	(máximo)	58.69	43.89

Se puede observar a partir de los resultados obtenidos que es posible realizar la adaptación de impedancias de doble banda con resultados óptimos. Además, la eficiencia es mayor en la frecuencia de operación de 2.45 GHz comparado con la frecuencia de 5.49 GHz.

### 3.6 Análisis de resultados

A continuación, se mostrará los resultados adicionales obtenidos, así como un análisis de ellos que incluye explicaciones que sustentan los resultados obtenidos.

#### 3.6.1 Ancho de banda

El ancho de banda se ve como la diferencia de frecuencias a las que se tiene un valor del parámetro  $S_{11}$  de -3 dBm respecto a la frecuencia de resonancia, es decir, la frecuencia a la que ocurre el menor valor de  $S_{11}$  en dB. En la Tabla 7. se observa el ancho de banda para

ambas bandas de radiofrecuencia. En la banda baja, en ancho de banda es 602 MHz y en la banda alta es 125 MHz. Se puede notar que el ancho de banda de la banda baja es mayor a 4 veces en ancho de banda de la banda alta, esto se debe a que el valor mínimo del parámetro  $S_{11}$  en la frecuencia de resonancia es menor a la de la banda alta. Para la banda baja, el ancho de banda es mayor al especificado en el modelo de solución, sin embargo, el ancho de banda en la banda alta respecto a lo especificado en el modelo de solución. Finalmente, y de acuerdo a experimentos realizados, se podría lograr un mayor ancho de banda de la banda alta reduciendo el valor mínimo del parámetro  $S_{11}$ , pero, esto produce pérdidas de eficiencia a dicha banda que es un resultado indeseado.

Tabla 7. Ancho de banda para ambas frecuencias de resonancia

	<b>F min (GHz)</b>	<b>f(- 3dB) izquierda (GHz)</b>	<b>f(- 3dB) derecha (GHz)</b>	<b>Ancho de banda (MHz)</b>
<b>2.45 GHz</b>	2.458	2.17	2.77	602
<b>5.49 GHz</b>	5.490	5.42	5.55	125

### 3.6.2 Voltaje rectificado, factor de ampliación y eficiencia

En la Tabla 6. se mostró un resumen de los resultados obtenidos en esta investigación. Los valores indicados son el parámetro  $S_{11}$  mínimo en dB, es decir, en la frecuencia de resonancia, el voltaje rectificado en mV, el factor de ampliación que es la relación entre el voltaje de salida y el voltaje de entrada y la eficiencia que se calcula por la ecuación 6.

En relación al voltaje rectificado obtenido, puede observarse, primero, que el voltaje rectificado es mayor que el voltaje pico de la señal de entrada. Esto se debe a la elevación de voltaje pasivo que se explicó en el capítulo 2 y que era un efecto esperado en la simulación. Además, se puede notar que la eficiencia en la banda baja es menor que en la banda alta. Esto se debe a que, teóricamente, la elevación de voltaje pasivo es menor en la banda alta que en la

banda baja. Idealmente, asumiendo que el circuito de adaptación de impedancias no tiene pérdidas, que está conjugado perfectamente con el rectificador (la componente del conjunto es cero) y que la resistencia de la carga no tiene pérdidas, entonces el factor de elevación de voltaje pasiva máxima teórica es de 4.39 para la frecuencia de 2.45 GHz y de 2.87 para la frecuencia de 5.49 GHz [11]. Por esta razón, es que para el sistema de cosecha de energía se necesita de una etapa adicional conocida como elevación de voltaje para adaptar el voltaje de salida a valores mayores. Además, para hallar estos resultados, se obtiene el modelo de resistencia en paralelo del capacitor y se aplica la ecuación 4. Entonces, los resultados de la simulación son coherentes dado que siguen la misma relación que los cálculos ideales. Esto a su vez demuestra porqué la eficiencia es mayor en 2.45 GHz que en 5.49 GHz dado que, en la fórmula de la eficiencia, la resistencia de la carga y la potencia de entrada se mantienen constantes para ambas frecuencias por lo que depende exclusivamente del voltaje rectificado

