

CARACTERIZACIÓN E IMPLEMENTACIÓN DE UN PROTOTIPO PARA LA
OBTENCIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA A PARTIR DE ONDAS DE
RADIOFRECUENCIA

JEAN PAUL SUAREZ PADILLA
MIGUEL ENRIQUE TORO DUARTE

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FISICO-MECANICAS
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA

2018

CARACTERIZACIÓN E IMPLEMENTACIÓN DE UN PROTOTIPO PARA LA
OBTENCIÓN DE ENERGÍA ELÉCTRICA A PARTIR DE ONDAS DE
RADIOFRECUENCIA.

JEAN PAUL SUAREZ PADILLA
MIGUEL ENRIQUE TORO DUARTE

Trabajo de grado para optar al título de Ingenieros Electrónicos.

Director

EFREN DARIO ACEVEDO CARDENAS

Magíster en Ingeniería Electrónica

Codirector

JAIME GUILLERMO BARRERO PEREZ

Magíster en Ingeniería Electrónica

UNIVERSIDAD INDUSTRIAL DE SANTANDER
FACULTAD DE INGENIERÍAS FISICO-MECANICAS
ESCUELA DE INGENIERÍA ELÉCTRICA, ELECTRÓNICA Y DE
TELECOMUNICACIONES
BUCARAMANGA

2018

DEDICATORIA

Este proyecto de grado se lo dedico a Dios todo poderoso que me otorgó los dones de la sabiduría, el entendimiento, el consejo, la ciencia, la fortaleza, la piedad, el amor e inteligencia para culminarlo en el tiempo propuesto junto con mi compañero. También está dedicado a mis abuelos, tío y vecino, María Estilita, Pascual, José de la Cruz (Chelo), Edinson A y Jerez (Q.E.P.D). A mis padres Luz Dary y Remigio Antonio, quienes fueron mi motor fundamental y apoyo incondicional para no decaer y siempre salir adelante pese a las dificultades que día a día se me presentaron, gracias a su amor fraternal me llenaron de inteligencia para poder continuar. A mis hermanos Jhoan Sebastián, Gissela María y Edinson Steven. A mi abuelita Raquel, por toda esa nobleza y sabiduría que me ha infundado desde siempre. A mis tías Luz Marina, Rosemary, María, Cindy, Karoll, Tatiana, Eva, Luz Mary, Elena, Nora, Gloria (Sorongo), Farides, Gabriela, y a mis tíos Jose de Jesus, Aquiles, Pascual, Osvaldo, Carlos por sus mejores consejos. A mis primas y primos, Michell, Yeris Mahoganis, Kalith, Faysully, Liseth, Yidis M, Julian y Efrén. A mis sobrinos Yosae y Loren Luciana que me llenan de vitalidad y me recuerdan la importancia de la niñez. A mis padrinos Alfonso Baeza, Luz Marina, Lus Mila y Polo personas de gran nobleza y humildad que pude conocer. A toda mi familia por creer en mí, todo esto lo hice por ustedes y para ustedes, no hay mayor satisfacción que verlos orgullosos y felices. A mi Tío Aquiles por ser gran persona, de dar me consejo y ejemplo de salir adelante en el momento difícil y a todas aquellas personas que siempre creyeron en mí; Adriana M, a Dalia M; a Marlene B; al Barrio las Americas donde crecí; a mis “Banca” de infancia; a mis amigos y profesores de bachillerato del Instituto Técnico Superior Industrial (ITSI) Juan Sebastián, Moisés, Eduardo, Pedro y Jaime B, por ser personas que me dieron buenos consejo y por ser la mejor promoción 2010; a mis amigos de la Universidad Industrial de Santander (UIS) Ludwing, Balaguera, Pico, Juan Pablo, Angulo, Yilmar, Alejandro, Luque, Fortun, Gil, David (Pipa), Guti, Yiris Andrés, Sergio Cruz, Luis Eduardo, Carlos M, Santiago y Miguel; al grupo de RADIOVSAT; a la Escuela E3T; a los profesores Oscar R, Efrén A y Jaime B por sus buenos consejos y por creer en mí. A mi gloriosa UIS que me hizo crecer, que me enseñó a tolerar y me permitió entender que ser Ingeniero Electrónico es la mejor decisión que pude tomar. Muchas gracias a todos por haber sido parte de este bonito camino.

Jean Paul Suarez Padilla

DEDICATORIA

A mis padres Iván Toro y Marlene Duarte, a mi hermana Olga Daniela, a mi tía Marina y a mi novia Luisa Fernanda, porque su ayuda fue fundamental durante toda la carrera, sin ustedes nada de esto hubiese sido posible. Gracias.

Miguel Enrique Toro Duarte

AGRADECIMIENTOS

A nuestro director el profesor Efrén Acevedo por su tiempo, dedicación, siempre estuvo dispuesto a resolver nuestras inquietudes y sobre todo nos brindó su confianza y apoyo.

A nuestro Codirector el profesor Jaime Barrero por sus valiosos consejos, y orientación durante todo el proyecto.

A todos los profesores que durante la carrera nos transmitieron sus conocimientos y experiencias formándonos para ser profesionales íntegros.

TABLA DE CONTENIDO

INTRODUCCION	19
1. GENERALIDADES DEL CONVERSION RF A DC	21
2. DISEÑO DEL MULTIPLICADOR Y RECTIFICADOR DE TENSION	25
2.1 TIPOS DE MULTIPLICADORES Y RECTIFICADORES DE TENSION... 25	
2.2 MULTIPLICADOR-RECTIFICADOR SELECCIONADO Y PARAMETROS DE DISEÑO	28
2.3 SIMULACIONES.....	32
2.3.1 Tensión de salida en función de la tensión de entrada v_{out} Vs v_{in} sin carga, $RL = \infty$	32
2.3.2 Eficiencia del circuito en función de la tensión de entrada $\eta(v_{in})$ con carga $RL = 50 \text{ k}\Omega$ y $RL = 100 \text{ k}\Omega$	35
3. DISEÑO DE LA ANTENA	37
3.1 GENERALIDADES SOBRE ANTENAS Y MEDIOS DE TRANSMISION. 37	
3.1.1 Densidad de potencia	38
3.1.2 Directividad	38
3.1.3 Eficiencia	38
3.1.4 Ganancia	39
3.1.5 Área efectiva.....	39
3.1.6 Impedancia	39
3.1.7 Formula de transmisión de Friis.....	39
3.1.8 Parámetros de reflexión.....	40
3.1.9 Modelo de una línea de transmisión de una antena	41
3.2 DISEÑO DE LA ANTENA DE BANDA ANCHA CON ALIMENTACION POR GUIA DE ONDA COPLANAR OPERANDO A 850 MHZ, 1900 MHZ Y 2450 MHZ	42
3.3 SIMULACION	45
4. IMPLEMENTACIÓN Y RESULTADOS	50
4.1 ANTENA DE BANDA ANCHA CON ALIMENTACION POR GUIA DE ONDA COPLANAR OPERANDO A 850 MHZ, 1900 MHZ Y 2450 MHZ.....	50

4.2	MULTIPLICADOR Y RECTIFICADOR DE TENSION (MRT) CON TOPOLOGIA DICKSON DE 3 ETAPAS	54
5.	PROTOTIPO FUNCIONAL	60
6.	CONCLUSIONES	65
7.	RECOMENDACIONES.....	67
	BIBLIOGRAFÍA.....	68
	ANEXOS.....	70

LISTA DE FIGURAS

Fig. 1 Diagrama de bloques principales de un conversor de RF a DC	24
Fig. 2 , Multiplicador y rectificador de tensión de n etapas	25
Fig. 3 Comparación de eficiencia entre las topologías Villard y Dickson	27
Fig. 4 Esquemático de circuito MRT con topología Dickson de 3 etapas	28
Fig. 5 , Tensión de entrada sinusoidal.....	29
Fig. 6 , Circuito equivalente primer semiciclo	29
Fig. 7 , Circuito equivalente segundo semiciclo.....	29
Fig. 8 , Circuito equivalente topología Dickson de 1 etapa.....	30
Fig. 9 , Voltaje de salida (V_{out}) obtenido a partir de una tensión de entrada (V_{in}) a una frecuencia de $f = 850 \text{ MHz}$	32
Fig. 10 , Voltaje de salida (V_{out}) obtenido a partir de una tensión de entrada (V_{in}) a una frecuencia de $f = 1900 \text{ MHz}$	33
Fig. 11 , Voltaje de salida (V_{out}) obtenido a partir de una tensión de entrada (V_{in}) a una frecuencia de $f = 2450 \text{ MHz}$	34
Fig. 12 , Eficiencia del circuito en función de la tensión de entrada utilizando una carga de $50 \text{ k}\Omega$	35
Fig. 13 , Eficiencia del circuito en función de la tensión de entrada utilizando una carga de $100 \text{ k}\Omega$	36
Fig. 14 , Enlace de comunicación inalámbrico entre un transmisor y un receptor. 40	
Fig. 15 , Modelo de línea de transmisión para una antena	41
Fig. 16 . Estructura de la antena propuesta con sus respectivas medidas. a) Vista frontal, b) vista Inferior.	44
Fig. 17 , Puerto para alimentación por guía de onda coplanar (<i>Coplanar wave guide port</i>) sin plano a tierra, utilizado para la simulación de la antena tipo parche de banda ancha.....	45
Fig. 18 . Antena de banda ancha con alimentación por guía de onda coplanar diseñada en CST Studio Suite 2017.	45

Fig. 19. Parámetros de reflexión S11 en las frecuencias de 850 MHz, 1900 MHz y 2450 MHz	46
Fig. 20. Potencia simulada (Linea roja), potencia reflejada (Linea verde), potencia aceptada (Línea azul) y potencia radiada (Línea amarilla), medidas en [Wrms]...	47
Fig. 21. Eficiencia total de la antena, por encima del 90% para el ancho de banda especificado.....	47
Fig. 22. Ganancia total en [dB]	48
Fig. 23. Construcción física de la antena propuesta.....	50
Fig. 24. Montaje realizado para medir la potencia recibida en función de la distancia	51
Fig. 25. Potencia recibida en función de la distancia para una frecuencia de 850 MHz	52
Fig. 26. Potencia recibida en función de la distancia para una frecuencia de 1900 MHz	52
Fig. 27. Potencia recibida en función de la distancia para una frecuencia de 2450 MHz	53
Fig. 28. Implementación del circuito rectificador y multiplicador de tensión utilizando los 2 tipos de diodos diferentes.....	54
Fig. 29. Montaje utilizado para medir la tensión de salida del circuito MRT antes potencias de entrada	55
Fig. 30. Comportamiento del circuito MRT en las tres bandas de frecuencia sin capacitor y sin resistencia.....	55
Fig. 31. Comportamiento del circuito MRT en las tres bandas de frecuencia sin capacitor y con resistencia $R_L=100\text{ k}\Omega$	56
Fig. 32. Comportamiento del circuito MRT en las tres bandas de frecuencia sin capacitor y con resistencia $R_L=50\text{ k}\Omega$	56
Fig. 33. Comportamiento del circuito MRT en las tres bandas de frecuencia sin resistencia y con capacitor de carga $C_L=470\text{ }\mu\text{F}$	56
Fig. 34. Comportamiento del circuito MRT en las tres bandas de frecuencia sin capacitor y sin resistencia.....	57

Fig. 35 , Comportamiento del circuito MRT en las tres bandas de frecuencia sin capacitor y con resistencia $R_L=100\text{ k}\Omega$	58
Fig. 36 , Comportamiento del circuito MRT en las tres bandas de frecuencia sin capacitor y con resistencia $R_L=50\text{ k}\Omega$	58
Fig. 37 , Comportamiento del circuito MRT en las tres bandas de frecuencia sin resistencia y con capacitor de carga $C_L=470\text{ }\mu\text{F}$	58
Fig. 38 , montaje utilizado para medir la tensión de salida ante diferentes tipos de carga.....	60
Fig. 39 , Resultado obtenido del prototipo funcional en las tres bandas de frecuencia, Eficiencia Vs Potencia Recibida.....	61
Fig. 40 , Resultado obtenido del prototipo funcional en las tres bandas de frecuencia, Potencia salida Vs Potencia recibida	61
Fig. 41 , Resultado obtenido del prototipo funcional en las tres bandas de frecuencia, Eficiencia Vs Potencia Recibido.....	62
Fig. 42 , Resultado obtenido del prototipo funcional en las tres bandas de frecuencia, Potencia salida Vs Potencia recibida.	62
Fig. 43 , Montaje y evidencia del funcionamiento del prototipo	63
Fig. 44 , Prueba de campo captando la energía RF de un router de WIFI y convirtiéndola en corriente eléctrica en DC para encender un LED de color azul	64
Fig. 45 , Entrega final del prototipo conversor de RF a DC	64
Fig. 46 , Esquemático del circuito MRT utilizado en el experimento.....	70
Fig. 47 , Simulación del circuito MRT para una entrada de 0.7 V a 15 MHz	71
Fig. 48 , Diseño de la PCB utilizando el software EasyEDA Online	71
Fig. 49 , Implementación del circuito MRT en PCB y antena toroidal, a) capa inferior del circuito y b) capa superior del circuito con elementos soldados.....	72
Fig. 50 , Componentes espectrales emitidas por el televisor	73
Fig. 51 , Conexiones de instrumentos para toma de medidas.....	74
Fig. 52 , Gráfica generada en Arduino de la tensión en función del tiempo sin conectar la carga.	74

Fig. 53, Gráfica generada en Arduino de la tensión en función del tiempo conectando el diodo LED azul como carga del circuito..... 75

Fig. 54, Poster realizado como propuesta de diseño RadiovSat II para el concurso CanSat Colombia para la paz 2018 78

LISTA DE TABLAS

Tabla 1. Densidad de potencia y eficiencia de diferentes técnicas de recolección de energía.....	22
Tabla 2, Propiedades más importantes del sustrato RT/Duroid 5870	42
Tabla 3, Medidas de los parámetros de la antena.....	44
Tabla 4. Densidad de potencia para las tres bandas de operación.	49
Tabla 5. Costo de materiales y componentes de un prototipo conversores de RF a DC utilizando diodos HSMS2860.....	79

LISTA DE ANEXOS

ANEXO A: Experimento de validación del circuito MRT.....	70
ANEXO B: Participación “Reto de innovación IEEE 2018, CANSAT Colombia para la paz”	76
ANEXO G: Costos de materiales y componentes	79

(Ver anexos adjuntos en CD y pueden visualizarlos en la Base de Datos de la Biblioteca UIS)

ANEXO C: Datos de la simulación del MRT con diodos HSMS2860 para cargas de 50 $k\Omega$ y 100 $k\Omega$

ANEXO D: Datos de la antena tomados en el laboratorio para 850, 1900 y 2450 [MHZ]

ANEXO E: Datos del circuito MRT tomados en el laboratorio para 850, 1900 y 2450 [MHZ]

ANEXO F: Datos del prototipo funcional tomados en el laboratorio para 850, 1900 y 2450 [MHz]

RESUMEN

TÍTULO: CARACTERIZACIÓN E IMPLEMENTACIÓN DE UN PROTOTIPO PARA LA OBTENCIÓN DE ENERGIA ELECTRICA A PARTIR DE ONDAS DE RADIOFRECUENCIA.*

AUTORES: JEAN PAUL SUAREZ PADILLA, MIGUEL ENRIQUE TORO DUARTE.**

PALABRAS CLAVE: Antena banda ancha, multiplicador de tensión, Recolección de energía de Radio frecuencia, convertidor de RF a DC, bajo consumo de potencia.

DESCRIPCION:

En el presente documento se presenta el diseño, simulación e implementación de un prototipo funcional, el cual tiene la capacidad de transformar la energía electromagnética contenida en las ondas de radiofrecuencia (redes móviles 3G y WIFI) en energía eléctrica de DC con niveles de tensión y corriente suficientes para alimentar dispositivos de bajo consumo de potencia tales como sensores o micro controladores y no tener que depender únicamente de baterías , para esto se hace uso de una antena de banda ancha con alimentación por guía de onda coplanar (CPW por sus siglas en ingles) de alta área efectiva, centrando la atención especialmente en las bandas de 850 MHz, 1900 MHz y 2450 MHz, esta antena se construye sobre un sustrato ROGERS RT/Duroid 5870 cuyo dieléctrico tiene permitividad $\epsilon_r = 2.33$ y espesor=1.57 mm, la capa de cobre mide 17.5 μm de altura, esta antena se conecta a un circuito multiplicador y rectificador de tensión (MRT), el cual presenta una topología Dickson de 3 etapas, para la cual se usaron dos modelos diferentes, uno con diodos Schottky HSMS 2860 y otro con diodos Schottky BAT63-02V se hizo la comparación de la eficiencia del dispositivo para estos dos tipos de diodos y se seleccionó el que presenta mejor comportamiento.

* Trabajo de grado.

** Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Director: Efrén Darío Acevedo Cárdenas, M.Sc. Co-director: Jaime Guillermo Barrero Pérez, M.Sc.

ABSTRACT

TITLE: CHARACTERIZATION AND IMPLEMENTATION OF A PROTOTYPE TO OBTAIN ELECTRICAL ENERGY FROM RADIOFREQUENCY WAVES.*

AUTHORS: JEAN PAUL SUAREZ PADILLA, MIGUEL ENRIQUE TORO DUARTE.**

KEY WORDS: Broadband antenna, voltage multiplier, RF energy harvesting, RF to DC Converter, low power consumption.

DESCRIPTION:

This project degree document develops the design, simulation and implementation of a functional prototype able to transform the electromagnetic energy contained in the radio frequency waves (3G mobile networks and WiFi) into electrical DC power with sufficient voltage and current levels to energize low power consumption devices such as sensors or microcontrollers and not depend on batteries, for this purpose we use a high effective area broadband coplanar-waveguide-fed antenna, focusing especially attention on the 850 MHz, 1900 MHz and 2450 MHz frequency bands, this antenna is built on a ROGERS RT/Duroid 5870 substrate with dielectric permittivity $\epsilon_r = 2.33$ and thickness=1.57 mm, the copper layer has 17.5 μm height, this antenna is connected to a voltage multiplier-rectifier, which is conformed by a 3 step Dickson topology, two models will be used, one with HSMS2860 schottky diode and the other with BAT63-02V schottky diode, making the efficiency comparison and selecting the best.

* Bachelor Degree Project.

**Facultad de Ingenierías Físico-Mecánicas. Escuela de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Director: Efrén Darío Acevedo Cárdenas, M.Sc. Co-director: Jaime Guillermo Barrero Pérez, M.Sc.

INTRODUCCION

El daño que el ser humano le está haciendo al planeta como consecuencia del uso de combustibles fósiles para satisfacer las necesidades energéticas de la sociedad, ha impulsado la búsqueda de nuevas alternativas para la obtención de energía eléctrica a partir de fuentes naturales virtualmente inagotables tales como energía solar, eólica, hidroeléctrica, biomasa, entre otras, estas energías alimentan todo tipo de aparatos eléctricos, siendo el campo de las telecomunicaciones uno de los que más utilizan estos métodos de energización para alimentar pequeñas y grandes antenas ya sea para recepción o transmisión de señales radio, toda esta energía viaja a través del medio ambiente que nos rodea transportando grandes cantidades de potencia inalámbricamente, uno de los primeros científicos que trabajo en este campo fue Nikola Tesla el cual demostró el funcionamiento de la transmisión inalámbrica de energía eléctrica mediante su más grande invento la torre wardenclyffe, la cual utilizaba grandes bobinas para generar la energía que posteriormente se recuperaría mediante otra bobina basado en el principio de inducción electromagnética esta idea, poco apoyada en aquella época es la base de las telecomunicaciones actuales, entonces si las estaciones de telecomunicaciones transmiten esta energía por medio de campos electromagnéticos y la tenemos presente en el aire, ¿por qué no hacer el proceso inverso y reutilizarla?, una de las posibles respuestas es debido a la poca potencia que se logra obtener y la poca eficiencia que presentan los dispositivos que hacen la conversión de energía, por tanto no sería viable construir una estación transmisora de energía única y exclusivamente para obtener en el receptor solo unos cuantos microwatts o en el mejor de los casos miliwatts, lo mejor es aprovechar la potencia suministrada por las fuentes que ya están en operación, como las antenas transmisoras de telefonía móvil 3G o los módems de WIFI, y reutilizarla para alimentar dispositivos de bajo consumo.

