

UNIVERSIDAD SAN FRANCISCO DE QUITO USFQ

Colegio de Ciencias e Ingeniería

**Diseño y Simulación de un sistema de captura de energía
de Radio Frecuencia
Proyecto de Investigación**

Jaime Alejandro Suárez Reyes

Ingeniería Electrónica

Trabajo de titulación presentado como requisito
para la obtención del título de
Ingeniero Electrónico

Quito, 21 de Diciembre de 2016

UNIVERSIDAD SAN FRANCISCO DE QUITO USFQ
COLEGIO CIENCIAS E INGENIERIA

**HOJA DE CALIFICACIÓN
DE TRABAJO DE TITULACIÓN**

**Diseño y Simulación de un sistema de captura de energía de Radio
Frecuencia**

Jaime Alejandro Suárez Reyes

Calificación:

Nombre del profesor, Título académico

Alberto Sánchez, Ph.D. Ingeniería
Eléctrica y Electrónica

Firma del profesor

Quito, 21 de diciembre de 2016

Derechos de Autor

Por medio del presente documento certifico que he leído todas las Políticas y Manuales de la Universidad San Francisco de Quito USFQ, incluyendo la Política de Propiedad Intelectual USFQ, y estoy de acuerdo con su contenido, por lo que los derechos de propiedad intelectual del presente trabajo quedan sujetos a lo dispuesto en esas Políticas.

Asimismo, autorizo a la USFQ para que realice la digitalización y publicación de este trabajo en el repositorio virtual, de conformidad a lo dispuesto en el Art. 144 de la Ley Orgánica de Educación Superior.

Firma del estudiante: _____

Nombres y apellidos: Jaime Alejandro Suárez Reyes

Código: 00105723

Cédula de Identidad: 1717564643

Lugar y fecha: Quito, Diciembre de 2016

RESUMEN

La recolección de energía por medio de radio frecuencia (RF) se ha vuelto un punto importante e innovador para una época en donde, el consumo de energía es primordial si no decirlo indispensable para algunas tareas diarias. Este proyecto de titulación se basa en el diseño y simulación de un circuito de cosecha o recolección de energía a una frecuencia de 850 MHz, frecuencia en la cual trabaja algunas empresas de telecomunicaciones suministrando su servicio de telefonía.

ABSTRACT

The recollection of energy using radio frequency (RF) has become an important and innovative goal in times when energy consumption is primordial and indispensable in some daily activities. This project is based on the design and simulation of a circuit for energy recollection at 850Mhz, frequency used by some telecommunication companies to supply their mobile telephony services.

Tabla de contenido

RESUMEN	4
ABSTRACT	5
Tabla de contenido	6
ÍNDICE DE TABLAS	7
ÍNDICE DE FIGURAS	8
JUSTIFICACIÓN	9
INTRODUCCIÓN	9
OBJETIVOS	13
1. Objetivos Generales	13
2. Objetivos Específicos	13
DISEÑO CONCEPTUAL DEL SISTEMA.....	13
1. Antena	14
2. Circuito de acoplamiento	14
2.1. Resonancia.	15
2.2. Factor de calidad	16
3. Circuito multiplicador-rectificador.....	17
3.1. Doblador de voltaje.....	17
Análisis y Simulación	18
1. Circuito rectificador	19
1.1. 8 etapas	19
1.2. 16 etapas	25
2. Simulación del Acoplamiento.....	28
Conclusiones	30
Recomendaciones	31
Bibliografía.....	32
Anexos A: Datasheet SPTS0520Z.....	33

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla 1. Comparación entrada y salida de Voltaje a 900MHz y 2,4 GHz

Tabla 2. Resultados para Rectificadores de 8 etapas

Tabla 3. Datos de Potencia de entrada [dBm] y tensión de salida

Tabla 4. relación entrada salida G[dB] y W[dB]

Tabla 5. Comparación a diferentes cargas

Tabla 6. Datos voltaje entrada y voltaje salida

Tabla 7. Datos voltaje salida [V] y potencia de entrada [dBm]

Tabla 8. Acoplamiento de Impedancia

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1. (a) Como una función de la entrada sinusoidal, (b) función de la potencia de entrada.

