

# UNIVERSIDAD TÉCNICA DE AMBATO



## FACULTAD DE INGENIERÍA EN SISTEMAS, ELECTRÓNICA E INDUSTRIAL

### MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES

---

**Tema:** Optimización del sistema de acondicionamiento para un dispositivo de captación de energía electromagnética

---

Trabajo de titulación previo a la obtención del grado Académico de

Magíster en Telecomunicaciones

Modalidad de titulación Proyecto de Desarrollo

**Autor:** Ingeniero, Ángel Darío Balarezo Jerez

**Director:** Ingeniero, Julio Enrique Cuji Rodríguez, Magíster.

Ambato-Ecuador

2021

## APROBACIÓN DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

A la Unidad Académica de Titulación de la Facultad de Ingeniería en Sistemas Electrónica e Industrial.

El Tribunal receptor de la Defensa del Trabajo de Titulación presidido por la Ingeniera Elsa Pilar Urrutia Urrutia, Magíster, e integrado por los señores: Ingeniero, Mario Geovanny García Carrillo , Magíster e Ingeniero, Carlos Diego Gordón Gallegos, PhD, designados por la Unidad Académica de Titulación de la Facultad de Ingeniería en Sistemas, Electrónica e Industrial de la Universidad Técnica de Ambato, para receptor el Trabajo de Titulación con el tema: “Optimización del sistema de acondicionamiento para un dispositivo de captación de energía electromagnética”, elaborado y presentado por el señor, Ingeniero, Ángel Darío Balarezo Jerez, para optar por el Grado Académico de Magíster en Telecomunicaciones; una vez escuchada la defensa oral del Trabajo de Titulación el Tribunal aprueba y remite el trabajo para uso y custodia en las bibliotecas de la Universidad Técnica de Ambato.

-----

Ing. Elsa Pilar Urrutia Urrutia, Mg.  
Presidente y Miembro del Tribunal de Defensa

-----

Ing. Mario Geovanny García Carrillo, Mg.  
Miembro del Tribunal de Defensa

-----

Ing. Carlos Diego Gordón Gallegos, PhD.  
Miembro del Tribunal de Defensa

## AUTORÍA DEL TRABAJO DE TITULACIÓN

La responsabilidad de las opiniones, comentarios y críticas emitidas en el Trabajo de Titulación presentado con el tema: “Optimización del sistema de acondicionamiento para un dispositivo de captación de energía electromagnética”, le corresponde exclusivamente al: Ingeniero, Ángel Darío Balarezo Jerez, Autor bajo la Dirección de: Ingeniero, Julio Enrique Cuji Rodríguez, Magíster, Director del Trabajo de Titulación; y el patrimonio intelectual a la Universidad Técnica de Ambato.

---

Ing. Ángel Darío Balarezo Jerez

**AUTOR**

---

Ing. Julio Enrique Cuji Rodríguez, Mg.

**DIRECTOR**

## DERECHOS DE AUTOR

Autorizo a la Universidad Técnica de Ambato, para que el Trabajo de Titulación, sirva como un documento disponible para su lectura, consulta y procesos de investigación, según las normas de la Institución.

Cedo los Derechos de mi Trabajo de Titulación, con fines de difusión pública, además apruebo la reproducción de este, dentro de las regulaciones de la Universidad Técnica de Ambato.

-----  
Ing. Ángel Darío Balarezo Jerez

c.c. 1803377769

# INDICE GENERAL

## Contenido

PORTADA . . . . .	i
APROBACION DEL TRABAJO DE TITULACIÓN . . . . .	ii
AUTORÍA DEL TRABAJO DE TITULACIÓN . . . . .	iii
DERECHOS DEL AUTOR . . . . .	iv
INDICE DE TABLAS . . . . .	vii
INDICE DE FIGURAS . . . . .	ix
AGRADECIMIENTO . . . . .	x
DEDICATORIA . . . . .	xi
RESUMEN EJECUTIVO . . . . .	xii
EXECUTIVE SUMMARY . . . . .	xiii
<b>1. CAPÍTULO I</b>	<b>1</b>
1.1. Introducción . . . . .	1
1.2. Justificación . . . . .	2
1.3. Objetivos . . . . .	2
1.3.1. General . . . . .	2
1.3.2. Específicos . . . . .	3
<b>2. CAPÍTULO II</b>	<b>4</b>
2.1. Estado del Arte . . . . .	4
2.2. Fundamentación Teórica . . . . .	7
2.2.1. Energía . . . . .	7
2.2.2. Energía Alternativa . . . . .	7
2.2.3. Energía Electromagnética . . . . .	8
2.2.4. Cosechadores de Energía . . . . .	9
2.2.5. Diodos . . . . .	11
2.2.6. Circuitos Rectificadores . . . . .	23
2.2.7. Multiplicadores de Voltaje . . . . .	25
2.2.8. Acoplamiento de Impedancias . . . . .	28
2.2.9. Sistemas de Almacenamiento . . . . .	29

<b>3. CAPÍTULO III</b>	<b>32</b>
3.1. Ubicación: . . . . .	32
3.2. Equipos y Materiales: . . . . .	32
3.3. Tipo de Investigación: . . . . .	32
3.4. Recolección de Información: . . . . .	33
3.5. Procesamiento de la información y análisis estadístico: . . . . .	33
3.5.1. Selección de los componentes: . . . . .	33
3.5.2. Simulaciones . . . . .	37
3.5.3. Diseño y elaboración de la PCB . . . . .	47
<b>4. CAPÍTULO IV</b>	<b>51</b>
4.1. Pruebas y Mediciones . . . . .	51
4.1.1. Pruebas del sistema sin almacenamiento . . . . .	52
4.1.2. Pruebas del sistema con capacitor de almacenamiento . . . . .	54
<b>5. CAPÍTULO V</b>	<b>61</b>
5.1. Conclusiones . . . . .	61
5.2. Recomendaciones . . . . .	61
5.3. BIBLIOGRAFÍA . . . . .	63
	<b>63</b>
5.4. ANEXOS . . . . .	66
5.4.1. HOJA DE DATOS DEL DIODO SCHOTTKY HSMS286C . . . . .	66
5.4.2. DISEÑOS DE PISTAS ELABORADOS EN PROTEUS Y ANTENAS UTILIZADAS PARA LA CAPTACIÓN DE ONDAS DE RF . . . . .	70
5.4.3. Cálculo del ancho de stubs de acoplamiento mediante herramienta Mi- crostrip Line Calculator . . . . .	72
5.4.4. Comparativa ancho de pista con diferente sustrato . . . . .	73

## INDICE DE TABLAS

1.	COMPARACIÓN DE LA POTENCIA ESTIMADA DE DIFERENTES SISTEMAS ENERGY HARVESTING [22]. . . . .	9
2.	COMPARATIVA DE COSECHADORES DE ENERGÍA . . . . .	11
3.	CARACTERÍSTICAS DE DIODOS DE UNIÓN PN, SCHOTTKY Y TÚNEL . . . . .	23
4.	TABLA COMPARATIVA DE BATERÍAS [31]. . . . .	30
5.	TIPOS DE CONDENSADORES . . . . .	31
6.	CARACTERÍSTICAS DE DIODOS SCHOTTKY UTILIZADOS EN CIRCUITOS RECOLECTORES DE ENERGÍA RF . . . . .	34
7.	IMPEDANCIA MULTIPLICADOR DE 1,2 Y 4 ETAPAS . . . . .	41
8.	VALORES DE D Y L DE LOS STUBS DE ACOPLAMIENTO DE LOS CIRCUITOS DE 1, 2 Y 4 ETAPAS . . . . .	44
9.	VOLTAJE DE SALIDA OBTENIDO CON Y SIN STUBS DE ACOPLAMIENTO . . . . .	47
10.	POTENCIA RECIBIDA Y VOLTAJE OBTENIDO POR ANTENA Y POR ETAPAS . . . . .	54
11.	VOLTAJE ALMACENADO EN CAPACITOR DE $100\mu\text{F}$ CON CADA UNA DE LAS ETAPAS Y ANTENAS . . . . .	56
12.	VOLTAJE ALMACENADO EN PILA DE 1.2V CON CADA UNA DE LAS ETAPAS Y ANTENAS . . . . .	58

## INDICE DE FIGURAS

1. Clasificación de las Energías Alternativas [32]. . . . .	8
2. Diagrama de bloques de un circuito recolector de energía [29]. . . . .	9
3. Circuito de acondicionamiento estándar [13]. . . . .	10
4. Estructura de un diodo. . . . .	11
5. Diodo de unión P-N [33]. . . . .	12
6. Polarización directa de un diodo de unión P-N [47]. . . . .	13
7. Características IV para un diodo de unión P-N. [30]. . . . .	14
8. Polarización inversa de un diodo de unión P-N [4]. . . . .	14
9. Características IV bajo una polarización inversa. [39]. . . . .	15
10. Curva característica del diodo P-N. [33]. . . . .	15
11. Características recuperación inversa de un diodo de unión P-N. a) tiempo de almacenamiento, b) tiempo de transición y c) tiempo de recuperación [3]. . . . .	16
12. Estructura de un diodo de barrera Schottky.[7]. . . . .	17
13. Región de agotamiento barrera Schottky [34]. . . . .	17
14. Unión de Schottky bajo polarización directa [34]. . . . .	18
15. Unión Schottky bajo polarización inversa [34]. . . . .	19
16. Curvas características para un diodo Schottky y un diodo convencional. [26]. . . . .	20
17. Diagrama de bandas de energía de un diodo túnel en equilibrio térmico.[13]. . . . .	21
18. Función de onda de un electrón durante el efecto túnel.[13]. . . . .	21
19. Características IV de un diodo túnel.[13]. . . . .	22
20. Circuito rectificador básico y su forma de onda.[26]. . . . .	24
21. Rectificador de media onda [41]. . . . .	24
22. Rectificador de onda completa [41]. . . . .	25
23. Rectificadores multiplicadores de tensión a) Dickson/Greinacher, b) Villard/Cockcroft-Walton [41]. . . . .	26
24. : Voltaje de salida $V_{out}$ vs RL, Villard, Dickson y Greinacher. a) 10MHz, b) 100Mhz.[40]. . . . .	27
25. : Circuitos de acoplamiento: a. Transformador; b. Red LC; c. Shunt inductor [6]. . . . .	28
26. : Circuito de acoplamiento, red T y $\pi$ . [6]. . . . .	29
27. Salida de voltaje de diodos m1) HSMS286C, m2) BAT43 y m3)1N5819, con variación de resistencia a) capacitor de 30nF y $R=100\Omega$ , b) capacitor de 30nF y $R=100K\Omega$ ,c)capacitor de 30pF y $R=100\Omega$ y d) capacitor de 30pF y $R=100K\Omega$ . . . . .	36
28. Pruebas con diodo HSMS286C con variación del valor del capacitor a) $30\eta F$ y b) $1\rho F$ . . . . .	37

29.	Resultados con variación del valor del capacitor de $30\rho F$ y $50\rho F$ . . . . .	37
30.	Circuito de captación de energía RF de a) 1 etapa, b) 2 etapas y c) 4 etapas . . . . .	38
31.	Valores de $V_{out}$ en relación a la potencia de entrada a) 30dBm y b) -12dBm, de los multiplicadores, m1) 1 etapa, m2) 2 etapas y m3) 4 etapas . . . . .	39
32.	Modelo de circuito equivalente diodo HSMS286C . . . . .	40
33.	Circuito equivalente del diodo HSMS286C, una etapa. . . . .	40
34.	Impedancia de entrada con gráfico Smith, una etapa. . . . .	41
35.	a) Distancia de stub de acoplamiento para circuito de 2 etapas. b) Longitud de stub de acoplamiento para circuito de 2 etapas. . . . .	42
36.	Resultados obtenidos en la aplicación Microstrip Line Calculator para una longitud de 27.97mm . . . . .	43
37.	a)Parámetro S del circuito de 2 etapas sin acoplamiento b) Circuito cosechador de energía RF 2 etapas con acoplamiento a $50\Omega$ y c) Parámetro S del circuito de 2 etapas con acoplamiento . . . . .	45
38.	Gráfica $V_{out}$ vs PIN con y sin stubs de acoplamiento a) 1 etapa, b) 2 etapas y c) 4 etapas. . . . .	46
39.	Layout realizado en Proteus VS placa elaborada a) 1 etapa, b) 2 etapas y c) 4 etapas . . . . .	48
40.	b)Soldado de elementos, b) placa terminada 1 etapa, c) placa terminada 2 etapas y c) placa terminada 4 etapas . . . . .	50
41.	Equipos y elementos utilizados para las pruebas a) Fuente RF de 2.4GHz y b) Materiales y elementos utilizados . . . . .	51
42.	Voltaje y potencia obtenidos a diferentes distancias de la fuente con antena log periódica y multiplicador de 4 etapas. a) 3.5m, b) 0.1m y c) 0m. . . . .	53
43.	Mediciones de voltaje almacenado en capacitor a) Circuito 4 etapas y antena log periódica b) Circuito 2 etapas y antena log periódica y c) Circuito 1 etapa y antena log periódica . . . . .	55
44.	Voltaje Almacenado en capacitor de $100\mu F$ . . . . .	56
45.	Pruebas de almacenamiento con pila, a) Circuito 1 etapa y antena log periódica y b) Circuito 1 etapa y antena espiral . . . . .	57
46.	Voltaje almacenado en pila de 1.2V a) con circuito de 1 etapa y b) con circuito de 4 etapas. . . . .	59
47.	Diseños de las placas elaboradas a) 1 etapa, b) 2 etapas y c) 4 etapas . . . . .	70
48.	Antenas utilizadas para la captación de ondas RF. Diseñado Vs Fabricado a) Antena Espiral y b) Antena Log Periódica . . . . .	71
49.	Resultados de ancho de pista destubs de acoplamiento a) 1 etapa, b) 2 etapas y c) 4 etapas . . . . .	72
50.	Resultados obtenidos con la herramienta Microstrip Line Calculator con los parámetros de un sustrato a) FR4 VS un sustrato b) ROGERS . . . . .	73

## AGRADECIMIENTO

A Dios por permitirme tener y disfrutar a mi familia, por darme la fe, la salud y la fortaleza para poder concluir este trabajo de investigación, a mi esposa por sembrar en mi un constante deseo de superación, por estar siempre a mi lado brindándome su amor, paciencia y comprensión.

Gracias.

## DEDICATORIA

Este trabajo está dedicado a mi esposa Geovanna, a mis hijos Solange y Nicolás por ser mi mayor motivación para nunca rendirme, a mis padres por ser ejemplo de superación, humildad y sacrificio. Los amo a todos.

Darío.

# UNIVERSIDAD TÉCNICA DE AMBATO

## FACULTAD DE INGENIERÍA EN SISTEMAS, ELECTRÓNICA E INDUSTRIAL

### MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES

#### TEMA:

Optimización del sistema de acondicionamiento para un dispositivo de captación de energía electromagnética.

**AUTOR:** Ing. Ángel Darío Balarezo Jerez

**DIRECTOR:** Ing. Julio Enrique Cuji Rodríguez. Mg.

#### LINEA DE INVESTIGACIÓN:

Tecnologías, Seguridad y Gestión de Redes de Comunicaciones.

**FECHA:** 23 de agosto de 2021

### RESUMEN EJECUTIVO

El acondicionamiento y almacenamiento de energía en la actualidad es muy importante para los dispositivos IOT, lograr una alta eficiencia de conversión de energía RF en energía CC es fundamental para obtener una fuente de voltaje confiable que se puede utilizar para alimentar aparatos electrónicos de baja potencia. En este trabajo se muestra que se obtiene mayor voltaje de salida al emplear una etapa de acoplamiento entre la fuente y el multiplicador de voltaje. Se diseñan e implementan multiplicadores de voltaje de 1, 2 y 4 etapas con diodos Schottky en material FR4, los mismos que se evalúan con varios modelos de diodos y capacitancias para seleccionar el de mejor desempeño. Se determina que existe un incremento de voltaje considerable a partir de -5dBm, logrando acumular hasta 4.5 Vcc de forma rápida en un capacitor electrolítico con el circuito de 4 etapas.

**Palabras Clave:** Captación de energía de radiofrecuencia (RF), diodo Schottky, multiplicador de voltaje, optimización.

# UNIVERSIDAD TÉCNICA DE AMBATO

## FACULTAD DE INGENIERÍA EN SISTEMAS, ELECTRÓNICA E INDUSTRIAL

### MAESTRÍA EN TELECOMUNICACIONES

#### THEME:

Optimization of the conditioning system for an electromagnetic energy capture device.

**AUTHOR:** Ing. Ángel Darío Balarezo Jerez

**DIRECTED BY:** Ing. Julio Enrique Cuji Rodríguez. Mg.

#### LINE OF RESEARCH:

Technologies, Security and Management of Communications Networks.

**DATE:** August 23th, 2021

### EXECUTIVE SUMMARY

Power storage and conditioning today is very important for IOT devices, achieving high efficiency of conversion of RF energy into DC energy is essential to obtain a reliable voltage source that can be used to power low-power electronic devices. In this work it is shown that a higher output voltage is obtained by using a coupling stage between the source and the voltage multiplier. 1- and 4-stage voltage multipliers are designed and implemented with Schottky diodes in FR4 material, the same ones that are evaluated with various models of diodes and capacitances to select the one with the best performance. A considerable increase in voltage is obtained from -5dBm, managing to accumulate up to 4.5 Vdc quickly in an electrolytic capacitor with the 4-stage circuit.

**Keywords:** Optimization, radio-frequency (RF) energy earvesting, schott-ky diode, voltage multiplier.

# 1. CAPÍTULO I

## EL PROBLEMA DE INVESTIGACIÓN

### 1.1. Introducción

En los últimos años, la demanda energética se ha incrementado de forma exponencial a nivel mundial, el uso de dispositivos de aplicaciones inalámbricas cada vez es mayor debido a los avances en las tecnologías modernas, el uso de baterías se ha reconocido como un factor limitante para las aplicaciones en donde se requiere que dispositivos funcionen desatendidos durante períodos de tiempo largos, además de las repercusiones ambientales que conlleva el uso de las mismas. Ante esta situación una de las principales preocupaciones a nivel mundial es hallar fuentes de energía renovables, inagotables y amigables con el medio ambiente.

La autosostenibilidad, hoy en día es una de las problemáticas más importantes en la electrónica de baja potencia para entornos inteligentes, la cosecha de energía ha estado en el foco de la comunidad de investigación en los últimos años, sin embargo pocos trabajos se han hecho sobre la recolección de energía de RF en nuestro país debido a su baja densidad energética; en varios estudios realizados los resultados preliminares indican que la energía obtenida no es suficiente para alimentar dispositivos directamente, sino que podría ser almacenado para su uso posterior.

La metodología utilizada en este trabajo para la optimización del sistema de acondicionamiento, está basada en la selección adecuada de los componentes y en la adaptación de las impedancias entre la fuente y el circuito cosechador a una frecuencia de 2.4 GHz. El sistema implementado permite verificar que con la etapa de acoplamiento se puede lograr un mejor aprovechamiento de la energía recolectada, se logra además mejorar la transmisión de potencia entre la antena y el multiplicador de voltaje, obteniendo un mayor nivel de tensión de salida.

La organización de este documento es la siguiente:

CAPÍTULO I, se presenta el problema de la demanda energética y el uso de baterías, se justifica la necesidad de optimizar el sistema de acondicionamiento de un dispositivo de captación de energía electromagnética, se plantean también los objetivos que se quiere alcanzar en el desarrollo del proyecto.

CAPÍTULO II, en antecedentes investigativos se analiza varios trabajos sobre el cosechamiento de energía RF y los resultados obtenidos, contiene la teoría, conceptos y definiciones de los elementos utilizados, además de los diseños realizados para la implementación del sistema.

CAPÍTULO III, describe la metodología utilizada paso a paso para el diseño del sistema propuesto.

CAPÍTULO IV, se presenta la construcción del sistema de acondicionamiento, las pruebas realizadas y los resultados obtenidos.

CAPÍTULO V, se redactan las conclusiones y recomendaciones de este trabajo.

## **1.2. Justificación**

La necesidad de obtener el funcionamiento a largo plazo de los dispositivos sin las limitaciones por el uso de baterías, hace que se investigue nuevas formas de recolectar la energía presente en el medio ambiente. Existen numerosas fuentes de poder de donde la recolección de energía puede beneficiarse, a nivel mundial el número de antenas transmisoras, estaciones base, teléfonos móviles, dispositivos WiFi, sigue aumentando de forma exponencial, actualmente la cantidad de radiofrecuencias es realmente abundante, las señales de RF que se encuentran en el ambiente son esencialmente energía "libre" que puede ser recolectada y convertida en energía eléctrica.

Lograr una alta eficiencia de conversión de energía RF en energía eléctrica es fundamental para obtener una fuente de voltaje confiable que se puede utilizar para alimentar aparatos electrónicos de baja potencia o cargar baterías; de este modo, se pretende disminuir el uso de baterías, esto a su vez reducirá la cantidad de este tipo de desechos que muchas veces no pasan por un proceso de reciclaje y estaremos contribuyendo a mejorar el medio ambiente.

El concepto fundamental de la recolección de energía de RF implica la utilización de señales de RF para generar energía de CC. El circuito básico de recolección de energía se compone de una antena, un circuito de adaptación, un diodo, filtros de salida y una carga de salida. Debido a la baja potencia recibida de la fuente ambiental electromagnética, la eficiencia de conversión de RF-DC debe ser relativamente alta para transferir una cantidad suficiente de energía a la salida. Por lo tanto, minimizar la pérdida de potencia en el circuito mediante la selección adecuada de diodos y la adaptación de impedancia son partes cruciales de los circuitos de recolección de energía de RF [20].

## **1.3. Objetivos**

### **1.3.1. General**

Optimizar e implementar un circuito de acondicionamiento que permita almacenar la energía proveniente de un dispositivo de captación de energía electromagnética

### **1.3.2. Específicos**

- Investigar el estado del arte y la literatura de los sistemas de acondicionamiento para dispositivos de captación de energía electromagnética.
- Desarrollar y optimizar el sistema de acondicionamiento para dispositivos de captación de energía electromagnética.
- Implementar el sistema de acondicionamiento optimizado.
- Realizar pruebas del sistema implementado e interpretar resultados

## 2. CAPÍTULO II

### ANTECEDENTES INVESTIGATIVOS

#### 2.1. Estado del Arte

El incremento continuo de tecnologías y la evolución de la sociedad traen como consecuencia un consumo energético de crecimiento constante, por lo cual la investigación de nuevos sistemas energéticos se vuelve fundamental para la sostenibilidad a corto y mediano plazo. El avance conseguido técnicamente ha logrado conseguir que se puedan capturar pequeñas cantidades de energía del ambiente y transformarlos en energía eléctrica. La cosecha de energía de una fuente natural, donde dicha fuente es esencialmente inagotable, es una alternativa cada vez más atractiva para las incómodas y costosas baterías. En los últimos años se han investigado varios diseños de antenas y rectificadores para la recolección de energía RF, sin embargo la potencia CC obtenida es limitada a niveles de entrada de potencia bajas.

Jabbar (2010), en su estudio sobre circuitos y sistemas de recolección de energía de RF para la carga de dispositivos móviles realizado en Korea, indica que la energía eléctrica generada por las técnicas de recolección de energía es generalmente menos de unos pocos milivatios. En este trabajo se presenta una forma modificada del circuito duplicador de voltaje basado en CMOS existente para lograr un aumento del 160 % en la potencia de salida sobre los circuitos tradicionales. Los circuitos como el multiplicador de voltaje de Villard se utilizan para rectificar el voltaje de entrada, al emplear múltiples etapas se puede obtener el voltaje de salida requerido, en este trabajo se simula utilizando los transistores como diodos para implementar el circuito en circuitos integrados basados en CMOS. El circuito muestra una potencia de salida mejorada que el circuito CMOS tradicional, se concluye que esta técnica puede ser útil para cargar teléfonos móviles al colocarlos junto a teléfonos cargados [17].

Nintanavongsa et al.(2012), en su investigación para la optimización del diseño e implementación de circuitos de recolección de energía de RF realizado en Boston USA; propone un circuito de recolección de energía de dos etapas, el primero es más receptivo en las regiones de baja potencia de entrada, mientras que el segundo es más adecuado para un rango de potencia más alto. El objetivo es maximizar la eficiencia del módulo de recolección de energía en todo el rango de -20 a 20dBm, cada etapa es un multiplicador de voltaje modificado fabricado en una placa de circuito impreso, se realizan simulaciones en condiciones ideales y no ideales para identificar el límite superior de la eficiencia alcanzable. Los experimentos revelan una mejora de aproximadamente el 100 % sobre otros diseños existentes en el

rango de potencia de 20 a 7dBm. Se concluye que, con un diseño y optimización simple, el prototipo puede producir casi el doble de la eficiencia que la de un importante circuito de recolección de energía disponible en el mercado en el rango de baja potencia incidente [29].

En [15] se desarrolla un sistema de carga de batería inalámbrico que utiliza la recolección de energía de radiofrecuencia; en donde se plantea como objetivo, determinar si es posible capturar suficiente energía en un teléfono celular para cargar la batería, se realizó un intento capturando energía de RF a 915MHz, 4mV/seg tiempo de carga por referencia. El circuito que se eligió para ser utilizado está hecho de etapas de duplicadores de voltaje centrándose en el diodo Schottky HSMS-2820 de Agilent, luego de las simulaciones se determinó que la capacitancia de salida no tiene un efecto sobre el voltaje de salida; tener capacitancias de etapa iguales funciona principalmente igual, si no mejor, que la capacitancia de etapa variada. Los resultados experimentales muestran que, si bien no se pudo cargar la batería de un teléfono celular mientras estaba dentro del teléfono utilizando una fuente de RF inalámbrica, se logró cargar la batería mientras el teléfono está en su soporte.