Este proyecto de grado se realizó con el objetivo de fabricar un dispositivo capaz de obtener energía eléctrica a partir de la reutilización de otras formas de energía presentes en el medio ambiente, tales como las ondas de radiofrecuencia las cuales transportan una gran cantidad de energía y además se encuentran presentes en gran parte de la geografía mundial, con esto se busca depender menos del uso de baterías, especialmente si se pueden alimentar dispositivos de bajo consumo de potencia tales como micro controladores o sensores utilizando estos métodos alternativos, por tanto, en el Capítulo 1 se da una visión general acerca del prototipo que se utilizará para hacer la conversión RF-DC, en el Capítulo 2 se presentan los tipos más comunes de multiplicadores y rectificadores de tensión, su funcionamiento y las simulaciones e implementación del diseño seleccionado, en el Capítulo 3 se profundiza en el diseño, simulaciones e implementación de la antena captando la energía a 850, 1900 y 2450 *MHz*, siendo este el tema fuerte y principal del proyecto, en el Capítulo 4 se lleva el dispositivo a pruebas de laboratorio para caracterizar su comportamiento, en el Capítulo 5 se lleva el prototipo a una prueba piloto validando en campo su funcionamiento, finalmente se concluye y se dan algunas recomendaciones para futuras mejoras.

1. GENERALIDADES DEL CONVERTOR RF A DC

En los últimos años innumerables investigaciones han surgido relacionadas con la captación de energía a partir de las ondas de radiofrecuencia, comúnmente llamado (*RF Energy Harvesting*), algunos de los trabajos más recientes del año 2017 que se destacan en el estado del arte y que son tomados como referente para iniciar la investigación y desarrollar este proyecto son artículos cuyos autores en su gran mayoría son de origen europeo y asiático tales como Chaour¹, ELSHEAKH ², Abdulkadir³ y Tran⁴, entre otros.

El dispositivo electrónico que se diseñó para hacer la conversión de energía consta de 2 etapas principalmente, la primera consiste en captar las ondas de radiofrecuencia a través de una antena banda ancha operando a frecuencias de 850,1900 y 2450 MHz, se escogieron estas frecuencias ya que las de 850 y 1900 MHz son de telefonía móvil 3G cuya potencia es irradiada por grandes antenas y la de 2450 MHz es una señal de WIFI la cual es irradiada por los routers de internet inalámbrico como los que se encuentran en los hogares, en la Tabla 1 se presentan las densidades de potencia de diferentes tipos de fuentes de energía donde se tienen $1 \frac{mW}{m^2}$ para las bandas de 850 y 1900 MHz, y $0.1 \frac{mW}{m^2}$ para la banda de 2450

¹ CHAOUR, Issam; FAKHFAKH, Ahmed and KANOUN, Olfa. Enhanced passive RF-DC converter circuit efficiency for low RF energy harvesting. *Sensors, Open Access Journal*, Switzerland, 2017.

² ELSHEAKH, Dalia. Microwave antennas for energy harvesting applications. *Microwave systems and applications*, INTECH, London 2017, Cap 8.

³ ABDULKADIR M, GANA, I and BAKURA, Mala U M. A wireless phone charging system using radiofrequency energy harvesting. Department of electrical and electronics engineering, Faculty of engineering, University of Maiduguri, Nigeria, 2017.

⁴ TRAN, Le-Giang; CHA, Hyouk-Kyu and PARK, Woo-Tae. RF Power harvesting: a review on designing methodologies and applications. Seoul National University of Science and Technology. South Korea, 2017.

MHz, son las señales RF las que tienen densidad de potencia más baja con respecto a otros tipos de energía pero son las de mayor eficiencia (alrededor de 50%). La segunda etapa del conversor de RF a DC consiste en un circuito multiplicador y rectificador de tensión que en este proyecto se abreviará como (MRT) el cual está compuesto en su totalidad solo por diodos y condensadores, este circuito se encarga de realizar dos funciones principalmente, por un lado toma una señal de entrada y la multiplica haciendo que aumente el nivel de tensión a la salida, y por otro lado toma la señal en AC y la convierte en DC, es decir, rectifica la señal y la hace útil para energizar dispositivos DC. Aunque la potencia de salida con respecto a la de entrada se verá afectada tanto por las pérdidas en la antena y en los demás componentes de circuitos, el objetivo fundamental de este proyecto está en el diseño de la antena y en seleccionar adecuadamente los elementos del circuito MRT de tal forma que se pueda aprovechar la mayor cantidad de energía posible, cabe recordar que el enfoque de este proyecto va dirigido hacia la alimentación de dispositivos de bajo consumo de potencia.

Tabla 1. Densidad de potencia y eficiencia de diferentes técnicas de recolección de energía

<i>Energy harvesting technique</i>	<i>Power density</i>	<i>Efficiency</i>
Photovoltaic	Outdoors (direct sun): 15 mW/cm^2 ; (cloudy): 0.15 mW/cm^2	Highest $32 \pm 1.5\%$
	Indoors: $< 10 \mu\text{W/cm}^2$	Typical $25 \pm 1.5\%$
Thermoelectric	Human: $30 \mu\text{W/cm}^2$ / Industrial: $1:10 \text{ mW/cm}^2$	$\pm 0.1\%$ 0.1% $\pm 3.5\%$
Pyroelectric	$8.64 \mu\text{W/cm}^2$ at the temperature rate of $8.5 \text{ }^\circ\text{C/s}$	3.5%
Piezoelectric	$250 \mu\text{W/cm}^2$; $330 \mu\text{W/cm}^2$	
Electromagnetic	Human motion: $1-4 \mu\text{W/cm}^2$	
Electrostatic	$50-100 \mu\text{W/cm}^2$	
RF	GSM900/1800 MHz; $0.1 \mu\text{W/cm}^2$	50%

	Wi-Fi 2.4 GHz; $0.01 \mu W/cm^2$	
Wind	$380 \mu W/cm^2$ at speed of 5 m/s	5%
Acoustic noise	$0.96 \mu W/cm^2$ at 100 dB; $0.003 \mu W/cm^2$ at 75 dB	
Maximum power and efficiency are source dependent – excluding transmission efficiency.		
Noise power densities are theoretical values		

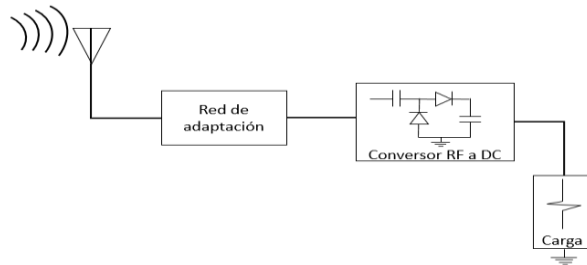
Fuente: ELSHEAKH, Dalia. Microwave antennas for energy harvesting applications. Microwave systems and applications, INTECH, 2017, Cap 8.

En la Fig. 1 se presenta un diagrama de bloques simplificado de los componentes principales que conformarían un prototipo completo, donde V_s y R_s modelan la tensión generada por la antena y la impedancia característica respectivamente, R_s normalmente es de 50Ω y V_s depende de la potencia con la cual irradia la fuente de RF y la distancia a la cual esté ubicado el dispositivo, la red de acoplamiento de impedancias se encarga de acoplar la impedancia de salida de la antena (50Ω) y la impedancia de entrada del circuito MRT, de tal forma que haya máxima transferencia de potencia, además se encarga de aumentar la tensión añadiendo una pequeña ganancia debido a la relación $\frac{V_{in}}{V_x} = \sqrt{\frac{R_{in}}{R_s}}$, esta relación se presenta en Burrionuevo ⁵ donde además se demuestra la importancia de esta red de acoplamiento mejorando significativamente la eficiencia del circuito, sin embargo el sistema también funciona de la forma adecuada si no se añade este componente, el cual en este proyecto no se diseñó ni se implementó debido a los instrumentos de laboratorio de la escuela de Eléctrica, Electrónica y Telecomunicaciones;

⁵ BURRIONUEVO ORTIZ, Nelson Iván y CRUZ URTADO, Juan Carlos. Análisis de la eficiencia de un multiplicador de tensión de baja potencia de entrada en cuanto al número de etapas. Revista de ingeniería electrónica, automática y comunicaciones. 2014, p 90-101.

posteriormente se encuentra el circuito MRT y finalmente se encuentra la carga R_L que se desea alimentar.

Fig. 1 Diagrama de bloques principales de un conversor de RF a DC



La carga R_L juega un papel muy importante en este circuito ya que hace variar considerablemente la eficiencia del MRT, a menor resistencia mayor cantidad de corriente debe ser suministrada, en Burrionuevo⁶ se utiliza una carga de $R_L = 1k\Omega$ para realizar los cálculos de eficiencia y obtener $1mW$ de potencia de salida a $1V$ olt, además se hacen cálculos de eficiencia con diferentes valores de tensión de entrada ($0.5V$, $1V$ y $2V$) con topologías Dickson de 1 y 2 etapas. En Chaour⁷ se utiliza la topología Dickson de 2 etapas con algunas modificaciones hechas por los autores, donde varían la carga R_L en $1k\Omega$, $10k\Omega$, $50k\Omega$ y $100k\Omega$ demostrando que a medida que la carga disminuye el circuito se hace menos eficiente para bajas potencias de entrada pero más eficiente para potencias más altas, esto también dependerá de la cantidad de potencia que suministre la fuente y de la distancia, relacionados por la ecuación de Friis. Como referente principal para evaluar la funcionalidad y aplicación de este proyecto, es debe poder alimentar los sensores barométricos BMP180 y BMP280 los cuales funcionan con una tensión de $1.7V$ y consumen una corriente de $12\mu A$ y $2.7\mu A$ respectivamente.

⁶ BURRIONUEVO ORTIZ, Nelson Iván y CRUZ URTADO, Juan Carlos. Ob. Cit

⁷ CHAOUR, Issam; FAKHFAKH, Ahmed y KANOUN, Olfa. Enhanced passive RF-DC converter circuit efficiency for low RF energy harvesting, 2017.

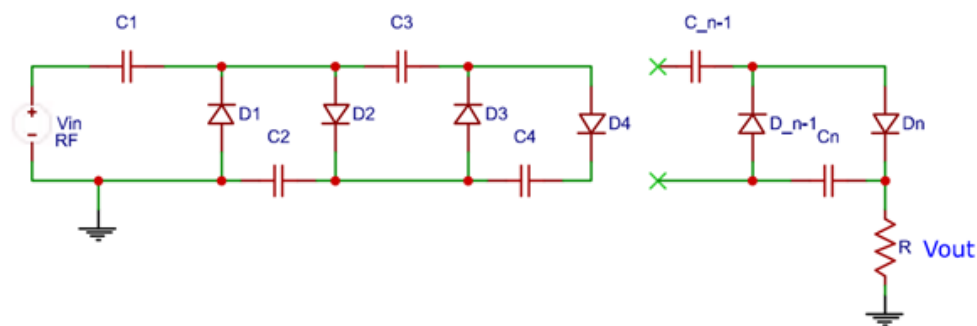
2. DISEÑO DEL MULTIPLICADOR Y RECTIFICADOR DE TENSION

2.1 TIPOS DE MULTIPLICADORES Y RECTIFICADORES DE TENSION

En ⁸ se observa que el tema de los multiplicadores de tensión no es nuevo. Tienen su origen en los estudios de Cockcroft y Walton de principios del siglo XX. La aplicación inicial fue la de los aceleradores de partículas, y adquirió relativa relevancia en los años posteriores al descubrimiento, luego cayó en desuso debido a la incapacidad del sistema de entregar corrientes medias o grandes. A pesar de ello, han sufrido una serie de actualizaciones al crecer el interés por la generación de alta tensión, a medida que aumentaban las aplicaciones que necesitaban tensiones elevadas con potencias bajas.

Los multiplicadores son utilizados para obtener un voltaje de salida DC alto para una señal AC de entrada bajo para cargas pequeñas, es decir resistencia alta, estos circuitos consisten en una red de diodos y condensadores donde se consigue que los condensadores se carguen en un cierto instante y se descarguen en otro para así ceder un extra de energía a la carga. En la Fig. 2 puede verse este circuito.

Fig. 2, Multiplicador y rectificador de tensión de n etapas



⁸ DICKSON, J. F. On-chip high-voltage generation in MNOS integrated circuits using an improved voltage multiplier technique. Solid State Circuits IEEE Journal, 374 - 378. 1976.

Diferentes topologías de circuito multiplicadores y rectificadores de tensión han sido propuestas en los últimos años intentándose mejorar cada vez más la eficiencia de sus predecesoras, todos estos diseños en su gran mayoría están formados a partir de diodos y condensadores, evidenciando que las topologías más utilizadas y eficientes son la Dickson y la Villard, se ha demostrado que la topología más eficiente a bajas potencias de entrada es la primera, en Burrionuevo⁹ se implementó la topología Dickson de 1 etapa para obtener $1mW$ a $1V$ con una carga de $1k\Omega$, sin embargo en Chaour¹⁰ también se utilizó esta misma topología pero con dos etapas, teniendo en cuenta que se aportaron mejoras al circuito, una de las cuales comprenden la adición de bobinas demostrando mejorar significativamente la eficiencia del MRT, es importante destacar que entre mayor sea el número de etapas, más tensión de salida se obtendrá pero la eficiencia del circuito disminuye debido a pérdidas en los componentes, capacitancias parasitas y demás factores, por eso en la mayoría de trabajos realizados donde se quiere obtener buena eficiencia para pequeñas potencias de entrada se recomienda utilizar máximo 3 o 4 etapas, cabe resaltar que hay trabajos donde se utilizan hasta 7 u 11 etapas de rectificación pero estas serán útiles para altas potencias de entrada, otra de las topologías más utilizadas y eficientes es la Cockcroft-Walton modificado simulado e implementado por Yahaya¹¹. En la Fig. 3 se presenta el estudio realizado por Chaour¹² donde se muestra una comparación de eficiencias entre las topologías Villard y Dickson de 2 etapas y se observa que la topología Dickson básica de 2 etapas (Color rojo) es más eficiente que la topología Villard básica de 2 etapas (color azul), tanto para potencias bajas como para potencias relativamente altas.

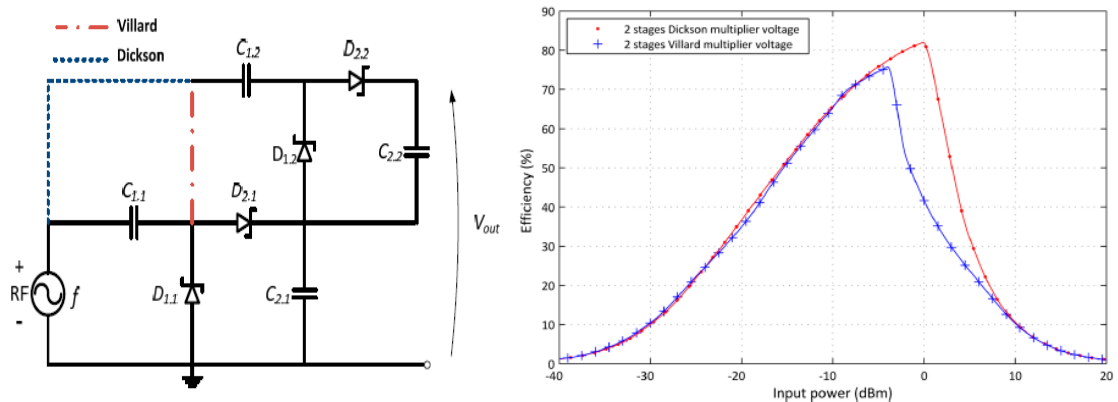
⁹ BURRIONUEVO ORTIZ, Nelson Iván y CRUZ URTADO, Juan Carlos. Ob. Cit

¹⁰ CHAOUR, Issam; FAKHFAKH, Ahmed y KANOUN, Olfa. Ob. Cit

¹¹ YAHAYA N Z; ALI, E M; PERUMAL N y ZAKARIYA M A. Development of Cockcroft-Walton voltage multiplier for RF energy harvesting applications. Malaysia, 2016, p 47-51

¹² CHAOUR, Issam; FAKHFAKH, Ahmed y KANOUN, Olfa. Ob. Cit

Fig. 3 Comparación de eficiencia entre las topologías Villard y Dickson



Fuente: CHAOUR, Issam; FAKHFAKH, Ahmed y KANOUN, Olfa. Enhanced passive RF-DC converter circuit efficiency for low RF energy harvesting, 2017

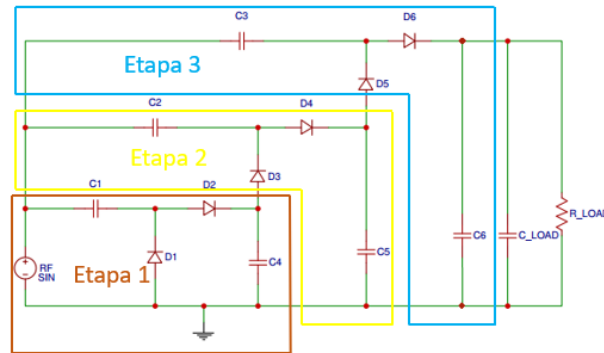
Una vez realizado el estudio del estado del arte entendiendo que sí es posible obtener considerables cantidades de potencia eléctrica en DC a partir de ondas de radiofrecuencia de entrada utilizando los circuitos anteriormente expuestos, se propone realizar un pequeño experimento para evidenciar de forma personal el verdadero funcionamiento de estos sistemas de obtención de energía eléctrica, para esto se utiliza el MRT Dickson de 3 etapas con valores de condensadores de $220nF$ y $470\mu F$ para el condensador de carga, además se utilizan diodos convencionales 1N4148; para la construcción de la antena solo se utiliza una antena toroidal de 6 cm de diámetro con 13 vueltas de alambre calibre AWG 22 y finalmente la carga utilizada para este experimento fue un diodo LED azul, como resultado se logra un encendido constante sin interrupciones siempre y cuando la fuente de generación este radiando la antena y el dispositivo esté muy cerca de la fuente de radiación. Los detalles del experimento, así como las simulaciones y los resultados obtenidos se pueden observar en el **ANEXO A**.

Adicionalmente, partiendo de este mismo prototipo se logró una importante participación en el concurso Reto de innovación IEEE 2018, “CANSAT Colombia para la paz” el cual se menciona con mayor profundidad en el **ANEXO B**.

2.2 MULTIPLICADOR-RECTIFICADOR SELECCIONADO Y PARAMETROS DE DISEÑO

Como ya se ha implementado la topología Dickson tanto la de 1 etapa como la de 2 etapas obteniéndose resultados importantes a bajas potencias de entrada, en este proyecto se implementa la topología Dickson de 3 etapas evaluándose el funcionamiento y desempeño; ya que ésta topología al tener varias etapas de multiplicación permite generar niveles más altos de tensión para alimentar dispositivos que lo requieran en su funcionamiento, a pesar de que a mayor número de etapas se obtienen mayores niveles de tensión es necesario recordar que la eficiencia del circuito también se verá afectada, por tanto, en este tipo de aplicaciones donde las potencias de entradas son tan pequeñas se necesita obtener la mayor cantidad de potencia a la salida evitando altas pérdidas en los elementos del circuito, en la Fig. 4 se presenta el esquemático del circuito MRT seleccionado, para el cual se ha utilizado el software EasyEDA Online.

Fig. 4 Esquemático de circuito MRT con topología Dickson de 3 etapas

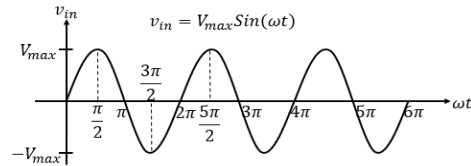


A continuación, se describirá brevemente el funcionamiento de un MRT Dickson de 1 etapa tomando como referencia Rashid ¹³, a partir de esta explicación podrá entenderse el funcionamiento del MRT Dickson de 3 etapas.