Figura 2. Diagrama sistema completo

Figura 3. Circuito RLC

Figura 4. Circuito Doblador

Figura 5. Semi-ciclo Positivo

Figura 6. Semi-Ciclo negativo

Figura 7. Relación voltaje tensión entrada y tensión voltaje salida

Figura 8. Relación P[dBm] entrada vs voltaje de salida

Figura 9. Transición en Tiempo Tensión 0.05 [V]

Figura 10. Transición en tiempo 0.01[V]

Figura 11. Ganancia en tensión

Figura 12. Ganancia en Potencia

Figura 13. Voltaje Salida Rectificado y 8 etapas

Figura 14. Valor Corriente sinusoidal

Figura 15. Valor Corriente I_{RMS}

Figura 16. Grafica voltaje de salida vs voltaje de Entrada

Figura 17. relación voltaje de salida [V] vs Potencia de entrada [dBm]

Figura 18. Comparación entre 8 y 16 etapas

Figura 19. Circuito tipo LC

Figura 20. Tensión Acoplada a 850 MHz

JUSTIFICACIÓN

Existe un creciente interés en capturar energía del medio ambiente para suministrar parcial o totalmente la energía necesaria para el funcionamiento de dispositivos electrónicos portátiles. La captura de energía electromagnética del ambiente referida como la recolección de energía por radiofrecuencia (RF) es uno de los métodos más populares e innovadores para alimentar sensores inalámbricos de baja potencia.

INTRODUCCIÓN

Nuevas aplicaciones en el área de redes de sensores inalámbricos buscan el proveer de autonomía energética a dichos dispositivos mediante de la captura de energía disponible en el ambiente. Una de las fuentes de energía más comunes de origen humano es la radiación electromagnética debido a ondas de radio normalmente producidas por sistemas de telecomunicaciones. En este trabajo se explora la posibilidad de capturar energía de ondas de radio producidas por fuentes radiantes con el fin último de proveer energía a futuros sistemas de sensores inalámbricos.

En este proyecto se presenta el diseño un circuito que permite capturar energía de la banda de 850 MHz y almacenarla en una batería recargable o capacitor.

La eficiencia de recolección de la energía de RF depende de la eficiencia de la antena, el acoplamiento de impedancias entre la antena y el multiplicador de tensión, y de la eficiencia del multiplicador de voltaje que convierte las señales de RF recibidas a un voltaje DC. (Xiao, Wang, & Dusit, 2014)

El voltaje máximo que se puede alcanzar en un multiplicador de tensión tradicional de una sola etapa es el doble del voltaje de amplitud de la onda de RF menos dos veces la tensión de umbral del diodo. (Karolak, Taris, & Deval, 2012)

En la investigación *Design comparison of low-power rectifiers dedicated to RF energy harvesting* (Karolak, Taris, & Deval, 2012) los multiplicadores de voltaje de acoplamiento cruzado convencionales y la propuesta que se ha diseñado, son basados en tecnología CMOS. El número de etapas y el tamaño del transistor, son optimizados para trabajar correctamente a 400 K Ω / 1,2 V de carga, lo que representa una potencia de salida de 3,6 μ W, que es adecuado para alimentar con energía a Sensores de Redes Inalámbricas (WSN) que utilizan potencia ultra baja. Para este caso, los números óptimos de etapas para el multiplicador de tensión tradicional en cascada y en cascada de acoplamiento cruzado son 3 y 5, respectivamente.

La Tabla 1 muestra una comparación del desempeño de los dos tipos de multiplicadores. Los resultados que se muestran en esta tabla son para sistemas en los cuales se utilizó la banda de 900 MHz de tecnología de telecomunicaciones y la de 2,4 GHz de aplicaciones ISM (Industrial, Scientific and Medical) y del estándar IEEE 802.11 Wi-Fi (IEEE P802.11 - TASK GROUP N, 2009). El voltaje rectificado de salida V_{OUT} y la eficiencia η , son comparados para los dos circuitos con una potencia de entrada de -21dBm. (Karolak, Taris, & Deval, 2012)

Tabla 1. Comparación entrada y salida de Voltaje a 900MHz y 2,4 GHz

	Multiplicador normal		Multiplicador Cruzado	
	900 MHz	2,4 GHz	900 MHz	2,4 GHz
Vout[V]	1,12	1,05	1,45	1,43

Vin[mV]	490	470	430	420
η [%]	39,8	34,8	65,2	64

El voltaje rectificado por el sistema a 900 MHz es ligeramente mayor que el obtenido por el sistema a 2,4 GHz. La razón de esta diferencia radica en las pérdidas parásitas de los dispositivos MOS a medida que aumenta con la frecuencia.