Como se mostró en las gráficas de la eficiencia obtenida, aunque en la gráfica de 2.45 GHz no se llega a observar el máximo de eficiencia (que ocurre a una potencia mayor al rango simulado), sí se observa para la frecuencia de 5.49 GHz. Este valor máximo se debe a que, en la gráfica de eficiencia vs potencia de entrada, cuando la potencia de entrada va aumentando desde valores mayores al expresado en la ecuación 29 la eficiencia va en descenso debido al efecto predominante de  $V_{br}$  [37]. Esto se puede explicar analizando el comportamiento del diodo en relación a como aumenta la corriente en función del voltaje. Para valores mayores a  $V_{br}$ , la corriente en el diodo empieza a crecer exponencialmente, lo que las pérdidas por disipación de calor también aumenten y por tanto la eficiencia también se ve disminuida

$$\frac{V_{br}^2}{4 * R_L} \quad (29)$$

Donde  $V_{br}$  es el voltaje de ruptura y  $R_L$  la resistencia de la carga

Por otro lado, se puede observar en la Tabla 6. que, para ambos casos, la eficiencia en la banda baja es mayor que en la banda alta. Esto se debe a como está diseñado el circuito. En el capítulo 3, se demostró que lograr una perfecta adaptación de impedancias cuando se trabaja en 2 o más frecuencias no es posible. Entonces, el diseñador tiene que decidir cuál de las frecuencias es la que mejor se va adaptar. Esto lo logra modificando el valor de la inductancia en serie y en paralelo con el rectificador y el circuito de adaptación de impedancias. Conforme se modifique este valor se puede anular en menor o mayor medida la componente reactiva en algunas de las frecuencias de resonancia o, como es el caso de este diseño, realizar una anulación parcial para ambas bandas.

Cabe resaltar que, aunque en [38], se demuestra que al cambiar el valor de los capacitores en el circuito rectificador se logra obtener un valor de voltaje rectificado, en el caso de la rectificación de doble banda esto puede generar resultados indeseados. Por lo que se mostró durante las simulaciones, al cambiar el valor de la capacitancia, lo que estaría sucediendo es que se estaría realizando la adaptación de impedancias de una frecuencia más que la otra logrando mejores resultados para una banda, pero peores para la otra banda. Esto se probó experimentalmente, al aumentar el valor de la capacitancia en paralelo con la carga, se obtuvo una eficiencia ligeramente mayor en la frecuencia de 2.45 GHz, pero se redujo en la frecuencia de 5.49 GHz.

### **3.6.3 Comparación de resultados**

En la Tabla 8. se muestra un resumen de los resultados de esta investigación, así como los resultados de investigaciones en el mismo campo de cosecha de energía de radiofrecuencia. Además, para elegir cada referencia se tuvo en cuenta que las condiciones sean similares a la del presente trabajo. Entre estas condiciones se encuentran que el diseño del rectificador sea de doble banda. Además, la resistencia de la carga es de 1 k $\Omega$  para todas las investigaciones. Este valor es muy importante debido a que existen investigaciones que han logrado mejores

resultados, sin embargo, la resistencia con la que se trabajaron mayor a  $1\text{ k}\Omega$  lo que permite obtener valores mayores de voltaje y por tanto de eficiencia, debido a la elevación de voltaje pasivo. Por otra parte, en algunas investigaciones se llegó a la prueba experimental de los circuitos diseñados. Sin embargo, dado que en esta investigación solo se realizó la simulación por software, se están obteniendo los resultados también de simulación de las otras investigaciones. Cabe recalcar que a pesar de que la frecuencia de la banda alta de esta investigación es de 5.49 GHz frente a 5.8 GHz de las investigaciones, este valor no constituye una diferencia significativa.