¹³ RASHID, M.H. Circuitos microelectrónicos: análisis y diseño. Thomson-Paraninfo, 2002

Considérese una tensión de entrada sinusoidal $v_{in} = V_{max} \sin(\omega t)$ como se muestra en la Fig. 5, el cual hace que los capacitores se carguen según la polaridad mostrada, los diodos se asumirán que son ideales o que no tienen pérdida para así simplificar los cálculos.

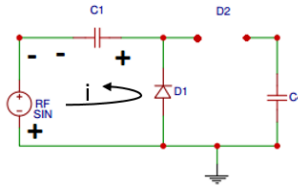
Fig. 5, Tensión de entrada sinusoidal



- Semiciclo negativo, $\pi < \omega t < 2\pi$.

$D_1 \rightarrow$ Polarizado en directa y $D_2 \rightarrow$ Polarizado en inversa. El circuito equivalente se muestra en la Fig. 6.

Fig. 6, Circuito equivalente primer semiciclo

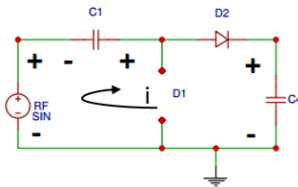


Cuando $\omega t = \frac{3\pi}{2}$ el capacitor se carga $V_{C1} = V_{max}$

- Semiciclo positivo, $2\pi < \omega t < 3\pi$.

$D_1 \rightarrow$ Polarizado en inversa y $D_2 \rightarrow$ Polarizado en directa. El circuito equivalente se muestra en la Fig. 7.

Fig. 7, Circuito equivalente segundo semiciclo

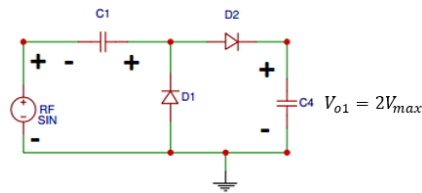


$$V_{C4} = V_{C1} + v_{in}$$

$$\text{Si } \omega t = \frac{5\pi}{2} \rightarrow V_{C4} = V_{C1} + V_{max}$$

Por lo tanto $V_{C4} = V_{max} + V_{max} = 2V_{max}$, entonces la tensión de salida $V_{o1} = 2V_{max}$. El circuito equivalente se muestra en la Fig. 8.

Fig. 8, Circuito equivalente topología Dickson de 1 etapa



De 3π en adelante los diodos D_1 y D_2 no conducen, repitiéndose el comportamiento para los otros diodos hasta completar las tres etapas de circuito.

En general los circuitos MRT se componen de la conexión sucesiva de una unidad básica llamada Etapa, cada etapa se repite un número de veces dependiendo del factor por el que se quiera multiplicar, la tensión de salida en un circuito MRT de N etapas está dada por $V_{out} = 2NV_{in}$, donde N es el número de etapas del circuito, este valor es teórico asumiendo que hay ausencia de pérdidas. A pesar de ser posible tener múltiples etapas de modo que se incremente más la tensión de salida, esta llega a tener un límite máximo, dado que está limitado por la potencia que entregue la fuente, para cierto número de etapa la tensión de salida puede empezar a disminuir, Umeda¹⁴.

Para el circuito de la Fig. 4 se seleccionan los valores de condensadores $C = 750 \text{ pF}$ y $C_L = 470 \text{ }\mu\text{F}$, ya que con estos valores se obtuvo una mejor eficiencia para

¹⁴ UMEDA, T; et al. A 950-MHz rectifier circuit for sensor network tags with 10-m distance. Solid-State Circuits. IEEE journal, 2006, p 35-41.

una carga de $50\text{ k}\Omega$ y se eliminó el rizado en la señal DC de salida, la selección del diodo se realizó rigurosamente ya que se está trabajando con señales muy pequeñas que se ubican en las bandas de ultra alta frecuencia (UHF), por tanto se selecciona el Diodo Schottky HSMS2860 el cual está diseñado para el uso en las bandas de frecuencia desde los 915 MHz hasta los 5800 MHz , opera a una potencia de sensibilidad de -57 dbm en la banda de 915 MHz y a -56 dbm en la banda 2450 MHz , soporta una tensión directa de $250\text{ a }350\text{ mV}$ y una de las aplicaciones para la que fue diseñado es para la conversión de RF a DC. También se utilizó el diodo BAT63-02V que trabaja a la frecuencia de 2400 MHz y soporta una tensión directa de $190\text{ a }300\text{ mV}$, se comparan los resultados con estos dos diodos y se eligió el que aportó mayor eficiencia al circuito. Las tablas de datos de estos dos diodos se presentan anexas en el CD.

El parámetro de mayor importancia a la hora de diseñar circuitos para transformación de energía de RF a DC es la eficiencia, sobre todo a entradas de muy bajas potencias, este parámetro permite saber cuánta potencia se está entregando a la carga a partir de la potencia que está generando la fuente, es decir:

$$\eta = \frac{P_{out\ DC}}{P_{in\ RF}}$$

Donde:

- η es la eficiencia
- $P_{out\ DC}$ es la potencia en DC de salida medida en la carga R_L
- P_{in} es la potencia de la señal RF que entra en el circuito

Estos cálculos de eficiencia son abordados a continuación.

2.3 SIMULACIONES

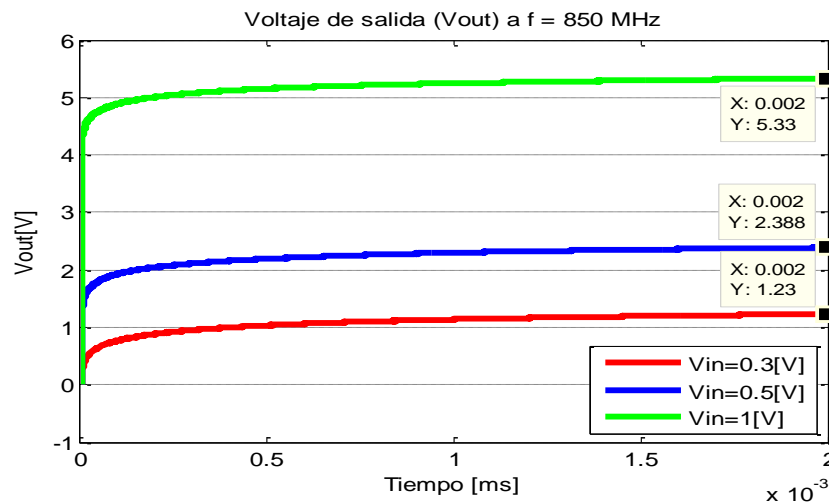
Se presentan las simulaciones del circuito MRT Dickson de 3 etapas con el Diodo Schottky HSMS2860, primero se simula la tensión de salida en función de la tensión de entrada v_{out} Vs v_{in} sin utilizar carga, luego se determina la eficiencia en función de la tensión de entrada para dos cargas, una de $50\text{ k}\Omega$ y otra de $100\text{ k}\Omega$.

2.3.1 Tensión de salida en función de la tensión de entrada v_{out} Vs v_{in} sin carga, $R_L = \infty$. En la Fig. 9 se presenta la simulación de la tensión de salida del circuito MRT para entradas de tensión de $v_{in} = 0.3\text{ V}$, $v_{in} = 0.5\text{ V}$ y $v_{in} = 1\text{ V}$ a 850 MHz , simulación realizada durante un tiempo de 2 ms , obteniéndose las siguientes ganancias.

$$\text{Ganancia}_{0.3V} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{1.23\text{ V}}{0.3\text{ V}} = 4.1; \text{Ganancia}_{0.5V} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{2.38V}{0.5V} = 4.76$$

$$\text{Ganancia}_{1V} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{5.33\text{ V}}{1\text{ V}} = 5.33$$

Fig. 9, Voltaje de salida (V_{out}) obtenido a partir de una tensión de entrada (V_{in}) a una frecuencia de $f = 850\text{ MHz}$.

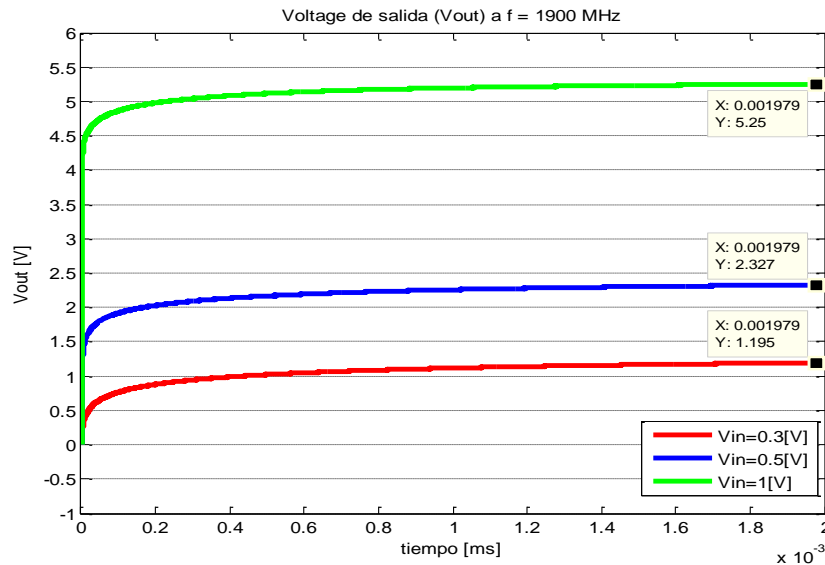


En la Fig. 10 se presenta la simulación de la tensión de salida del circuito MRT para entradas de tensión de $v_{in} = 0.3 V$, $v_{in} = 0.5 V$ y $v_{in} = 1 V$ a $1900 MHz$, simulación realizada durante un tiempo de 2 ms, obteniéndose las siguientes ganancias.

$$Ganancia_{0.3V} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{1.195 V}{0.3 V} = 3.98; Ganancia_{0.5V} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{2.327V}{0.5V} = 4.65$$

$$Ganancia_{1V} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{5.25 V}{1 V} = 5.25$$

Fig. 10, Voltaje de salida (V_{out}) obtenido a partir de una tensión de entrada (V_{in}) a una frecuencia de $f = 1900 MHz$

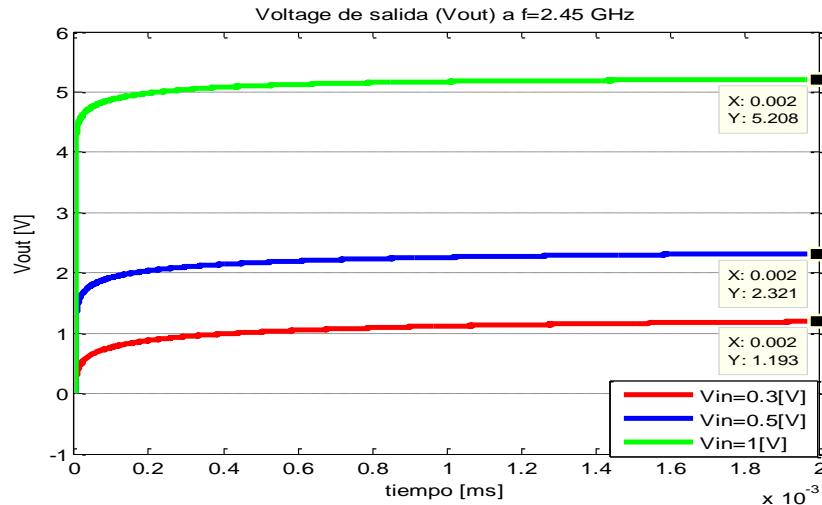


En la Fig. 11 se presenta la simulación de la tensión de salida del circuito MRT para entradas de tensión de $v_{in} = 0.3 V$, $v_{in} = 0.5 V$ y $v_{in} = 1 V$ a $2450 MHz$, simulación realizada durante un tiempo de 2 ms, obteniéndose las siguientes ganancias.

$$Ganancia_{0.3V} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{1.193 V}{0.3 V} = 3.97; Ganancia_{0.5V} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{2.32V}{0.5V} = 4.64$$

$$Ganancia_{1V} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{5.20 V}{1 V} = 5.2$$

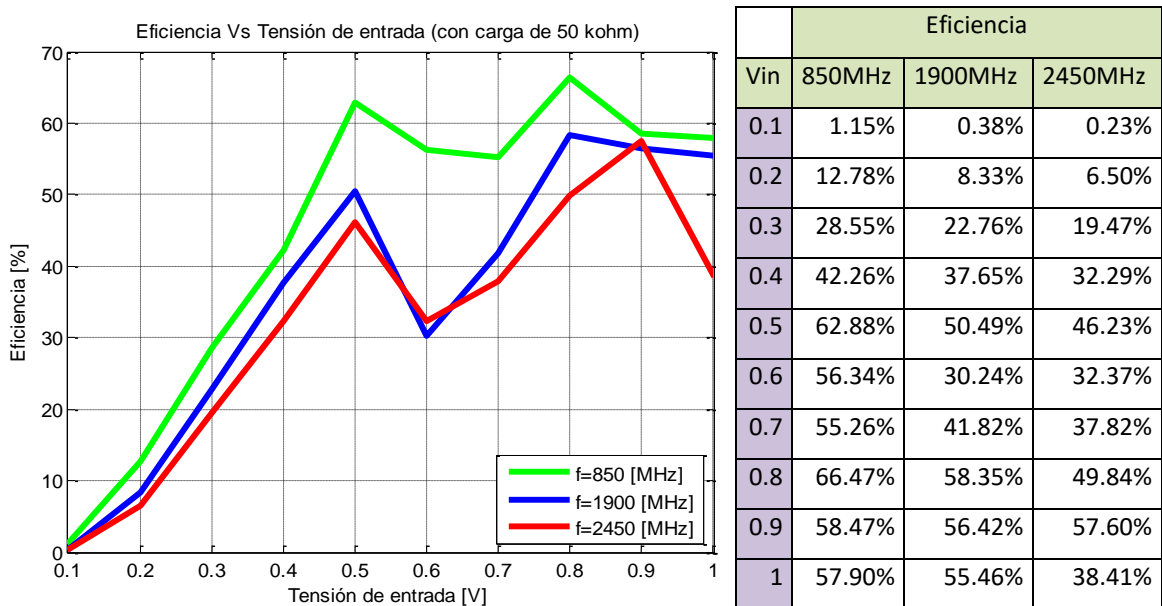
Fig. 11, Voltaje de salida (V_{out}) obtenido a partir de una tensión de entrada (V_{in}) a una frecuencia de $f = 2450 \text{ MHz}$



Como se observa en las Fig. 9, Fig. 10 y Fig. 11, las tensiones de salida son similares para cualquiera de las 3 frecuencias de operación, estos resultados fueron similares para el BAT63-02V por tal motivo se escoge HSMS2860 debido a que tiene una sensibilidad de operación más baja, acorde para la aplicación de este proyecto, este comportamiento de las tensiones de salida se mantienen tanto para circuito abierto como para circuito con carga R_L , por tanto en el apartado 2.3.2 no se hará énfasis en la ganancia con carga R_L sino que se centrará directamente la atención en las potencias de entrada y salida para calcular la eficiencia del circuito para los dos tipos de cargas mencionados.

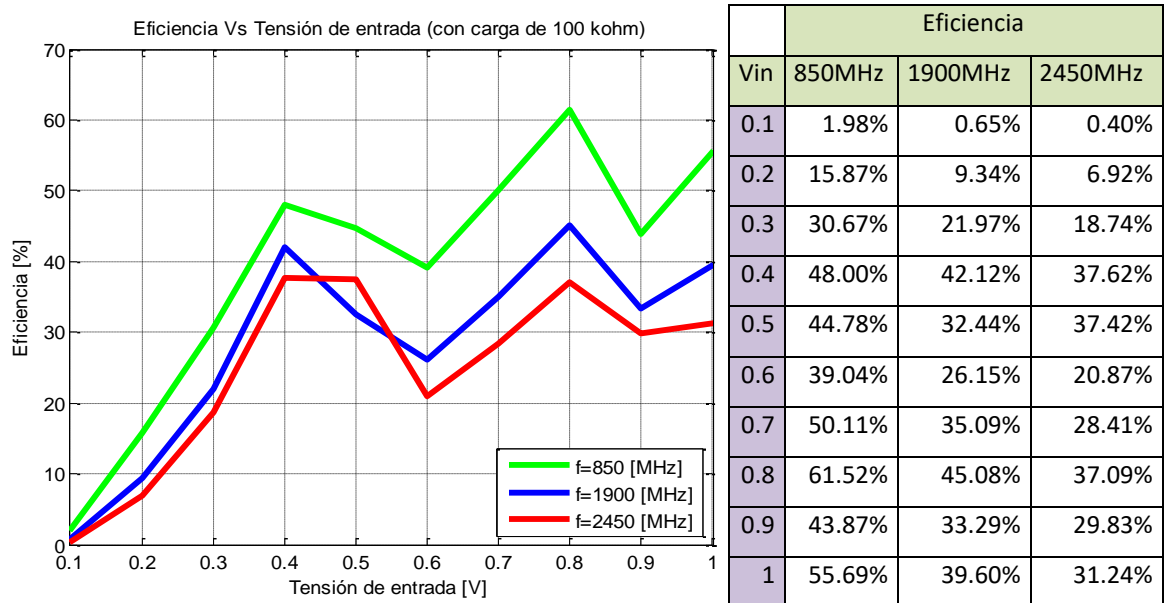
2.3.2 Eficiencia del circuito en función de la tensión de entrada $\eta(v_{in})$ con carga $R_L = 50 \text{ k}\Omega$ y $R_L = 100 \text{ k}\Omega$. En la Fig. 12 se observa la gráfica de la eficiencia del circuito MRT en función de tensiones de entrada que van desde **0.1 V** hasta **1 V** y se adiciona una tabla con los valores exactos representados en la gráfica. Se observa que el circuito es más eficiente en la banda de **850 MHz**, seguido de **1900 MHz** y por último **2400 MHz**, también la eficiencia aumenta a medida que aumenta la tensión de entrada y por ende la potencia de entrada, haciendo que se sobrepase fácilmente el umbral de activación de los diodos.

Fig. 12, Eficiencia del circuito en función de la tensión de entrada utilizando una carga de $50 \text{ k}\Omega$



En la Fig. 13 se observa la gráfica de la eficiencia del circuito MRT en función de tensiones de entrada que van desde 0.1 V hasta 1 V , se adiciona una tabla con los valores exactos representados en la gráfica, se presenta un comportamiento similar a la Fig. 12 Pero al aumentar la carga se obtiene menos eficiencia, sobre todo en las frecuencias más altas.

Fig. 13, Eficiencia del circuito en función de la tensión de entrada utilizando una carga de 100 kΩ



Estos dos comportamientos permiten analizar que el circuito es más eficiente en la frecuencia de 850 MHz, seguido de la frecuencia 1900 MHz y por último 2450 MHz, tanto para la carga de 50 kΩ como la de 100 kΩ, también es más eficiente a medida que la tensión aumenta y por ende aumenta la potencia de entrada haciendo que los componentes funcionen en condiciones óptimas, es más eficiente para la carga de 50 kΩ que para la del 100 kΩ verificando el trabajo de Chaour¹⁵, y constatando que tanto para la topología de 2 etapas como para la de 3 etapas se cumple esta relación de eficiencias sin llegar a introducir otros tipos de elementos al circuito.

Los datos de las Fig. 12 y Fig. 13 se presentan con más detalle en el **ANEXO C**.