En (Jabbar, Song, & Jeong, 2010) y (Karthaus & Fischer, 2003) se presentan desarrollos que utilizan diodos Schottky que son especialmente diseñados para trabajar con una baja resistencia en serie, alta eficiencia en conversión de energía RF y bajo nivel de voltaje umbral V_{TH} , estas características son similares a las que se consideraron en el desarrollo de este proyecto y que son $V_{TH}=200\text{mV}$ a $7\mu\text{A}$ y una frecuencia central de 800 MHz.

De manera general los circuitos de captura de energía de RF pueden ser de dos tipos: pasivos o activos. Los circuitos activos utilizan una fuente externa de alimentación que sirve para la polarización como por ejemplo en (Umeda, Yoshida, & Sekine, 2005) donde se diseña un circuito a 950 MHz que captura energía de una fuente radiante a una distancia de 10m. Este circuito tiene un mejor desempeño en su voltaje de salida pero el costo de fabricación aumenta y además de requerir de una fuente externa.

Los circuitos pasivos polarizan sus componentes sin el uso de una fuente adicional. Esta condición lleva a que el circuito no pueda capturar de manera eficiente la mayor cantidad de energía de RF ya que parte de ella es utilizada en la polarización y además requiere de fuentes radiantes más cercanas ya que caso contrario no es posible polarizar los elementos semiconductores si el voltaje baja de cierto umbral mínimo.

Una de las maneras para disminuir los valores de tensión de umbral como especifica Le Triet, Kartikeya Mayaram y Terri S. Fiez es el método de puerta flotante, donde detalla que la tensión umbral de sus transistores PMOS y NMOS son aproximadamente 550 mV y 450 mV respectivamente, antes de poner el circuito en funcionamiento. Después de la alimentación de energía los transistores reducen su tensión de umbral efectiva a 30 y 50 mV (Triet, Mayaram, & Fiez, 2008), lo que se refleja en un aumento del desempeño como muestra la figura 1a y 1b

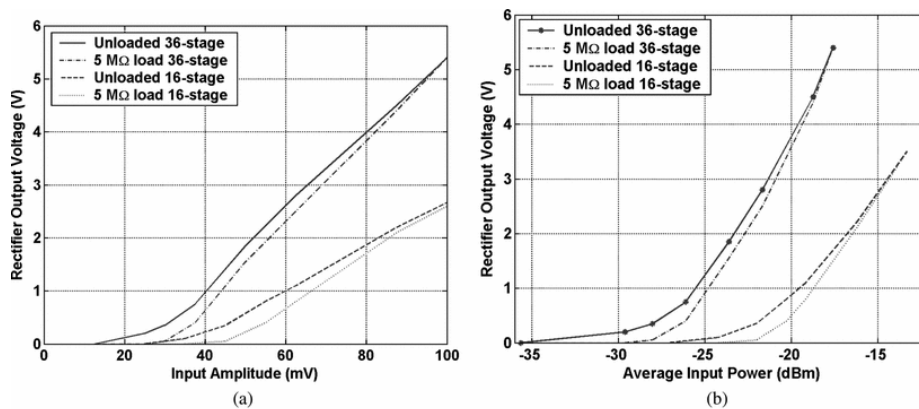


Figura 1. (a) Como una función de la entrada sinusoidal, (b) función de la potencia de entrada.

En (Triet, Mayaram, & Fiez, 2008), se logra reducir la tensión de umbral hasta 36mV utilizando un circuito rectificador de 16 etapas y hasta 30mV de tensión de umbral para el circuito de 36 etapas con una carga de 5MΩ. La curva que se detalla en la Figura 1a muestra el voltaje rectificado de salida con respecto a la entrada donde un circuito con 36 etapas obtiene una eficiencia mayor que el de 16 etapas.

OBJETIVOS

1. Objetivos Generales

Diseñar y simular un sistema electrónico de captura y almacenamiento de energía irradiada en la banda de 850 MHz.

2. Objetivos Específicos

- Diseñar mediante simulación los circuitos de:
 - o Multiplicador de voltaje
 - o Rectificación de bajo voltaje
 - o Acoplamiento de impedancias para la frecuencia de 850 MHz

DISEÑO CONCEPTUAL DEL SISTEMA

El sistema propuesto está conformado por los subsistemas que se muestran en la Fig. 2.