Tal como se muestra en la gráfica, la eficiencia obtenida en la banda baja de frecuencia en esta investigación es mayor para cualquiera de las investigaciones citadas para todo el rango de potencias de entrada de -10 dBm a -20 dBm (Solo se muestra la medición en cada extremo). De forma similar, para la banda alta la eficiencia es mayor para las referencias [39], [40] y [41]. Sin embargo, es menor frente a la referencia [42]. Cabe notar que, por lo general, la eficiencia para la banda alta suele ser menor frente a la banda baja, que es el caso también de este trabajo, sin embargo, no es el caso de la investigación [43] en que a la banda alta se tiene una eficiencia mayor. Por último, es importante hacer notar que los resultados pueden ser modificados dependiendo de lo que se necesite. Por ejemplo, se puede disminuir la eficiencia para la banda baja y aumentar la eficiencia para la banda alta haciendo que ambos valores sean cercanos.

Tabla 8. Comparación de resultados con otras investigaciones bajo condiciones similares

Referencia	Banda baja		Banda alta		Potencia de entrada (dBm)
	Frecuencia (GHz)	Eficiencia (%)	Frecuencia (GHz)	Eficiencia (%)	
[39]	2.45	30	5.8	1	-10
		< 30		> 1%	-20

<b>[40]</b>	2.45	19	5.8	8 %	-10
		0		0%	-20
<b>[41]</b>	2.45	37	5.8	11	-10
		8		2	-20
<b>[42]</b>	2.45	36	5.8	46	-10
		12		15	-20
<b>Este trabajo</b>	2.45	45.91	5.49	32.19	-10
		23.34		11.86	-20



## Conclusiones

- Se concluye que es posible realizar la cosecha de energía de doble banda de radiofrecuencia con frecuencias centrales de 2.45 GHz y 5.49 GHz cuando la potencia de entrada del circuito está entre -10 dBm y -20 dBm lo que, en términos prácticos, significa que es posible cosechar energía de radiofrecuencia de una antena emisora de Wifi de los estándares 802.11 a/b/g/n/ac, teniendo en cuenta que la eficiencia máxima se consigue en los canales cercanos a las frecuencias de resonancia.
- El diseño de la etapa de rectificación de un circuito de cosecha de energía altamente eficiente parte de una cuidadosa elección del diodo rectificador (que por lo general es un diodo Schottky), la topología de rectificación acorde con la potencia de entrada que estará disponible y el circuito de adaptación de impedancias, optimizado a la frecuencia que se desee.
- La eficiencia de conversión de etapa de rectificación de un circuito de cosecha de energía suele ser diferente para ambas frecuencias de resonancia. Según estén dados los requerimientos se puede diseñar el circuito para obtener una mayor eficiencia en alguna de las frecuencias. Esto dependerá del circuito de adaptación de impedancias.
- Una limitación del circuito planteado es el bajo voltaje rectificado que es menor a 1V, esto se debe a que el voltaje de salida está limitado por el voltaje máximo en la entrada y la elevación de voltaje pasiva, que, como se demostró tiene un valor máximo. Por esta razón, es necesario un circuito adicional de elevación de voltaje.