¹⁵ CHAOUR, Issam; FAKHFAKH, Ahmed y KANOUN, Olfa. Ob. Cit

3. DISEÑO DE LA ANTENA

3.1 GENERALIDADES SOBRE ANTENAS Y MEDIOS DE TRANSMISION

Cuando se habla de antenas normalmente se hace relación a dos conceptos fundamentales que las caracterizan: la directividad y la impedancia de entrada; estos parámetros están relacionados con el tamaño, forma y material con que se construye. Partiendo del concepto de directividad de una antena, se determina el patrón de radiación que indica en qué dirección la antena capta mayor potencia. Otro concepto destacado es la polarización de la antena; ya que solo podrá extraer el componente de onda incidente cuyo campo eléctrico sea paralelo a la dirección de polarización, Ulaby¹⁶. La impedancia de la antena generalmente es de 50Ω (debido a la estandarización de equipos de medidas y líneas de transmisión) con el objetivo de transferir el máximo de energía y balancear las impedancias entre la antena y los sistemas conectados a ella. Para la implementación de este proyecto fue necesario construir la antena a 50Ω , no solo para la realización de las pruebas con el analizador de espectros vectorial que opera bajo una impedancia patrón de 50Ω sino también para evitar reflexión en los conectores comerciales.

Finalmente, para la adaptación de impedancias con el circuito rectificador el cual tiene un valor de impedancia 0.2Ω , sería aconsejable implementar una etapa de acoplamiento de impedancias la cual debería ser realizada con topologías asociadas al diseño basado en líneas de microcinta, para esto se propone usar un transformador de $\lambda/4$ multisección ya que teóricamente soporta grandes anchos de banda y tiene alta reducción de rizado.

¹⁶ ULABY, Fawwaz T. Fundamentos de aplicaciones en electromagnetismo. 5 ed. Mexico: Pearson Prentice Hall, 2007. 372 p

Conceptos importantes sobre medios de transmisión que serán abordados en todo el apartado 3.1 serán definidos en su mayoría tomando como referencia principal y fundamental el libro ULABY¹⁷.

3.1.1 Densidad de potencia. La densidad de potencia también llamada vector de poynting promedio, se define como la cantidad de potencia radiada por unidad de superficie, y está dada por:

$$S_{prom} = \frac{1}{2} \Re\{\tilde{E} \times \tilde{H}^*\} \left[\frac{W}{m^2} \right]$$

Donde S_{prom} es la densidad de potencia, \tilde{E} es el módulo del campo eléctrico instantáneo y \tilde{H}^* es el complejo conjugado del módulo del campo magnético instantáneo.

3.1.2 Directividad. La directividad de una antena se define como la razón entre la densidad de potencia máxima radiada por la antena (S_{max}) y la densidad de potencia radiada por una antena isotrópica (S_{iso}), es decir la dirección máxima de radiación de la antena, cuanto más angosto sea el ángulo sólido (lóbulo principal del patrón de antena) mayor será la directividad, y está dada por la expresión

$$D = \frac{S_{max}}{S_{iso}} = \frac{S_{max}}{\frac{P_{rad}}{4\pi R^2}}$$

3.1.3 Eficiencia. La eficiencia ε se define como la razón entre la potencia radiada P_{rad} sobre la potencia total P_t donde $P_t = P_{rad} + P_{perdida}$, la $P_{perdida}$ es la potencia que se disipa como calor en la estructura de la antena, entonces:

$$\varepsilon = \frac{P_{rad}}{P_{rad} + P_{perdida}}$$

¹⁷ ULABY, Fawwaz T. Ob. Cit.

3.1.4 Ganancia. La ganancia de una antena se define de manera similar a la directividad solo que en lugar de referirse a la potencia radiada se refiere a la potencia de entrada que recibe la antena P_{ent} , entonces

$$G = \frac{S_{max}}{\frac{P_{ent}}{4\pi R^2}}$$

La potencia de entrada $P_{ent} = P_{rad} + P_{perdidas}$, entonces la ganancia también puede definirse como

$$G = \varepsilon D$$

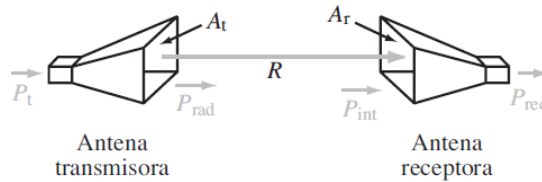
3.1.5 Área efectiva. El área efectiva de una antena se define como la razón de la potencia recibida por la antena sobre la densidad de potencia que entra en la antena, es decir

$$A_e = \frac{P_r}{S_{ent}} [m^2]$$

3.1.6 Impedancia. Se define la impedancia como la razón entre la tensión y la corriente en los terminales de la antena, esta relación normalmente es imaginaria pero el objetivo generalmente es diseñar la antena de tal forma que la impedancia de referencia sea de 50Ω ya que la mayoría de las líneas de transmisión comerciales tienen esta impedancia y al ser las dos impedancias iguales se garantiza máxima transferencia de potencia.

3.1.7 Formula de transmisión de Friis. Un enlace de comunicación inalámbrico se compone principalmente por la antena transmisora (con área efectiva A_t y eficiencia ε_t) y la antena receptora (con área efectiva A_r y eficiencia ε_r) separadas una distancia R una de la otra, como se observa en la Fig. 14.

Fig. 14, Enlace de comunicación inalámbrico entre un transmisor y un receptor



Fuente: ULABY, Fawwaz T. Fundamentos de aplicaciones en electromagnetismo. 5 ed. México: Pearson Prentice Hall, 2007. 395 p

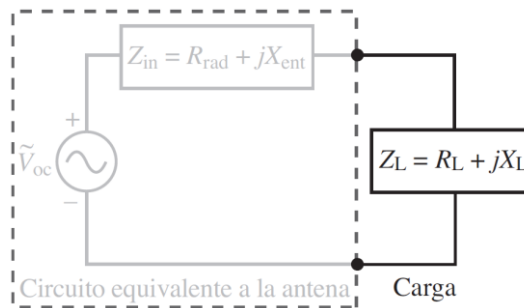
El objetivo de la ecuación de Friis es determinar una relación entre la potencia suministrada por la antena transmisora (P_t) y la potencia recibida por la antena receptora (P_{rec}) obteniéndose la siguiente relación también llamada razón de transferencia de potencia, cuando las dos antenas están orientadas en dirección de transferencia de potencia máxima.

$$\frac{P_{rec}}{P_t} = \frac{\epsilon_t \epsilon_r A_t A_r}{\lambda^2 R^2} = G_t G_r \left(\frac{\lambda}{4\pi R} \right)^2$$

3.1.8 Parámetros de reflexión. Una antena puede entenderse como una red de dos puertos con parámetros de impedancia Z, admitancia Y, híbridos H, de transmisión T y reflexión S, pero a altas frecuencias estos parámetros no son válidos debido a las capacitancias e inductancias parasitas que aparecen en la antena, siendo válidos únicamente los parámetros S los cuales se basan en los niveles de potencia recibidos en los puertos de la antena, el parámetro S_{11} mide la potencia reflejada en el puerto 1 cuando se aplica una potencia de entrada en el puerto 1, el parámetros S_{12} mide la potencia recibida en el puerto 1 cuando se aplica una potencia de entrada en el puerto 2, esta misma lógica se aplica para los parámetros S_{22} y S_{21} respectivamente.

3.1.9 Modelo de una línea de transmisión de una antena. Una antena se puede modelar como una fuente de tensión $V_{oc} = V_m \text{sen}(2\pi ft)$ (inducido en la antena por la onda electromagnética incidente) en serie con una impedancia compleja $Z_{in} = R_{rad} + jX_{ent}$ y para la carga a la cual está conectada la antena se define una impedancia $Z_L = R_L + jX_L$, como se observa en la Fig. 15

Fig. 15, Modelo de línea de transmisión para una antena



Fuente: ULABY, Fawwaz T. Fundamentos de aplicaciones en electromagnetismo. 5 ed. México: Pearson Prentice Hall, 2007. 393 p

Para que haya máxima transferencia de potencia desde la antena hacia la carga, es necesario que $Z_{in} = Z_L^*$ para esto $R_{rad} = R_L$ y $X_L = -X_{ent}$, en caso de que esto no se cumpla es aconsejable diseñar una red de acoplamiento de impedancias, normalmente las antenas se diseñan con $Z_{in} = 50 \Omega$ ya que la mayoría de las líneas de transmisión (como cables coaxiales) están construidas con este estándar.

3.2 DISEÑO DE LA ANTENA DE BANDA ANCHA CON ALIMENTACION POR GUIA DE ONDA COPLANAR OPERANDO A 850 MHZ, 1900 MHZ Y 2450 MHZ

La antena que se va a desarrollar es una antena tipo parche banda ancha con alimentación por guía de onda coplanar montada en tecnología de microcinta, esta antena es adaptada de Moradikordalivand ¹⁸, donde se presenta el proceso de evolución en la construcción de una antena de banda ancha utilizando la técnica SCFC (*Stepped Cut at Four Corners*) la cual consiste en a partir de un parche rectangular (single band, una sola frecuencia de operación) ir cortando las esquinas escalonadamente para obtener varias frecuencias, de esta forma se obtienen antenas doble banda, tri banda y multibanda, en este caso se realizan 9 cortes y se obtiene una antena que opera en un ancho de banda grande ofreciendo buenos resultados, altas eficiencias y alta área efectiva, este tipo de diseño de antena toma como base la teoría de los transformadores de lambda cuartos multisección aumentando el ancho de banda y reduciendo el rizado en las frecuencias de operación. La antena que se presenta en este proyecto se realiza partiendo de este mismo principio, para esto se utiliza un sustrato RT/Duroid 5870, cuyas propiedades más importantes se presentan en la Tabla 2.

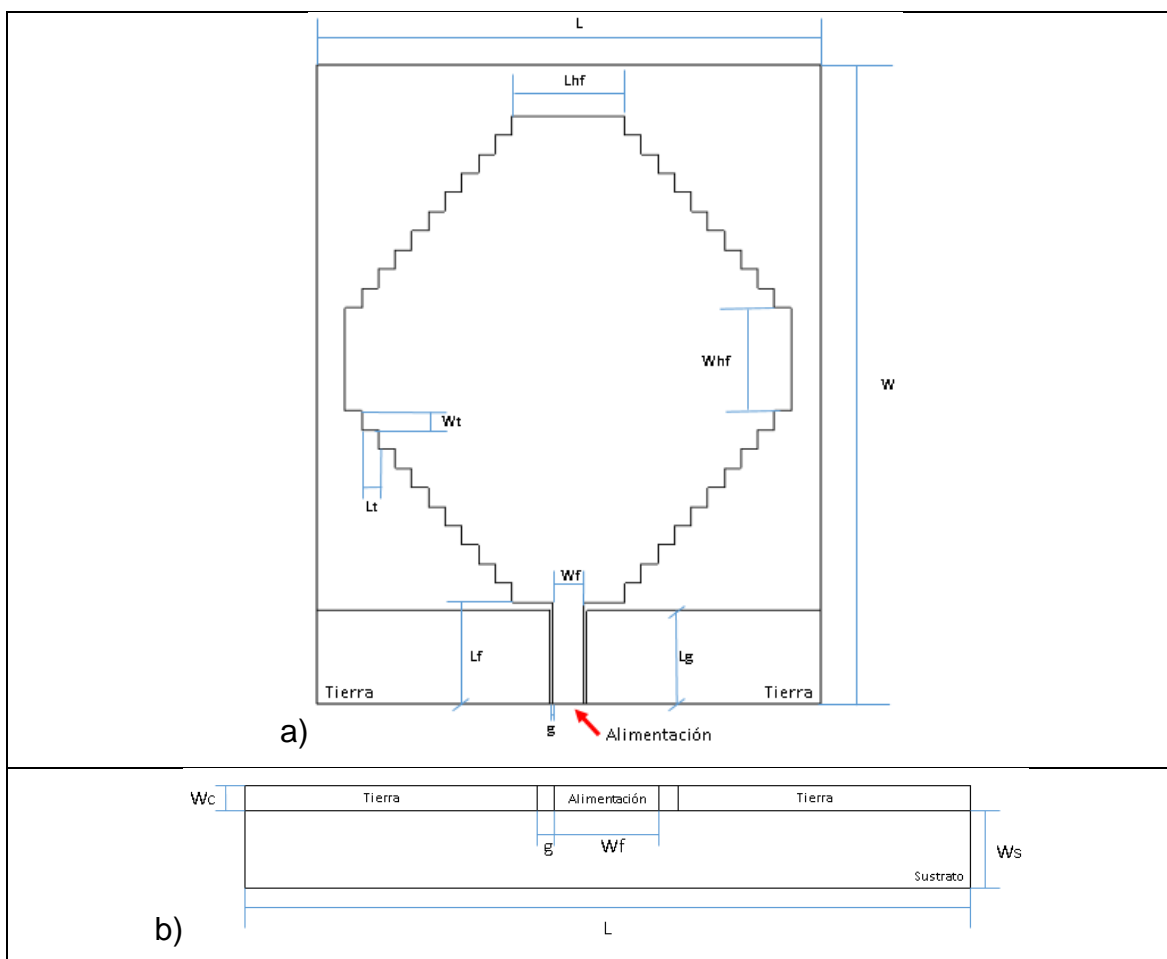
¹⁸ MORADIKORDALIVAND, A; RAHMAN, T A; SABRAN, M I; OBADIAH A N. Evolution process of a broadband coplanar-waveguide-fed monopole antenna for wireless customer premises equipment. Malaysia, 2014. Universiti Teknologi Malaysia. Institute of advanced engineering and science, all rights reserved.

Tabla 2, Propiedades más importantes del sustrato RT/Duroid 5870

Propiedad	RT/Duroid 5870	Unidades
Espesor del sustrato	1.57	mm
Espesor capa de cobre	0.0175	mm
Constante Dieléctrica, ϵ_r	2.33	N/A
Factor de Disipación, $\tan \delta$	0.0005 – 0.0012	N/A
Coefficiente térmico del ϵ_r	-115	ppm/°C
Absorción de humedad	0.02	%
Conductividad térmica	0.22	W/m/K
Densidad	2.2	gm/cm ³

En la Fig. 16 se observan todas las medidas de la antena diseñada, observando en la Fig. 16.a la vista frontal de la antena donde está tanto la estructura principal como el plano a tierra y en la Fig. 16.b la vista inferior donde se tiene una visualización del espesor del sustrato y de la capa de cobre; es importante resaltar que en esta antena solo se utiliza una capa de cobre ya que el plano a tierra se encuentra en la parte superior de la antena, esto hace que la antena sea omnidireccional y capte la energía proveniente de un mayor rango de ángulos de incidencia, inclusive si esta ingresa por detrás de antena. Una característica de gran importancia a la hora de diseñar la antena es la propiedad de reciprocidad que tienen las antenas, es decir, mediante el simulador fue diseñada como una antena transmisora aun cuando en la práctica será utilizada como antena receptora.

Fig. 16. Estructura de la antena propuesta con sus respectivas medidas. a) Vista frontal, b) vista Inferior.



A continuación, en la Tabla 3 se muestran todas las medidas de la antena diseñada.

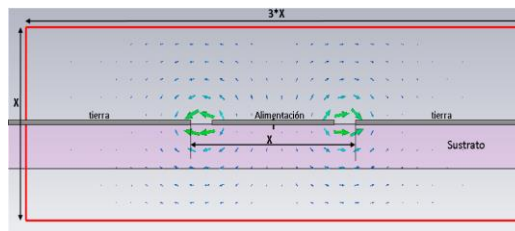
Tabla 3, Medidas de los parámetros de la antena

Parámetro	L	W	Wt	Lt	Lhf	Whf	Wf	Lf	Lg	g	Ws	Wc
Medida [mm]	120	160	5	2.7	44	37.5	3.7	20	16.5	0.5	1.57	0.0175
Medida total de la antena [mm]		160 x 120 x 1.5875										

3.3 SIMULACION

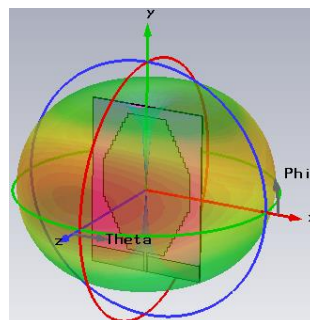
El software de simulación utilizado es CST Studio Suite 2017, para realizar una correcta simulación de este tipo de antenas con alimentación por guía de onda coplanar (*Coplanar wave guide fed*), es decir, aquellas donde hay planos a tierra a lado y lado del *pad* de salida en la cara superior de la antena y no cuenta con plano a tierra en la cara inferior, es necesario realizar un correcto modelado del puerto de simulación ya que de esto dependen los resultados que se puedan obtener, el puerto tiene que estar definido como el recuadro rojo que se muestra en la Fig. 17 de lo contrario los resultados no serán satisfactorios.

Fig. 17. Puerto para alimentación por guía de onda coplanar (*Coplanar wave guide port*) sin plano a tierra, utilizado para la simulación de la antena tipo parche de banda ancha.



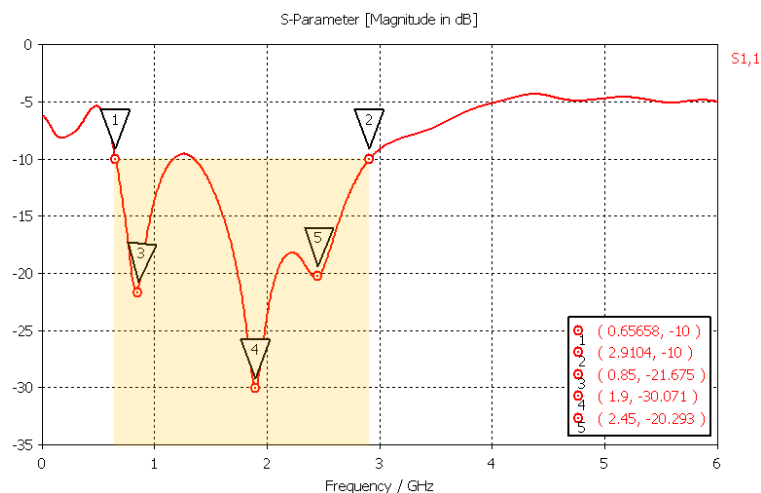
En la Fig. 18 se muestra el diseño de la estructura final de la antena adaptada la cual se diseñó por medio de la sintonización paramétrica cuyas medidas de los parámetros se han descrito en el apartado anterior.

Fig. 18. Antena de banda ancha con alimentación por guía de onda coplanar diseñada en CST Studio Suite 2017.



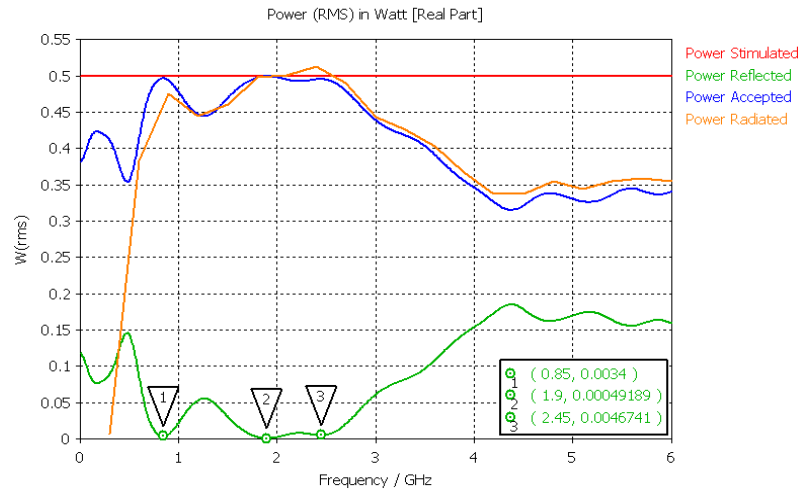
En la Fig. 19 se muestran los parámetros de reflexión S_{11} obtenidos al realizar la simulación, donde se muestra mínima reflexión ó también llamadas minimas perdidas por retorno en las frecuencias deseadas, es decir, se tiene -21.67 dB a 850 MHz , -30.07 dB a 1900 MHz y -20.29 dB a 2450 MHz , es importante comentar que a menos de -15 dB se obiene buenos resultados y el ancho de banda se calcula por debajo de -10 dB es decir que la antena diseñada presenta aproximadamente 2250 MHz de ancho de banda (desde 656 MHz hasta 2910 MHz), lo que demuestra que ademas de las frecuencias objetivo GSM y WiFi planteadas inicialmente tambien puede captar energia en la banda LTE que opera a 2600 MHz .