En el trabajo de investigación [21] realizado en Francia, se plantean el objetivo de desarrollar un sistema autónomo que permita la recolección de energía térmica y el almacenamiento de energía en el rango de microvatios. Se utilizó un convertidor de RF que está compuesto por un limitador, un rectificador y un lazo de control para proporcionar una salida de CC estabilizada, la energía recolectada es almacenada en una micro-batería. Para lograr un consumo de energía ultra bajo, un comparador se activa periódicamente, solo por un segundo cada hora y media. Se obtuvo un 78 % de eficiencia en la administración de la fuente de alimentación y la unidad de carga de microbatería con una corriente de carga de  $27\mu\text{A}$  y un consumo de corriente de reserva de  $12\rho\text{A}$ , de este modo, se logró un micro-sistema totalmente autónomo que permite la recolección de energía térmica, el monitoreo de energía en el rango  $\eta\text{W}$  y el almacenamiento de energía en el rango  $\mu\text{W}$ .

La investigación sobre un esquema de integración para la recolección de energía de RF realizada en [46] en Holanda, se aborda el desafío de implementar un esquema de recolección de energía acorde a las potencias de transmisión reguladas en Europa. El trabajo consistió en tener una antena receptora de  $50\Omega$ , para la frecuencia de 868.3MHz radiando una potencia de -20dBm a una distancia de 10 metros, conectada a un circuito resonante que a su vez alimenta el rectificador para su conversión a CC y por último pasar dicha energía al almacenamiento final, que puede ser una batería o un aparato electrónico de baja potencia. Las pruebas de toda la circuitería las implementaron en una tecnología de Silicón y Vidrio, los resultados preliminares indican que la energía obtenida no es suficiente

para alimentar dispositivos directamente, sino que podría ser almacenado para su uso posterior.

En [38], los investigadores realizan un circuito de rectificación de banda doble para la captación de energía RF. Los resultados muestran los voltajes de salida de CC son de 6,7V para la simulación, mientras que para la medición, el resultado de salida es de 5,2V con una señal de entrada de 20dBm a frecuencias de 2,45GHz y 1,8GHz. El sistema de acondicionamiento es desarrollado con un circuito de adaptación de impedancia de un solo stub, combinador de potencia Wilkinson de múltiples etapas y duplicador de voltaje para implementar la operación de doble banda.

En [43], se desarrolla una rectena de banda ancha de alta eficiencia para la recolección de energía inalámbrica ambiental en la banda de frecuencia de 1.8 a 2.5GHz, en donde el sistema de acondicionamiento contiene un circuito de adaptación de impedancia de dos ramales para mejorar el rendimiento de la rectena a un nivel de potencia de entrada ambiental relativamente bajo. El voltaje de salida medido fue de alrededor de 250-300mV con lo cual se demostró que la potencia de CC obtenida es más alta que los niveles de potencia incidente, debido principalmente a que la rectena tiene un ancho de banda amplio y se ha combinado la potencia recibida en su banda en potencia de CC a una frecuencia específica.

La implementación de un circuito rectificador de banda ancha de conmutación rápida para la futura recolección de energía de RF se realiza en [2], se diseña una nueva topología de circuito rectificador con troncales de emparejamiento de pares, los cuales están interconectados con un divisor de potencia para lograr un buen ancho de banda, conmutación rápida y alta eficiencia. Los resultados simulados demuestran que el voltaje de salida máximo es 2,13V con una potencia de entrada de -5dBm, lo que fácilmente podría alimentar suficientemente las redes de sensores inalámbricos (WSN) y otros dispositivos pequeños.

Los investigadores en [10] destacan la importancia de hacer coincidir las impedancias de la antena y del circuito de conversión de energía, para el desarrollo de la optimización de las etapas de duplicación de voltaje en un módulo convertidor de RF-CC para la recolección de energía en la banda de 900MHz. El diseño se basa en el circuito duplicador de voltaje de Villard de 7 etapas, la simulación y la medición se llevaron a cabo para varios niveles de potencia de entrada en la banda de frecuencia especificada. Los resultados muestran que para una señal incidente equivalente de -40dBm, el circuito puede producir 3 mV en una carga de 100k $\Omega$ , y que hay un factor de multiplicación de 22 a 0dBm y produce un voltaje de salida de CC de 5.0V en la medición.

En [27] los investigadores presentan el diseño y caracterización de un sistema completo de cosechamiento de energía mediante RF y Microondas. El circuito

propuesto emplea un multiplicador de voltaje del tipo Villard de 4 etapas y es acoplado con la antena mediante un acoplador de impedancias, los resultados demuestran que se obtiene 5.69mV a una potencia de entrada de -30dB con una resistencia de carga de 85k $\Omega$ .

En la tesis de maestría desarrollada en [13], el autor implementa un recolector de energía de RF basado en un multiplicador de voltaje Cockcroft-Walton de onda completa de seis etapas con diodos BAT85. El estudio se centra en un análisis de las impedancias de entrada y de salida del multiplicador, puesto que un desacople de impedancias origina la pérdida de energía y por consiguiente un desempeño deficiente.

## **2.2. Fundamentación Teórica**

### **2.2.1. Energía**

La energía se define como la capacidad de hacer funcionar las cosas, la clasificación más amplia de la misma es en renovables y no renovables. Las energías no renovables se encuentran en cantidades limitadas en la naturaleza, tal que la cantidad total disponible es cada vez menor y su posibilidad de reposición remota; la energía renovable conocida también como energía alternativa es aquella que se obtiene de recursos naturales virtualmente inagotables o capaces de renovarse ilimitadamente [32], es en este tipo de energía que esta basado este trabajo.

### **2.2.2. Energía Alternativa**

La energía alternativa es aquella que se obtiene de fuentes naturales que pueden proporcionar energía de forma indefinida, ya sea por su capacidad de regeneración o por que contienen una gran cantidad de energía que virtualmente se considera inagotable.

El principal objetivo de usar estas fuentes, es el de obtener energía limpia; actualmente la mayor parte de la energía que se consume en el mundo proviene de fuentes no renovables, lo cual está causando un grave impacto en el calentamiento global. La matriz energética actual en el Estado ecuatoriano se basa básicamente en energía renovable con una contribución del 49.67 %, la energía hidráulica tiene su mayor contribución con un 47.68 % [8]; por lo cual actualmente el Ecuador es considerado como líder en energía renovable. En la figura1 se muestra la clasificación de las energías alternativas.

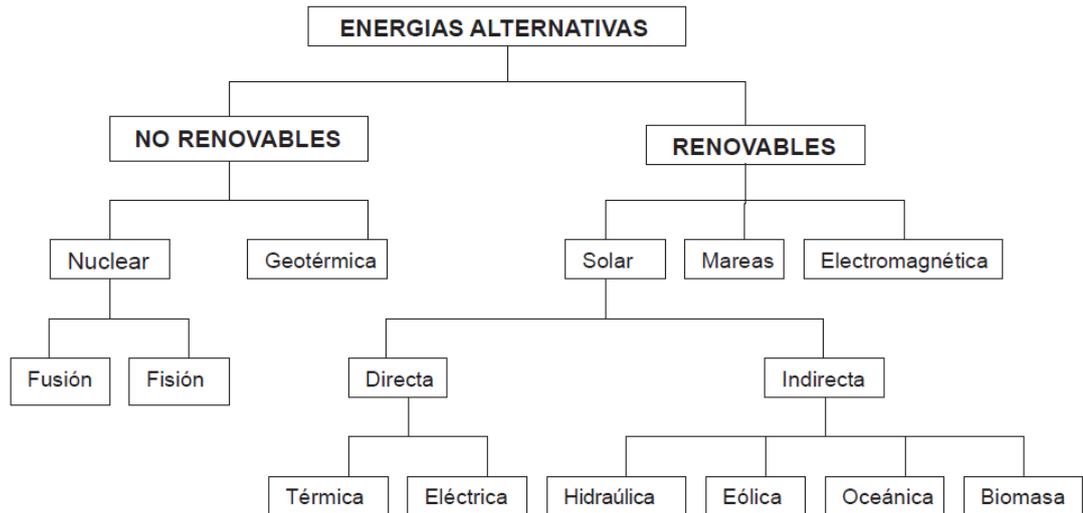


Fig. 1: Clasificación de las Energías Alternativas [32].

### 2.2.3. Energía Electromagnética

La energía electromagnética es la cantidad de energía almacenada en una región del espacio que podemos atribuir a la presencia de un campo electromagnético, y que se expresará en función de las intensidades del campo magnético y campo eléctrico que se propagan a través del espacio y se trasladan a la velocidad de la luz.

El estudio del campo electromagnético supuso la introducción de la energía propia del campo libre y su transferencia por medio de la radiación. [42], las ondas al moverse a través del espacio transmiten energía. La energía electromagnética disponible en el medio ambiente tiene un rango de espectro muy amplio, el espectro de potencia de las señales en el entorno se distribuye principalmente en las bandas de comunicación inalámbricas como TV, GSM, LTE y Wi-Fi con una densidad de potencia típica de  $2\mu W/m^2 - 10mW/m^2$  hasta ahora [22].

En la tabla 1, se puede observar un análisis comparativo de la potencia obtenida según la técnica de energy harvesting y ambiente de aplicación.

Tabla 1: COMPARACIÓN DE LA POTENCIA ESTIMADA DE DIFERENTES SISTEMAS ENERGY HARVESTING [22].

Fuente	Potencia	Método
Solar	100 mW/cm <sup>2</sup>	Panel Solar
	56 mW	Combinación de una celda solar con una Rectenna
Térmica	150 mW	ZigBee
	6 W	Efecto Seebeck
Mecánica	14,17 $\mu$ W	Vibración de una persona corriendo durante una hora
	1,38 $\mu$ W	Vibración a 200 Hz
	55 mW	Aspas eólicas de 0.025 m <sup>2</sup> con generador piezo eléctrico
	5 mW/cm <sup>2</sup>	Velocidad de viento de 9 m/s
RF	5.5 $\mu$ W	Con 902-928 MHz a 15 m
	60 $\mu$ W	Con 674-680 MHz a 4.1 Km en Torre de Telecomunicaciones.
	6 nW/cm <sup>2</sup>	WIFI (2400-2500 MHz)

#### 2.2.4. Cosechadores de Energía

Los métodos principales para la recolección de energía son piezoeléctrico, electrostático, fotovoltaico y electromagnético, la eficiencia en la recolección depende del tipo de recolector y del sistema de cosecha de energía que se utilice. Los circuitos mediante los cuales se recolecta la energía deben ser autosustentables capaces de recolectar, procesar, almacenar y aplicar las pequeñas cantidades de energía libres en el medio ambiente. Dichos sistemas se componen generalmente por 4 etapas: el recolector, que depende de la fuente de energía; el control, que se encarga de convertir la energía recibida y regularla para enviarla hacia el almacenador; el almacenador es en donde se acumula la energía entregada por el control y la aplicación es la carga que hace uso de la energía obtenida del medio ambiente. En la figura 2 se muestra un diagrama general a bloques de un circuito de cosecha de energía [36].

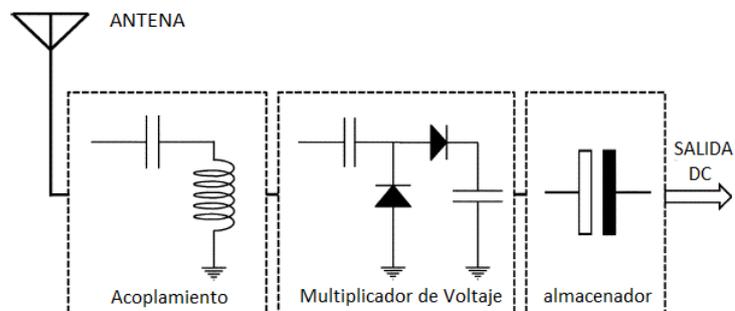


Fig. 2: Diagrama de bloques de un circuito recolector de energía [29].

Los avances en el campo de los microcontroladores han contribuido para que se reduzca las necesidades de potencia eléctrica, lo cual conlleva a pensar que los circuitos de baja potencia pueden ser autosustentables mediante la implementación de cosechadores de energía.

Las ondas electromagnéticas son fuente de energía AC, la constante evolución de la tecnología inalámbrica ha ocasionado que el tráfico móvil crezca exponencialmente, por lo que se considera como una fuente cada vez mas atractiva para las aplicaciones de bajo consumo. El sistema de acondicionamiento debe ser capaz de rectificar y regular apropiadamente las señales recibidas por los dispositivos de captación de energía electromagnética en energía eléctrica DC, aumentar el nivel de voltaje y transferir la máxima potencia hacia la carga mediante la adaptación de impedancias, ya sea para su almacenamiento o la aplicación directa;

En la figura 3 se presenta un circuito estándar convertidor AC-DC, en donde se hace uso de un puente rectificador de diodos de onda completa y de un condensador para almacenar la energía rectificada, por lo general se suele colocar otro convertidor DC-DC para regular el voltaje.

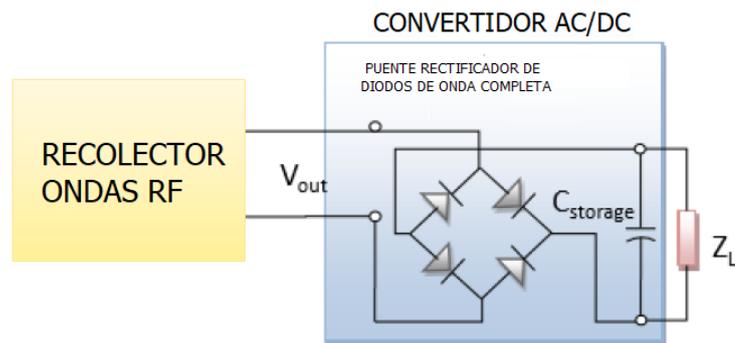


Fig. 3: Circuito de acondicionamiento estándar [13].

La etapa mas importante de los cosechadores de energía es el convertidor AC-DC, debido a que es donde se implementa el multiplicador para incrementar el voltaje de salida, la eficiencia del conversor AC-DC queda determinada por los capacitores y diodos que constituyen dicho sistema, actualmente están desarrollados a partir de diodos de unión P-N o barreras Schottky y debido a sus bajos voltajes de operación y capacitancias parásitas solamente pueden utilizarse para el cosechado de energía RF en la región de medias a bajas [13].

La baja corriente continua que se logra obtener de las señales de Radio Frecuencia conlleva al desafío de investigar nuevas técnicas en el diseño de circuitos de recolección de energía RF, como se indica en el apartado 2.1 de este trabajo, en el transcurso de los años se han desarrollado varios prototipos, los mismos que se

han probado con varios tipos de diodos, capacitores y etapas de multiplicación. En la tabla 2 se presenta una comparativa de los resultados obtenidos en este trabajo de investigación con los resultados obtenidos en estudios anteriores.

Tabla 2: COMPARATIVA DE COSECHADORES DE ENERGÍA .

Referencia	Diodo	Etapas del Multiplicador	Frecuencia de Operación (GHz)	Potencia de Entrada (dBm)	Voltaje de salida (VDC)
[38]	HSMS286B	2	1,8 - 2,45	-20 a 20	0,058 - 6,75
[43]	SMS7630	2	1,8 - 2,5	-35 a -10	0,250 - 0,300
[2]	SMS7630	3	1,8 - 2,4	-30 a 20	0,125 - 3,75
[17]	HSMS2820	3	0,4 y 2,4	-10 a 5	0,2 - 1,5
[29]	HSMS2852	7	0,915	-20 a 20	2 - 25
[10]	HSMS2850	7	0,945	-40 a 5	2,12 - 5
[27]	HSMS285C	4	0,915	-50 a -30	1,115 - 5,69
[13]	BAT85	6	0,0905	13	5,4
ESTE TRABAJO	HSMS286C	1	2,4	-30 a 30	0,246 - 6,774
		2			0,374 - 13,558
		4			0,412 - 26,926

Elaborado por: El Investigador

### 2.2.5. Diodos

El diodo es un semiconductor que básicamente actúa como un interruptor, está compuesto de dos terminales (Ánodo y Cátodo) y permite el flujo de corriente a través de él en una sola dirección, es considerado como un elemento no lineal por la relación inversamente proporcional entre la tensión y la corriente, ofrece una baja resistencia del orden de los  $m\Omega$  en una polarización y del orden de los  $G\Omega$  en la otra. [25]. Para este proyecto nos resulta de mayor interés los diodos de unión p-n, los diodos Schottky y los diodos túnel.

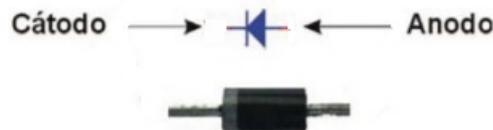


Fig. 4: Estructura de un diodo.

**2.2.5.1 Diodos de unión P-N** Un diodo de unión P-N es aquel que se forma cuando unen un semiconductor tipo-P con uno tipo-N con la intención de formar una sola pieza. En la sección P, los huecos son los portadores mayoritarios, mientras que en la sección N los electrones son los portadores mayoritarios. Si las regiones de tipo N y P están hechas del mismo material semiconductor, la unión

es una homojunción; si los materiales semiconductores son diferentes, la unión es una heterojunción.

Debido a la alta concentración de diferentes tipos de portadores de carga en las dos secciones, los huecos de la región P se difunden en la región N y los electrones de la región N se difunden en la región P. En ambos casos, cuando un electrón se encuentra con un hueco, uno cancela el efecto de la otra y como resultado una capa delgada en la unión se vuelve carente de portadores de carga. A esto denominamos capa o región de agotamiento o zona de carga espacial (Z.C.E) [33], como se ilustra en la figura 5.

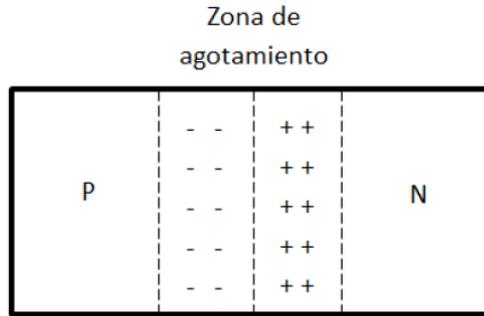


Fig. 5: Diodo de unión P-N [33].

El área constituida por cargas opuestas produce un campo eléctrico a lo largo de la unión P-N dificultando la difusión de portadores adicionales, por consiguiente las cercanías a dicha unión se empobrecen de estos, por lo cual a esa región se le conoce como zona de agotamiento [3]. Debido a lo antes mencionado se sabe que no hay un flujo de corriente a través de la unión y el sistema se encuentra en equilibrio. Por lo general, la zona de agotamiento es del orden de  $0.5\mu\text{m}$  de ancho para este tipo de diodos y esta puede ser calculada de la siguiente manera:

$$W = \left[ \frac{2\epsilon_0\epsilon_r\phi_b}{q} \left( \frac{N_A + N_D}{N_A N_D} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \quad (1)$$

Donde  $\epsilon_r$  es la permitividad relativa,  $\epsilon_0$  es la permitividad en el vacío,  $N_A$  y  $N_D$  son la cantidad de impurezas en las regiones tipo -p y tipo -n respectivamente y  $\phi_b$  es la barrera de potencial.

**2.2.5.1.1 Barrera de Potencial** La barrera de potencial es una tensión que se encuentra entre los extremos de la zona de carga. Esta tensión es la diferencia de potencial entre los iones de la unión y tiene un valor aproximado de 0,7V. También es conocida como tensión de umbral o tensión de codo [4]. Los dipolos que son parejas de iones positivos y negativos poseen un campo eléctrico entre los iones positivos y negativos, cuando un electrón libre ingresa a la zona de carga espacial,

este campo eléctrico intenta retornarlos al cristal N. La intensidad del campo eléctrico aumenta con cada electrón que pasa hasta alcanzar el equilibrio [33]. Cuando la corriente supera la tensión de umbral esta crece de forma exponencial y por debajo de esta tensión es prácticamente nula.

**2.2.5.1.2 Polarización Directa** La polarización directa se da cuando se conecta el lado positivo de la fuente en el lado P y el negativo en el lado N como se ilustra en la figura 6, Cuando se da este caso los huecos positivos que están en la sección P son repelidos por el polo positivo de la batería hacia la unión P-N, se tiene un comportamiento similar sobre el lado N, donde los electrones negativos del lado N son repelidos por el polo negativo de la batería hacia la unión P-N, todo este proceso transcurre al mismo tiempo en ambos lados [47].

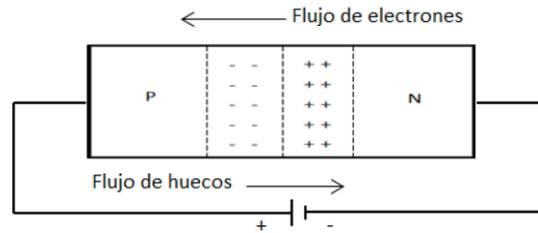


Fig. 6: Polarización directa de un diodo de unión P-N [47].

Operando bajo la polarización directa el diodo exhibe características específicas de voltaje y corriente, como se observa en la figura 7. Conforme se inicia el incremento de voltaje (V), la corriente (I) es cero, a razón de la barrera de potencial que impide el flujo de los portadores de carga [30]. Sin embargo, cuando V supera la barrera de potencial ( $\phi_b$ ) la unión desaparece completamente y los pares electrón-hueco comienzan a fluir, resultando en un incremento abrupto de la corriente que puede determinarse a partir de la siguiente ecuación:

$$I = I_0 \left( e^{\left(\frac{V}{\eta V_T}\right)} - 1 \right) \quad (2)$$

Donde,  $I_0$  es la corriente de saturación,  $\eta$  es el coeficiente de emisión y  $V_T$  es el voltaje térmico. El voltaje térmico se define como  $V_T = \frac{K_B T}{q}$ , donde  $K_B$  es la constante de Boltzmann, T es la temperatura de la unión, y q es la carga del electrón.

**2.2.5.1.3 Polarización Inversa** En la polarización inversa se conecta el lado negativo de la fuente en la sección P y el positivo en el lado N, en este tipo de polarización el terminal negativo de la fuente llama a los huecos y el positivo a los electrones libres, en este caso los huecos y electrones se alejan y la zona de carga espacial se agranda. A mayor tamaño de la zona de carga espacial, mayor

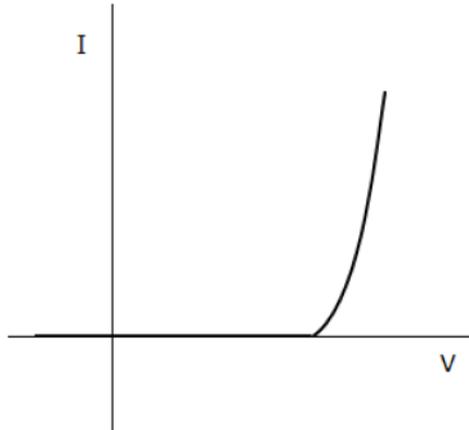


Fig. 7: Características IV para un diodo de unión P-N. [30].

es su diferencia de potencial, esta zona deja de aumentar cuando alcanza un valor igual al de la tensión inversa aplicada, solo ahí los electrones y huecos dejan de separarse de la unión [4].

Cuando se opera con polarización inversa el flujo de huecos y electrones ocurre en sentido opuesto, como se muestra en la figura 8, ocasionando que el ancho de la región de agotamiento aumente ya que se ve empobrecida de portadores de carga. Por lo tanto, la barrera de potencial resultante se incrementa impidiendo el flujo de portadores en ambas direcciones y por consiguiente se espera que no exista flujo de corriente [13].

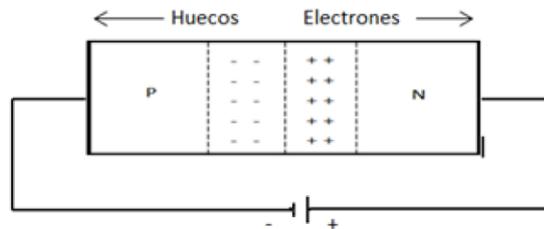


Fig. 8: Polarización inversa de un diodo de unión P-N [4].

Cuando se aplican valores elevados de tensión inversa, los electrones libres situados en la región tipo-N se mueven con una velocidad lo suficientemente alta para desprender electrones de valencia, y a su vez estos electrones liberados desprenden más electrones. Así, un gran número de electrones libres es generado y pueden ser considerados como una avalancha de electrones donde la intensidad inversa adquiere valores considerables, como se ilustra en la figura 9. El voltaje al cual se lleva a cabo este fenómeno se le conoce como voltaje de ruptura [39].

**2.2.5.1.4 Curva característica del diodo P-N.** La curva característica de un diodo p-n se muestra en la figura 10, es aquella donde se plasma el compor-

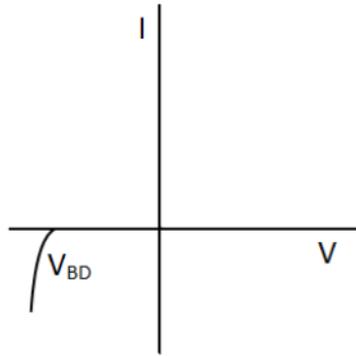


Fig. 9: Características IV bajo una polarización inversa. [39].

tamiento del diodo, ya sea que esté polarizado en directa o en inversa. En esta curva se pueden observar dos regiones de conducción distintas. Para condiciones de polarización menores al voltaje de umbral del diodo ( $V_t$ ), el dispositivo se comporta como un circuito abierto (no conduce), y por encima de este potencial se comporta como un circuito cerrado con una resistencia eléctrica muy pequeña. Para voltajes de polarización inversa, en los dispositivos reales, el diodo puede alcanzar la región de ruptura. En estas condiciones la corriente inversa se incrementa debido a diferentes fenómenos, por ejemplo el fenómeno de avalancha.  $I_{max}$  representa la corriente máxima que puede conducir el diodo en polarización directa sin sufrir daños,  $I_S$  es la corriente de polarización inversa del diodo y  $V_r$  representa la tensión de polarización inversa de ruptura [33].

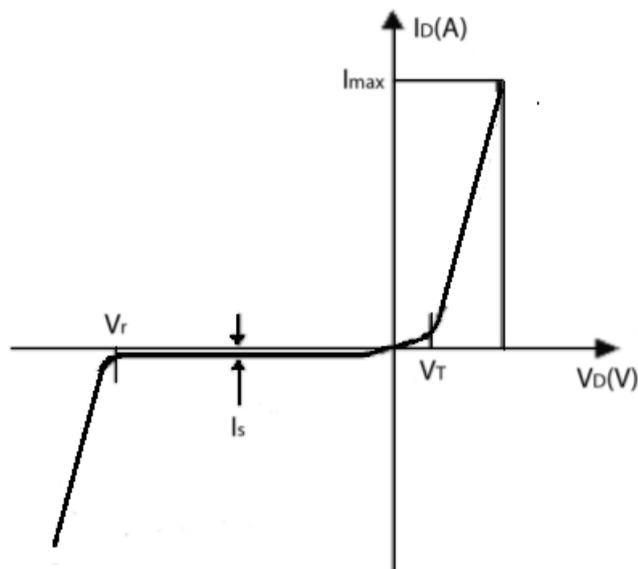


Fig. 10: Curva característica del diodo P-N. [33].