## Recomendaciones y trabajos futuros

- Se recomienda hacer uso del software ADS para la simulación de la etapa de rectificación. Esto debido a que cuenta con todos los componentes necesarios como diodos Schottky, capacitores, resistencias, líneas de transmisión, etc. Además, permite obtener de forma sencilla múltiples gráficas de los parámetros del circuito como el parámetro S11, voltaje rectificado y eficiencia; así como definir nuevas ecuaciones para obtener otras gráficas. Finalmente, la principal ventaja es el amplio número de herramientas de optimización que permiten mejorar los resultados obtenidos.
- Se recomienda, para el diseño de la etapa de rectificación de un circuito de cosecha de energía de doble banda, primero hacer el diseño de circuitos independientes para cada banda. A partir de estos circuitos es que se puede determinar las modificaciones necesarias para que puedan operar en conjunto, es decir, en un solo circuito. Tener en cuenta para ellos el uso de líneas de transmisión por ser más eficientes para circuitos de alta frecuencia a comparación de los componentes discretos.
- Para la verificación del rendimiento del circuito diseñado se recomienda hacer uso a las gráficas del parámetro S11 en función de la frecuencia, del voltaje rectificado en función de la potencia de entrada y de la eficiencia de rectificación en función de la potencia de entrada. Además, para mejorar estos resultados se recomienda hacer uso de las herramientas de optimización del software ADS entre las que se encuentra la optimización de gradiente. Previo a esto, es importante poder seleccionar los objetivos de optimización como la reducción del parámetro S11 y la maximización del voltaje rectificado.

## Bibliografía

- [1] H. Ahmad, "Closer perspective to WSNs", en *Wireless Sensor Networks*, Ed. Springer, 2016, pp. 11-12.
- [2] Science Direct, "Wireless Sensor Node", 2016. [Online]. Available: <https://www.sciencedirect.com/topics/engineering/wireless-sensor-node>
- [3] A. Mouapi, N. Hakem and G. Vanessa Kamani, "A Selective Rectifier for RF Energy Harvesting Under Non-Stationary Propagation Conditions," *2018 IEEE International Conference on Environment and Electrical Engineering and 2018 IEEE Industrial and Commercial Power Systems Europe (EEEIC / I&CPS Europe)*, Palermo, 2018, pp. 1-6, doi: 10.1109/EEEIC.2018.8494509.
- [4] J. Kilner, S. Skinner, S. Irvine, P. Edward, "Materials and techniques for energy harvesting", en *Functional Materials for Sustainable Energy Applications*, Ed. Woodhead, 2012, pp. 541-572.
- [5] J. Zbitou, M. Latrach and S. Toutain, "Hybrid rectenna and monolithic integrated zero-bias microwave rectifier," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 54, no. 1, pp. 147-152, Jan. 2006, doi: 10.1109/TMTT.2005.860509.
- [6] B. Clerck, P. Mitchenson, "Far-Field Wireless Power Transmission: RF, Signal and System Designs", 2018. [Online]. Available: <https://bit.ly/2XBDDGp>. [Último acceso: Julio 04, 2020]
- [7] European Commission, "Energy harvesting to power the rise of the Internet of Things", Digital Transformation Monitor. 2017 [Online]. Available: <https://bit.ly/2AH3EL3>. [Último acceso: Julio 04, 2020]
- [8] F. M. Cruz, A. E. Molero, E. Castillo, M. Becherer, A. Rivadeneyra and D. P. Morales, "Why Use RF Energy Harvesting in Smart Grids," *2018 IEEE 23rd International Workshop on Computer Aided Modeling and Design of Communication Links and Networks (CAMAD)*, Barcelona, 2018, pp. 1-6, doi: 10.1109/CAMAD.2018.8514966.
- [9] W. Saeed, N. Shoaib, Hammad. Cheema, M. Khan, "RF Energy Harvesting for Ubiquitous, Zero Power Wireless Sensors" in *Intenational Journal of Antennas and Propagation*, 2018, Available: <https://www.hindawi.com/journals/ijap/2018/8903139/>. [Último acceso: Julio 04, 2020]
- [10] A Costanzo, D Masotti, "Design of RF energy harvesting platforms for power management unir with start-up circuits", *EuMA Int. J. Microw. Wirel. Tech.*, 293-303. Available: <https://bit.ly/381dCJg>. [Último acceso: Julio 09, 2020]