Fig. 19. Parámetros de reflexión S11 en las frecuencias de 850 MHz, 1900 MHz y 2450 MHz



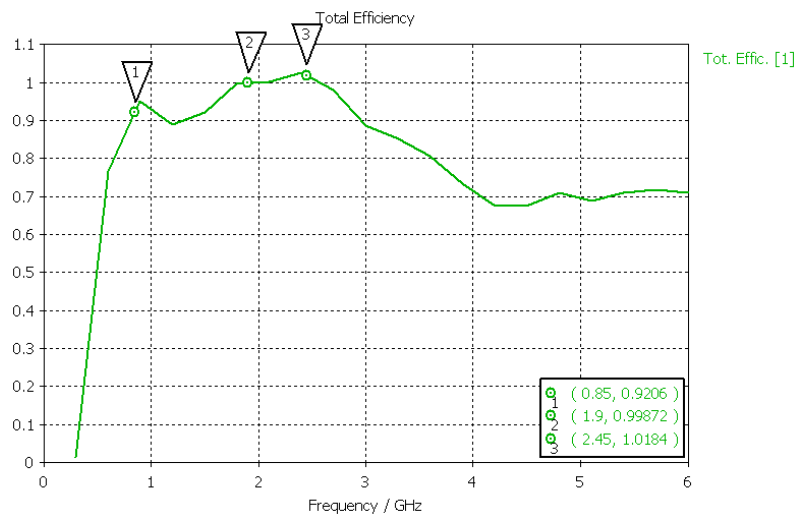
En la Fig. 20 Se presenta el comportamiento de las potencias en la antena, la potencia simulada se representa por la línea roja y es de 0.5 W_{rms} constantemente, de esta potencia la antena está aceptando la potencia descrita por la línea azul, y está reflejando la potencia de la línea verde, es decir acepta la mayor cantidad de potencia y refleja la menor cantidad en las frecuencias de interés, la potencia de radiación es la potencia que la antena está entregando realmente en el puerto de salida.

Fig. 20, Potencia simulada (Línea roja), potencia reflejada (Línea verde), potencia aceptada (Línea azul) y potencia radiada (Línea amarilla), medidas en [Wrms].



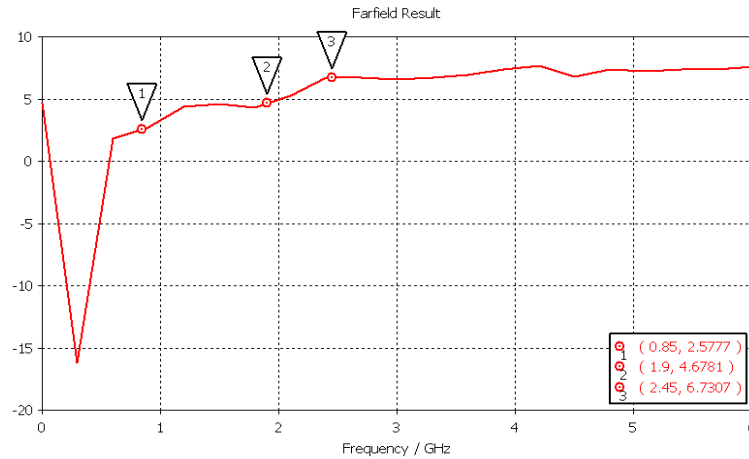
En la Fig. 21 se observa la eficiencia total de la antena, la cual para el ancho de banda definido desde 656 MHz hasta 2910 MHz presenta más del 90% de eficiencia, es decir que una gran cantidad de la potencia electromagnética que está aceptando la está radiando y convirtiendo en potencia eléctrica.

Fig. 21, Eficiencia total de la antena, por encima del 90% para el ancho de banda especificado.



En la Fig. 22 se presenta la ganancia de la antena en [dB], la cual está relacionada con la directividad, es decir la dirección en la cual se concentra la mayor cantidad de potencia.

Fig. 22, Ganancia total en [dB]



En la Tabla 4 se presenta la densidad de potencia de la antena en cada una de las tres frecuencias de operación, obteniendo $130 \text{ mW}/\text{m}^2$ en la banda de 850 MHz , $219 \text{ mW}/\text{m}^2$ en la banda de 1900 MHz y $380 \text{ mW}/\text{m}^2$ en la banda de 2450 MHz , de acuerdo con estos resultados y teniendo en cuenta el área de la antena que es

$$A_{\text{antena}} = 0.16 \text{ m} * 0.12 \text{ m} = 0.0192 \text{ m}^2$$

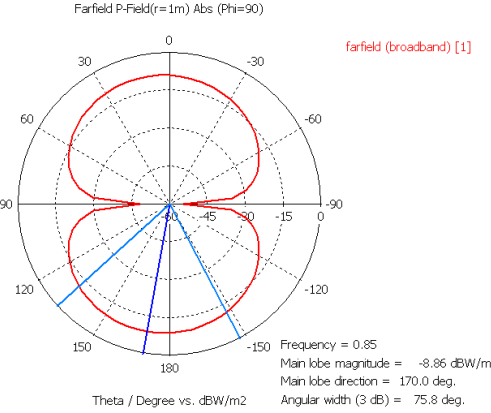
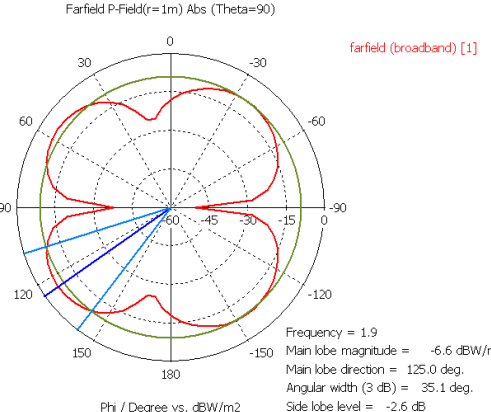
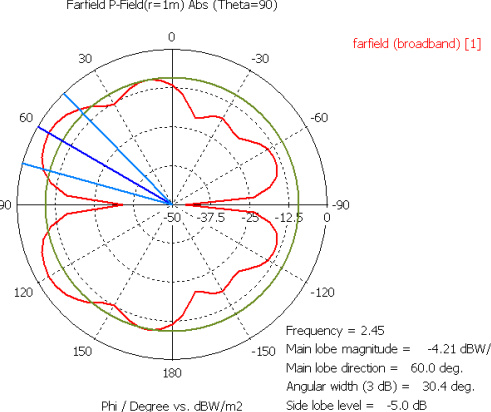
Basados en los resultados obtenidos de la densidad de potencia de la antena y el área de esta, se esperan obtener realmente las siguientes potencias.

$$Potencia_{850\text{MHz}} = 130 \frac{\text{mW}}{\text{m}^2} * 0.0192 \text{ m}^2 = 2.5 \text{ mW}$$

$$Potencia_{1900\text{MHz}} = 219 \frac{\text{mW}}{\text{m}^2} * 0.0192 \text{ m}^2 = 4.20 \text{ mW}$$

$$Potencia_{2.45\text{GHz}} = 380 \frac{\text{mW}}{\text{m}^2} * 0.0192 \text{ m}^2 = 7.30 \text{ mW}$$

Tabla 4. Densidad de potencia para las tres bandas de operación.

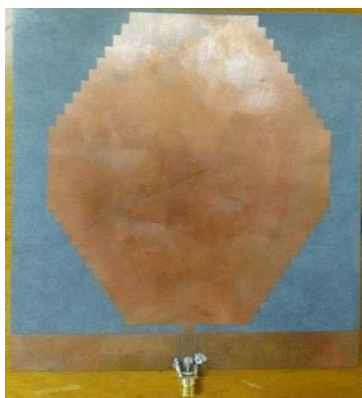
Frecuencia	Densidad de Potencia [dBW/m ²]
850 MHz	 <p>Farfield P-Field(r=1m) Abs (Phi=90)</p> <p>farfield (broadband) [1]</p> <p>Frequency = 0.85 Main lobe magnitude = -8.86 dBW/m² Main lobe direction = 170.0 deg. Angular width (3 dB) = 75.8 deg.</p> <p>130 mW/m² en escala lineal</p>
1900 MHz	 <p>Farfield P-Field(r=1m) Abs (Theta=90)</p> <p>farfield (broadband) [1]</p> <p>Frequency = 1.9 Main lobe magnitude = -6.6 dBW/m² Main lobe direction = 125.0 deg. Angular width (3 dB) = 35.1 deg. Side lobe level = -2.6 dB</p> <p>219 mW/m² en escala lineal</p>
2450 MHz	 <p>Farfield P-Field(r=1m) Abs (Theta=90)</p> <p>farfield (broadband) [1]</p> <p>Frequency = 2.45 Main lobe magnitude = -4.21 dBW/m² Main lobe direction = 60.0 deg. Angular width (3 dB) = 30.4 deg. Side lobe level = -5.0 dB</p> <p>380 mW/m² en escala lineal</p>

4. IMPLEMENTACIÓN Y RESULTADOS

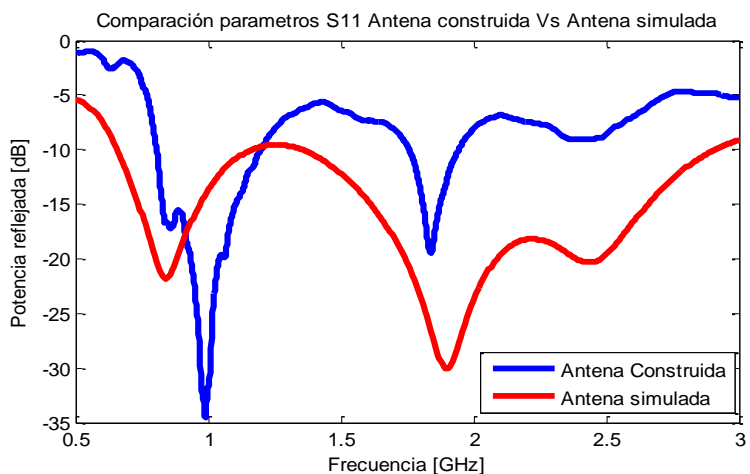
4.1 ANTENA DE BANDA ANCHA CON ALIMENTACION POR GUIA DE ONDA COPLANAR OPERANDO A 850 MHz, 1900 MHz Y 2450 MHz

En la Fig. 23.a se presenta la construcción física de la antena diseñada, la cual fue impresa mediante una maquina fresadora CNC, en la Fig. 23.b se muestran los parámetros de reflexión S_{11} utilizando el analizador vectorial de redes no lineales PNA de Keysight, también se muestra la comparación de los resultados obtenidos en el laboratorio (color azul) con los resultados obtenidos en el capítulo 3.3 Simulación (color rojo), con respecto a la antena construida, las bandas de 850 y 1900 MHz presentan buenos parámetros de reflexión por debajo de -15 [dBm], la banda de 2450 MHz aparentemente es la más deficiente pero hay que tener en cuenta que esta medida podría ser alterada por todas la redes WIFI presentes en la universidad, por tanto para hacer la experimentación en esta banda debería medirse la antena en un entorno aislado (del cual no se tuvo disponibilidad).

Fig. 23, Construcción física de la antena propuesta



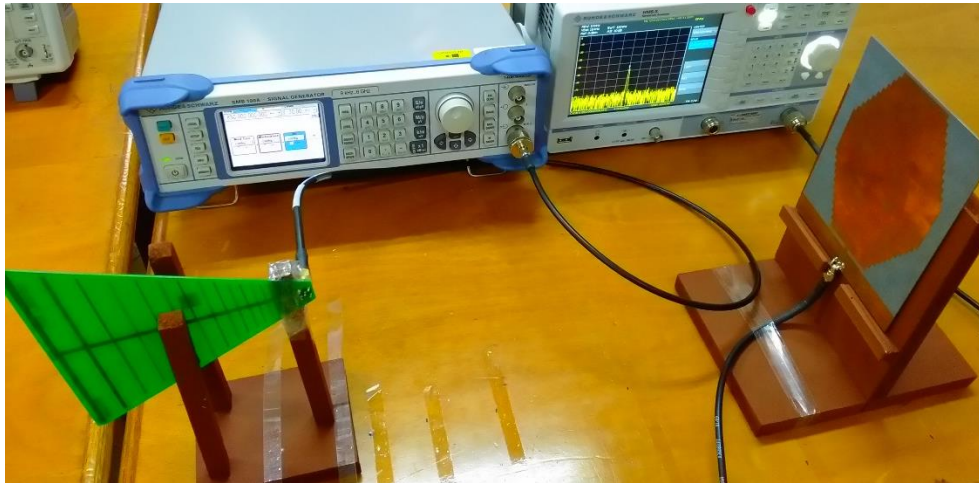
a) Construcción física de la antena



b) Parámetros de reflexión S_{11} resonando a 850, 1900 y 2450 MHz

Después de determinar los parámetros de reflexión de la antena y confiar en su utilidad, se procedió a realizar las pruebas de rendimiento en el laboratorio, es decir la caracterización de la antena midiendo la potencia recibida en función de la distancia, para esto se realiza el montaje que se observa en la Fig. 24, primero se utilizó un generador de señales (ROHDE&SCHWARTZ SMA100) el cual se conecta a una antena yagi WA5VJB montada sobre un trípode utilizada para transmitir inalámbricamente la potencia del generador, en el otro extremo se tiene la antena receptora conectada a un analizador de espectros vectorial utilizado para verificar la potencia que se está recibiendo, ambas antenas son de polarización directa, se realizan pruebas para potencias de transmisión de -40, -30, -20, -10, -5, 0, 5, 10, 20 y 30 [dBm] a distancias de 100, 90, 80, 70, 60, 50, 40, 30, 20, 10, 5 y 1 [cm] para cada una de las bandas de frecuencias de operación 850, 1900 y 2450 [MHz].

Fig. 24, Montaje realizado para medir la potencia recibida en función de la distancia



En la Fig. 25, Fig. 26 y Fig. 27 se muestran los resultados obtenidos al realizar estas pruebas en el laboratorio, con las medidas ya mencionadas anteriormente.

Fig. 25, Potencia recibida en función de la distancia para una frecuencia de 850 MHz

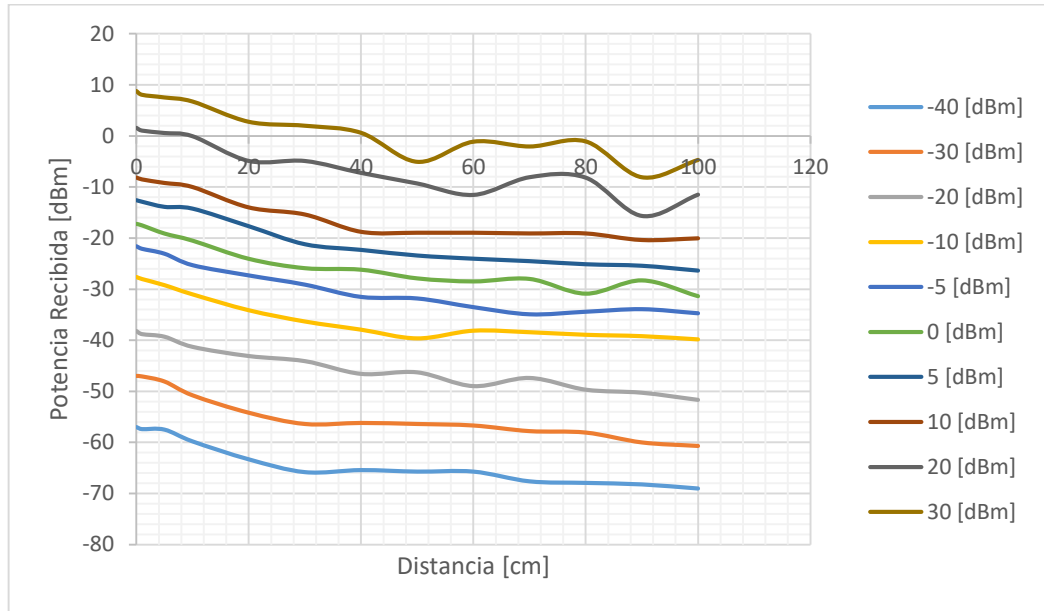


Fig. 26, Potencia recibida en función de la distancia para una frecuencia de 1900 MHz

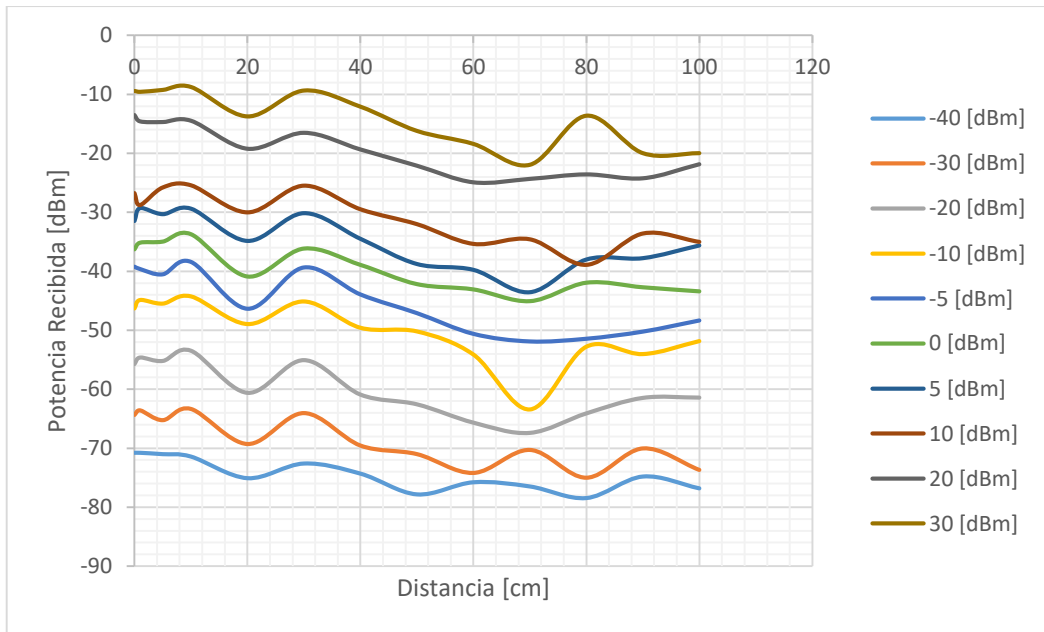
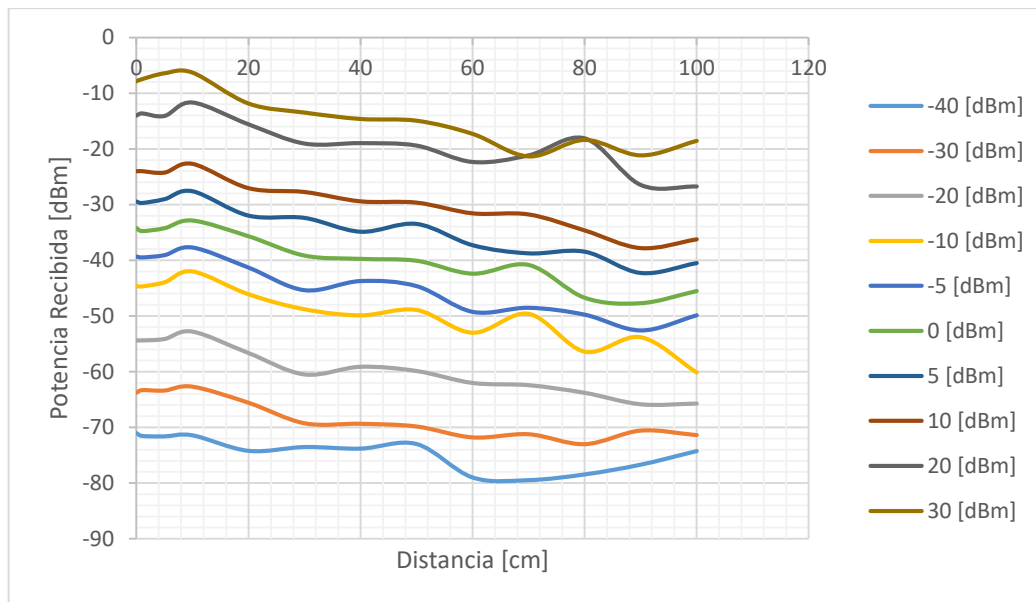


Fig. 27, Potencia recibida en función de la distancia para una frecuencia de 2450 MHz



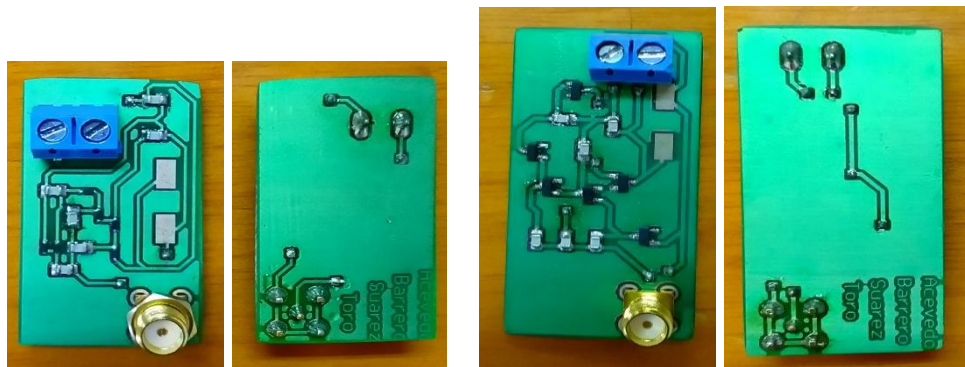
Estos resultados permiten evidenciar lógicamente que a medida que la antena se aleja de la fuente generadora de RF se recibe menos potencia, es decir que debe ser aplicada en campos cercanos; además debido a que la transmisión es inalámbrica, el medio atenúa mucho la señal, en el mejor de los casos (banda 850 MHz) esta atenuación es aproximadamente 20 [dBm], lo cual es un punto negativo ya que se está perdiendo mucha potencia que sería de gran importancia para los otros circuitos.