### 2.2.5.1.5 Tiempos de respuesta El cambio de la polarización en un diodo

de directa a inversa o viceversa, ocasiona que la corriente tenga que volver a su estado estacionario, lo cual le toma una cierta cantidad de tiempo que debe ser considerado al momento de diseñar circuitos.

El tiempo de recuperación directa por lo general tiene valores pequeños que no generan inconvenientes, en la polarización inversa se requiere un tiempo para que los portadores minoritarios regresen a su región de origen, este tiempo es conocido como tiempo de almacenamiento ( $t_s$ ). Eventualmente, cuando esta fase de tiempo de almacenamiento haya terminado va a disminuir la corriente hasta niveles asociados con el estado de no conducción, el tiempo que dura esta segunda fase es conocido como tiempo de transición  $t_t$ . Por consiguiente el tiempo de recuperación inversa es la suma de ambos intervalos  $t_{rr} = t_s + t_t$  [3], como se puede apreciar en la figura 11.

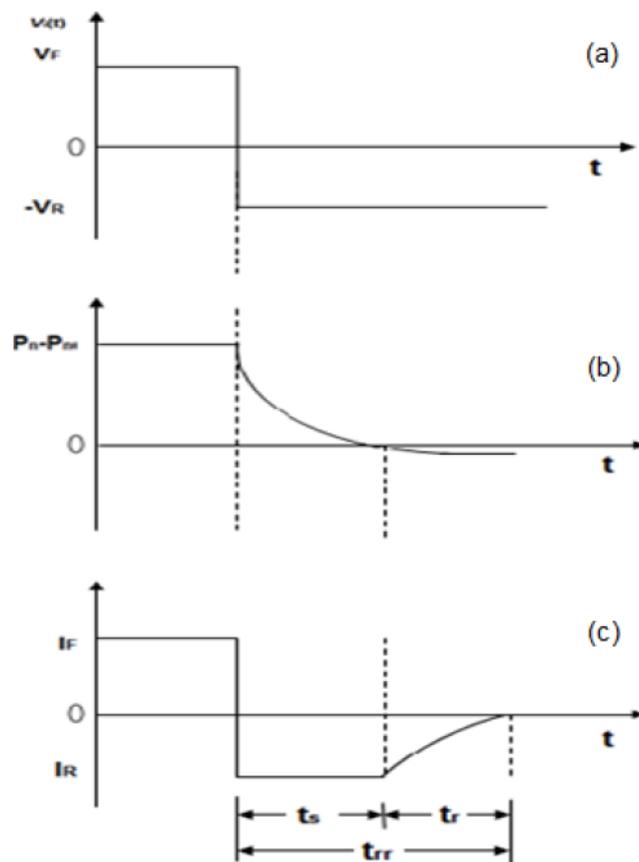


Fig. 11: Características recuperación inversa de un diodo de unión P-N. a) tiempo de almacenamiento, b) tiempo de transición y c) tiempo de recuperación [3].

Este tiempo de recuperación inversa que se presenta en los diodos de unión P-N es una desventaja para aplicaciones de alta respuesta, sin embargo existen dispositivos como los diodos Schottky que permiten disminuir este tiempo de respuesta y que presentan algunas ventajas frente a los diodos de unión P-N.

**2.2.5.2 Diodos Schottky** Este dispositivo se fabrica mediante la unión de un material semiconductor con un metal, el semiconductor puede ser tanto tipo-p como tipo-n. En la figura 12 se muestra la estructura de este dispositivo utilizando un semiconductor tipo-n donde vale la pena resaltar que a diferencia de lo que se presenta en los diodos convencionales ambos materiales que constituyen la barrera Schottky tienen como portador mayoritario al electrón.

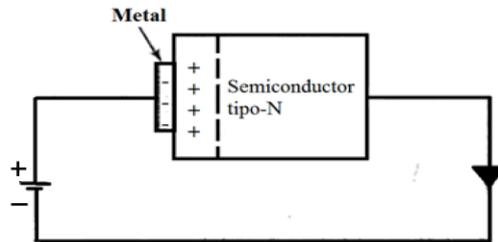


Fig. 12: Estructura de un diodo de barrera Schottky.[7].

Para el caso de un semiconductor tipo N, la barrera Schottky tiene lugar cuando la energía necesaria para eyectar un electrón inmediatamente fuera de la superficie del sólido (función trabajo,  $\phi_m$ ) en el metal, es mayor a la energía requerida para introducir un electrón (afinidad electrónica,  $X_s$ ) en el material semiconductor [7], como se expresa de forma simple en los términos de la siguiente ecuación:

$$\phi_m > X_s \quad (3)$$

Debido a la baja densidad de carga en el lado del semiconductor, los electrones se eliminan no solo de la superficie sino también de una cierta profundidad dentro del semiconductor, formándose una región de agotamiento dentro del semiconductor como se muestra en la figura 13, [34]. Cabe mencionar que en la barrera Schottky la zona de agotamiento sólo se origina en el material semiconductor.

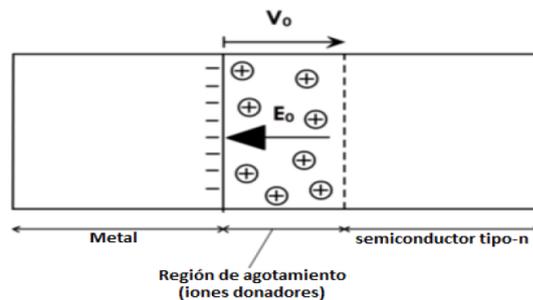


Fig. 13: Región de agotamiento barrera Schottky [34].

**2.2.5.2.1 Polarización Directa** En polarización directa el terminal positivo se conecta al metal y el terminal negativo se conecta al semiconductor, lo que

provoca que la barrera de potencial se vea disminuida y el nivel de Fermi del semiconductor se incremente generando una zona de agotamiento mas angosta que favorece el flujo de los portadores [13], tal como se ilustra en la figura 14

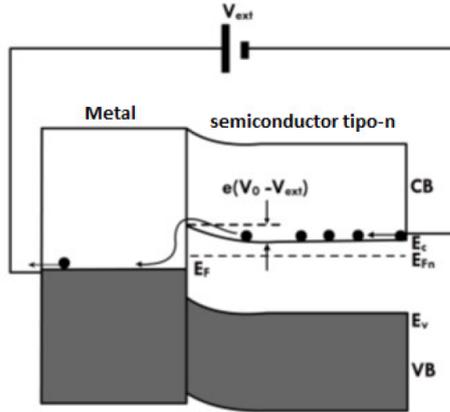


Fig. 14: Unión de Schottky bajo polarización directa [34].

Los electrones inyectados desde el circuito externo en el semiconductor de tipo N tienen una barrera menor que superar antes de llegar al metal, esto conduce a una corriente en el circuito que aumenta con el aumento del potencial externo.

La corriente en un diodo Schottky con polarización directa viene dada por:

$$J = J_0 [\exp(eV/k_B T) - 1] \quad (4)$$

donde  $J$  es la densidad de corriente para un potencial aplicado  $V$ .  $J_0$  es una constante y depende de la barrera Schottky ( $\phi_B$ ) para el sistema y su expresión es:

$$J_0 = AT^2 \exp(-\phi_B/k_B T) \quad (5)$$

donde  $A$  es la constante de Richardson para la emisión termoiónica y es una propiedad del material. La ecuación 5 muestra que la corriente aumenta exponencialmente con el potencial aplicado [34].

**2.2.5.2.2 Polarización inversa** En polarización inversa el terminal positivo se conecta al semiconductor y el terminal negativo se conecta al metal, lo que provoca que la barrera de potencial del semiconductor aumente y que el material metálico obtenga aún más electrones generando una zona de agotamiento mas ancha [13], el flujo de electrones ahora es del metal al semiconductor y la barrera para esto está dada por la barrera Schottky ( $\phi_B$ ). Entonces hay una corriente constante en polarización inversa, cuya magnitud es igual a  $J_0$  [34].

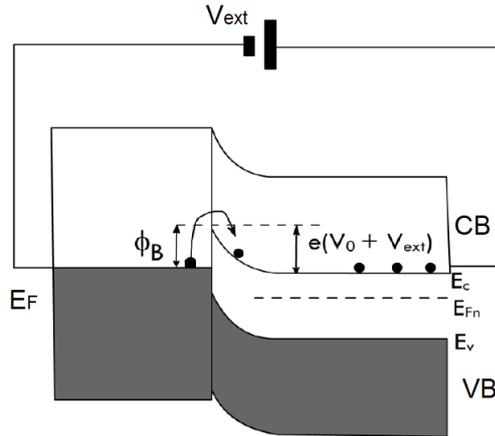


Fig. 15: Unión Schottky bajo polarización inversa [34] .

Por consiguiente, el número de electrones que se difunden desde el semiconductor hacia el metal es ahora más grande que el número de electrones que se jalan del metal hacia el semiconductor dando como resultado una corriente positiva que circula por el dispositivo.

**2.2.5.2.3 Curva característica del diodo Schottky** Las curvas características para un dispositivo de barrera Schottky son muy similares a las que exhiben los diodos convencionales. Sin embargo, se encuentran algunas diferencias la cuales marcan ciertas ventajas de estos sobre los diodos convencionales. Por ejemplo, lo más destacado a simple vista en la figura 16 es el encendido del dispositivo, podemos observar como para los diodos Schottky se requiere un menor voltaje para que el dispositivo entre en funcionamiento. Esto se debe principalmente a que la zona de agotamiento en los diodos Schottky es menor comparada con la de los diodos convencionales por lo cual se favorece más el transporte de carga. Además, similar a lo que ocurre en los diodos de unión P-N bajo una polarización inversa la corriente se debe principalmente a los electrones excitados térmicamente. No obstante, es posible observar que el voltaje de ruptura para estos dispositivos se presenta en valores menores que en los diodos convencionales pero dicha característica presenta una desventaja porque esto hace que el dispositivo sea más sensible [13].

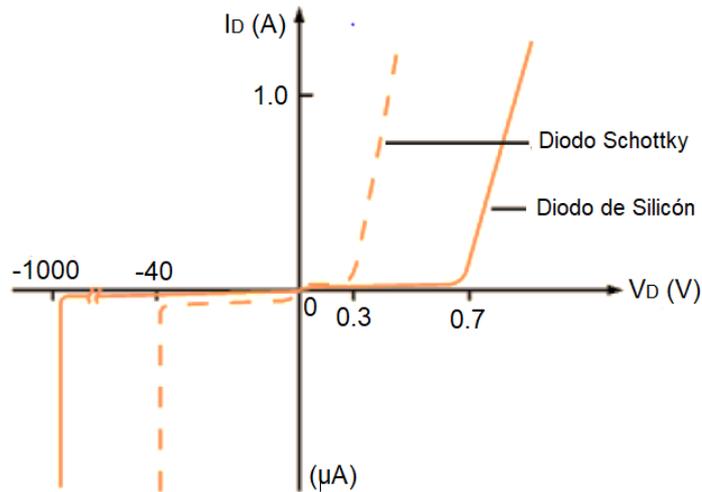


Fig. 16: Curvas características para un diodo Schottky y un diodo convencional. [26].

El diodo Schottky se conoce también como dispositivo de portadores mayoritarios. Esto le da grandes ventajas en términos de velocidad, ya que no depende de la recombinación de electrones y huecos cuando entran en regiones opuestas, como sucede en el caso del diodo convencional. Al hacer los dispositivos más pequeños, las constantes temporales del tipo RC pueden reducirse, haciendo que estos diodos sean un orden de magnitud más rápidos que los diodos de unión P-N. Este factor resulta ser la primera razón por la que son ampliamente utilizados en aplicaciones de radiofrecuencia, microondas y milimétricas. [28].

**2.2.5.3 Diodos Túnel** El físico japonés Leo Esaki fue quien descubrió los diodos túnel en el año de 1958, dicho descubrimiento lo obtuvo provocando un alto dopaje sobre materiales semiconductores, las altas concentraciones de impurezas generaron una zona de agotamiento mucho más pequeña de la obtenida en los diodos de unión p-n. Por lo general con esa cantidad de impurezas el ancho de la zona de agotamiento se encuentra alrededor de los 10 nanómetros. En la figura 17 se observa el diagrama de bandas correspondiente a los diodos túnel cuando se encuentran bajo un equilibrio térmico. En caso contrario a lo que ocurre con los diodos previamente mencionados en los diodos túnel no es necesario que los electrones superen la barrera energética para generar una corriente, es decir, los electrones ubicados en la banda de conducción del semiconductor tipo-n puede atravesar la zona de agotamiento y ocupar los espacios disponibles de la banda de valencia del semiconductor tipo-p, a este fenómeno se le conoce como efecto túnel [13].

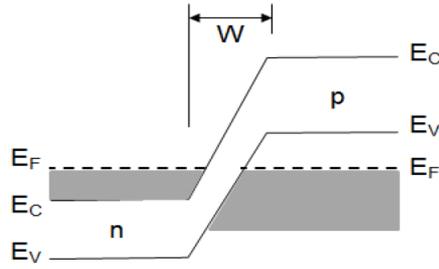


Fig. 17: Diagrama de bandas de energía de un diodo túnel en equilibrio térmico.[13].

A causa de dicho efecto estos dispositivos son capaces de operar en frecuencias en el orden de Giga Hertz o hasta Tera Hertz [12] convirtiendo al diodo túnel en un dispositivo con mayor potencial. Por el hecho de que el transporte de carga en estos diodos se vea dominado por el efecto túnel.

**2.2.5.3.1 Efecto Túnel** El efecto túnel es un fenómeno mecánico-cuántico. En la mecánica clásica, los portadores están completamente confinados por barreras de potencial, únicamente aquellos portadores con un exceso de energía superior al de las barreras energéticas podrán escapar. En la mecánica cuántica un electrón puede ser representado por su función de onda. La función de onda no decae abruptamente al encontrarse con las barreras de potencial que cuentan con una altura finita, por lo tanto dicha función de onda puede penetrar la barrera y atravesarla, tal como se muestra en la figura 18. Entonces, la probabilidad para que un electrón pase a través de una barrera energética con altura y ancho finitos mediante el efecto túnel no será de cero [13].

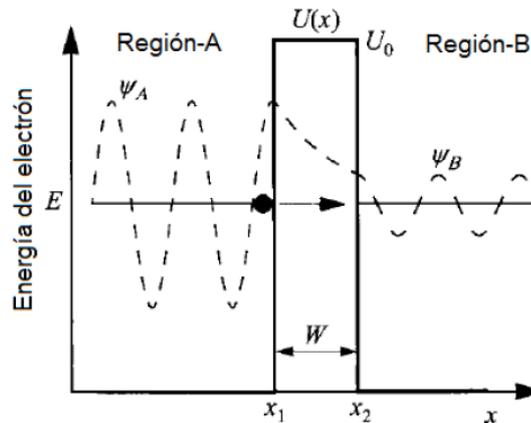


Fig. 18: Función de onda de un electrón durante el efecto túnel.[13].

**2.2.5.3.2 Características del Diodo Túnel** Las características previamente mencionadas ocasionan que el diodo túnel presente curvas IV (Corriente de Valle) diferentes a las de los diodos mencionados con anterioridad. Primeramente, se puede observar que bajo una polarización inversa los diodos exhiben un

comportamiento lineal en la cual no se forma la zona de resistencia negativa. En contraste, durante la polarización directa primeramente se observa que no se requieren voltajes altos para accionar el funcionamiento del diodo, más bien con voltajes cercanos a cero se logra este objetivo, lo cual le confiere una ventaja a los diodos túnel puesto que prácticamente no existe pérdida de energía en el encendido del dispositivo. Sin embargo, la característica más importante se puede observar conforme se va aumentando la corriente hasta alcanzar un valor determinado  $I_P$  (corriente de cresta), ya que a partir de este punto inicia una región de resistencia negativa donde la corriente va disminuyendo hasta llegar a un valor mínimo denominada corriente de valle ( $I_V$ ). La zona de resistencia negativa tiene la particularidad de amplificar la señal, por ejemplo para un mismo valor de corriente ( $I_V$ ) se adquieren voltajes mayores al operar en la zona de resistencia negativa. Una vez superada la corriente de cresta, el diodo inicia su funcionamiento como lo haría un diodo convencional [13], tal como se puede apreciar en la figura 19.

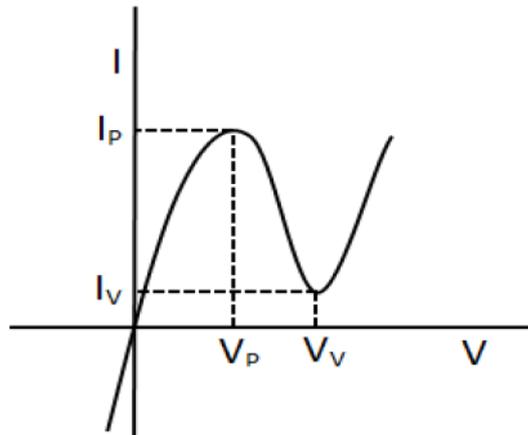


Fig. 19: Características IV de un diodo túnel.[13].

Sin embargo, a pesar de que presentan características de activación a voltajes cercanos a cero, no se pueden utilizar como rectificador debido a que presentan elevada corriente de fuga en polarización inversa, de tal modo que su uso está limitado en aplicaciones como circuitos osciladores de alta frecuencia.

Una vez investigado sobre el elemento principal que conforma un rectificador, es necesario entender cómo este elemento se puede utilizar en la rectificación de potencia RF en potencia DC y / o en el impulso de la tensión de entrada, siempre con miras a su utilización con una potencia captada muy baja. En la Tabla 3 se registran las principales características de los diodos mencionados anteriormente.

Tabla 3: CARACTERÍSTICAS DE DIODOS DE UNIÓN PN, SCHOTTKY Y TÚNEL

TIPO DE DIODO	SIMBOLO	TIPO DE UNIÓN	TENSIÓN UMBRAL	APLICACIÓN
Union PN		PN	0,7V	Rectificador
Túnel		PN	≈0V	Oscilador
Schottky		Metal-N	0,3V	Circuitos de alta velocidad, cargadores de baterías, cosechadores de energía RF

Elaborado por: El Investigador

### 2.2.6. Circuitos Rectificadores

Los rectificadores son circuitos electrónicos capaces de cambiar la forma de onda de la señal que reciben en su entrada, compuestos típicamente por diodos y otros elementos pasivos, tales como resistencias y condensadores. Su función principal es la de convertir la corriente alterna recolectada en corriente continua.

Los circuitos rectificadores se pueden clasificar en función del número de diodos que utilizan, así tendremos:

- Rectificador de media onda, formado por un único diodo, solo conducen la parte positiva o negativa de la onda.
- Rectificador de onda completa, formado por 2 ó 4 diodos, puede conducir tanto la parte negativa como la positiva de la onda incidente.

En la figura 20 se muestra el esquema básico de un rectificador. Cuando se aplica un voltaje  $V_{in}$  a la entrada del circuito, el condensador se carga hasta que el voltaje  $V_c$  es idéntico al máximo de  $V_{in}$ . Si no existe una resistencia en paralelo con el condensador este no se descarga y el voltaje  $V_{out}$  nunca se reduce. En la práctica, las pequeñas fugas de corriente en el condensador inducen a una pequeña caída de tensión a la salida [26].

Los rectificadores ideales producen formas de onda unidireccionales, pero de ninguna manera constantes, como sería deseable para su uso como fuente de alimentación. Dado que el problema es equivalente al de eliminar las componentes frecuenciales diferentes de la continua, la solución consiste en utilizar un filtro paso-bajo implementado mediante condensadores o bobinas, cuya frecuencia de

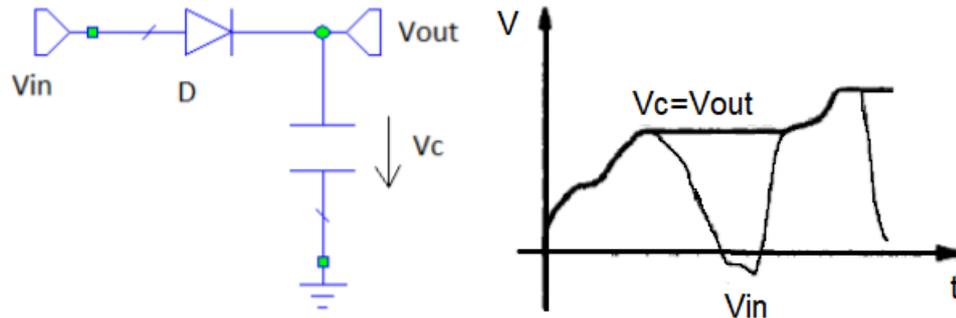


Fig. 20: Circuito rectificador básico y su forma de onda.[26].

corte esté suficientemente por debajo de la frecuencia de la onda rectificada (igual a  $f_s$  para un rectificador de media onda y a  $2f_s$  para uno de onda completa) [28]. La figura 21 muestra un circuito rectificador de media onda. Este rectificador consta de un diodo en serie, un condensador que actúa como filtro y una carga en la salida. Como su funcionamiento depende del diodo, cuando está en conducción (polarización directa), la corriente que pasa por el diodo cargará el condensador, aumentando la tensión de salida hasta el valor máximo de la señal de entrada (idealmente). Con el tiempo, el diodo ya no puede cargar el condensador que entra en la región de polarización inversa. En esta región, el capacitor se descargará, disminuyendo el valor del voltaje de salida, hasta que el diodo ingrese nuevamente a la región de conducción [41]. Esta operación es cíclica siempre que la potencia de entrada se mantenga constante y dentro de valores que permitan que el diodo comience a funcionar.

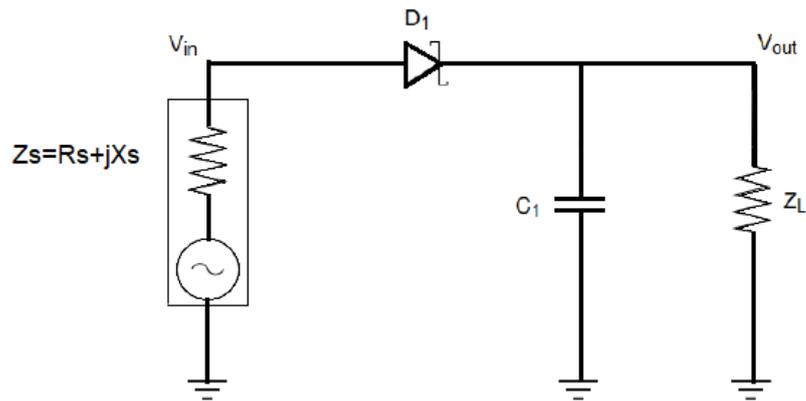


Fig. 21: Rectificador de media onda [41].

El circuito rectificador de media onda tiene como ventaja su sencillez, pero adolece de dos defectos:

- 1) No permite utilizar toda la energía disponible, ya que los semiciclos negativos son desaprovechados;

2) En el caso típico en el que la fuente es el secundario de un transformador, tiende a producirse una magnetización del núcleo debido a que el campo magnético es unidireccional.

Esta magnetización se traduce en que la saturación magnética se alcanza con valores menores de corriente, produciéndose deformaciones en la onda. Estos inconvenientes se resuelven con los rectificadores de onda completa [28].

La figura 22 representa un circuito rectificador de onda completa, que consta de dos diodos y dos condensadores. Esta característica permite que este rectificador, a diferencia de los dos anteriores, genere una tensión continua en la salida superior a la tensión pico de entrada, es decir, además de rectificar, también actúa como multiplicador de tensión [41]. Su funcionamiento, en condiciones ideales, parte del diodo 1. D1 entra en la región de conducción durante la parte negativa de la señal sinusoidal, la corriente que fluye en el diodo carga el condensador de entrada, C1, hasta el pico de voltaje negativo. Mientras D1 está conduciendo, D2 está en la región de polarización inversa, lo que permite que C1 mantenga su carga. En el momento en que la señal pasa a la parte positiva de la onda, D2 comienza a conducir mientras que D1 entra en la región de polarización inversa. En esta situación, C1 actúa como una fuente de voltaje, al mismo tiempo que C2 es transportado por D2, lo que hace que C2 tenga el doble del voltaje pico de la señal de entrada.

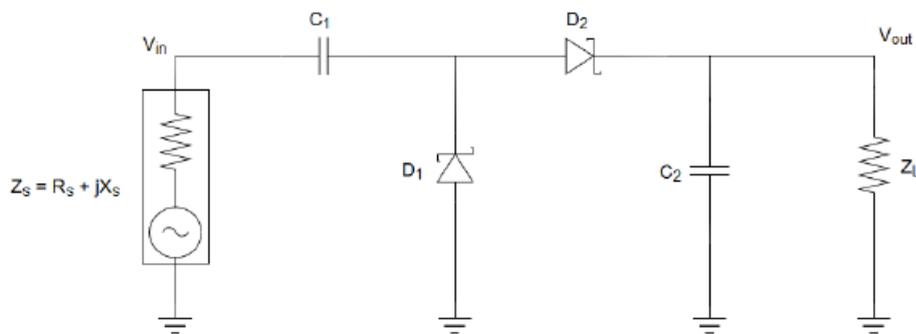


Fig. 22: Rectificador de onda completa [41].