- [11] W. Serdijn, A. Mansano, M. Stoopman, "Introduction to RF Energy Harvesting" en *Wearable Sensors*, 2014.
- [12] I. R. H. Yaldi, S. K. A. Rahim and M. R. Ramli, "Compact rectifier design for RF energy harvesting," *2016 IEEE Asia-Pacific Conference on Applied Electromagnetics (APACE)*, Langkawi, 2016, pp. 258-262, doi: 10.1109/APACE.2016.7916437.
- [13] S. K. Divakaran, L. M. Joy, D. Das Krishna and Nasimuddin, "Low Cost Compact Rectifier for RF Energy Harvesting," *2018 IEEE Indian Conference on Antennas and Propagation (InCAP)*, Hyderabad, India, 2018, pp. 1-4, doi: 10.1109/INCAP.2018.8770905.
- [14] Micro Comercial Componentes, "Schottky Barrier Switching Diode", 1N5711 Datasheet. Available: <https://bit.ly/2W5VxQm>. [Último acceso: Julio 09, 2020]
- [15] Daesan Electronic Corporation, "1N4001 THRU 1N4007", 1N4001 a 1N4007 Datasheet. Available: <https://bit.ly/2O72GeR>. [Último acceso: Julio 09, 2020]
- [16] A. Vajpeyi, "Rectifier and Clipper circuits", en *Analog and Digital Electronics*. Available: <https://bit.ly/3ffx42u>. [Último acceso: Julio 09, 2020]
- [17] R. Visintini, *Rectifiers*. Available: <https://bit.ly/3fqlem0>. [Último acceso: Julio 09, 2020]
- [18] A. Vajpeyi, "Clampers, Voltage multipliers, & Zener diode", en *Analog and Digital Electronics*. Available: <https://bit.ly/2AH9psC>. [Último acceso: Julio 09, 2020]
- [19] M. Tse, "Impedance Matching", en *High Frequency Circuit Design Elective*, 2003.
- [20] Keysight Technologies, "Harmonic Balance Basics" [Online]. Available: <https://bit.ly/3i9ULLA>. [Último acceso: Julio 09, 2020]
- [21] J. García, "The harmonic balance method: a theoretical basis and some practical applications" en *VI Workshop on Dynamical Systems* [Online]. Available: <https://bit.ly/38Ehz1C>. [Último acceso: Julio 09, 2020]
- [22] Keysight Technologies, "Summary of Optimizers" [Online]. Available: <https://bit.ly/2DrU28z>. [Último acceso: Julio 09, 2020]
- [23] L. Dunleavy, "S-parameters" [Online]. Available: <https://bit.ly/3iL9T2b>. [Último acceso: Julio 09, 2020]
- [24] S. Chakraborty, U. Chakraborty, S. Ghosh, M. Chakraborty, "Design and Development of Multiband Circular Microstrip Antenna with Resonating Slot in the Ground Plane", en *International Journal of Advanced Research in Electronics and Communication Engineering*, Volumen 5 [Online]. Available: <https://bit.ly/322DTRk>. [Último acceso: Julio 09, 2020].