Los datos de las Fig. 25, Fig. 26 y Fig. 27 se presentan con más detalle en el **ANEXO D**.

4.2 MULTIPLICADOR Y RECTIFICADOR DE TENSION (MRT) CON TOPOLOGIA DICKSON DE 3 ETAPAS

En la Fig. 28 se presentan las tarjetas de circuito impreso (PCB) del rectificador Y multiplicador de tensión, se hace la implementaciones de los 2 circuitos electronicos utilizando diodos BAT63-02V (ver Fig. 28.a) y los diodos HSMS2860 (ver Fig. 28.b).

Fig. 28, Implementación del circuito rectificador y multiplicador de tensión utilizando los 2 tipos de diodos diferentes

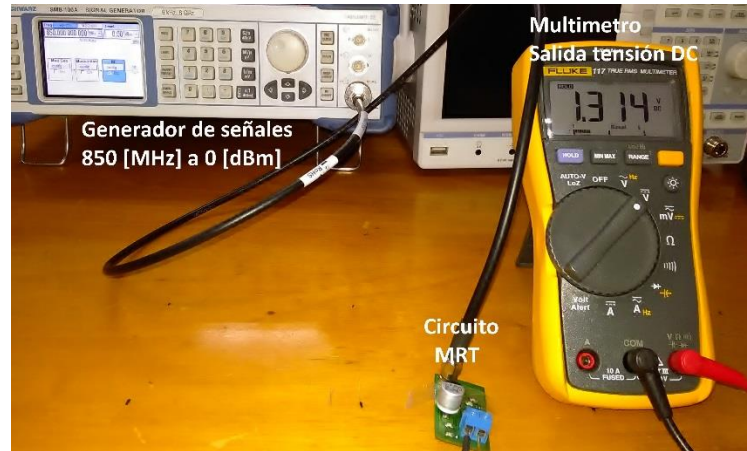


a) MRT con diodos BAT63,
medidas: 2.2×4 [cm]

b) MRT con diodos HSMS2860
Medidas: 2.5×5 [cm]

La prueba que se realizó en este apartado consistió en tener en cuenta las potencias de salida de la antena tri-banda e introducirlas en el circuito MRT para saber cuánta tensión a circuito abierto este genera (ver Fig. 29), debido a que los diodos están diseñados para funcionar con potencias por encima de -57 [dBm], se propone tomar el rango de frecuencias desde -57 hasta 0 [dBm], el límite máximo será 0 [dBm] ya que si se excede la potencia se podrían llegar a quemar los diodos, además este valor de potencia corresponde a 1 [mW] en escala lineal, la cual es la potencia máxima que es entregada por los routers de WIFI (datos presentados en la Tabla 1).

Fig. 29, Montaje utilizado para medir la tensión de salida del circuito MRT antes potencias de entrada



En las Fig. 30, Fig. 31, Fig. 32 y Fig. 33 se presenta el comportamiento del circuito MRT con el diodo BAT63-02V, teniendo en cuenta las siguientes situaciones:

- Sin capacitor (SC) y sin resistencia (SR)
- Sin capacitor (SC) y con resistencia (CR)
- Con capacitor (CC) y sin resistencia (SR)
- Con capacitor (CC) y con resistencia (CR)

Fig. 30, Comportamiento del circuito MRT en las tres bandas de frecuencia sin capacitor y sin resistencia

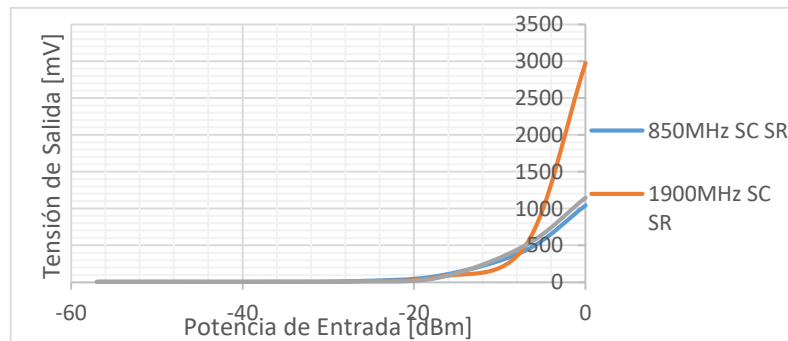


Fig. 31, Comportamiento del circuito MRT en las tres bandas de frecuencia sin capacitor y con resistencia $R_L=100\text{ k}\Omega$

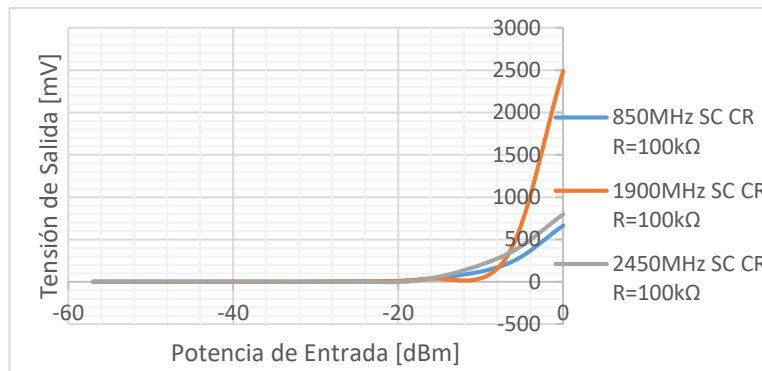


Fig. 32, Comportamiento del circuito MRT en las tres bandas de frecuencia sin capacitor y con resistencia $R_L=50\text{ k}\Omega$.

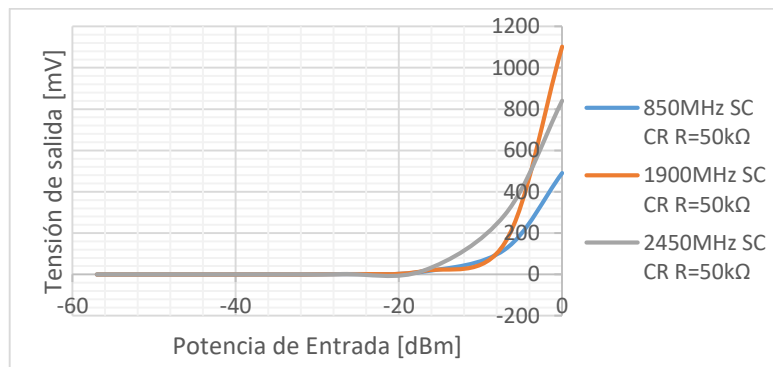
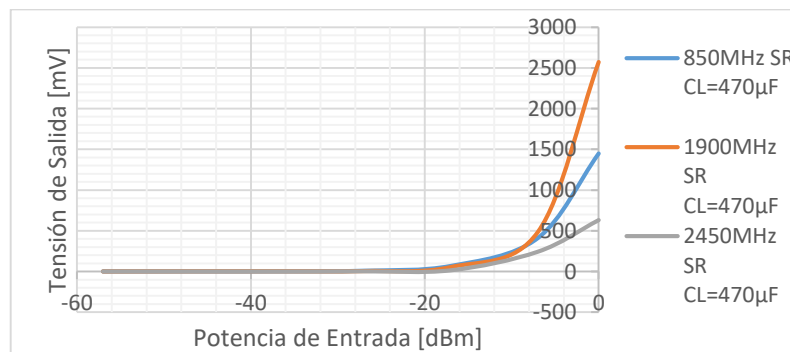


Fig. 33, Comportamiento del circuito MRT en las tres bandas de frecuencia sin resistencia y con capacitor de carga $C_L=470\text{ }\mu\text{F}$



Estos resultados obtenidos en la implementación del circuito MRT con el BAT63-02V, permiten apreciar que la banda de frecuencia que obtuvo mejor resultado fue 1900 MHz, con tensión de salida promedio $V_{out} = 510 \text{ mV} \rightarrow SC, SR$, $V_{out} = 400.38 \text{ mV} \rightarrow SC, CR, R = 100 \text{ k}\Omega$, $V_{out} = 182.42 \text{ mV} \rightarrow SC, CR, R = 50 \text{ k}\Omega$ y $V_{out} = 447.07 \text{ mV} \rightarrow SR, C_L = 470 \text{ }\mu\text{F}$. Además, se obtuvo mejor comportamiento que el HSMS2860 para las bandas de 850 y 2450 MHz.

En las Fig. 34, Fig. 35, Fig. 36 y Fig. 37 se presenta el comportamiento del circuito MRT con en diodo HSMS2860, donde también se tienen en cuenta las siguientes situaciones:

- Sin capacitor (SC) y sin resistencia (SR)
- Sin capacitor (SC) y con resistencia (CR)
- Con capacitor (CC) y sin resistencia (SR)
- Con capacitor (CC) y con resistencia (CR)

Fig. 34, Comportamiento del circuito MRT en las tres bandas de frecuencia sin capacitor y sin resistencia

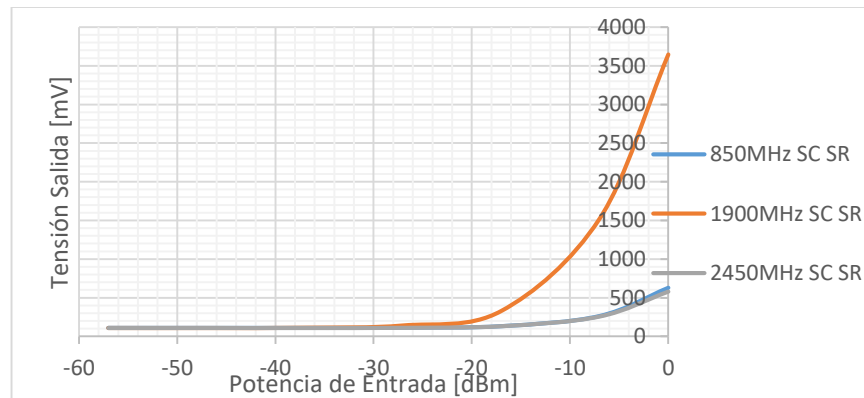


Fig. 35, Comportamiento del circuito MRT en las tres bandas de frecuencia sin capacitor y con resistencia $R_L=100\text{ k}\Omega$.

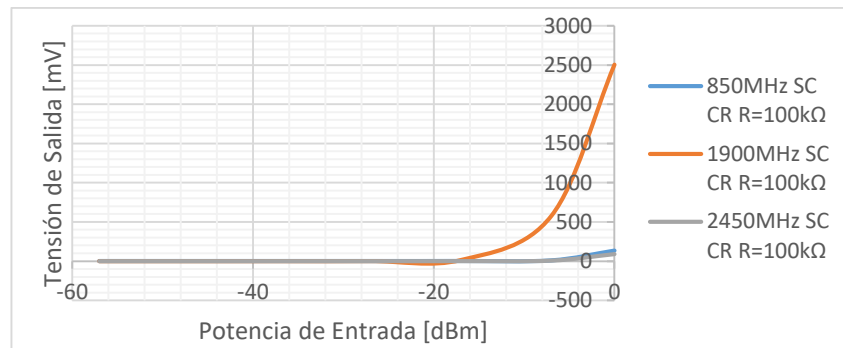


Fig. 36, Comportamiento del circuito MRT en las tres bandas de frecuencia sin capacitor y con resistencia $R_L=50\text{ k}\Omega$

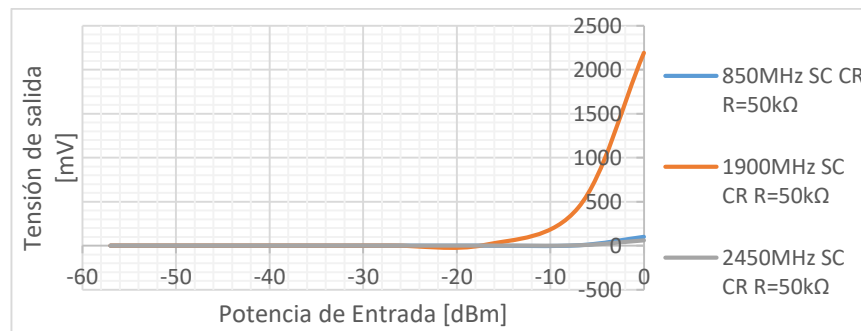
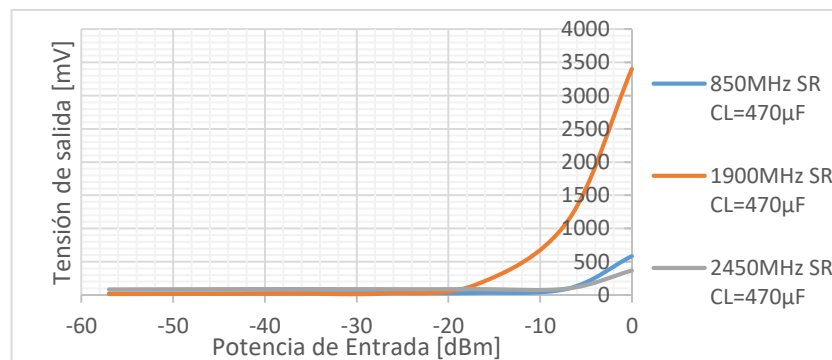


Fig. 37, Comportamiento del circuito MRT en las tres bandas de frecuencia sin resistencia y con capacitor de carga $C_L=470\text{ }\mu\text{F}$



Estos resultados obtenidos en la implementación de circuito MRT con el diodo HSMS2860, permiten apreciar que la banda de frecuencia que obtuvo mejores resultados fue la de 1900 MHz, con tensión de salida promedio $V_{out} = 855.07 \text{ mV} \rightarrow SC, SR$, $V_{out} = 441.9 \text{ mV} \rightarrow SC, CR, R = 100 \text{ k}\Omega$, $V_{out} = 381.55 \text{ mV} \rightarrow SC, CR, R = 50 \text{ k}\Omega$ y $V_{out} = 678.28 \text{ mV} \rightarrow SR, C_L = 470 \text{ }\mu\text{F}$. Obteniendo un peor comportamiento en relación con el BAT63-02V.

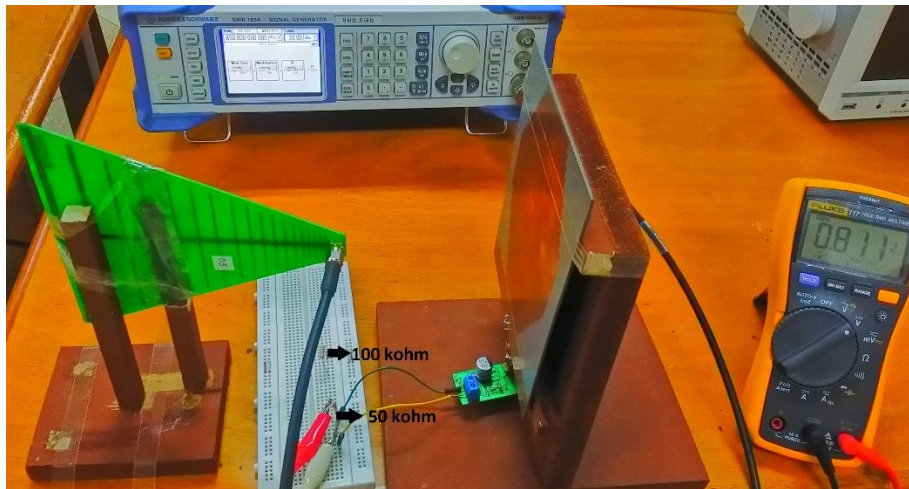
Los datos desde la Fig. 30 hasta la Fig. 37 se presentan con más detalle en el **ANEXO E**.

5. PROTOTIPO FUNCIONAL

En la Fig. 38 se presenta el montaje utilizado para realizar las mediciones de potencia que se generan con el prototipo funcional, es decir, antena y circuito MRT ensamblados, se realizan 3 tipos de pruebas: a circuito abierto, con carga de $100\text{ k}\Omega$ y con carga de $50\text{ k}\Omega$, para las frecuencias de 850, 1900 y 2450 MHz transmitiendo a potencias de 20, 15 y 10 [dBm]. Estas pruebas se realizan tanto con el diodo BAT63-02V como con el diodo HSMS2860.

Se podrá evidenciar que la mejor eficiencia se presenta al transmitir una señal de 20 dBm de potencia a 1900 MHz y utilizando el diodo HSMS2860 para el circuito MRT, obteniéndose una eficiencia del 17,7% para una carga de $50\text{ k}\Omega$.

Fig. 38, montaje utilizado para medir la tensión de salida ante diferentes tipos de carga



En la Fig. 39 se presentan los resultados de eficiencia en función de la potencia recibida y en la Fig. 40 se presentan los resultados al medir la potencia de salida en función de la potencia recibida, utilizando el diodo BAT63-02V.

Fig. 39, Resultado obtenido del prototipo funcional en las tres bandas de frecuencia, Eficiencia Vs Potencia Recibida.