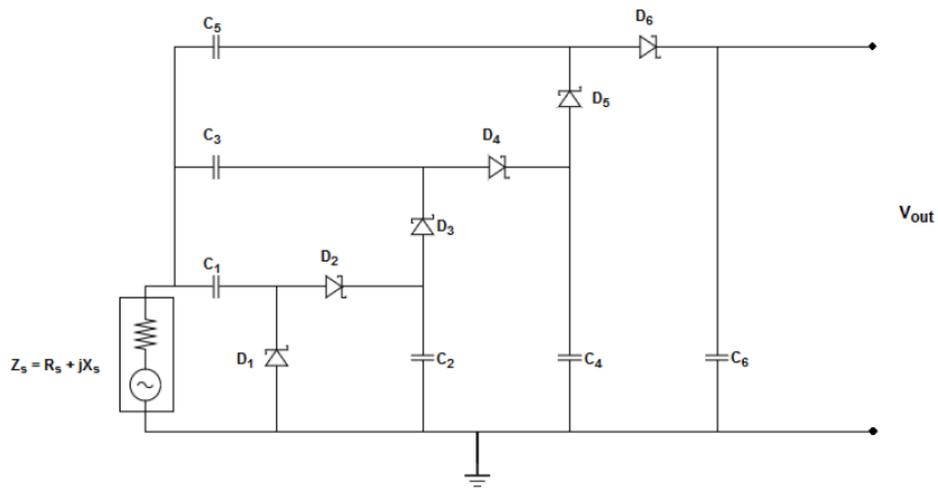
A partir del rectificador de onda completa que funciona además como duplicador de voltaje, el factor de multiplicación se puede aumentar incrementando el número de diodos y condensadores respectivos; a estos circuitos se los conoce como multiplicadores de tensión.

### 2.2.7. Multiplicadores de Voltaje

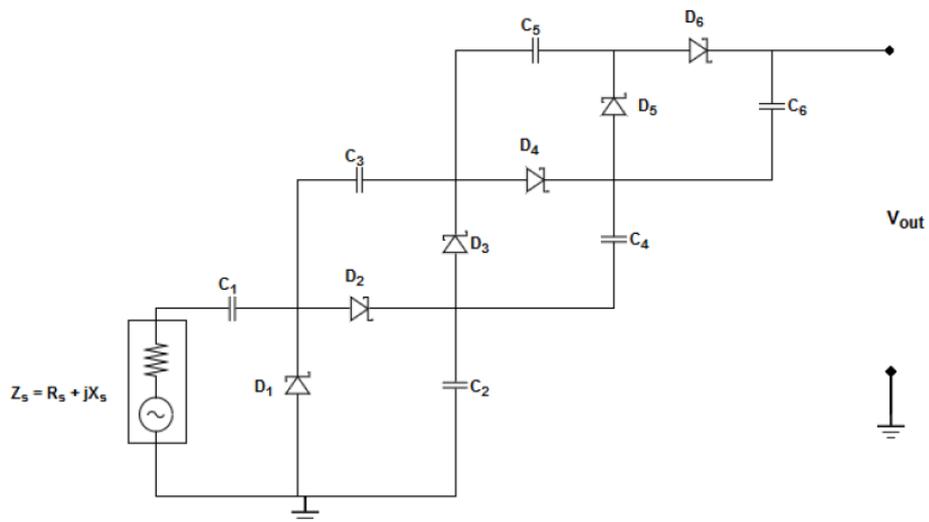
Un multiplicador de voltaje es un circuito que convierte tensión desde una fuente de corriente alterna a otra de corriente continua de mayor voltaje mediante etapas

de diodos y condensadores. Su función es la de convertir la tensión sinusoidal de las ondas de RF captadas por la antena a corriente continua y aumentar el nivel de tensión de ésta [9].

Las Figuras 23 a) y 23 b) representan dos topologías de rectificadores multiplicadores de voltaje, con tres pasos cada uno, es decir, idealmente, ambos circuitos tendrían en la salida el valor pico del voltaje de entrada multiplicado por seis [19]. En teoría, la tensión de salida de estos circuitos se representa mediante la ecuación 6, donde  $n$  es el número de estados del circuito (conjunto de rectificadores duplicadores de tensión) [19].



a)



b)

Fig. 23: Rectificadores multiplicadores de tensión a) Dickson/Greinacher, b) Villard/Cockcroft-Walton [41].

$$V_{out} = 2_n * V_{pico} \quad (6)$$

Según varios estudios realizados sobre los multiplicadores de voltaje, se establece que la diferencia entre estas topologías de rectificadores es prácticamente inexistente en relación con la frecuencia de operación y la conversión de potencia de RF en voltaje de CC. En [23] se analiza la salida de voltaje de dos multiplicadores de voltaje propuestos para la cosecha de energía, el multiplicador Dickson y el multiplicador Cockcroft-Walton, el análisis se realiza en una rango de potencia de -20 a 20dbm, con resistencias de carga de 1,000, 10,000 y 100,000  $\Omega$ , obteniendo un voltaje de salida similar para ambos multiplicadores. En [40] se realiza un estudio comparativo de los multiplicadores de voltaje, para lo cual utiliza diodos Schottky HSMS-2852, condensadores de 90pF y el programa ADS para realizar las simulaciones, en la figura 24, se muestran las gráficas del voltaje de salida  $V_{out}$  respecto la variación de la resistencia de carga  $RL$ , de la simulación de los tres circuitos multiplicadores del voltaje, con las siguientes características: dos etapas y potencia de entrada Pin 10dBm.

- **Simulación  $V_{out}$  vs  $R_L$ :**

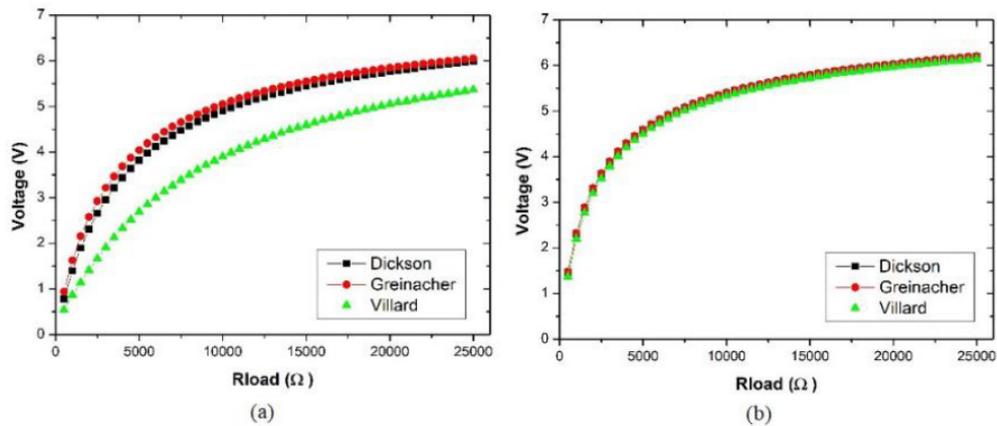


Fig. 24: : Voltaje de salida  $V_{out}$  vs  $R_L$ , Villard, Dickson y Greinacher. a) 10MHz, b) 100Mhz.[40].

Los voltajes de salida en los multiplicadores de voltaje Greinacher y Dickson son aproximados para los diferentes valores de  $RL$  a 10MHz y donde la conexión Villiard obtiene menores valores de  $V_{out}$ . Al incrementar la frecuencia a 100MHz se obtienen valores de  $V_{out}$  muy aproximados entre los tres tipos de circuitos [6].

Con el aumento del número de etapas en los multiplicadores de voltaje también se tiene que utilizar mas componentes, donde cada uno introduce una cantidad de pérdidas en potencia, lo cual se ve reflejado en una reducción de la eficiencia del rectificador; en consecuencia, se tiene que según aumenta el número de etapas de un multiplicador de tensión, la eficiencia disminuye. Según estudios realizados

en [5], referentes a la eficiencia de un Multiplicador de Tensión de baja potencia de entrada en cuanto al número de etapas, se demuestra que el multiplicador de tensión de dos etapas ofrece un mayor nivel de tensión de salida, y por lo tanto de potencia, sin embargo la eficiencia del multiplicador de una etapa es superior pero produce menor nivel de tensión de salida debido a que presenta una mayor impedancia de entrada y no está acoplado a la fuente, pero al emplear una red de acoplamiento produce mayor tensión de salida que los multiplicadores de tensión de mas etapas.

Considerando que en los sistemas de cosechamiento de energía RF se tiene valores de potencia de entrada muy bajos, es muy importante que las pérdidas de transferencia de la energía de radiofrecuencia captada sean muy bajas en cada una de las etapas del sistema hasta la unidad de almacenamiento, por lo cual es de suma importancia adaptar las impedancias de la salida de la antena y la entrada del rectificador para obtener la transferencia máxima de potencia.

### 2.2.8. Acoplamiento de Impedancias

El circuito de acoplamiento de impedancias, también conocido en inglés como matching network, es un circuito resonante que opera en la frecuencia diseñada para maximizar la transferencia de potencia entre la antena y el circuito rectificador, su tarea es reducir la pérdida de transición de la antena al circuito rectificador. Para este fin, el circuito de acoplamiento generalmente se hace con componentes reactivos como bobinas y condensadores, es decir, componentes que almacenan energía en lugar de disiparla [24].

Actualmente hay numerosos tipos de circuitos de acoplamiento, sin embargo, existen tres populares tipos de circuitos diseñados para la recolección de energía RF: transformador, “shunt inductor” y red LC, mostrados en la figura 25, además existen diferentes combinaciones de tres componentes, en la figura 26 se muestran las más comunes, T y  $\pi$ . [6].

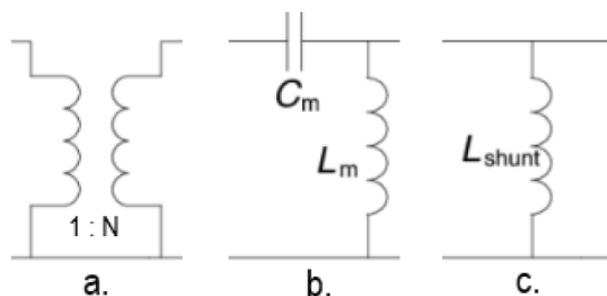


Fig. 25: : Circuitos de acoplamiento: a. Transformador; b. Red LC; c. Shunt inductor [6].

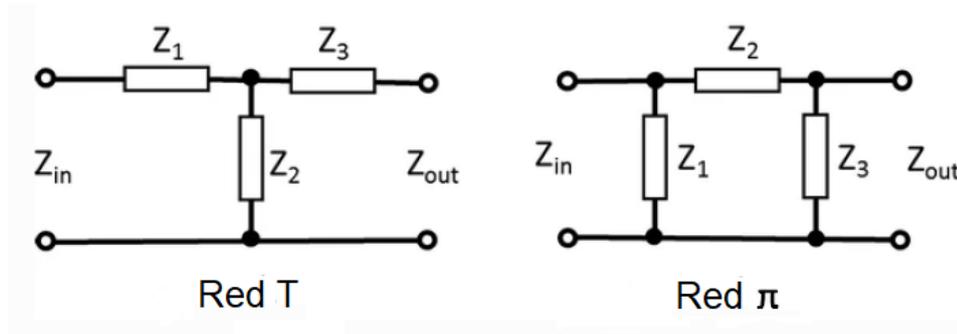


Fig. 26: : Circuito de acoplamiento, red T y  $\pi$  . [6].

### 2.2.9. Sistemas de Almacenamiento

La energía de una fuente RF es generada de una manera intermitente, debido a que la potencia recibida varía con la distancia de la fuente su comportamiento es aleatorio, en consecuencia se tendrá periodos con exceso y deficiencia de energía; debido a este comportamiento son necesarios los sistemas de almacenamiento, de tal forma que se amortigüe las oscilaciones y cambios de potencia que se presentan y cuando la fuente ya no genere energía el sistema continúe suministrando la energía almacenada [45].

**2.2.9.1 Baterías** Las baterías son dispositivos que permiten acumular energía eléctrica mediante procedimientos electro-químicos. Células convierten energía química en eléctrica mediante la técnica de reducción y oxidación, una combinación de una o más células conectadas en serie forman una batería [18]. Una batería genera corriente continua y no podrá funcionar sin que se le haya suministrado energía previamente. El proceso al cual está sometida la batería se le denomina carga o recarga y este proceso puede repetirse por un determinado número de veces, dado por la vida útil del dispositivo [37]. Las baterías poseen una gran densidad de energía frente a otro tipo de almacenamiento, pero tiene restricciones como la baja velocidad de carga y descarga permitida. Una batería no es capaz de absorber grandes puntas de potencia en las cargas ni proporcionarlas en las descargas, sin que ello afecte negativamente en su vida útil [16].

**Tipos de baterías** En la Tabla 4 se distinguen características comparativas entre distintos tipos de baterías.

Tabla 4: TABLA COMPARATIVA DE BATERÍAS [31].

Especificaciones	Baterías			Baterías con tecnología ion-Litio		
	Plomo-Acido	Niquel-Cadmio (NiCd)	Niquel-Metal Hidruro (Ni-MH)	Cobalto (Co)	Manganeso (Mn)	fosfato (PO43-)
Densidad de energía específica (Wh/Kg)	30 - 50	45 - 80	60 - 120	150 - 190	100 - 135	90 - 120
Resistencia interna (mΩ/V)	<803	17 - 33	33 - 50	21 - 42	6,6 - 20	7,6 - 15
Ciclos de vida	200-330	1000	300 - 500	500 - 1000	500 - 1000	1000 - 2000
Tiempo de descarga rápida (h)	8 - 16	<1	2 - 4	2 - 4	<1	<1
Tolerancia de sobrecarga	Alto	Medio	Bajo	Bajo	Bajo	Bajo
Autodescarga / mes	5% - 15%	20%	30%	5%	5%	5%
Voltaje celda (V)	2	1,2	1,2	3,6	3,8	3,3
Corriente de carga máxima (A)	5	20	5	>3	<30	<30
Temperatura de carga	-20 a 50°C	0 a 45°C	0 a 45°C	0 a 45°C	0 a 45°C	0 a 45°C
Temperatura de	-20 a 50°C	-20 a 65°C	-20 a 65°C	-20 a 65°C	-20 a 65°C	-20 a 65°C
Mantenimiento	3 - 6 meses	30 - 60 días	60 - 90 días	Ninguno	Ninguno	Ninguno
Requisitos de seguridad	Térmicamente estable	Térmicamente estable	Fusibles comunes	Circuito de protección obligatorio		
Durabilidad de tiempo (años)	>5	>5	>5	>10	>10	>10
En uso desde	1881	1950	1990	1991	1996	1999
Toxicidad	Alto	Alto	Bajo	Bajo	Bajo	Bajo

**2.2.9.2 Condensadores** Un condensador es un componente que tiene la capacidad de almacenar cargas eléctricas y suministrarlas en un momento apropiado durante un espacio de tiempo muy corto, está formado por dos conductores separados por un material aislante; los conductores suelen tener cargas de igual magnitud pero de signo opuesto, o sea, la carga neta en el capacitor es nula. Su empleo en circuitos eléctricos y electrónicos es muy variado, por ejemplo: filtrado de corriente, circuitos osciladores, temporizadores, sintonizadores de emisoras, encendidos electrónicos, evitar el paso de la corriente continua de un circuito a otro, etc. El condensador se comporta como un circuito abierto cuando se le aplica corriente continua, y si es alterna actúa como circuito cerrado, que permite el paso de la corriente en un solo sentido, esta propiedad se emplea para el filtrado de la corriente alterna. La unidad fundamental de capacidad es el faradio (F) [44].

Los capacitores se utilizan en muchas aplicaciones de la ingeniería, pero una de sus propiedades importantes es que este dispositivo puede almacenar energía. La energía que puede almacenar un capacitor es proporcional a la capacitancia. Esencialmente, al cargar un capacitor un agente externo transfiere carga desde la placa de menor potencial a la placa de mayor potencial. La energía que se requiere para cargar el capacitor se almacena en el dispositivo y se libera al descargarlo; en el proceso de carga, varía tanto la carga como la diferencia de potencial entre las placas [14]. En la tabla 5 se resume el tipo de capacitores existentes.

Tabla 5: TIPOS DE CONDENSADORES

TIPO DE CONDENSADOR	CLASE	DIELÉCTRICO	RANGO DE CAPACITANCIA	CLASIFICACIÓN
De Película	NO POLARIZADO	Poliéster (Mylar) Poliestireno Polipropileno Policarbonato Papel metalizado Teflón	5pF hasta 100μF	Cable radial Cable axial
De Papel	NO POLARIZADO	Lámina de papel	500pF hasta 50μF	
De Cerámica	NO POLARIZADO	Cerámica	< a 2μF	1 2
Electrolítico	POLARIZADO	Separador de Electrolitos	0,1μF hasta 4700μF	Aluminio Tantalio Niobio
Super Condensador	POLARIZADO	Separador de electrolitos que está flanqueado con iones de carbón activado.	40-60F/cm <sup>3</sup>	Doble capa Pseudocondensadores Híbridos
Mica plateada	NO POLARIZADO	fina capa de plata sobre un material de mica	<3300pF	

Elaborado por: El Investigador

### 3. CAPÍTULO III

#### MARCO METODOLÓGICO

##### 3.1. Ubicación:

La presente investigación es realizada en la ciudad de Ambato

##### 3.2. Equipos y Materiales:

Para la realización de la presente investigación se utilizaron los siguientes equipos y materiales:

- Placas FR4
- Diodos Schotky HSMS286C
- Condensadores cerámicos de  $33\rho F$
- Condensador electrolítico de  $100\mu F$
- Conectores SMA macho y hembra
- Adaptador RP-SMA macho a RP-SMA hembra
- Protoboard
- Access Point marca Aruba Networks, modelo APIN0225
- Multímetro digital
- Antena Log Periódica diseñada en [35] a 2.4GHz
- Antena Espiral diseñada en [35] a 2.4GHz

##### 3.3. Tipo de Investigación:

El tipo de investigación aplicada al proyecto es explicativa, porque se basa en fundamentos teóricos e implementaciones experimentales de artículos científicos disponibles en bases de datos de revistas científicas de alto grado, en tesis doctorales disponibles en repositorios digitales de universidades nacionales e internacionales; la información obtenida ha servido de base para fundamentar la investigación y ha permitido conocer las herramientas y tecnología disponible con la que se pretende optimizar el sistema de acondicionamiento para un dispositivo de captación de energía electromagnética.

### 3.4. Recolección de Información:

Para la recolección de información fue necesario el uso de repositorios digitales en línea y base de datos que permitió acceder a las fuentes bibliográficas permitiendo ampliar la visión del proyecto, tutoriales, hojas de especificaciones de los componentes para garantizar un óptimo uso, además se realizó las pruebas necesarias con el prototipo con el fin de observar su funcionamiento y comparar resultados.

### 3.5. Procesamiento de la información y análisis estadístico:

En esta sección se plantea un circuito convertidor de energía RF que permita la obtención de un mayor voltaje de salida DC, para ello se realizan simulaciones que permiten determinar los componentes y circuitos acopladores para obtener la mayor cantidad de energía a una frecuencia de 2.4GHz.

El proceso empleado ha sido el diseño, simulación, fabricación y caracterización del sistema de acondicionamiento.

En el diseño se determina el tipo de multiplicador a utilizar y los elementos que se van a probar, se realiza el esquema eléctrico y diseño de la PCB en el sistema Proteus. Para la simulación se utiliza el programa ADS (Advance Design System), mediante el cual se define los valores de capacitancia y modelo de los diodos que presentan mejor desempeño a una frecuencia de 2.4GHZ, se utiliza la herramienta Smith\_3.1 para determinar la impedancia de los circuitos con el fin de definir la distancia y longitud de los stubs de acoplamiento para cada una de las etapas. En la fabricación, se utiliza placas de material FR4 con características eléctricas  $\epsilon_r$  de 4.4, y una altura del sustrato de 1.6 mm. Para el proceso de soldado de los diodos, se debe utilizar equipos adecuados debido a su tamaño, en la caracterización se utiliza las antenas desarrolladas en [35] como dispositivos de captación, como elementos de almacenamiento se utiliza un capacitor electrolítico de  $100\mu F$  y una pila recargable de NiMH de 1.2V.

#### 3.5.1. Selección de los componentes:

La eficiencia de un sistema de cosecha de energía depende de la correcta selección de los componentes que se utilizan en cada bloque, así como del acoplamiento con la fuente a la frecuencia de operación determinada. Debido de la interacción compleja entre los bloques que conforman el sistema de acondicionamiento, el diseño del sistema debe ser considerado en conjunto [1].

- **Selección del diodo:** La selección del diodo es fundamental para la eficacia del sistema, al obtener de la radiofrecuencia niveles de tensión reducidos se debe utilizar diodos con una tensión de activación muy baja, además deben tener

un tiempo de conmutación rápido para trabajar a altas frecuencias. Las características principales con las que tienen que cumplir los diodos son: Voltaje de activación muy bajo, tiempo de conmutación muy bajo, corriente de saturación alta, baja capacitancia de unión, baja resistencia en serie equivalente [29].

Un voltaje de encendido mas bajo, un tiempo de conmutación más rápido y un consumo de energía reducido, hacen que el diodo Schottky sea el dispositivo de rectificación de uso preferido en aplicaciones de energía renovable. Como se muestra en la tabla 2 varios tipos de diodos han sido utilizados para el desarrollo de la investigaciones de recolectores de energía se puede observar los circuitos diseñados para realizar las simulaciones, en este trabajo se realizan simulaciones con los diodos disponibles comercialmente en el Ecuador, como son el diodo BAT43, el diodo 1N5819 y el diodo HSMS286C que según sus características presenta un voltaje de encendido bajo, con estos elementos se realiza las simulaciones para determinar el que tenga una mayor eficiencia y que servirá para la implementación del prototipo. En la tabla 6 se puede apreciar las características de los diodos utilizados en esta investigación y los diodos utilizados en trabajos anteriores.

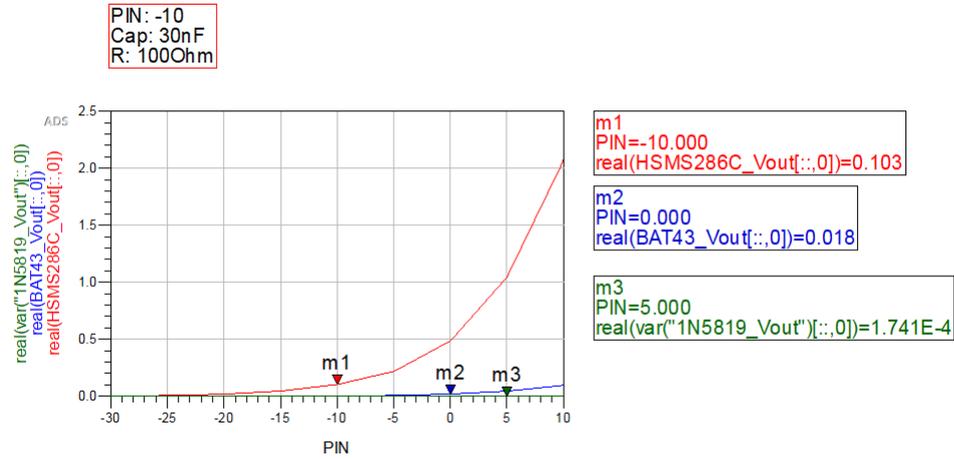
Tabla 6: CARACTERÍSTICAS DE DIODOS SCHOTTKY UTILIZADOS EN CIRCUITOS RECOLECTORES DE ENERGÍA RF .

Parámetro	Símbolo	Unidad	Tipo de Diodo						
			BAT85	BAT43	HSMS282X	HSMS286X	HSMS285X	1N5819	SMS7630
Voltaje inverso pico máximo repetitivo	$V_{RRM}$	V	30	30	15	4	2	40	
Temperatura de almacenamiento	$T_s$	°C	-65 a +150	-65 a +150	-65 a +150	-65 a +150	-65 a +150	-65 a +150	-65 a +150
Corriente continua	$I_F$	mA	200	200	1000				50
Temperatura de Unión	$T_j$	°C	125	125	150	150	150		150
Rango de temperatura ambiente de funcionamiento	$T_{amb}$	°C	-65 a +125	-65 a +125	-65 a +150	-65 a +150	-65 a +150		-65 a +150
Tensión Directa	$V_F$	V	0,320 $I_F = 1 \text{ mA}$	0,33 $I_F = 2 \text{ mA}$	0,340 $I_F = 1 \text{ mA}$	0,250 $I_F = 1 \text{ mA}$	0,150 $I_F = 0,1 \text{ mA}$	0,6 $I_F = 1 \text{ A}$	0,135 $I_F = 1 \text{ mA}$
Corriente de Fuga	$I_R$	uA	2 $V_R = 25 \text{ V}$	0,5 $V_R = 25 \text{ V}$	0,1 $V_R = 1 \text{ V}$			1000 $V_R = 40 \text{ V}$	
Capacitancia	$C_{TOT}$	pF	10 $V_R = 1 \text{ V},$ $f = 1 \text{ MHz}$	7 $V_R = 1 \text{ V},$ $f = 1 \text{ MHz}$	1 $V_R = 0 \text{ V},$ $f = 1 \text{ MHz}$	0,25 $V_R = 0 \text{ V},$ $f = 1 \text{ MHz}$	0,30 $V_R = -0,5 \text{ V},$ $f = 1 \text{ MHz}$	120 $V_R = 4 \text{ V},$ $f = 1 \text{ MHz}$	0,3 $V_R = 0,15 \text{ V},$
Capacitancia de unión	$C_j$	pF			0,7	0,18	0,18		0,14
Resistencia en serie	$R_s$	$\Omega$			6	6	25		20
Corriente de saturación	$I_s$	A			2,2 E-8	5 E-8	3 E-6		5 E-6

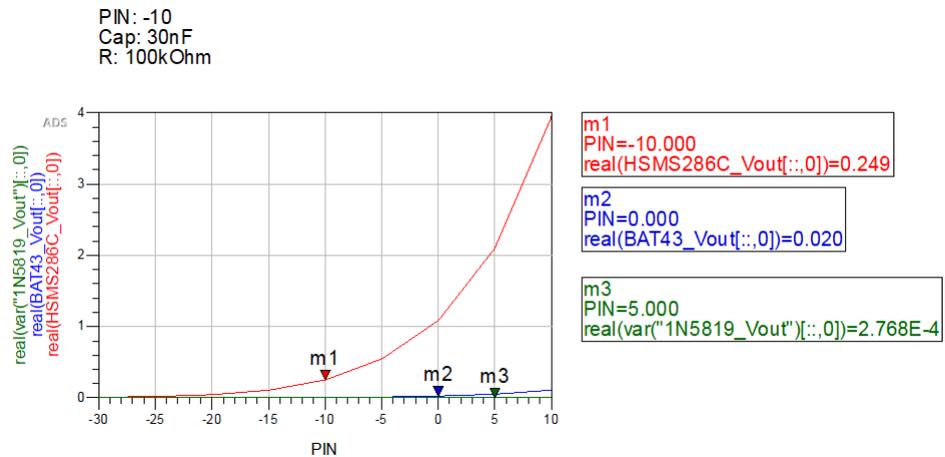
Elaborado por: El Investigador

Se procedió a realizar la simulación en el programa ADS (Advance Design System) para determinar el desempeño de los diodos Schottky 1N5819, BAT43 y HSMS286C en un rango de potencia determinado. Los circuitos se alimentaron con una fuente que produce una potencia de entrada que va desde -30 dBm hasta 10 dBm, con  $50\Omega$  de impedancia a una frecuencia de 2.4 GHz, se fue variando el valor de la resistencia de carga y de los capacitores, se utilizó el control de simulación Harmonic Balance que permite realizar un análisis en el dominio de la frecuencia.