- [25] Skyworks, "SMS7630-040LF: 0402 Surface Mount Zero Bias Detector Schottky Diode", SMS 7630 Datasheet. Available: <https://bit.ly/3gEUMW8>. [Último acceso: Julio 09, 2020]
- [26] N. Tung, "Multi-band ambient RF energy harvesting rectifier for autonomous Wireless Sensor networks," *2016 IEEE Region 10 Conference (TENCON)*, Singapore, 2016, pp. 3736-3739, doi: 10.1109/TENCON.2016.7848758.
- [27] IEEE Standard for Information technology—Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks—Specific requirements - Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications," in *IEEE Std 802.11-2016 (Revision of IEEE Std 802.11-2012)*, vol., no., pp.1-3534, 14 Dec. 2016, doi: 10.1109/IEEESTD.2016.7786995.
- [28] Keysight Technologies, "RF transistor library" [Online]. Available: <https://bit.ly/316Ythj>. [Último acceso: Agosto 01, 2020]
- [29] Keysight Technologies, "AC Simulation" [Online]. Available: <https://bit.ly/3frK4S4>. [Último acceso: Agosto 01, 2020]
- [30] Keysight Technologies, "DC Simulation" [Online]. Available: <https://bit.ly/30jPGJH>. [Último acceso: Agosto 01, 2020]
- [31] Keysight Technologies, "Summary of optimizers" [Online]. Available: <https://bit.ly/2DrgiQ1>. [Último acceso: Agosto 01, 2020]
- [32] Keysight Technologies, "Mline (Microstrip line)" [Online]. Available: <https://bit.ly/2PiL3JE>. [Último acceso: Agosto 01, 2020]
- [33] R Gar. *et al.*, "Histogram Analysis," in *Microstrip Antenna Design Handbook*, Artech House Publishers, 2000, pp. 759–770 [Online]. Available: <https://bit.ly/3gkmVSN>. [Último acceso: Agosto 22, 2016]
- [34] Y. Liu, Y. Zhao, S. Liu, Y. Zhou, Y. Chen, "Multi-Frequency Impedance Transformers for Frequency-Dependent Complex Loads", *IEEE Trans. Microw. Theory Tech.*, vol. 61, no. 9, pp.3225-3235, September 2013.
- [35] Maxim Integrated, *Converting S parameters from 50Ω to 75Ω impedance*, November 21, 2013. [Último acceso: Diciembre 9, 2020]. [Online]. Available: [bit.ly/3m4eQnh](https://bit.ly/3m4eQnh)
- [36] Polaiah G., Krishnamoorthy K., Kulkarni M. (2020) A Dual-Band Modified Quadrilateral Square Slotted Rectenna for RF Energy Harvesting. In: Goel N., Hasan S., Kalaichelvi V. (eds) *Modelling, Simulation and Intelligent Computing. MoSICom 2020. Lecture Notes in Electrical Engineering*, vol 659. Springer, Singapore. [https://doi.org/10.1007/978-981-15-4775-1\\_43](https://doi.org/10.1007/978-981-15-4775-1_43)

- [37] T. -. Yoo and K. Chang, "Theoretical and experimental development of 10 and 35 GHz rectennas," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 40, no. 6, pp. 1259-1266, June 1992, doi: 10.1109/22.141359.
- [38] H. Mahmoud Gamal ElDin Mohammed ElAnzeery, Mohamed Abd ElAziz Saad ElBagouri and R. Guindi, "Novel Radio Frequency Energy Harvesting model," *2012 IEEE International Power Engineering and Optimization Conference Melaka, Malaysia*, Melaka, 2012, pp. 209-213, doi: 10.1109/PEOCO.2012.6230862.
- [39] D. Wang and R. Negra, "Design of a dual-band rectifier for wireless power transmission," *2013 IEEE Wireless Power Transfer (WPT)*, Perugia, 2013, pp. 127-130, doi: 10.1109/WPT.2013.6556899.
- [40] K. Hamano, R. Tanaka, S. Yoshida, A. Miyachi, K. Nishikawa and S. Kawasaki, "Design of concurrent dual-band rectifier with harmonic signal control," *2017 IEEE MTT-S International Microwave Symposium (IMS)*, Honolulu, HI, 2017, pp. 1042-1045, doi: 10.1109/MWSYM.2017.8058771.
- [41] X. Huang, J. Wang, X. Wu and M. Liu, "A dual-band rectifier for low-power Wireless Power Transmission system," *2015 Asia-Pacific Microwave Conference (APMC)*, Nanjing, 2015, pp. 1-3, doi: 10.1109/APMC.2015.7413025.
- [42] Naresh B., V. K. Singh and V. Bhargavi, "Dual band RF energy harvester for wearable electronic technology," *2017 Third International Conference on Advances in Electrical, Electronics, Information, Communication and Bio-Informatics (AEEICB)*, Chennai, 2017, pp. 274-277, doi: 10.1109/AEEICB.2017.7972428.