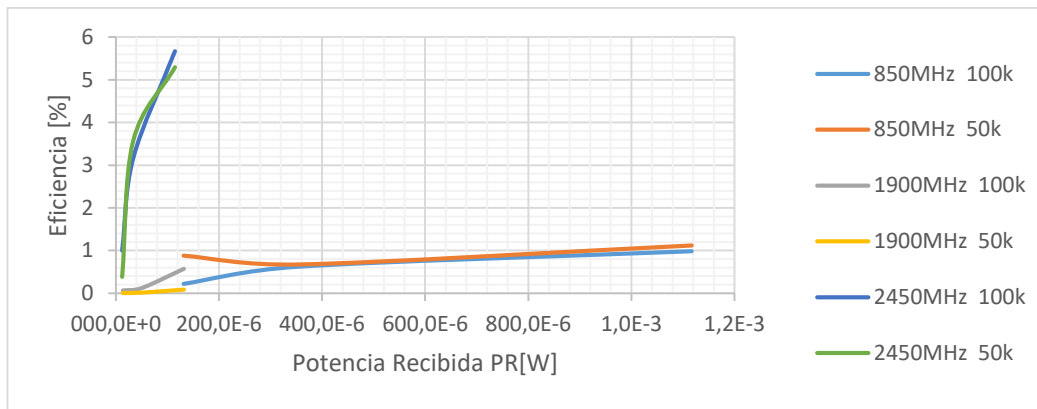
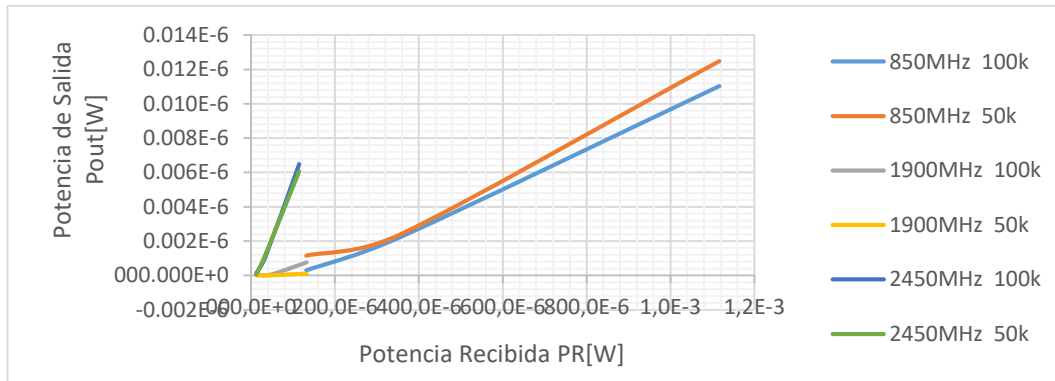


Fig. 40, Resultado obtenido del prototipo funcional en las tres bandas de frecuencia, Potencia salida Vs Potencia recibida



Con esto resultado obtenido en el prototipo funcional, se presenta mayor eficiencia en la banda de frecuencia de 850 MHz y 2450 MHz.

En la Fig. 41 se presentan los resultados obtenidos de la eficiencia en función de la potencia recibida y en la Fig. 42 la potencia de salida en función de la potencia recibida, utilizando diodos HSMS2860.

Fig. 41, Resultado obtenido del prototipo funcional en las tres bandas de frecuencia, Eficiencia Vs Potencia Recibido

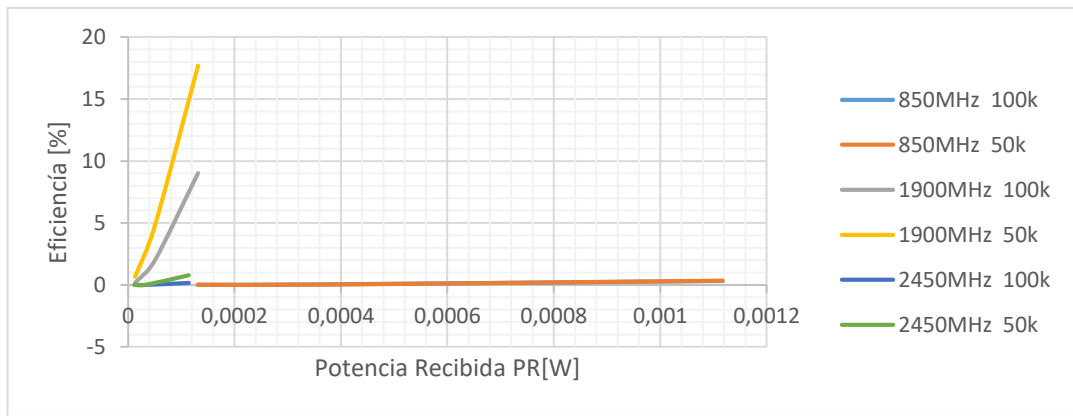
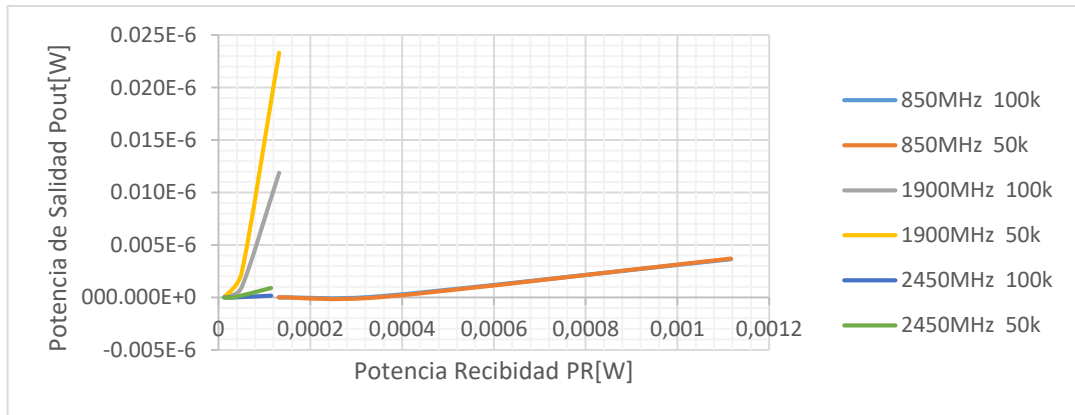


Fig. 42, Resultado obtenido del prototipo funcional en las tres bandas de frecuencia, Potencia salida Vs Potencia recibida.

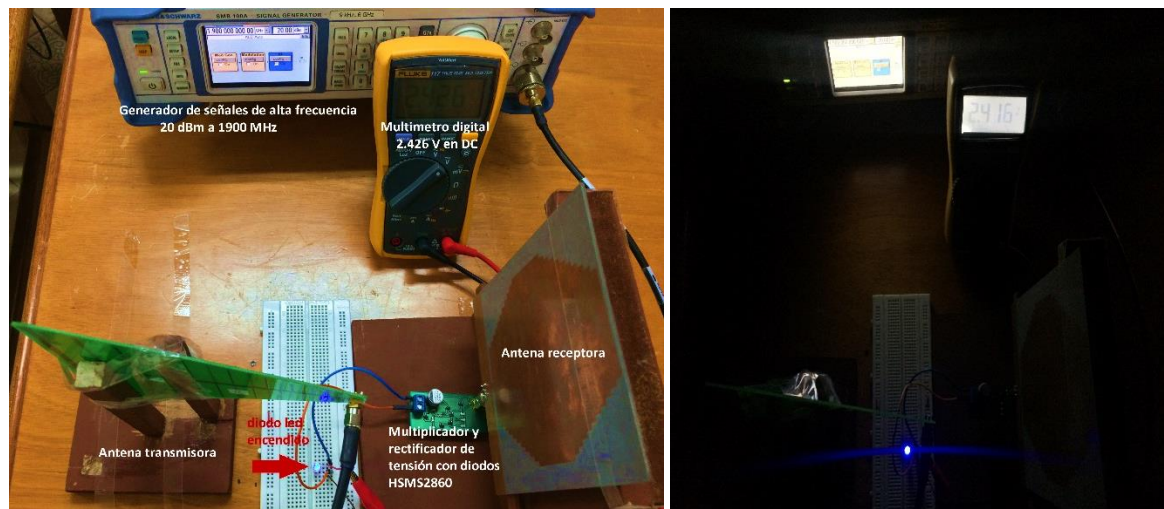


Con estos resultados obtenidos en el prototipo funcional, se observa que se presenta mayor eficiencia en la banda de frecuencia de 1900 MHz, seguido de la 2450 MHz en la cual se obtuvo una eficiencia del 17.69% con el HSMS2860 a diferencia con BAT63-02V que la eficiencia mas alta fue de 5.67%. Analizando estos resultado del prototipo funcional se observa que al cambiar el diodo HSMS2860 presenta mayor eficiencia que el BAT63-02V, por esta razon se seleccionó en diodo HSMS2860, como se habia mencionado en el apartado 2.3.1.

Los datos de las Fig. 39, Fig. 40, Fig. 41 y Fig. 42 se presentan con mas detalle en el **ANEXO F**.

Para comprobar que el sistema sí logra el objetivo principal de transformar la energía de las ondas de RF en energía en DC util para energizar dispositivos que consuman bajas cantidades de potencia, se plantea transmitir inalámbricamente la señal anteriormente mencionada de 20 dBm a 1900 MHz y recibirla con el prototipo conversor de RF a DC propuesto en este proyecto de grado con la finalidad de iluminar un diodo led de color azul, este montaje se observa en la Fig. 43 y la evidencia de su funcionamiento puede ser visualizada en el Video1.avi anexo en el CD.

Fig. 43, Montaje y evidencia del funcionamiento del prototipo



a) Montaje visto con la luz encendida

b) Montaje visto con la luz apagada

Finalmente en la Fig. 44 Se observa el prototipo actuando en una prueba de campo, donde se utiliza un *router* de WIFI como fuente generadora de energía RF la cual se recibe a través del prototipo funcional conversor RF a DC propuesto en este proyecto, a medida que se van cargando los condensadores, aumenta el nivel del tensión a la salida (ver Fig. 44.a y Fig. 44.b) y se evidencia la transformación de un

tipo de energía a otra, la cual es útil y suficiente para alimentar una carga que en este caso es un LED de color Azul (ver Fig. 44.c), validando el funcionamiento de este prototipo. Este experimento puede ser visualizado en el video2.avi anexo en el CD. En el **ANEXO C** se presentan los costos económicos de los materiales utilizados para la construcción del prototipo conversor RF a DC funcional.

Fig. 44, Prueba de campo captando la energía RF de un router de WIFI y convirtiéndola en corriente eléctrica en DC para encender un LED de color azul



- a) Condensador cargado a 308.2 mV b) Condensador cargado a 649 mV c) Condensador cargado a 2.307 V y LED azul.

La presentación final del prototipo se presenta en la Fig. 45,

Fig. 45, Entrega final del prototipo conversor de RF a DC



6. CONCLUSIONES

Se realizó la comparación de los parámetros de reflexión S_{11} tanto de simulación como de implementación donde se obtuvo resultados similares a la simulación, en la cual la antena construida, en las bandas de frecuencia 850 y 1900 MHz presentan buenos parámetros de reflexión por debajo de -15 [dBm] y en la banda de frecuencia de 2450 MHz no se presentaron buenos resultados en los parámetro de reflexión, esto debido a que cuando se soldó el SMA los pines tenía bastante soldadura generando mayor impedancia afectando la banda de frecuencia mencionada anteriormente.

Se realizó la comparación de los resultados de las simulaciones de los dos circuitos MRT tanto con el BAT63-02V como con el HSMS2860 obteniendo mejor comportamiento con el HSMS2860, donde se llegó a obtener tensión de salida promedio de $V_{out} = 1.931V$, con una carga $R_L = 50 k\Omega$ y corriente promedio de salida $I_{out} = 38.62 \mu A$; se obtuvo tensión de salida promedio $V_{out} = 2.01V$, con carga $R_L = 100 k\Omega$, con corriente promedio de salida $I_{out} = 20.3 \mu A$, en la diferentes bandas de frecuencia 850, 1900 y 2450 MHz .

Se realizó la comparación de los resultados del laboratorio de los dos circuitos MRT tanto con el BAT63-02V como con el HSMS2860 obteniendo mejor comportamiento con HSMS2860, a una potencia de entrada $0 dBm$ se alcanzó una tensión de salida $V_{out} = 2.505 V$, con una carga $R_L = 100 k\Omega$, corriente de salida $I_{out} = 25.05 \mu A$; tensión de salida $V_{out} = 2.191V$, con carga $R_L = 50 k\Omega$, con corriente promedio de salida $I_{out} = 43.82 \mu A$, en la banda de frecuencia de 1900 MHz . Cabe destacar que los comportamientos de los 2 circuitos MRT están dentro de los resultados esperados; teniendo en cuenta las limitaciones de frecuencia de operación de cada diodo se recomienda utilizar el HSMS2860 debido que tiene baja sensibilidad, ventaja ya mencionada en el capítulo 2.

AL realizar el acoplamiento en el laboratorio de la antena propuesta y el circuito MRT sin la red de adaptación de impedancia, se obtuvo una tensión de salida $V_{out} = 1.09 V$, con una carga $R_L = 100 k\Omega$, corriente de salida $I_{out} = 10.9 \mu A$; tensión de salida $V_{out} = 1.08 V$, con una carga $R_L = 50 k\Omega$, corriente de salida $I_{out} = 21.6 \mu A$ en la banda de frecuencia de $1900 MHz$. Estos resultados permiten que el prototipo conversor RF a DC sea empleado en aplicaciones de bajo consumo de potencia tales como la alimentación del sensor de precisión digital el BMP180 y BMP280 los cuales tienen consumo de corriente de $12 \mu A$ y $2.7 \mu A$ respectivamente, además se demostró que es posible encender un diodo LED, ya mencionado en el capítulo 5.

7. RECOMENDACIONES

Implementar a la salida del circuito MRT un micro modulo regulado de referencia LTM4661 que tiene como función alimentar baterías y transceptores de telecomunicaciones, este micro modulo funciona con una tensión de entrada $1.8 V$ a $5.5 V$, hasta $0.7 V$ después de la puesta en marcha y corriente de entrada $0.5 \mu A$, el LTM4661 regula una tensión de salida de $2.5V$ a $15V$ y rango de corriente de salida $0.7A$ a $2 A$ configurando con una resistencia externa, este regulador proporciona hasta $4 A$ de corriente de *switch* y sus medidas son $0.625 \times 0.625 \times 0.242 [cm]$ con empaquetado BGA.

Implementar los diodos de RF SMS7630-061 ($V_F = 0.135$ a $0.24 [V]$; $C_T = 0.2 [pF]$) y HSCH-5340 ($V_F = 0.375$ a $0.4 [V]$; $C_T = 0.1 [pF]$) los cuales funcionan hasta $26 [GHz]$ y presentan una situación similar al BAT63-02V y HSMS2860, donde uno tenía menor tensión de encendido pero mayor capacitancia, y el otro mayor tensión de encendido pero menor capacitancia.

Implementar una red de acoplamiento de impedancias, la cual fue mencionada en este proyecto donde se hizo énfasis de la importancia para reducir las reflexiones al pasar de una línea de transmisión a otra, la cual no se implementó, se recomienda simular e implementar una red de acoplamiento de banda ancha con transformadores de $\lambda/4$ multisección, evidenciar su funcionamiento y adaptarla al prototipo para mejorar la eficiencia.

Implementar la antena en un sustrato comercial como el FR4 Kingboard KB-6160 el cual tiene espesor de dieléctrico $1.6 mm$, espesor de capa de cobre $35 \mu m$ y constante dieléctrica $\epsilon_r = 4.5$, ya que se realizaron pruebas con este sustrato a $850 MHz$ y se obtuvo resultados similares al Rogers RT/Duroid 5870.

BIBLIOGRAFÍA

ABDULKADIR, M; GANA, I and BAKURA, Mala U M. A wireless phone charging system using radiofrequency energy harvesting. Department of electrical and electronics engineering, Faculty of engineering, University of Maiduguri, Nigeria, 2017.

BURRIONUEVO ORTIZ, Nelson Iván y CRUZ URTADO, Juan Carlos. Análisis de la eficiencia de un multiplicador de tensión de baja potencia de entrada en cuanto al número de etapas. Revista de ingeniería electrónica, automática y comunicaciones. 2014 , p 90-101.

CHAOUR, Issam; FAKHFAKH, Ahmed y KANOUN, Olfa. Enhanced passive RF-DC converter circuit efficiency for low RF energy harvesting, 2017.

DICKSON, J. F. On-chip high-voltage generation in MNOS integrated circuits using an improved voltage multiplier technique. Solid State Circuits IEEE Journal, 374 - 378. 1976.

ELSHEAKH, Dalia. Microwave antennas for energy harvesting applications. Microwave systems and applications, INTECH, 2017, Cap 8.

FLOCH, Jean-Marie; AHMAD, Ahmad El Sayed. Dual band printed dipole antenna with parasitic element for compensation of frequency space attenuation. International journal of electromagnetic and applications. Francia, 2012.

MORADIKORDALIVAND, A; RAHMAN, T A; SABRAN, M I; OBADIAH A N. Evolution process of a broadband coplanar-waveguide-fed monopole antenna for wireless customer premises equipment. Malaysia, 2014. Universiti Teknologi Malaysia. Institute of advanced engineering and science, all rights reserved.

RASHID, M.H. Circuitos microelectrónicos: análisis y diseño. Thomson-Paraninfo, 2002.

TRAN, Le-Giang; CHA, Hyouk-Kyu and PARK, Woo-Tae. RF Power harvesting: a review on designing methodologies and applications. Seoul National University of Science and Technology. South Korea, 2017.

ULABY, Fawwaz T. Fundamentos de aplicaciones en electromagnetismo. 5 ed. Mexico: Pearson Prentice Hall, 2007. 372 p

UMEDA, T; et al. A 950-MHz rectifier circuit for sensor network tags with 10-m distance. Solid-State Circuits. IEEE journal, 2006, p 35-41.

VALENTA, Christopher R y DURGIN, Gregory D. Harvesting wireless power. Atlanta, 2014. IEEE Microwave magazine, Georgia institute of technology.

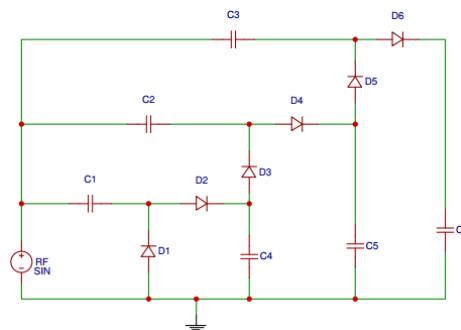
YAHAYA N Z; ALI, E M; PERUMAL N y ZAKARIYA M A. Development of Cockcroft-Walton voltage multiplier for RF energy harvesting applications. Malaysia, 2016, p 47-51.

ANEXOS

ANEXO A: Experimento de validación del circuito MRT

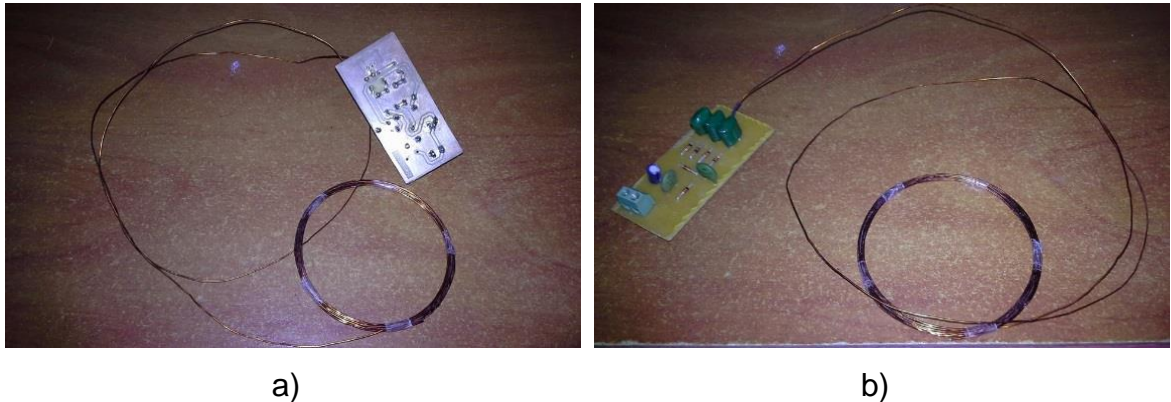
Partiendo del mismo concepto de *RF energy harvesting*, y habiendo realizado previamente el estudio del estado del arte y haber demostrado que era posible obtener considerables cantidades de energía eléctrica a partir de pequeñas señales de entrada y a través de los métodos anteriormente expuestos, se decidió implementar un pequeño experimento para evidenciar el verdadero funcionamiento de estos sistemas de obtención de energía, este experimento consistió en captar la energía de las ondas electromagnéticas emitidas por las pantallas y el flyback de los televisores antiguos que utilizaban tubos de rayos catódicos, estas ondas trabajan a frecuencias que se encuentran alrededor de los 15 MHz, para esto se utilizó el mismo diseño del MRT visto en el capítulo 2.2, es decir la topología Dickson de 3 etapas, con valores de condensadores $C_1 = C_2 = C_3 = C_4 = C_5 = 750 \text{ pF}$, condensador de carga $C_6 = 47 \text{ uF}$, se utilizan diodos convencionales 1N4148, este circuito se puede ver en la Fig. 46, para la construcción de la antena solo se utiliza una antena toroidal de 6 cm de circunferencia con 13 vueltas de alambre calibre AWG 22, y finalmente el objetivo era lograr alimentar una carga compuesta por un diodo LED de color azul. Para el desarrollo de este experimento, no se utilizó una red de acoplamiento de impedancias; se conecta directamente la antena con el MRT y este con la carga.