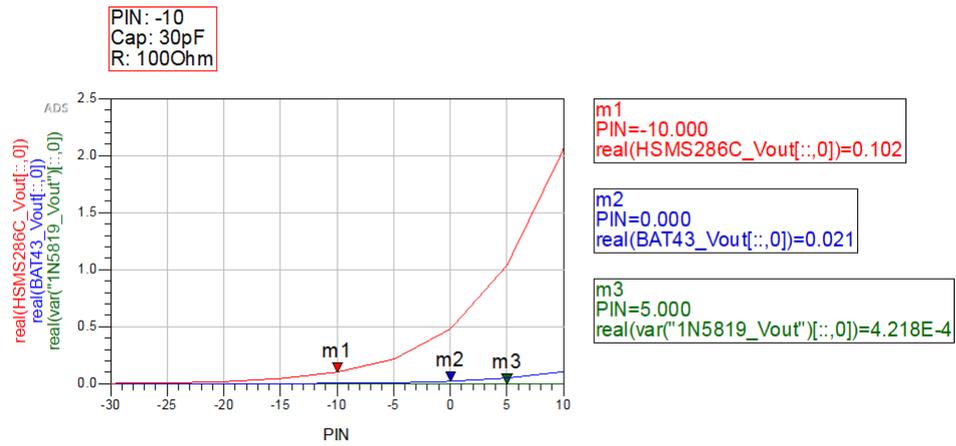
Los resultados obtenidos son presentados en la figura 27. Como se puede observar, los diodos BAT43 y 1N5819 presentan un bajo desempeño en todo el rango de potencia de prueba, el diodo HSMS286C presenta un mejor desempeño en todos los casos, obteniendo una mejor respuesta a partir de -10dBm y una resistencia de  $100K\Omega$ ; en esta prueba no se refleja cambios significativos con la variación del valor de los condensadores.



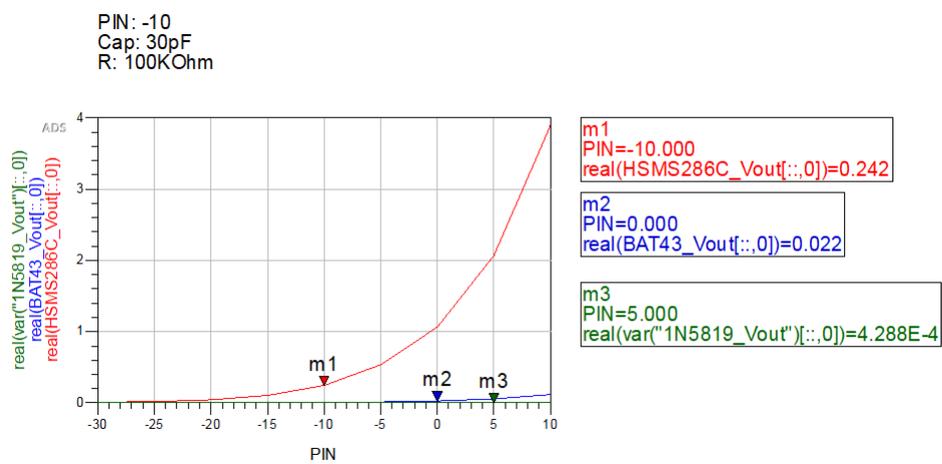
a)



b)



c)



d)

Fig. 27: Salida de voltaje de diodos m1) HSMS286C, m2) BAT43 y m3) 1N5819, con variación de resistencia a) capacitor de 30nF y  $R=100\Omega$ , b) capacitor de 30nF y  $R=100K\Omega$ , c) capacitor de 30pF y  $R=100\Omega$  y d) capacitor de 30pF y  $R=100K\Omega$ .

Elaborado por: El Investigador

• **Selección de los condensadores:** En este tipo de aplicaciones se utilizan condensadores de baja capacidad, mediante simulaciones comprobaremos el valor más óptimo.

Una vez que se ha determinado el uso del diodo HSMS286C, se procede a realizar varias simulaciones para buscar el valor óptimo de los capacitores, en las figuras 28 y 29 se puede observar que al utilizar un condensador con un valor muy pequeño, el valor de la tensión de salida no es el deseado y esto se debe a la rápida carga y descarga del condensador. Se ha decidido utilizar condensadores de  $30\mu F$  por considerarlos los más óptimos tanto para la implementación práctica como para las simulaciones.

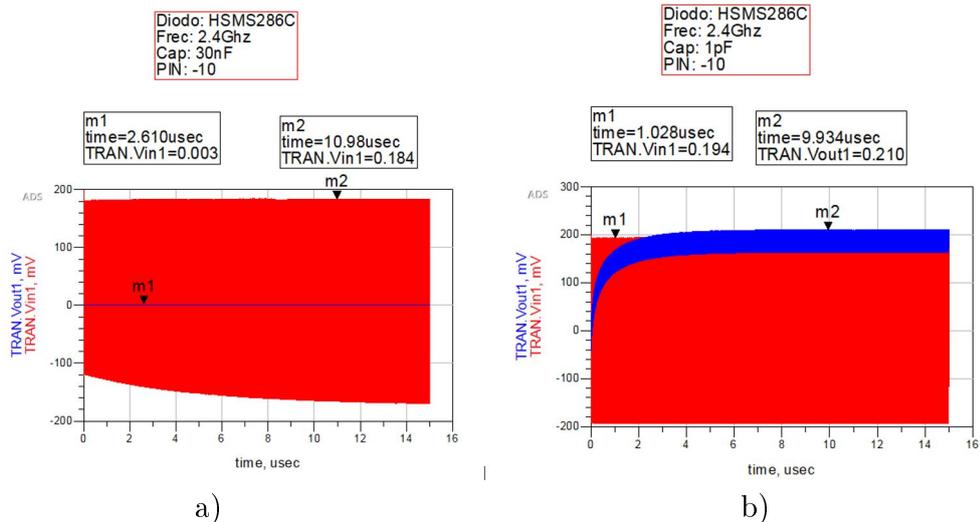


Fig. 28: Pruebas con diodo HSMS286C con variación del valor del capacitor a)  $30\eta F$  y b)  $1\rho F$  .  
Elaborado por: El Investigador

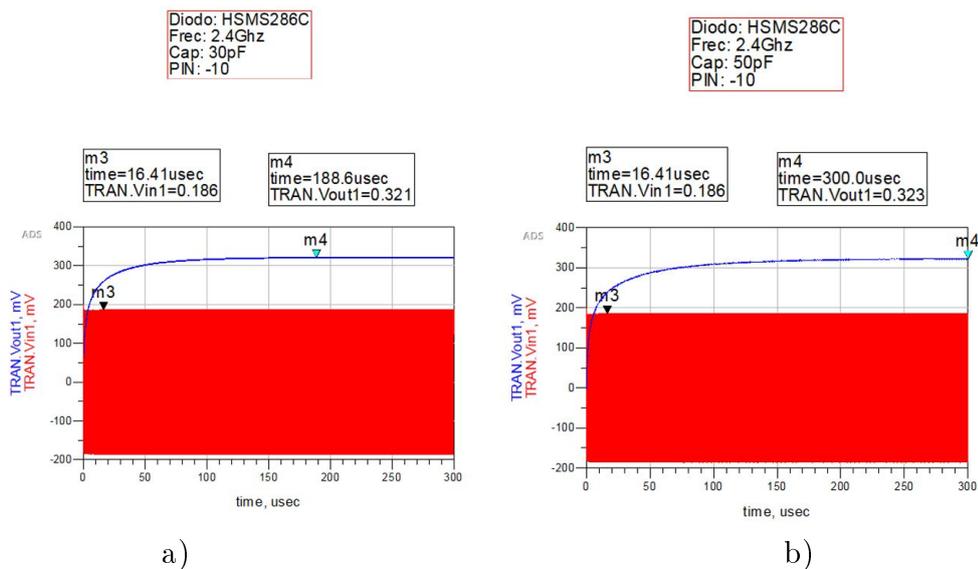


Fig. 29: Resultados con variación del valor del capacitor de  $30\rho F$  y  $50\rho F$  .  
Elaborado por: El Investigador

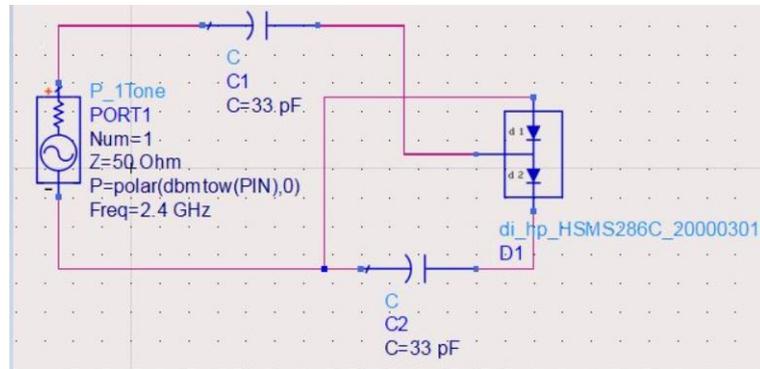
• **Selección del elemento de almacenamiento:**

Para las pruebas de recolección se selecciona como elemento de almacenamiento un capacitor de  $100\mu F$  y una pila recargable de 1.2V de NiMH, la pila se ha escogido en base a que la fuente que se utiliza proporciona una potencia de entrada de aproximadamente 13dBm.

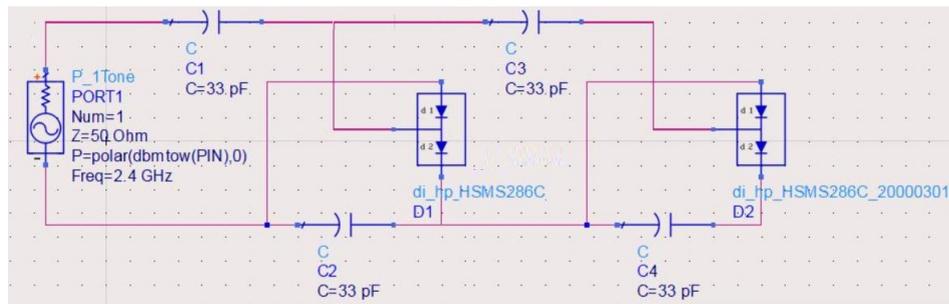
**3.5.2. Simulaciones**

Una vez que se ha seleccionado los elementos que forman parte del circuito, se

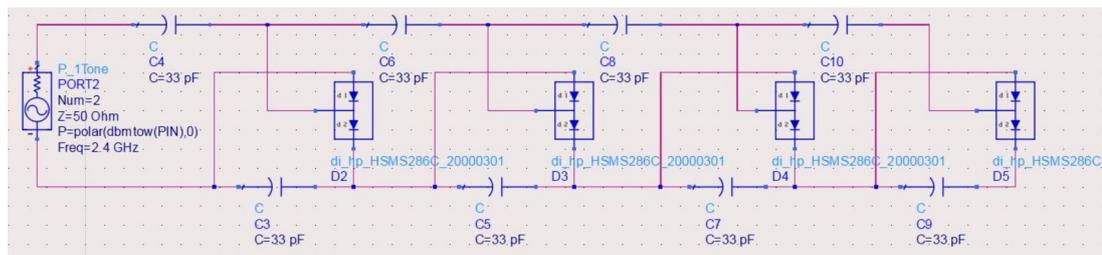
procede a la simulación de un multiplicador de voltaje Villiard de 1, 2 y 4 etapas. En la fig 30 se puede observar los circuitos implementado en ADS.



(a)



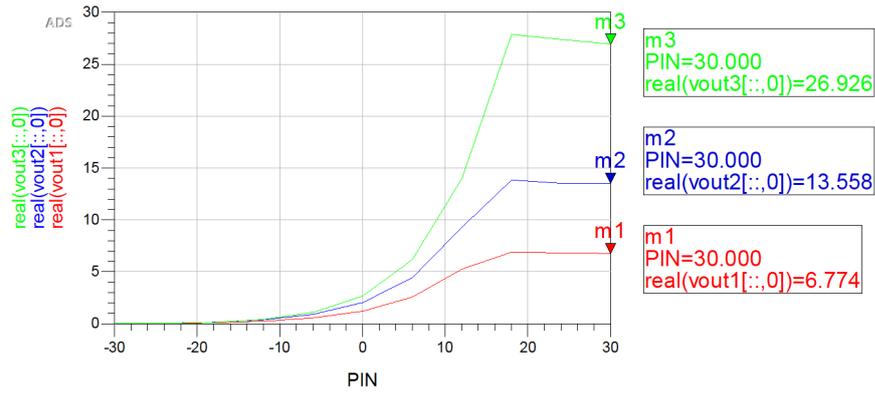
(b)



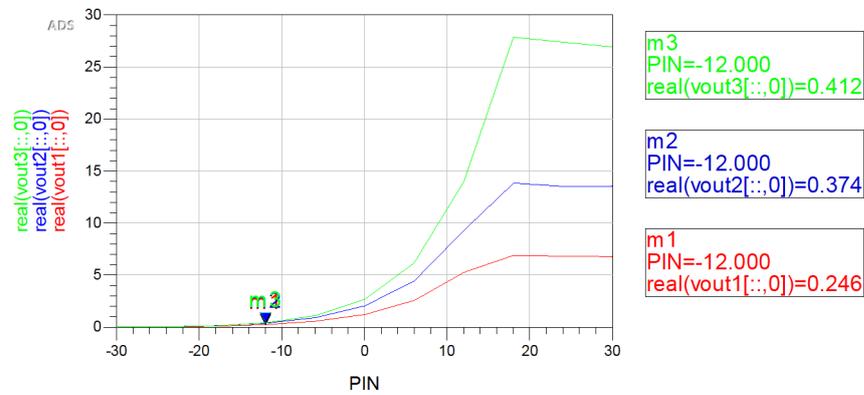
(c)

Fig. 30: Circuito de captación de energía RF de a) 1 etapa, b) 2 etapas y c) 4 etapas .  
Elaborado por: El Investigador

En la figura 31 se observa el resultado obtenido de la simulación, se puede apreciar el efecto multiplicador de los circuitos, sin embargo la tensión de salida en potencias bajas no alcanza el valor ideal, los resultados obtenidos se consideran sin la adaptación entre la impedancia de la fuente y la impedancia del multiplicador de voltaje.



a)



(b)

Fig. 31: Valores de Vout en relación a la potencia de entrada a) 30dBm y b) -12dBm, de los multiplicadores, m1) 1 etapa, m2) 2 etapas y m3) 4 etapas .

Elaborado por: El Investigador

Las impedancias de la antena y de la etapa de conversión RF-DC se encuentran inicialmente desacopladas entre sí, lo cual provoca un flujo de potencia reflejado en el circuito que reduce su eficiencia. Para evitar esta fuga de energía se debe calcular y diseñar el circuito de acoplamiento o red de adaptación de impedancia, con el fin de asegurar que la potencia máxima se transfiera entre la fuente de RF y la carga.

### Cálculo de la impedancia

Para encontrar la impedancia del multiplicador se utiliza el circuito equivalente del diodo HSMS286x de la figura 32 , proporcionado por el fabricante y que se encuentra en la hoja de datos del diodo Schottky.

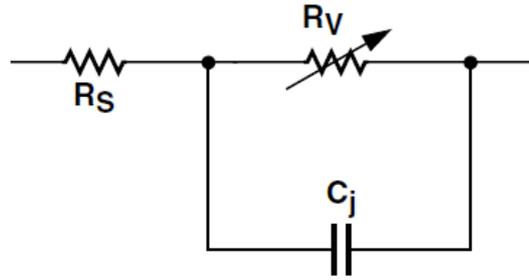


Fig. 32: Modelo de circuito equivalente diodo HSMS286C .  
Elaborado por: El Investigador

En la figura 33 se puede observar el circuito multiplicador de una etapa donde los diodos son sustituidos por su circuito equivalente. Se utiliza el componente TermG en la entrada del circuito que permite designar la adaptación de  $50\Omega$  entre la fuente y el multiplicador, lo cual permitirá simular el parámetro S.

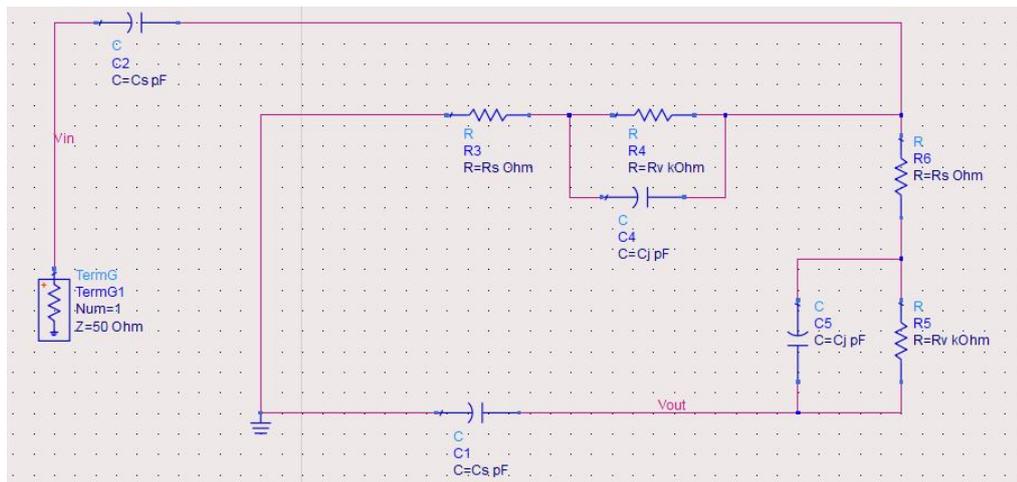


Fig. 33: Circuito equivalente del diodo HSMS286C, una etapa. .  
Elaborado por: El Investigador

Para encontrar la impedancia del circuito se utiliza el simulador S-Parameter que permite visualizar el parámetro S11 mediante el gráfico Smith, en la figura 34 se puede observar que la impedancia del circuito de una etapa es  $Z_0 \cdot (0.330 - j3.719)$ , con un  $Z_0 = 50\Omega$  la impedancia de entrada  $Z_{in} = (16.5 - j185.95)\Omega$

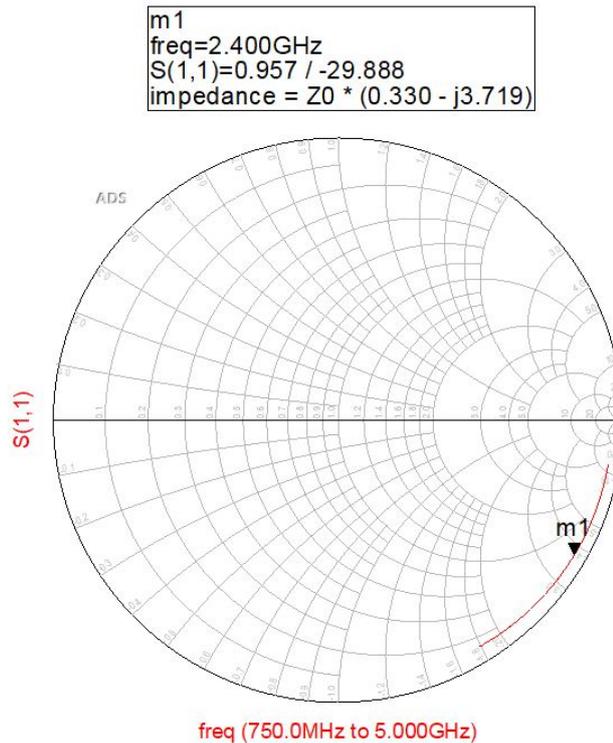


Fig. 34: Impedancia de entrada con gráfico Smith, una etapa. .  
 Elaborado por: El Investigador

Para determinar la impedancia de los circuitos de 2 y 4 etapas se utiliza el mismo procedimiento, en la tabla 7 se evidencia que a medida que se incrementa el número de etapas los valores de resistencia y reactancia se reducen.

Tabla 7: IMPEDANCIA MULTIPLICADOR DE 1,2 Y 4 ETAPAS .

Número de etapas	Z	Zin
1	$Z_0*(0.330-j3.719)$	16.5-j185.95
2	$Z_0*(0.165-j1.915)$	8.25-j95.75
4	$Z_0*(0.083-j1.054)$	4.15-j52.7

Elaborado por: El Investigador

### Cálculo de la longitud de los Stubs de acoplamiento

Una vez determinada la impedancia de los circuitos, se utiliza la herramienta Carta de Smith para determinar la distancia y longitud de los Stubs que permitirán acoplar los circuitos a  $50\Omega$ , en la figura 35 se observa el método utilizado, primero se ubica la impedancia de entrada según los valores obtenidos anteriormente y que se encuentran registrados en la tabla 7, se determina la admitancia y considerando la condición de equilibrio que establece que, la admitancia en cualquier punto de la línea de transmisión es igual 1, se grafica la circunferencia respectiva para obtener la intersección entre la impedancia y la admitancia, con este proceso se obtiene dos puntos de intersección  $Y_{opt\_A}$  y  $Y_{opt\_B}$  que permiten

obtener la distancia del Stub de acoplamiento, para ello se utiliza la admitancia como referencia y se puede tomar cualquiera de los dos puntos como cursor para obtener el valor de la distancia de acoplamiento hacia el generador, en este caso se utiliza el punto  $Y_{opt\_B}$ . Para obtener la longitud, se debe mostrar Y-closed a  $50\Omega$ , se ubica la Y-normalizada del punto  $Y_{opt\_B}$ , se utiliza como referencia la  $Y_{closed}$  y como cursor la Y-normalizada para obtener el valor de la longitud hacia el generador.

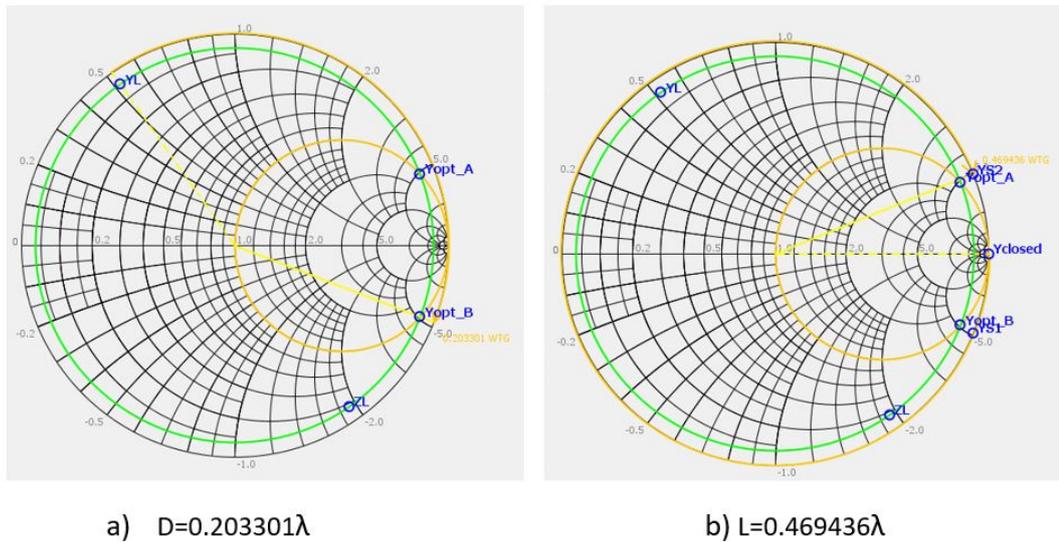


Fig. 35: a) Distancia de stub de acoplamiento para circuito de 2 etapas. b) Longitud de stub de acoplamiento para circuito de 2 etapas. .

Elaborado por: El Investigador

Con los valores que la carta de Smith proporciona, se procede a calcular  $\lambda$  con la fórmula (7) para determinar la distancia en mm de los stubs de acoplamiento, considerando el material FR4 para la fabricación de las placas.

$$\lambda = \frac{C}{\sqrt{4.4 * f}} \quad (7)$$

Donde:

C = Velocidad de la Luz

f = Frecuencia de trabajo

$\epsilon_r = 4.4$  =Permitividad del material FR4

$$\lambda = \frac{3 \times 10^8}{\sqrt{4.4 * 2.4 \text{ GHz}}}$$

$$\lambda = 0.0595914$$

Utilizando el mismo procedimiento, se calcula la distancia y longitud de los stubs para conseguir el acoplamiento a  $50\Omega$  para los circuitos de 2 y 4 etapas.

### Cálculo del ancho de los stubs de acoplamiento

Para el cálculo del ancho de los stubs, se utiliza la aplicación Microstrip Line Calculator (Calculadora de Línea Microstrip), la misma que permite determinar el ancho y la longitud de una línea microstrip para una impedancia característica ( $Z_0$ ) y longitud eléctrica dadas o viceversa, para lo cual se deben ingresar los parámetros del sustrato como constante dieléctrica ( $\epsilon_r$ ), altura del dieléctrico ( $h$ ), frecuencia de interés ( $f$ ) y las longitudes y distancias calculadas anteriormente. En la figura 36 se puede observar la interfaz de la herramienta utilizada y el resultado obtenido para una longitud de 27.97mm, que corresponde a un stub del circuito de 2 etapas.

#### Microstrip Line Calculator

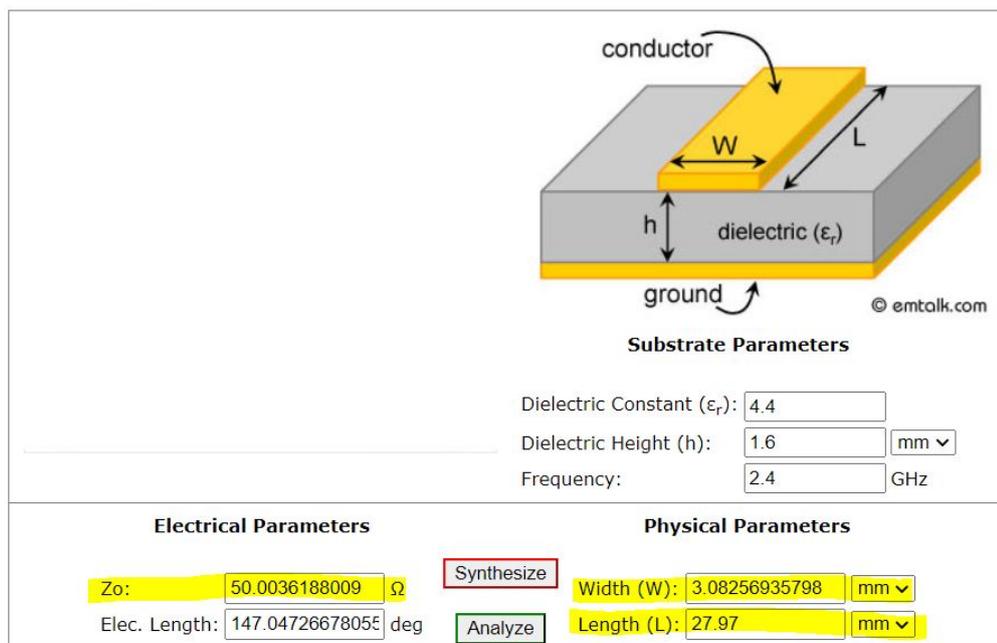


Fig. 36: Resultados obtenidos en la aplicación Microstrip Line Calculator para una longitud de 27.97mm

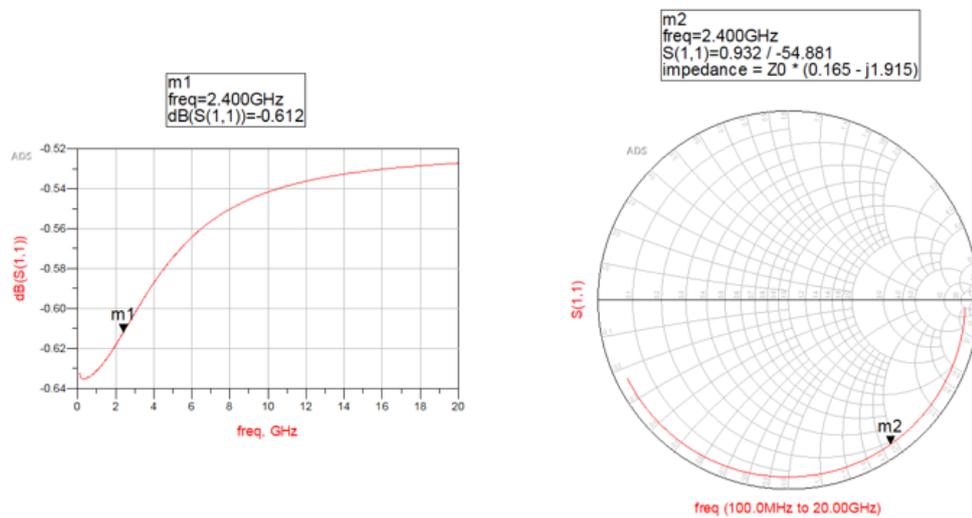
Se utiliza el mismo procedimiento para calcular el ancho de los stubs de acoplamiento de cada una de las longitudes y distancias de los circuitos, los resultados obtenidos se detallan en la tabla 8 y servirán para el diseño de los stubs de acoplamiento de cada una de las etapas. Se puede observar que el ancho no varía, lo cual indica que el ancho de una pista cuya impedancia es  $50\Omega$ , cuando se trabaja en FR4 siempre será 3.08mm independientemente del largo de la misma.

Tabla 8: VALORES DE D Y L DE LOS STUBS DE ACOPLAMIENTO DE LOS CIRCUITOS DE 1, 2 Y 4 ETAPAS .

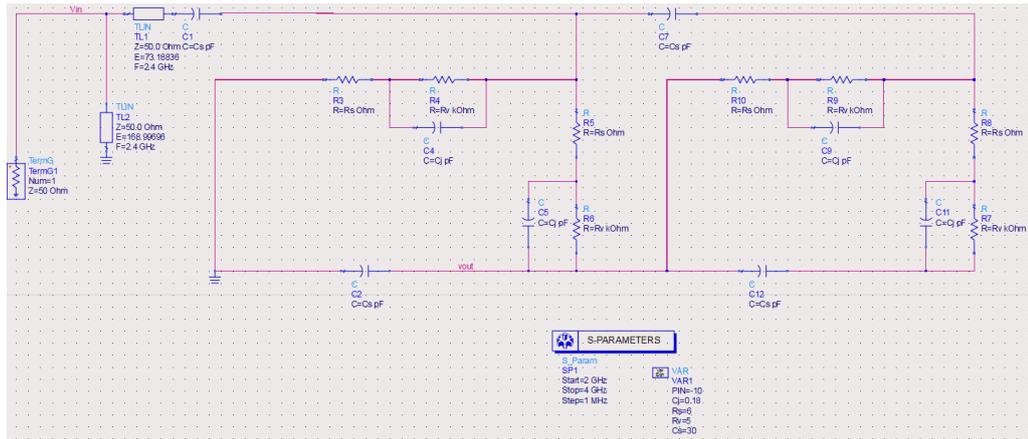
Número de Etapas	D (mm)	L (mm)	Ancho (mm)
1	13,82	28,36	3,08
2	12,11	27,97	3,08
4	9,56	27,87	3,08

Elaborado por: El Investigador

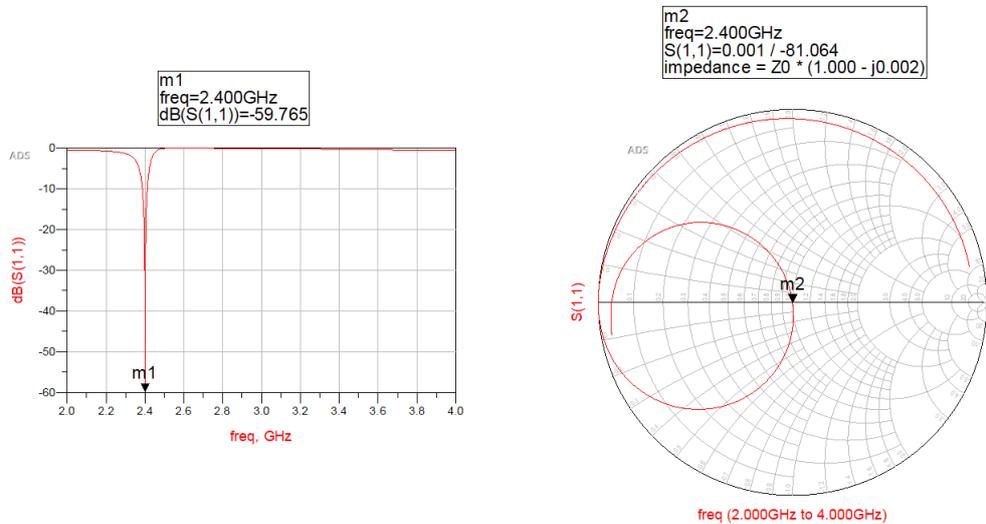
Una vez que se ha determinado las dimensiones de los stubs de acoplamiento, se procede a incorporarlos en los circuitos para realizar las simulaciones en el programa ADS. En la figura 37 se muestra que al incorporar los stubs de acoplamiento se logra adaptar la impedancia del circuito a  $50\Omega$  con una frecuencia de 2.4GHz, en a) se muestra el parámetro S a 2.4GHz del circuito de 2 etapas sin los stubs de acoplamiento, en b) se muestra el circuito de 2 etapas incluido el acoplamiento y en c) se muestra el parámetro S que se obtiene al incorporar los stubs de acoplamiento, con lo cual se comprueba el acople a  $50\Omega$  con 2.4GHz.



a)



b)

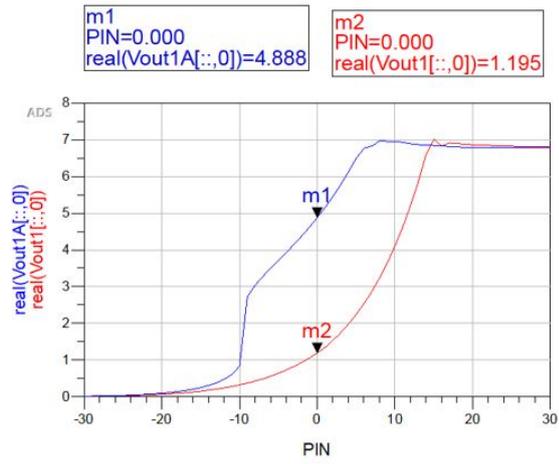


c)

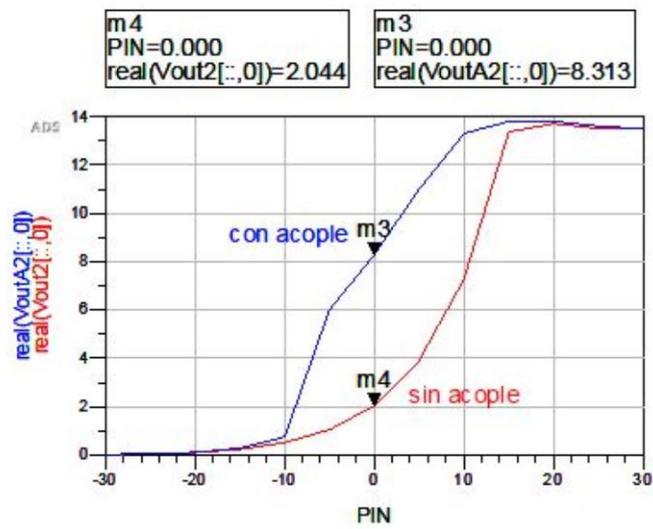
Fig. 37: a) Parámetro S del circuito de 2 etapas sin acoplamiento b) Circuito cosechador de energía RF 2 etapas con acoplamiento a  $50\Omega$  y c) Parámetro S del circuito de 2 etapas con acoplamiento .

Elaborado por: El Investigador

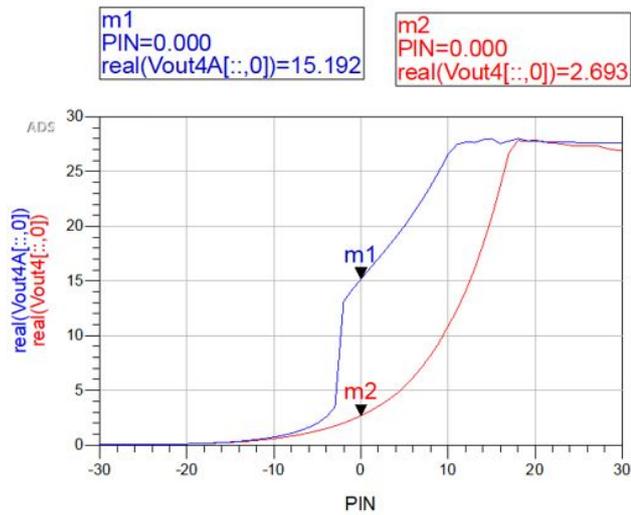
En la figura 38 se muestra la comparativa del voltaje obtenido de los circuitos de 1, 2 y 4 etapas con y sin acoplamiento para un rango de potencias de  $-30\text{dB}$  a  $30\text{dBm}$  , como se puede observar la ganancia de voltaje con el circuito de acoplamiento es importante a partir de  $-10\text{dBm}$ , debido a que la adaptación de impedancias produce la máxima transferencia de energía desde la fuente al circuito multiplicador, alcanzando su pico máximo en un rango de  $15$  a  $20\text{dBm}$ . Para potencias inferiores a  $-10\text{dBm}$  se logra obtener ganancia de voltaje únicamente con el circuito de 1 etapa.



a)



b)



c)

Fig. 38: Gráfica Vout vs PIN con y sin stubs de acoplamiento a) 1 etapa, b) 2 etapas y c) 4 etapas.

Elaborado por: El Investigador

En la tabla 9 se muestra los valores de voltaje obtenido en cada una de las etapas del sistema respecto al valor de PIN (-30 a 30 dBm)

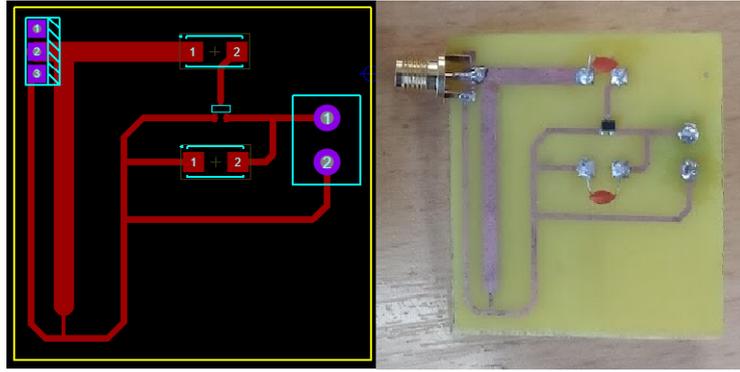
Tabla 9: VOLTAJE DE SALIDA OBTENIDO CON Y SIN STUBS DE ACOPLAMIENTO .

PIN (dBm)	SIN ACOPLA			CON ACOPLA		
	Vout (V) 1 ETAPA	Vout (V) 2 ETAPAS	Vout (V) 4 ETAPAS	Vout (V) 1 ETAPA	Vout (V) 2 ETAPAS	Vout (V) 4 ETAPAS
-30	0,008	0,011	0,009	0,011	0,011	0,011
-25	0,023	0,032	0,029	0,033	0,034	0,033
-20	0,063	0,091	0,086	0,094	0,1	0,1
-15	0,151	0,228	0,237	0,252	0,274	0,286
-10	0,322	0,509	0,581	0,853	0,747	0,767
-5	0,638	1,05	1,287	3,706	6,036	2,201
0	1,193	2,044	2,673	4,873	8,313	14,772
5	2,245	3,926	5,33	6,488	11,041	19,523
10	4,11	7,298	10,84	6,959	13,32	25,969
15	7,016	13,384	20,692	6,842	13,815	27,837
20	6,865	13,72	27,889	6,788	13,818	27,749
25	6,822	13,525	27,344	6,781	13,615	27,639
30	6,801	13,558	26,926	6,779	13,503	27,581

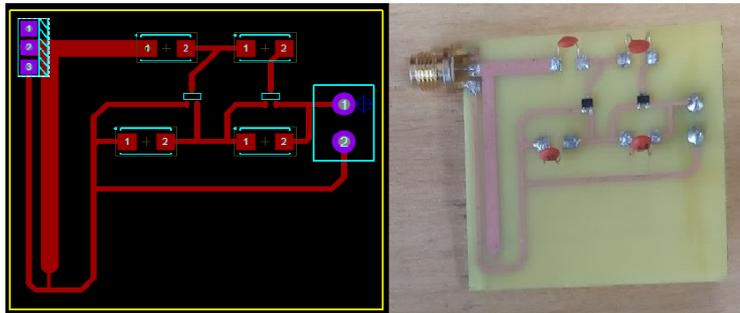
Elaborado por: El Investigador

### 3.5.3. Diseño y elaboración de la PCB

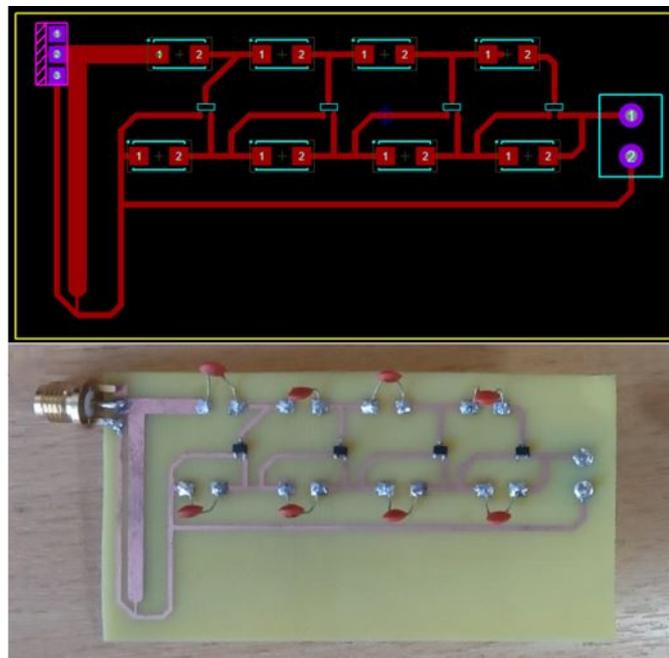
Una vez que se ha determinado los resultados de cada una de las etapas, se inicia el procedimiento de diseño de las placas, para ello se utiliza el programa Proteus mediante el cual se realiza el diseño de las pistas. Anteriormente se realizó el cálculo de la longitud y ancho de los stubs de acoplamiento para cada una de las etapas, los resultados se muestran en la tabla 8, para el resto de pistas que unen los componentes, se intenta hacerlas lo mas cortas posibles minimizando así efectos parásitos, resistivos y capacitivos, el ancho de la pista debe ser suficiente para permitir el paso de la corriente máxima que vaya a circular por la pista [11]. La energía que se logra recolectar de una fuente de RF es relativamente baja y por tanto la corriente que se genera no supera 1A, según [11] en donde se establecen las normas básicas para el diseño de PCB's, en una pista con un ancho de 1mm y un grosor de cobre de 35micras,, la corriente máxima que puede circular es de 3A. Tomando en cuenta lo mencionado anteriormente y por facilidad en la fabricación de las placas, se ha decidido diseñar las pistas que unen los elementos del circuito con un ancho de 1mm. En la figura 39 se puede observar el Layout de los circuito diseñados Vs las placas fabricadas.



a)



b)



c)

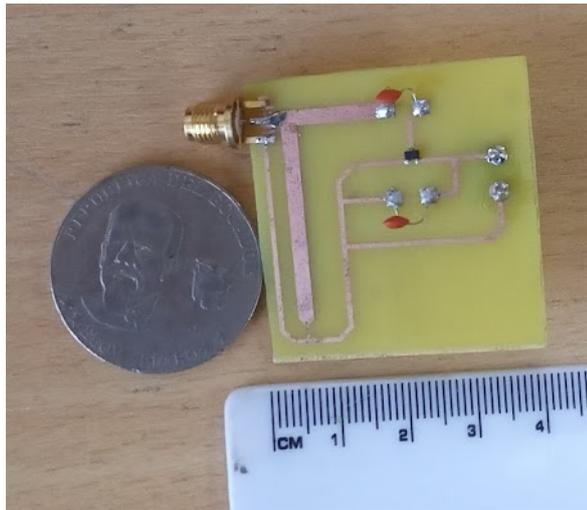
Fig. 39: Layout realizado en Proteus VS placa elaborada a) 1 etapa, b) 2 etapas y c) 4 etapas .  
Elaborado por: El Investigador

Se realiza la impresión de los circuitos en material FR4, en la figura 40 se pueden observar las placas fabricadas, se procede a soldar los componentes en sus

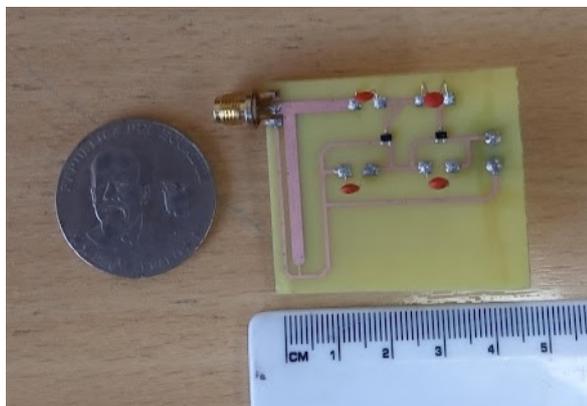
respectivas posiciones, se utiliza instrumentos de precisión para soldar los diodos HSMS286C.



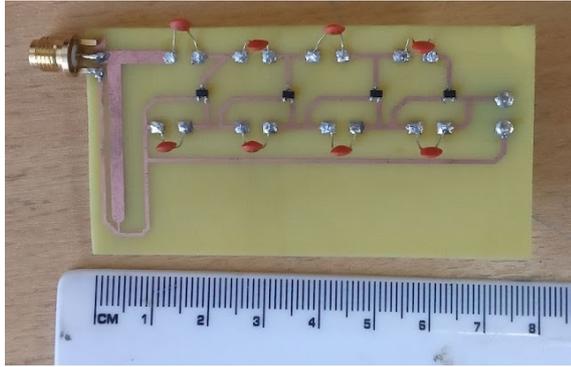
a)



b)



c)



d)

Fig. 40: b) Soldado de elementos, b) placa terminada 1 etapa, c) placa terminada 2 etapas y c) placa terminada 4 etapas .

Elaborado por: El Investigador

## 4. CAPÍTULO IV

### RESULTADOS Y DISCUSIÓN

#### 4.1. Pruebas y Mediciones

Para las pruebas de los circuitos de 1, 2 y 4 etapas se utiliza dos antenas, una log periódica y una espiral diseñadas para receptor señales de 2.4GHz, como fuente de frecuencia se utiliza un Access Point marca Aruba Networks, modelo APIN0225 y un multímetro marca Fluke como equipo de medición, en la figura 41 se visualiza los equipos y elementos utilizados.



a)



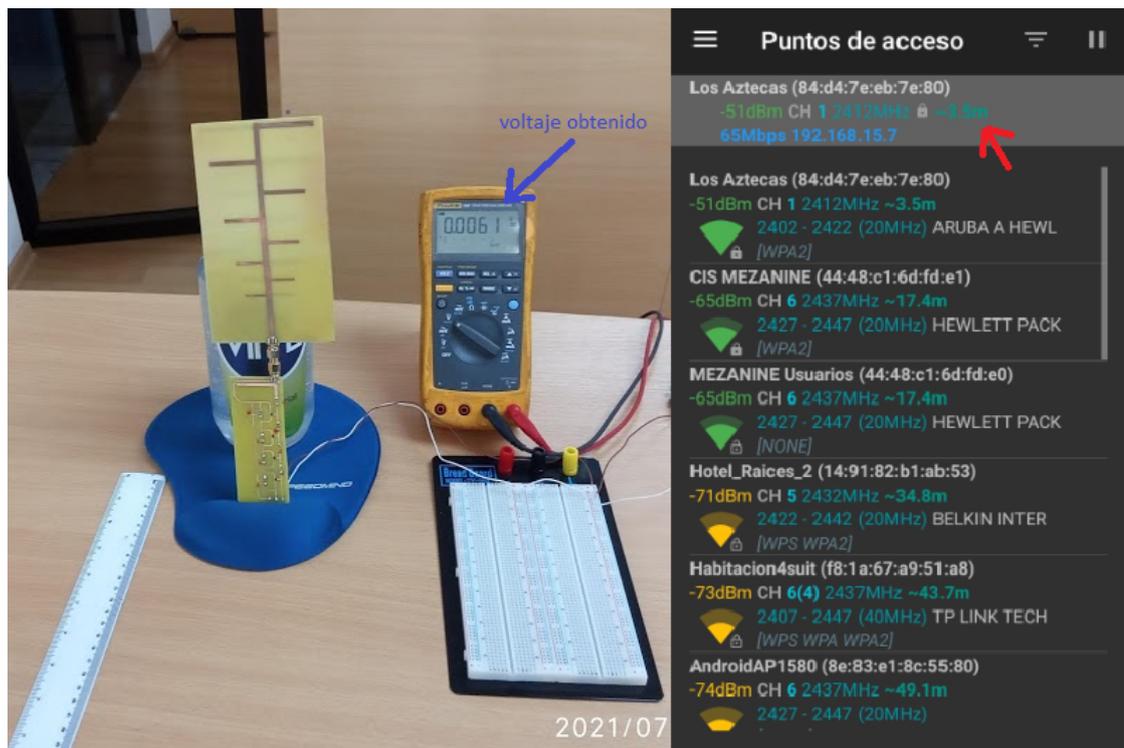
b)

Fig. 41: Equipos y elementos utilizados para las pruebas a) Fuente RF de 2.4GHz y b) Materiales y elementos utilizados .