Fig. 46. Esquemático del circuito MRT utilizado en el experimento



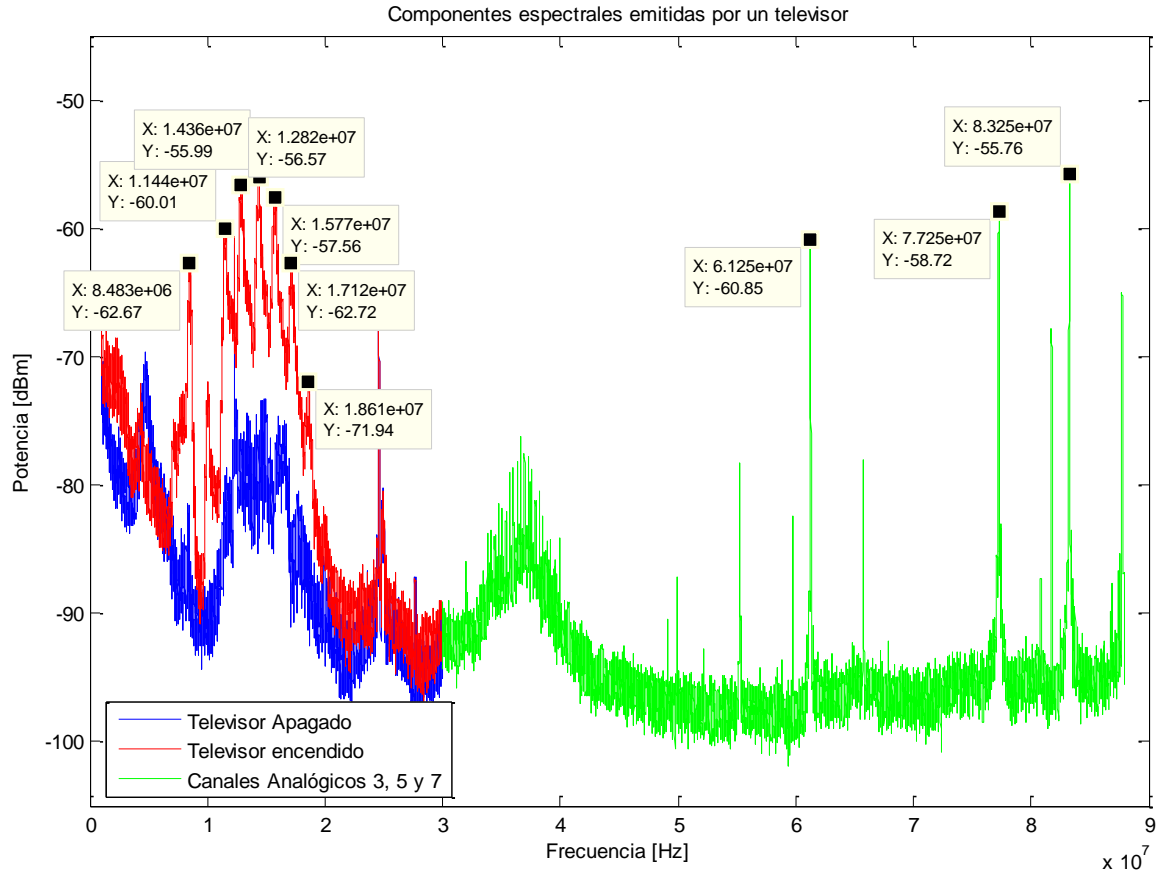
En las Fig. 49.a y Fig. 49.b se observa la PCB ya implementada con todos los componentes soldados y la conexión de la antena.

Fig. 49, Implementación del circuito MRT en PCB y antena toroidal, a) capa inferior del circuito y b) capa superior del circuito con elementos soldados.



En la Fig. 50 Se observan las componentes espectrales emitidas por el televisor de tubo de rayos catódico utilizado en el experimento, la gráfica de color azul corresponde cuando el televisor está apagado, aunque se ve que aparece una pequeña potencia esto se debe a que el televisor aun estando apagado y enchufado al toma corriente emite pequeñas cantidades de energía, la gráfica en color rojo corresponde cuando el televisor esta encendido, observando potencia en un amplio espectro de frecuencias entre los 8.48 y 18.61 *MHz*.

Fig. 50, Componentes espectrales emitidas por el televisor

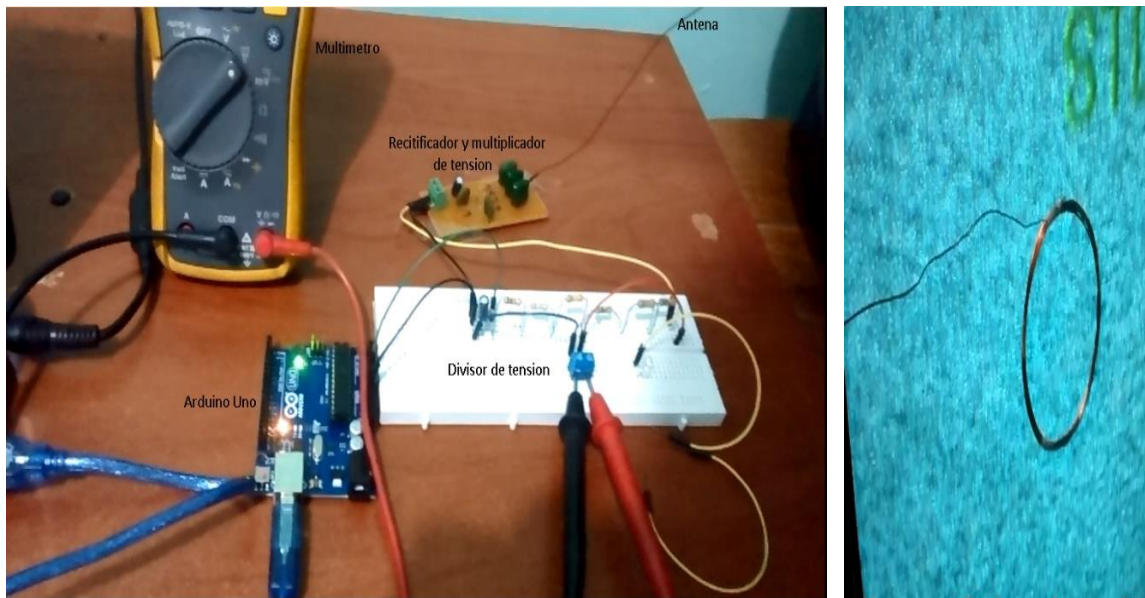


Adicionalmente en la gráfica verde de la Fig. 50 se demuestra que los canales Analógicos 3, 5 y 6 tienen portadoras de video en 61.25 MHz, 77.25 MHz y 83.25 MHz respectivamente, pudiendo ser utilizada esta energía para otro tipo de aplicaciones.

En la Fig. 51 se observa la conexión de los instrumentos utilizados para medir la tensión que se está obteniendo realmente al acercar la antena a la pantalla del televisor, para esto se utilizan dos métodos de medida, por un lado se mide el valor numérico de la tensión con un multímetro digital conectado directamente a la salida del circuito MRT y por otro lado se va graficando la tensión en el tiempo utilizando un Arduino Uno conectado al circuito MRT a través de un divisor de tensión montado

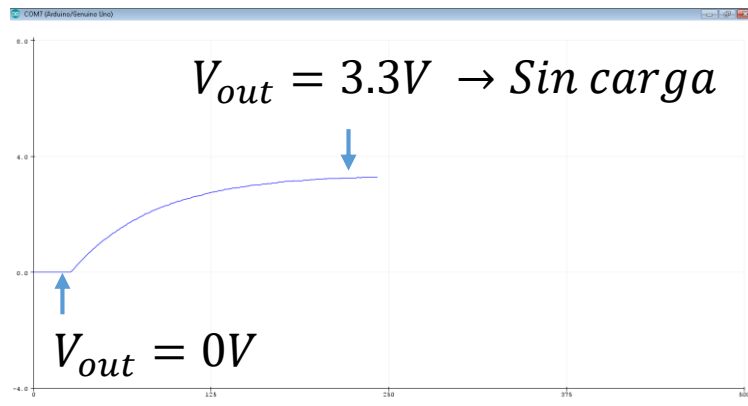
sobre una protoboard convencional, este divisor de tensión se hace por motivos de seguridad para dividir la tensión de entrada en un factor de 11.2 (es decir que se puede sensor máximo 50 V y hacerla apta para ser ingresada al Arduino).

Fig. 51, Conexiones de instrumentos para toma de medidas



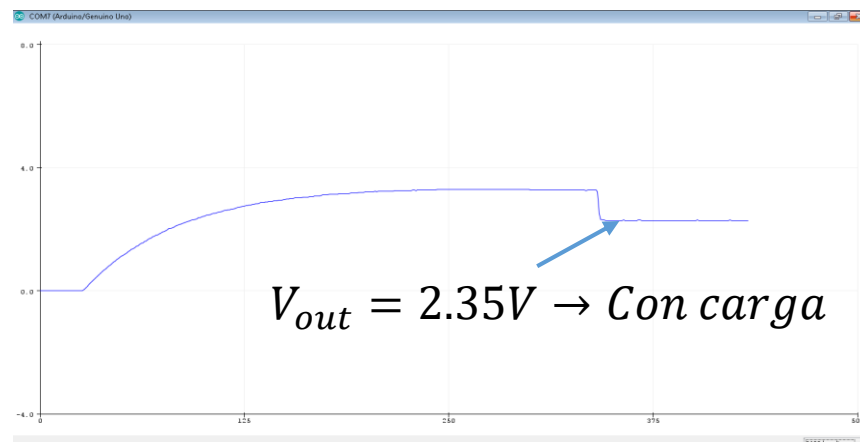
En la Fig. 52 se observa la gráfica obtenida en Arduino al sensor la tensión de salida del MRT en función del tiempo, logrando el estado estable de 3.3 V en un tiempo alrededor de los 4 minutos.

Fig. 52, Gráfica generada en Arduino de la tensión en función del tiempo sin conectar la carga.



En la Fig. 53 se observa la misma grafica anterior pero conectando una carga, en este caso un diodo LED de color azul, como se puede ver hay una caída de tensión debida a que el circuito aporta una cantidad limitada de potencia que se compensa en relación a la tensión y corriente consumidas por la carga, en este caso la carga consume una tensión de 2.3 V, permaneciendo esta tensión constante y el LED encendido siempre y cuando la antena este en constante contacto con la fuente de radiación y esta le esté suministrando energía.

Fig. 53, Gráfica generada en Arduino de la tensión en función del tiempo conectando el diodo LED azul como carga del circuito.



Para evidenciar estos resultados ver Video3.avi anexo en CD.

ANEXO B: Participación “Reto de innovación IEEE 2018, CANSAT Colombia para la paz”

EL Reto de innovación IEEE 2018, “CANSAT Colombia para la paz” fue un concurso a nivel nacional realizado por la Universidad Distrital Francisco José de Caldas en asocio con él Centro de Estudios Aeronáuticos de la Aerocivil, las ramas estudiantiles IEEE de las universidades Distrital, Pedagógica, Javeriana, la organización Aerospace Electronic System Society Colombia Chapter, Nikkoryukai y otras organizaciones, realizado los días 12 y 13 de Abril de 2018, este concurso buscaba seleccionar el mejor diseño de un mini satélite construido dentro de una lata de refresco (un CanSat), este CanSat debe ser diseñado e implementado para garantizar el funcionamiento de instrumentos de medición durante el descenso a la superficie lanzado desde una altura de 800 m, durante toda su trayectoria debe medir y transmitir variables meteorológicas tales como temperatura, presión atmosférica, altitud entre otras variables del medio ambiente y componentes adicionales propuestos en el diseño.

En este concurso se obtuvo el segundo puesto participando con el prototipo RadioVSAT2 del grupo de investigación RADIOGIS, prototipo conformado por la unión de varias disciplinas, donde nosotros solo propusimos el componente de innovación con el mismo concepto abordado en este proyecto de grado, es decir, el diseño de un dispositivo capaz de captar la energía de las ondas de radiofrecuencia operando en la banda Ku a 11 GHz, utilizando en este caso una antena dipolo quasi yagui uda en tecnología microstrip adaptada de Floc¹⁹ para convertir la energía

¹⁹ FLOC H, Jean-Marie; AHMAD, Ahmad El Sayed. Dual band printed dipole antenna with parasitic element for compensation of frequency space attenuation. International journal of electromagnetic and applications. Francia, 2012

electromagnética en potencia eléctrica en DC a través de un circuito multiplicador y rectificador de tensión con topología Dickson de 3 etapas descrito en el subcapítulo 2.2, de esta forma se proporcionará la energía suficiente para alimentar algunos dispositivos de bajo consumo de potencia que se encuentren dentro del CanSat eliminando la necesidad de depender del uso de una batería, uno de estos dispositivos que pueden ser energizados con este prototipo es el sensor barométrico BMP280.

En la Fig. 54 se observa el poster presentado para el concurso, en el recuadro morado del poster se observa la propuesta de innovación donde se expone el conversor de RF a DC.

Fig. 54, Poster realizado como propuesta de diseño RadiovSat II para el concurso CanSat Colombia para la paz 2018

RadiovSat II. Propuesta de diseño CanSat Colombia para la paz 2018

H. Navarro-Moya¹, G. Pineda-Ramírez², F. Salas-Valderrama¹, L. Fuentes-Sánchez¹, J. Suárez-Padilla¹, J. Rodríguez-Ferreira¹, H. Ortega²

1. Grupo de Investigación en Control, Electrónica, Modelado y Simulación. Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Universidad Industrial de Santander, Carrera 27 Calle 9, (6800002) Bucaramanga, Colombia.

2. Grupo Radiogis Escuela de Ingenierías Eléctrica, Electrónica y de Telecomunicaciones. Universidad Industrial de Santander, Carrera 27 Calle 9, (6800002) Bucaramanga, Colombia. Mailón E3 Torib: www.3tratos.co *Contacto: jprodrig@uis.edu.co

RADIOVSAT II es un proyecto del grupo de investigación Radiogis y estudiantes de la escuela de ingeniería mecánica de la Universidad Industrial de Santander, en el cual su objetivo es mostrar el diseño de un CanSat cuya misión es recolectar y transmitir datos meteorológicos y de ubicación una vez sea arrojado a una altura de 800 metros aproximadamente. El sistema completo será construido en el interior de una lata de aluminio del tamaño de una cerveza que servirá como chasis, antena y recolector de energía. Adicionalmente el prototipo contará con un sistema de recuperación basado en un paracaídas guiado. Este trabajo resume el proceso de diseño electrónico y modelado mecánico basados en los requisitos científicos y retos técnicos de la misión. Se muestran también los resultados de una serie de simulaciones estructurales sobre el diseño escogido, los cuales permitieron validar los requerimientos de masa.

¿CUÁL ES EL RETO?

Diseñar e implementar un sistema CanSat que permita garantizar el funcionamiento de instrumentos de medición durante el descenso a la superficie. El CanSat será arrojado desde una altura de 800m aproximadamente, por lo tanto, durante toda su trayectoria debe ser capaz de medir y transmitir variables meteorológicas y componentes adicionales propuestos en el diseño.

Objetivos del proyecto.

- > Realizar un diseño de bajo costo que cumpla con los requisitos planteados por los organizadores del concurso.
- > Presentar retos adicionales dentro del sistema, los cuales incluyen trabajos de investigación realizados por estudiantes de la Universidad Industrial de Santander
- > Implementar y verificar el correcto funcionamiento del sistema, corrigiendo cualquier error presentado durante el ensamblaje.

RESULTADOS DE DISEÑO

En la Figura 2 se muestra el diseño estructural del CanSat con su respectiva electrónica y sensores de telemetría. El diseño cuenta con una reolmarra en la parte superior, la cual transporta un paracaídas tipo vela con sus líneas de control instaladas en dos servomotores que varían los ángulos de ataque de la cúpula para corregir la trayectoria de descenso.

Figura 2. Diseño estructural de la carga off con su recolector de control y telemetría.

DESCRIPCIÓN TÉCNICA

Figura 1. Esquema general de los componentes electrónicos.

La carga útil constará con la siguiente sensorica: 1. una cámara CMOS Fat Shark 700TVL capaz de transmitir video en tiempo real durante todo el recorrido, 2. un kit de adquisición de variables meteorológicas, 3. un sistema de generación de voltaje por medio de señales de radiofrecuencia.

No.	Electrónica e Instrumentos	Masa gr
1	sensor MPU6050	5,00
2	sensor JST-2024MS&F	1,00
3	sensor MPU6050	5,00
4	sensor Cámara IMU	5,00
5	Transistor 2N2219	5,00
6	sensor 1002-7	5,00
7	sensor 20122	18,00
8	Transistor de video 50054	15,00
9	Cámara CMOS IMU SHIMBI	88,00
10	Convertidor de AC a DC	5,00
Masa total		166,00

Tabla 1. Resumen de masa de cada componente.

Simulaciones del convertidor de RF a DC

El circuito consta de dos etapas, la primera consiste en captar las ondas de radiofrecuencia, la segunda tiene un multiplicador y rectificador de tensión los cuales se encargan de tomar una señal de entrada, aumentar su nivel de tensión en la salida y convertir la señal de AC en DC.

Figura 3. Diagrama de bloques del convertidor RF-DC.

Figura 4. Simulación del circuito convertidor.

A. Diseño de antena tipo dipolo.

B. Diagrama polar de la simulación de parámetros.

C. Simulación en frecuencia a 10 MHz.

Figura 5. Diseño y simulación de la antena.

Este documento es propiedad de la Universidad Industrial de Santander y está sujeto a los términos de uso de la Universidad Industrial de Santander. No se permite la explotación económica ni la transformación de esta obra. Queda permitida la impresión en su totalidad. Reservados todos los derechos. No se permite la explotación económica ni la transformación de esta obra. Queda permitida la impresión en su totalidad. Reservados todos los derechos. No se permite la explotación económica ni la transformación de esta obra. Queda permitida la impresión en su totalidad. Reservados todos los derechos.

Fuente: Grupo de investigación RADIOGIS, Universidad Industrial de Santander 2018.

ANEXO C: Costos de materiales y componentes

En la Tabla 5 se presentan los costos económicos estimados de los materiales y componentes utilizados en un prototipo conversores de RF a DC funcional utilizando los diodos HSMS2860, sin tener en cuenta los costos de fabricación.

Tabla 5. Costo de materiales y componentes de los prototipos conversores de RF a DC

Elemento	Cantidad	Valor Unitario	Valor total
Condensador 750 pF	20	\$600	\$12000
Condensador de carga 470uF	5	\$1900	\$9500
Diodo Schottky HSMS2860	20	\$2650	\$53000
Diodo Schottky BAT63-02V	20	\$1400	\$28000
Sustrato en fibra de vidrio para circuito MRT	2	\$17500	\$35000
Sustrato para antena RT-Duroid 5870	4	\$100000	\$400000
Conectores SMA	4	\$4000	\$16000
Union SMA macho	1	\$10000	\$10000
Borneras	2	\$500	\$1000
Costo Total			\$564500