Elaborado por: El Investigador

#### 4.1.1. Pruebas del sistema sin almacenamiento

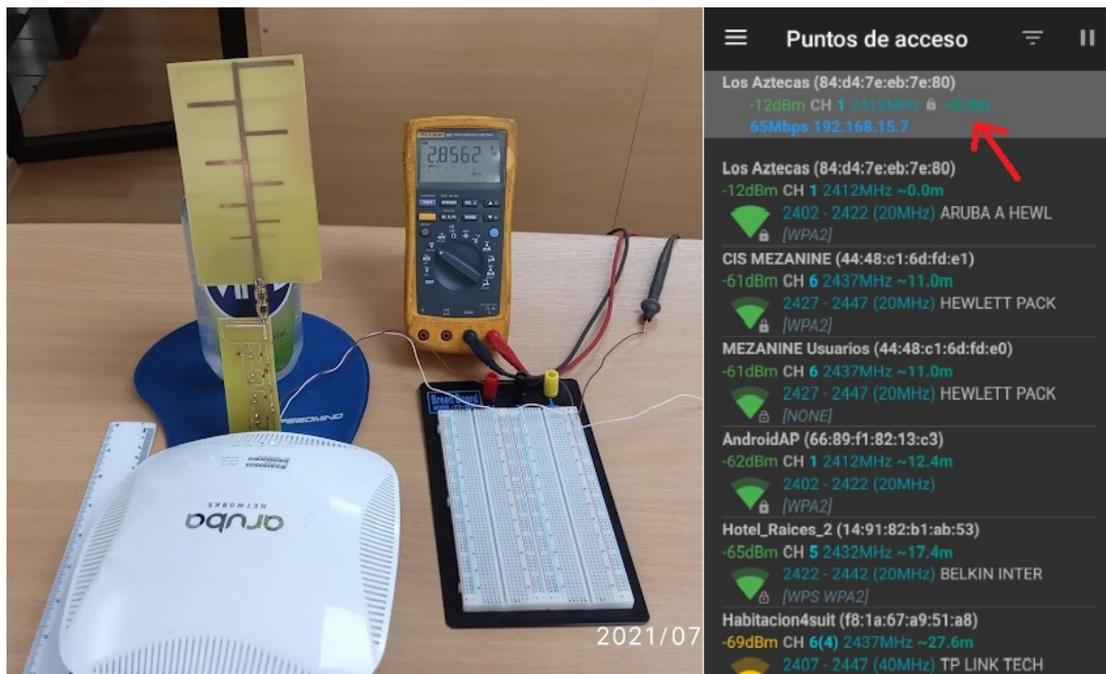
Se procedió a medir el voltaje recolectado por cada una de las antenas, se realizan pruebas variando la distancia de la fuente con relación a la antena para comprobar el efecto del voltaje de salida respecto a la potencia recibida por la antena, en la figura 42 se puede observar parte de las pruebas y valores obtenidos con el circuito de 4 etapas y la antena log periódica, el punto de acceso del equipo Aruba se identifica como “Los Aztecas”, como se puede observar la potencia varía considerablemente con la distancia.



a) -51dBm



b) -18dBm



c) -12dBm

Fig. 42: Voltaje y potencia obtenidos a diferentes distancias de la fuente con antena loc periódica y multiplicador de 4 etapas. a) 3.5m, b) 0.1m y c) 0m.

Elaborado por: El Investigador

Se realiza el mismo procedimiento para los circuitos de 1, 2 y 4 etapas con la antena espiral y log periódica, los valores obtenidos se registran en la tabla 10 .

Tabla 10: POTENCIA RECIBIDA Y VOLTAJE OBTENIDO POR ANTENA Y POR ETAPAS

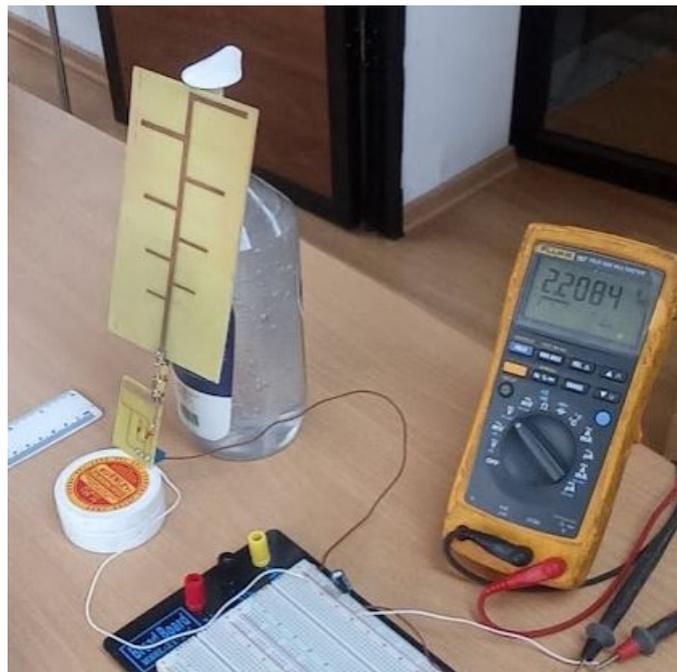
DISTANCIA (m)	POTENCIA RECIBIDA (dBm)	ETAPAS DEL MULTIPLICADOR	VOLTAJE DE SALIDA ANTENA LOG PERIODICA (VDC)	VOLTAJE DE SALIDA ANTENA ESPIRAL (VDC)
3,5	-51	1	0,005	0,0004
		2	0,0014	0,0047
		4	0,0061	0,0034
0,1	-18	1	0,1269	0,074
		2	0,1638	0,2023
		4	0,4005	0,3514
0	-12	1	0,3524	0,2288
		2	1,0176	0,9398
		4	2,8562	1,3616

Elaborado por: El Investigador

Como se puede observar, la potencia recibida varía considerablemente con relación a la distancia a la que se ubica la fuente de 2.4GHz. Se obtiene mayor salida de voltaje con la antena Log periódica en todas las pruebas, se evidencia el incremento de voltaje a medida que se incrementa el número de etapas.

#### 4.1.2. Pruebas del sistema con capacitor de almacenamiento

Se colocó un capacitor electrolítico de  $100\mu F$  para almacenar el voltaje, se empleó un tiempo de 30 minutos con cada una de las etapas y las antenas disponibles, parte del proceso se puede observar en la figura 43.



a)



b)



c)

Fig. 43: Mediciones de voltaje almacenado en capacitor a) Circuito 4 etapas y antena log periódica b) Circuito 2 etapas y antena log periódica y c) Circuito 1 etapa y antena log periódica

Elaborado por: El Investigador

Los resultados obtenidos se registran en la tabla 11, se puede determinar que el circuito de 4 etapas logra recolectar mas voltaje con la antena log periódica, en la figura 44 se puede observar que el voltaje obtenido con la antena log periódica es superior al voltaje recolectado con la antena espiral en todas las etapas del circuito.

Tabla 11: VOLTAJE ALMACENADO EN CAPACITOR DE  $100\mu\text{F}$  CON CADA UNA DE LAS ETAPAS Y ANTENAS .

NÚMERO DE ETAPAS DEL MULTIPLICADOR	TIEMPO (Min)	VOLTAJE ALMACENADO ANTENA LOG PERIÓDICA (VDC)	VOLTAJE ALMACENADO ANTENA ESPIRAL (VDC)
1	30	2,2084	1,2604
2	30	3,344	1,8561
4	30	4,0212	2,5058

Elaborado por: El Investigador

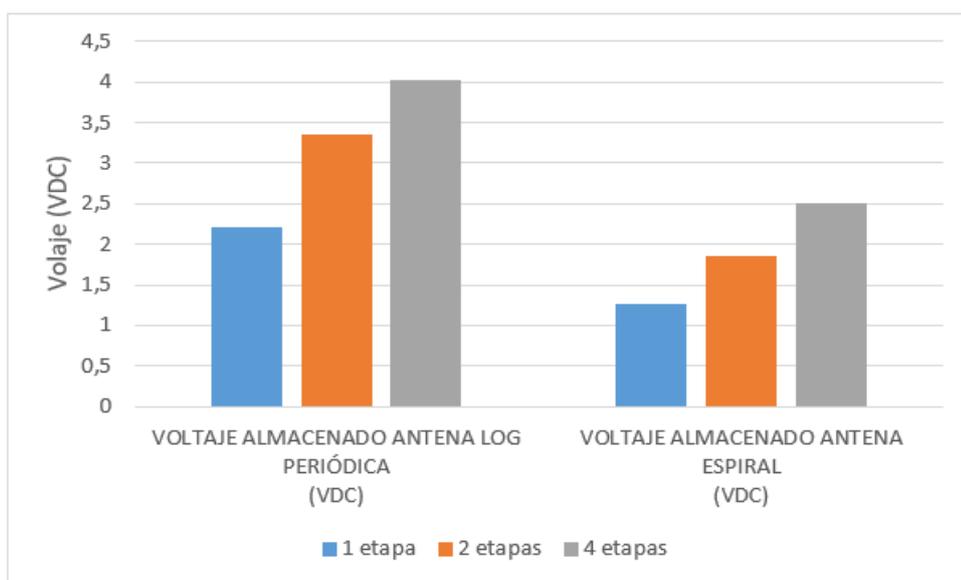
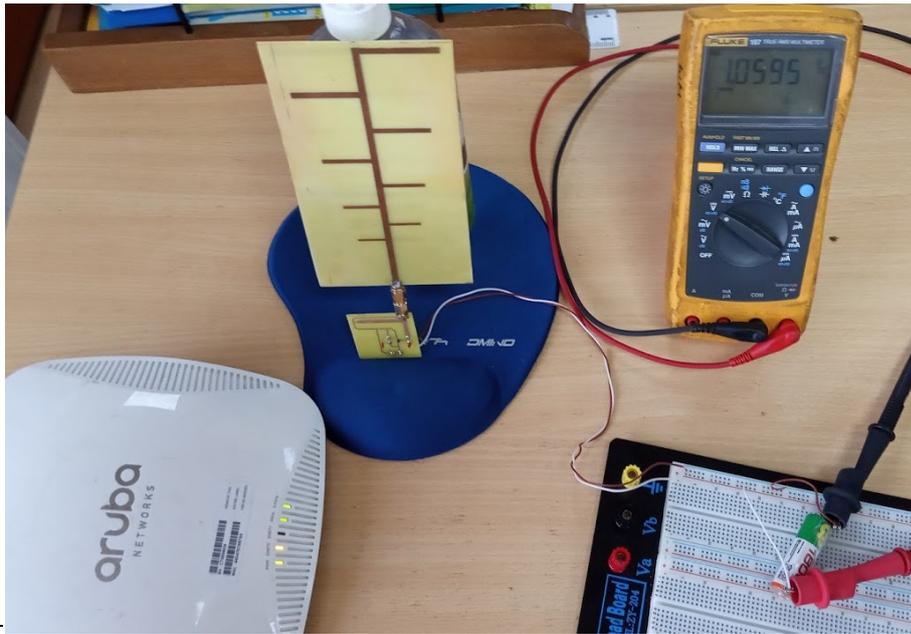
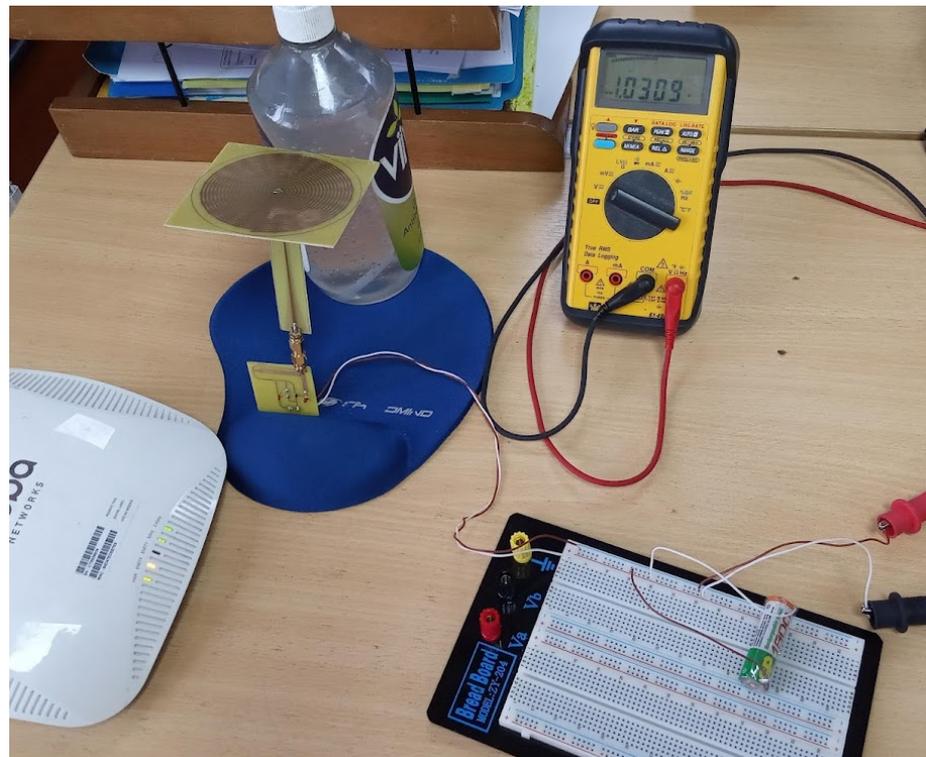


Fig. 44: Voltaje Almacenado en capacitor de  $100\mu\text{F}$   
Elaborado por: El Investigador

Se colocó una pila recargable de NiMH de 1.2V para determinar la capacidad de carga de los sistemas de acondicionamiento, se empleó un tiempo de 90 minutos con cada una de las etapas y las antenas disponibles, se registra las mediciones cada 30 minutos. Parte del proceso se puede observar en la figura 45 y los resultados obtenidos se encuentran registrados en la tabla 12.



a)



b)

Fig. 45: Pruebas de almacenamiento con pila, a) Circuito 1 etapa y antena log periódica y b) Circuito 1 etapa y antena espiral .

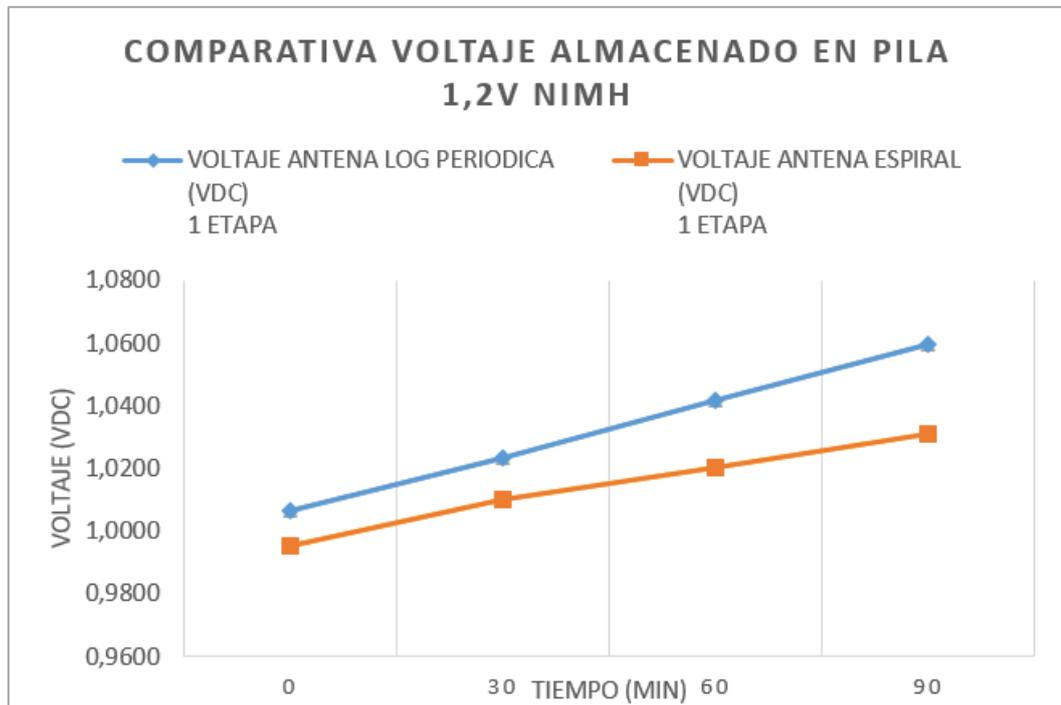
Elaborado por: El Investigador

Tabla 12: VOLTAJE ALMACENADO EN PILA DE 1.2V CON CADA UNA DE LAS ETAPAS Y ANTENAS .

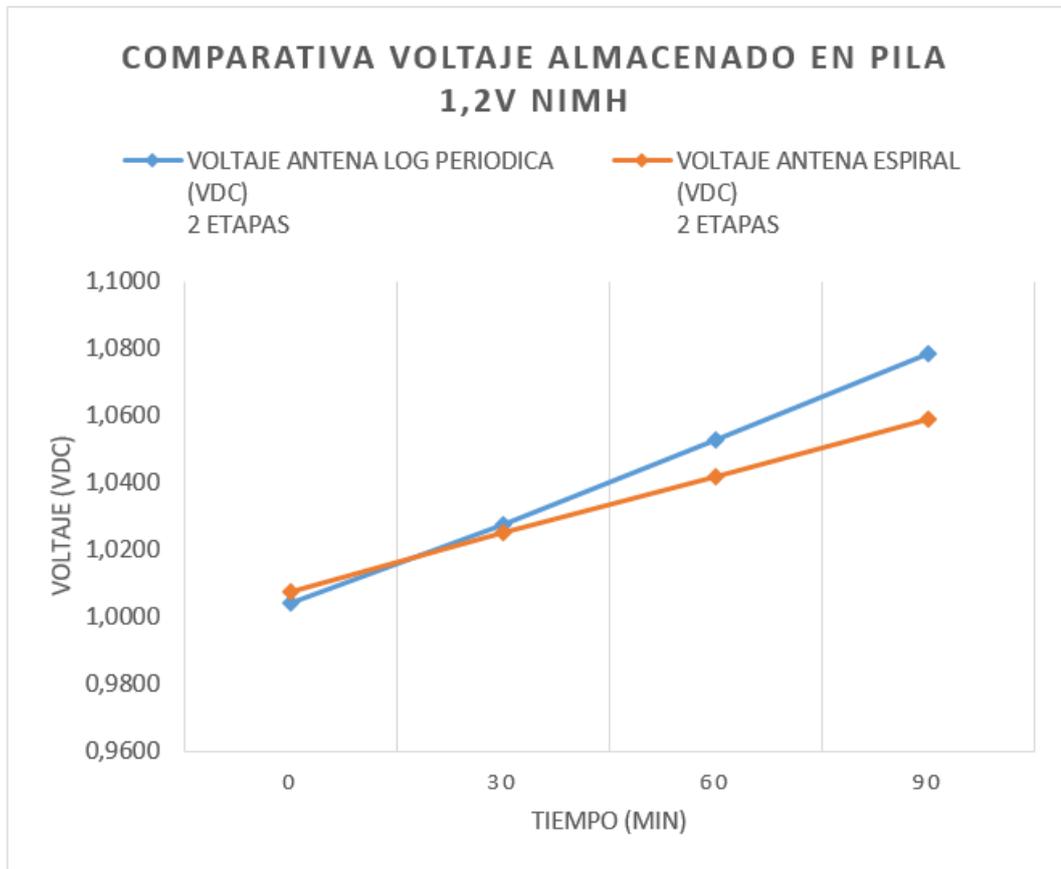
ELEMENTO DE ALMACENAMIENTO	ETAPAS DEL MULTIPLICADOR	TIEMPO (Min)	VOLTAJE INICIAL (VDC)	VOLTAJE FINAL ANTENA LOG PERIODICA (VDC)	VOLTAJE ALMACENADO (mV)	VOLTAJE INICIAL (VDC)	VOLTAJE FINAL ANTENA ESPIRAL (VDC)	VOLTAJE ALMACENADO (mV)	
Pila NiMA 1.2V	1	30	1,0065	1,0233	16,8	0,9953	1,0099	14,6	
		60	1,0233	1,0417	18,4	1,0099	1,0201	10,2	
		90	1,0417	1,0595	17,8	1,0201	1,0309	10,8	
		<b>TOTAL ALMACENADO</b>				<b>53</b>			<b>TOTAL ALMACENADO</b>
	2	30	1,0041	1,0276	23,5	1,0073	1,0252	17,9	
		60	1,0276	1,0527	25,1	1,0252	1,0417	16,5	
		90	1,0527	1,0785	25,8	1,0417	1,0589	17,2	
		<b>TOTAL ALMACENADO</b>				<b>74,4</b>			<b>TOTAL ALMACENADO</b>
	4	30	0,9735	1,0097	36,2	0,9775	0,9995	22	
		60	1,0097	1,0457	36	0,9995	1,0238	24,3	
		90	1,0457	1,0829	37,2	1,0238	1,0465	22,7	
		<b>TOTAL ALMACENADO</b>				<b>109,4</b>			<b>TOTAL ALMACENADO</b>

Elaborado por: El Investigador

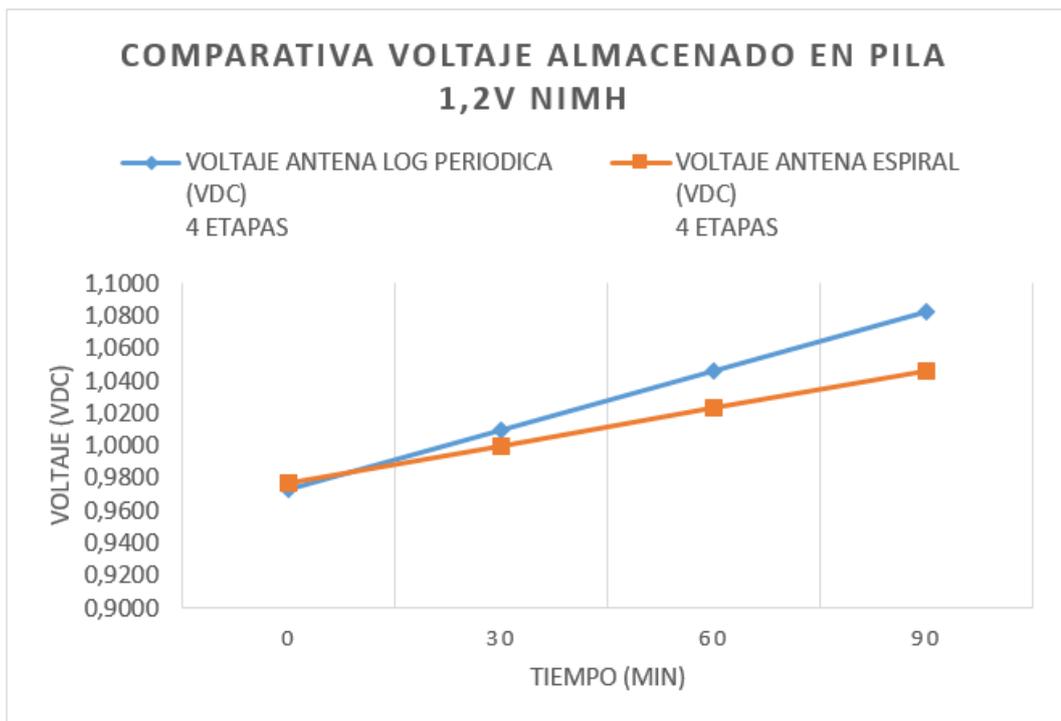
En la figura 46 se puede observar la tendencia exponencial del voltaje almacenado en la pila recargable con cada una de las antenas y etapas.



a)



b)



c)

Fig. 46: Voltaje almacenado en pila de 1.2V a) con circuito de 1 etapa y b) con circuito de 4 etapas.

Elaborado por: El Investigador

Mediante las pruebas realizadas se puede determinar que al utilizar el capacitor se logra almacenar mayor cantidad de voltaje en un período menor de tiempo, esto se debe principalmente a que la energía potencial en un capacitor se almacena directamente en sus placas en forma de un campo eléctrico, mientras que en la pila el proceso es mas lento debido a la reacción química que se produce internamente para convertir la energía química en energía eléctrica.

## 5. CAPÍTULO V

### 5.1. Conclusiones

En los recolectores de energía desarrollados en trabajos anteriores se ha observado que la energía CC obtenida de una fuente de RF es generalmente baja, el comportamiento del sistema depende de la potencia recibida, la misma que varía en función de la distancia a la que se ubica la fuente; ante lo cual su uso estaría limitado para alimentar dispositivos de baja potencia.

Las simulaciones demuestran que la etapa de acoplamiento a la frecuencia de trabajo deseada tiene un alto impacto en el voltaje de salida, logrando optimizar el sistema de acondicionamiento para un sistema de captación de energía electromagnética. La cantidad de energía que se puede recolectar es muy escasa, del orden de los mili-voltios, sin embargo mediante la implementación de los stubs de acoplamiento en cada uno de los circuitos que permiten igualar la impedancias del sistema de captación y del circuito multiplicador elaborado con diodos HSMS286C realizado en este trabajo, el voltaje almacenado es superior en comparación con el voltaje recolectado en otros trabajos similares, en donde se utilizó diferentes diodos.

Considerando los resultados registrados en las tablas 11 y 12, el circuito de 4 etapas presenta un mejor desempeño, logrando acumular 4.02V en 30 minutos cuando se utiliza un capacitor dieléctrico como dispositivo de almacenamiento; y, 109.4mV en una pila recargable de 1.2V en un lapso de tiempo de 90 minutos.

Debido a la situación de pandemia y a las restricciones establecidas a nivel mundial, se presentaron varias limitaciones para la realización de este trabajo, como la adquisición de los diodos Schottky, el acceso a equipos de laboratorio que permitan caracterizar de mejor manera el prototipo, restricciones de movilidad, y varios factores que de una u otra forma fueron superados para la culminación de la investigación.

### 5.2. Recomendaciones

Para la fabricación de la PCB se recomienda el uso de substrato dieléctrico que contenga una constante de dieléctrico baja, en este trabajo se ha utilizado FR4 por ser una opción de fácil obtención y de bajo costo, sin embargo, existen en el mercado substratos que poseen una constante dieléctrica mas baja.

Utilizar herramientas apropiadas para el manejo y soldado de los diodos Schottky HSMS286C, ya que debido al tipo de encapsulamiento son demasiado pequeños.

Para incrementar la potencia de entrada y obtener mejores niveles de voltaje CC,

se recomienda mejorar el sistema de captación mediante diseños que permitan combinar fuentes de RF para el mismo recolector.

Utilizar equipos de laboratorio para realizar pruebas de salida de voltaje a diferentes potencias de entrada, con el fin de constatar los resultados obtenidos en las simulaciones.

Investigar sobre nuevas tecnologías y dispositivos que permitan el reemplazo de diodos Schotky en la implementación de sistemas de acondicionamiento para sistemas de captación de energía electromagnética.

### 5.3. BIBLIOGRAFÍA

- [1] Mohamed A Abouzied, Krishnan Ravichandran, and Edgar Sánchez-Sinencio. A fully integrated reconfigurable self-startup rf energy-harvesting system with storage capability. *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, 52(3):704–719, 2016.
- [2] Akrem Asmeida, Saizalmursidi Md Mustam, ZZ Abidin, and AYI Ashyap. Fast switching wideband rectifying circuit for future rf energy harvesting. In *AIP Conference Proceedings*, volume 1883, page 020015. AIP Publishing LLC, 2017.
- [3] UA Bakshi and AP Godse. *Electronic Devices and Circuits*. Technical Publications, 2008.
- [4] Ramon Bragós Bardia. *CIRCUITOS Y DISPOSITIVOS ELECTRÓNICOS. FUNDAMENTOS DE ELECTRÓNICA (PT)*, volume 5. Univ. Politèc. de Catalunya, 1999.
- [5] Nelson Iván Barrionuevo Ortiz and Juan Carlos Cruz Hurtado. Análisis de la eficiencia de un multiplicador de tensión de baja potencia de entrada en cuanto al número de etapas. *Ingeniería Electrónica, Automática y Comunicaciones*, 35(3):90–101, 2014.
- [6] David Calvo Zavala. Estudio y desarrollo de un sistema de captación de energía rf en redes wsn. B.S. thesis, Universitat Politècnica de Catalunya, 2020.
- [7] ANGEL REGALADO CONTRERAS. Fabricación y caracterización eléctrica de microdiodos schottky transparentes de películas delgadas de znox. 2020.
- [8] Myriam Cumbajín, Lourdes Ramírez, and Carlos Gordón. Integración de energías renovables en sistemas de energía eléctrica convencionales basados en confiabilidad computacional. *Revista Ibérica de Sistemas e Tecnologías de Informação*, (E19):391–402, 2019.
- [9] Jari-Pascal Curty, Michel Declercq, Catherine Dehollain, and Norbert Joehl. *Design and optimization of passive UHF RFID systems*. Springer Science & Business Media, 2006.
- [10] Kavuri Kasi Annapurna Devi, Norashidah Md Din, and Chandan Kumar Chakrabarty. Optimization of the voltage doubler stages in an rf-dc convertor module for energy harvesting. 2012.
- [11] Manuel J Bellido Díaz. Normas básicas y recomendaciones en el diseño de pcbs.
- [12] Michael Feiginov, Cezary Sydlo, Oleg Cojocari, and Peter Meissner. Resonant-tunnelling-diode oscillators operating at frequencies above 1.1 thz. *Applied Physics Letters*, 99(23):233506, 2011.
- [13] Jesús Armando León Gil. *DESARROLLO DE DIODOS TÚNEL*. PhD thesis, CENTRO DE INVESTIGACIÓN EN MATERIALES AVANZADOS, 2014.
- [14] Dionisio Gutiérrez-Fallas. Resumen sobre capacitores y dieléctricos. 2017.
- [15] Daniel Wesley Harrist. *Wireless battery charging system using radio frequency energy harvesting*. PhD thesis, University of Pittsburgh, 2004.
- [16] Luis Carlos Hernández Tocora, Juan Sebastián Rojas Martínez, et al. Simulación de sistemas híbridos de almacenamiento de energía aplicados a microrredes eléctricas.

- [17] Hamid Jabbar, Young S Song, and Taikyeong Ted Jeong. Rf energy harvesting system and circuits for charging of mobile devices. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 56(1):247–253, 2010.
- [18] Majid Jamil, M Rizwan, and DP Kothari. Grid integration of solar photovoltaic systems. 2020.
- [19] Olfa Kanoun. *Energy Harvesting for Wireless Sensor Networks: Technology, Components and System Design*. Walter de Gruyter GmbH & Co KG, 2018.
- [20] Jung Hun Kim, Jo Bito, and Manos M Tentzeris. Design optimization of an energy harvesting rf-dc conversion circuit operating at 2.45 ghz. In *2015 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, pages 1280–1281. IEEE, 2015.
- [21] Hélène Lhermet, Cyril Condemine, Marc Plissonnier, Rapha el Salot, Patrick Audebert, and Marion Rosset. Efficient power management circuit: From thermal energy harvesting to above-ic microbattery energy storage. *IEEE Journal of solid-state circuits*, 43(1):246–255, 2008.
- [22] Long Li, Xuanming Zhang, Chaoyun Song, and Yi Huang. Progress, challenges, and perspective on metasurfaces for ambient radio frequency energy harvesting. *Applied Physics Letters*, 116(6):060501, 2020.
- [23] Diana Magally Barr on Longoria, Enrique Stevens Navarro, Armando Arce Casas, Marco Aurelio Cárdenas Juárez, and Ulises Pineda Rico. Comparacion de circuitos multiplicadores de voltaje para cosecha de energia en rf (comparison of voltage multiplier circuits for rf energy harvest). *Pistas Educativas*, 42(136), 2020.
- [24] Xiao Lu, Ping Wang, Dusit Niyato, Dong In Kim, and Zhu Han. Wireless networks with rf energy harvesting: A contemporary survey. *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, 17(2):757–789, 2014.
- [25] Germán Villalba Madrid and Miguel A Zamora Izquierdo. Circuitos con diodos. 2003.
- [26] Alonso Martínez Castillo. *Antenas para aplicaciones de captación de energía en la banda UHF*. PhD thesis, Universitat Polit cnica de València, 2015.
- [27] Richard Torrealba Meléndez, Vidal Crispín Santiesteban, Roberto Carlos Ambrosio Lázaro, et al. Sistema de cosechamiento de energía con radio frecuencia.
- [28] Juan Antonio Morcillo Sánchez. Diseño de rectenas multifrecuencia de media onda y onda completa. Master’s thesis, 2011.
- [29] Prusayon Nintanavongsa, Ufuk Muncuk, David Richard Lewis, and Kaushik Roy Chowdhury. Design optimization and implementation for rf energy harvesting circuits. *IEEE Journal on emerging and selected topics in circuits and systems*, 2(1):24–33, 2012.
- [30] Jeremy R Niskala, William C Rice, Robert C Bruce, Timothy J Merkel, Frank Tsui, and Wei You. Tunneling characteristics of au–alkanedithiol–au junctions formed via nanotransfer printing (ntp). *Journal of the American Chemical Society*, 134(29):12072–12082, 2012.

- [31] Luis Anibal Orbe Chamorro. Diseño un sistema de almacenamiento con supercapacitores para una instalación fotovoltaica que alimente una carga de demanda variable. B.S. thesis, 2020.
- [32] Fausto Posso. Energía y ambiente: pasado, presente y futuro. parte dos: Sistema energético basado en energías alternativas. *Geoenseñanza*, 7(1-2):54–73, 2002.
- [33] Lluís Prat Viñas and Josep Calderer Cardona. Dispositivos electrónicos y fotónicos: fundamentos, 2006.
- [34] Antolín Prieto Murcia. Característica intensidad-voltaje en el contacto metal–semiconductor superconductor. 2020.
- [35] Félix Reinoso. Optimización de antenas para sistemas de captación de energía electromagnética. Master’s thesis, Universidad Técnica de Ambato, 2021.
- [36] Sergio Romero Camacho et al. Seguidor integrado de punto de máxima potencia para un circuito de cosecha de energía. Master’s thesis, Benemérita Universidad Autónoma de Puebla, 2017.
- [37] Alfred Rufer. *Energy storage: systems and components*. CRC Press, 2017.
- [38] MA Meor Said, Z Zakaria, MN Husain, M Abu, N Mohd Salleh, and MH Misran. Dual-band rectifying circuit for rf energy scavenging. *ARPJ Journal of Engineering and Applied Sciences*, 11(5), 2016.
- [39] S Salivahanan. *Electronic devices and circuits*. Tata McGraw-Hill Education, 2011.
- [40] Asma Anika Shahabuddin, Parmita Dewanjee Shalu, and Nahida Akter. Optimized process design of rf energy harvesting circuit for low power devices. *International Journal of Applied Engineering Research*, 13(2):849–854, 2018.
- [41] Eduardo Clemente Sobrinho. Energy harvesting para módulos iot. 2019.
- [42] Jordi Solbes and Francisco Tarín. Generalizando el concepto de energía y su conservación. *Didáctica de las ciencias experimentales y sociales*, (22):155–180, 2008.
- [43] Chaoyun Song, Yi Huang, Jiafeng Zhou, Jingwei Zhang, Sheng Yuan, and Paul Carter. A high-efficiency broadband rectenna for ambient wireless energy harvesting. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 63(8):3486–3495, 2015.
- [44] Francisco Javier Mejia Tascon. Información preliminar: Condensador.
- [45] M Carlos Tobajas Vázquez. *Energía solar fotovoltaica*. Cano Pina, 2018.
- [46] Han Yan, JG Macias Montero, Atef Akhnoukh, Leo CN De Vreede, and Joachim Burghartz. An integration scheme for rf power harvesting. In *Proc. STW Annual Workshop on Semiconductor Advances for Future Electronics and Sensors*, volume 2005, pages 64–66, 2005.
- [47] PH Young. *Electronics and communication technology*, 1994.

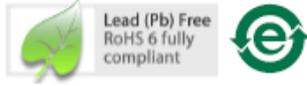
## 5.4. ANEXOS

### 5.4.1. HOJA DE DATOS DEL DIODO SCHOTTKY HSMS286C

#### HSMS-286x Series Surface Mount Microwave Schottky Detector Diodes



#### Data Sheet

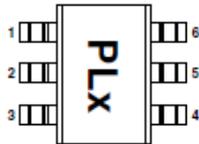


#### Description

Avago's HSMS-286x family of DC biased detector diodes have been designed and optimized for use from 915 MHz to 5.8 GHz. They are ideal for RF/ID and RF Tag applications as well as large signal detection, modulation, RF to DC conversion or voltage doubling.

Available in various package configurations, this family of detector diodes provides low cost solutions to a wide variety of design problems. Avago's manufacturing techniques assure that when two or more diodes are mounted into a single surface mount package, they are taken from adjacent sites on the wafer, assuring the highest possible degree of match.

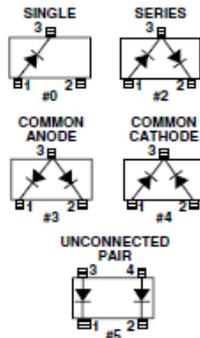
#### Pin Connections and Package Marking



#### Notes:

1. Package marking provides orientation and identification.
2. The first two characters are the package marking code. The third character is the date code.

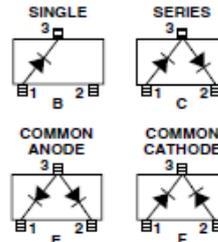
#### SOT-23/SOT-143 Package Lead Code Identification (top view)



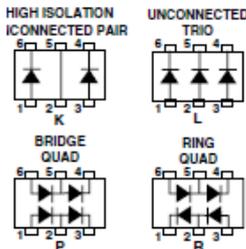
#### Features

- Surface Mount SOT-23/SOT-143 Packages
  - Miniature SOT-323 and SOT-363 Packages
  - High Detection Sensitivity:
    - up to 50 mV/μW at 915 MHz
    - up to 35 mV/μW at 2.45 GHz
    - up to 25 mV/μW at 5.80 GHz
  - Low FIT (Failure in Time) Rate\*
  - Tape and Reel Options Available
  - Unique Configurations in Surface Mount SOT-363 Package
    - increase flexibility
    - save board space
    - reduce cost
  - HSMS-286K Grounded Center Leads Provide up to 10 dB Higher Isolation
  - Matched Diodes for Consistent Performance
  - Better Thermal Conductivity for Higher Power Dissipation
  - Lead-free
- \* For more information see the Surface Mount Schottky Reliability Data Sheet.

#### SOT-323 Package Lead Code Identification (top view)



#### SOT-363 Package Lead Code Identification (top view)



**SOT-23/SOT-143 DC Electrical Specifications,  $T_C = +25^\circ\text{C}$ , Single Diode**

Part Number HSMS-	Package Marking Code	Lead Code	Configuration	Forward Voltage $V_f$ (mV)		Typical Capacitance $C_T$ (pF)
2860	T0	0	Single	250 Min.	350 Max.	0.30
2862	T2	2	Series Pair <sup>[1,2]</sup>			
2863	T3	3	Common Anode <sup>[1,2]</sup>			
2864	T4	4	Common Cathode <sup>[1,2]</sup>			
2865	T5	5	Unconnected Pair <sup>[1,2]</sup>			
Test Conditions				$I_f = 1.0 \text{ mA}$		$V_R = 0 \text{ V}, f = 1 \text{ MHz}$

Notes:

1.  $\Delta V_f$  for diodes in pairs is 15.0 mV maximum at 1.0 mA.
2.  $\Delta C_T$  for diodes in pairs is 0.05 pF maximum at  $-0.5 \text{ V}$ .

**SOT-323/SOT-363 DC Electrical Specifications,  $T_C = +25^\circ\text{C}$ , Single Diode**

Part Number HSMS-	Package Marking Code	Lead Code	Configuration	Forward Voltage $V_f$ (mV)		Typical Capacitance $C_T$ (pF)
286B	T0	B	Single	250 Min.	350 Max.	0.25
286C	T2	C	Series Pair <sup>[1,2]</sup>			
286E	T3	E	Common Anode <sup>[1,2]</sup>			
286F	T4	F	Common Cathode <sup>[1,2]</sup>			
286K	TK	K	High Isolation Unconnected Pair			
286L	TL	L	Unconnected Trio			
286P	TP	P	Bridge Quad			
286R	ZZ	R	Ring Quad			
Test Conditions				$I_f = 1.0 \text{ mA}$		$V_R = 0 \text{ V}, f = 1 \text{ MHz}$

Notes:

1.  $\Delta V_f$  for diodes in pairs is 15.0 mV maximum at 1.0 mA.
2.  $\Delta C_T$  for diodes in pairs is 0.05 pF maximum at  $-0.5 \text{ V}$ .

### RF Electrical Specifications, $T_C = +25^\circ\text{C}$ , Single Diode

Part Number	Typical Tangential Sensitivity TSS (dBm) @ f =			Typical Voltage Sensitivity g (mV/ $\mu\text{W}$ ) @ f =			Typical Video Resistance RV (K $\Omega$ )
	915 MHz	2.45 GHz	5.8 GHz	915 MHz	2.45 GHz	5.8 GHz	
2860	-57	-56	-55	50	35	25	5.0
2862							
2863							
2864							
2865							
286B							
286C							
286E							
286F							
286K							
286L							
286P							
286R							
Test Conditions	Video Bandwidth = 2 MHz $I_b = 5 \mu\text{A}$			Power in = -40 dBm $R_L = 100 \text{K}\Omega$ , $I_b = 5 \mu\text{A}$			$I_b = 5 \mu\text{A}$

### Absolute Maximum Ratings, $T_C = +25^\circ\text{C}$ , Single Diode

Symbol	Parameter	Unit	Absolute Maximum <sup>[1]</sup>	
			SOT-23/143	SOT-323/363
$P_{IV}$	Peak Inverse Voltage	V	4.0	4.0
$T_J$	Junction Temperature	$^\circ\text{C}$	150	150
$T_{STG}$	Storage Temperature	$^\circ\text{C}$	-65 to 150	-65 to 150
$T_{OP}$	Operating Temperature	$^\circ\text{C}$	-65 to 150	-65 to 150
$\theta_{JC}$	Thermal Resistance <sup>[2]</sup>	$^\circ\text{C}/\text{W}$	500	150

Notes:

- Operation in excess of any one of these conditions may result in permanent damage to the device.
- $T_C = +25^\circ\text{C}$ , where  $T_C$  is defined to be the temperature at the package pins where contact is made to the circuit board.



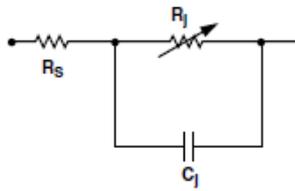
Attention:  
Observe precautions for  
handling electrostatic  
sensitive devices.

ESD Machine Model (Class A)

ESD Human Body Model (Class 0)

Refer to Avago Application Note A004R: Electrostatic Discharge Damage and Control.

### Equivalent Linear Circuit Model, Diode chip



$R_S$  = series resistance (see Table of SPICE parameters)

$C_J$  = junction capacitance (see Table of SPICE parameters)

$$R_J = \frac{8.33 \times 10^{-5} \text{ nT}}{I_b + I_s}$$

where

$I_b$  = externally applied bias current in amps

$I_s$  = saturation current (see table of SPICE parameters)

$T$  = temperature, °K

$n$  = ideality factor (see table of SPICE parameters)

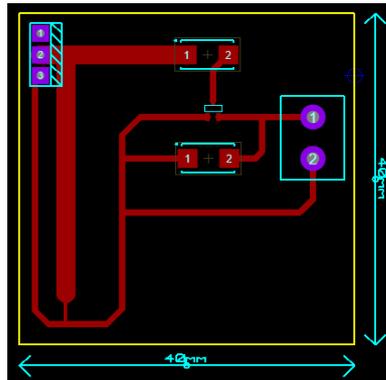
Note:

To effectively model the packaged HSMS-286x product, please refer to Application Note AN1124.

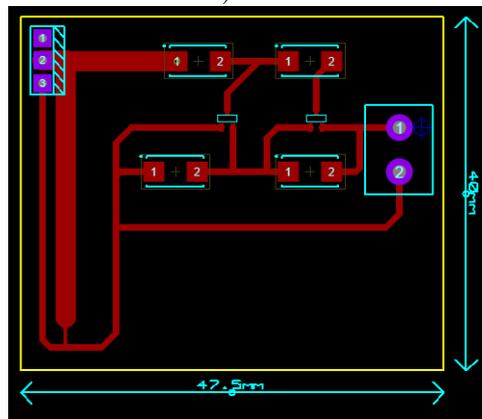
### SPICE Parameters

Parameter	Units	Value
$B_V$	V	7.0
$C_{J0}$	pF	0.18
$E_G$	eV	0.69
$I_{BV}$	A	1 E - 5
$I_s$	A	5 E - 8
$N$		1.08
$R_S$	$\Omega$	6.0
$P_B$ (VJ)	V	0.65
$P_T$ (XTI)		2
$M$		0.5

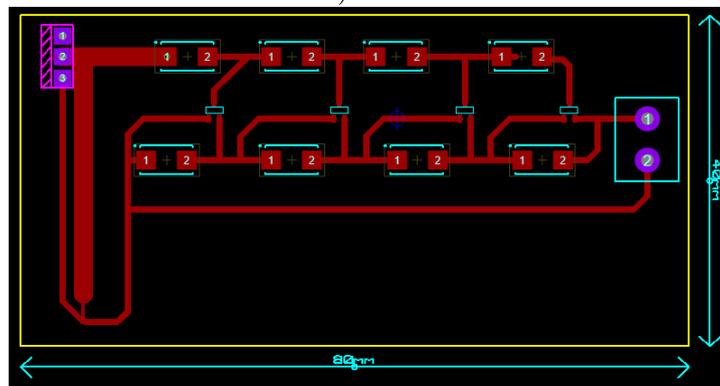
5.4.2. DISEÑOS DE PISTAS ELABORADOS EN PROTEUS Y ANTENAS UTILIZADAS PARA LA CAPTACIÓN DE ONDAS DE RF



a)

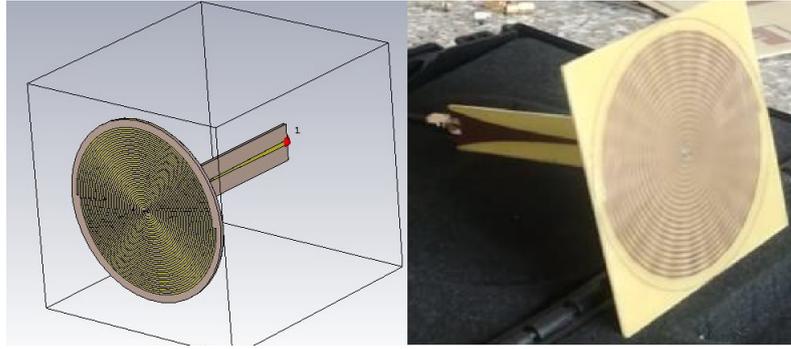


b)

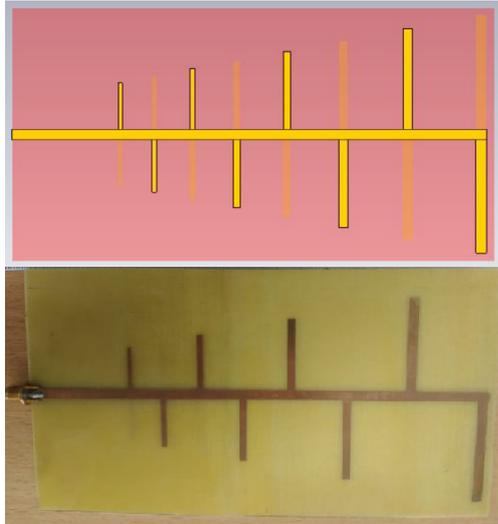


c)

Fig. 47: Diseños de las placas elaboradas a) 1 etapa, b) 2 etapas y c) 4 etapas  
Elaborado por: El Investigador



a)



b)

Fig. 48: Antenas utilizadas para la captación de ondas RF. Diseñado Vs Fabricado a) Antena Espiral y b) Antena Log Periódica

### 5.4.3. Cálculo del ancho de stubs de acoplamiento mediante herramienta Microstrip Line Calculator

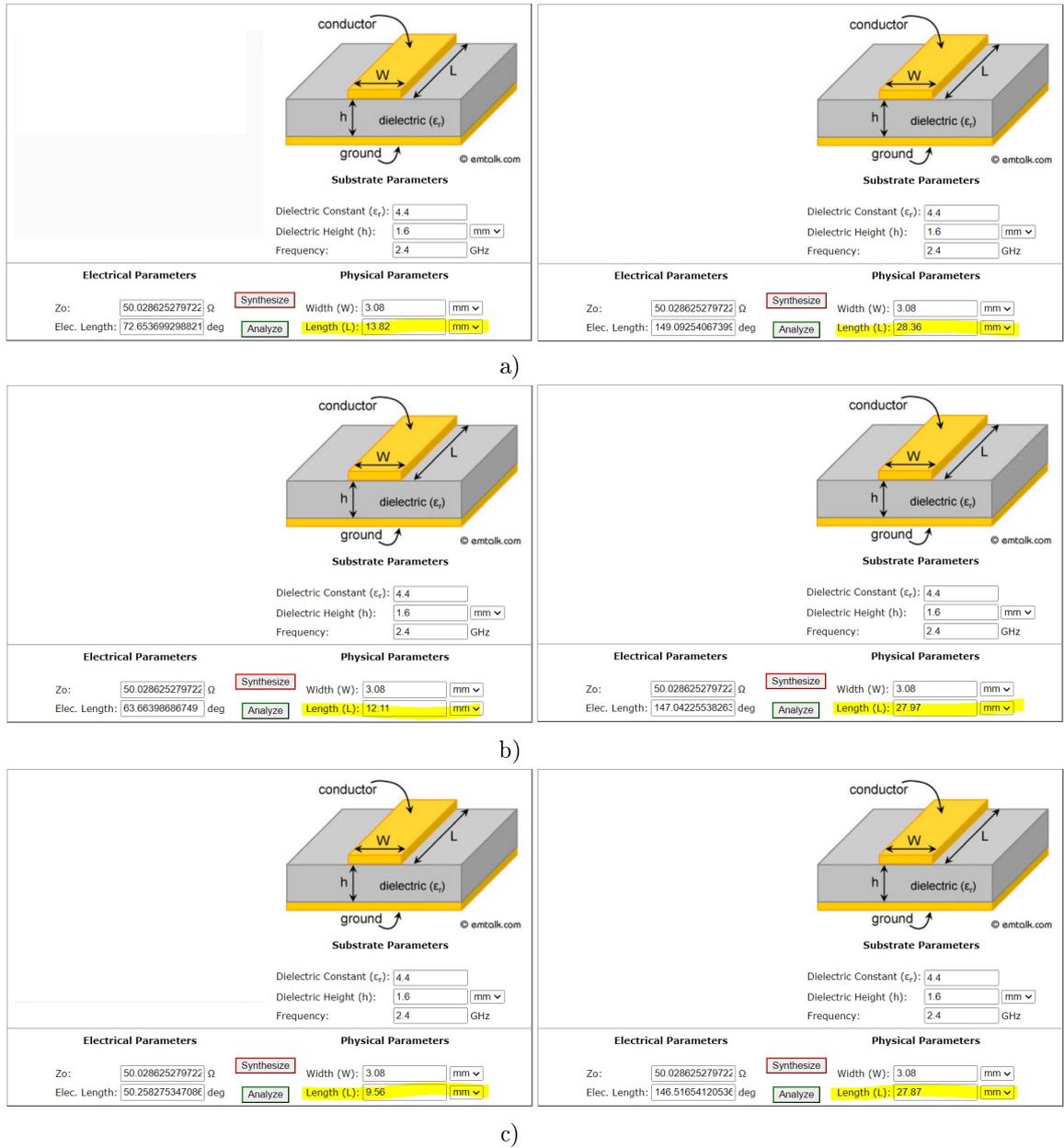


Fig. 49: Resultados de ancho de pista destubs de acoplamiento a) 1 etapa, b) 2 etapas y c) 4 etapas

#### 5.4.4. Comparativa ancho de pista con diferente sustrato

Como se observa en la figura 50 el sustrato Rogers presenta una constante dieléctrica mas baja, lo cual influye en el ancho de las pistas.

**Overhead Line Insulators**  
Manufacturers & Factory Price  
Composite Insulators, Porcelain Insulators, Glass Insulators, Pin Insulator Etc  
tciinsulator.com

**Substrate Parameters**  
Dielectric Constant ( $\epsilon_r$ ): 4.4  
Dielectric Height (h): 1.6 mm  
Frequency: 2.4 GHz

**Electrical Parameters**  
Zo: 50.028625279722  $\Omega$   
Elec. Length: 146.51654120536 deg

**Physical Parameters**  
Width (W): 3.08 mm  
Length (L): 27.87 mm

a)

**Nanometer Positioning Solution**  
Piezo Micro Positioning  
Industry Leading Piezo Stages, Actuators and Piezo Tools with Sub Nm Precision.  
piezosystem.com

**Substrate Parameters**  
Dielectric Constant ( $\epsilon_r$ ): 2.2  
Dielectric Height (h): 1.6 mm  
Frequency: 2.4 GHz

**Electrical Parameters**  
Zo: 50.07465383759  $\Omega$   
Elec. Length: 109.81609990626 deg

**Physical Parameters**  
Width (W): 4.96 mm  
Length (L): 27.87 mm

b)

Fig. 50: Resultados obtenidos con la herramienta Microstrip Line Calculator con los parámetros de un sustrato a) FR4 VS un sustrato b) ROGERS