Los subsistemas son:

Antena,

Circuito de acoplamiento

Rectificador-multiplicador

Unidad de almacenamiento de energía

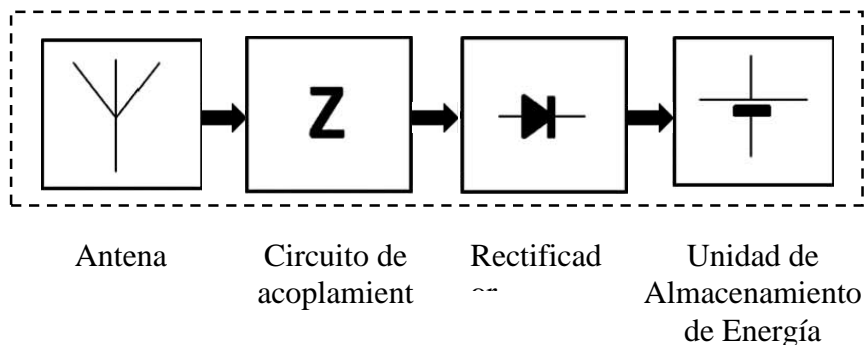


Figura 2. Diagrama sistema completo

1. Antena

La antena debe ser escogida para funcionar en bandas o bien una sola frecuencia o de frecuencia múltiple, dependiendo de las especificaciones del sistema. En el proyecto que se presenta en este escrito se considera que la energía de interés está en la banda de 850 MHz debido a que es la banda con la mayor cantidad de usuarios en el país de acuerdo a Agencia de Regulación y Control de las Telecomunicaciones (ARCOTEL) basado en el las líneas activas por tecnología y prestador. (Agencia de Control de las Telecomunicaciones, 2016)

2. Circuito de acoplamiento

El acoplamiento de impedancias es un circuito resonante diseñado para maximizar la transferencia de potencia entre la antena y el circuito rectificador, y opera a una frecuencia determinada.

Uno de los requisitos más importantes en el diseño de circuitos electrónicos de alta frecuencia es que se transfiera la máxima energía posible de la señal de RF en cada etapa del sistema. En otras palabras, la señal debería propagarse en dirección hacia la unidad de almacenamiento con un eco insignificante (idealmente cero) o que no exista

una reflexión de la señal que se recibe. La señal de eco no sólo reduce la potencia disponible, sino que también deteriora la calidad de la señal.

Es posible utilizar un transformador de línea como circuito de acoplamiento. El valor de la impedancia se ajusta mediante la relación de vueltas. Este circuito sin embargo, tiene varias limitaciones que incluyen trozos de líneas de transmisión (stubs), redes resistivas y reactivas. (Misra, 2001).

Para este proyecto se estudia el uso de un circuito RLC para el acoplamiento de impedancias entre la antena y el circuito rectificador-multiplicador.

2.1. Resonancia.

La resonancia en los circuitos AC se produce a una frecuencia determinada por los valores de capacitores, resistencia e inductancia. La resonancia en un circuito serie se caracteriza por que la impedancia característica es mínima y el ángulo de fase es 0 (cero). El circuito de la Figura 3 es alimentado por un generador de tensión de frecuencia variable, la expresión compleja de la corriente que circula por él es:

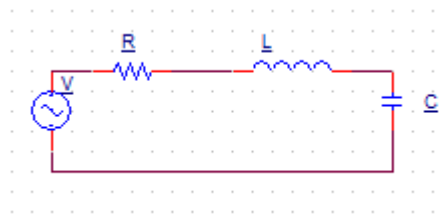


Figura 3. Circuito RLC

$$I = \frac{V}{Z}$$

donde:

$$Z = R + j \left(\omega L - \frac{1}{\omega C} \right)$$

el valor de frecuencia depende del valor de tensión de alimentación y esta se denomina “frecuencia de resonancia”.

Cuando el circuito entre en resonancia se cumple que

$$\omega L = \frac{1}{\omega C}$$

y la frecuencia de resonancia es:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

en donde:

f = frecuencia de resonancia, en Hz

L = inductancia, en henrios

C = capacidad, en faradios

La reactancia inductiva es cero a la frecuencia de 0 Hz y crece en una forma lineal con el aumento de la frecuencia. La reactancia capacitiva es infinita a 0Hz, y decrece al aumentar la frecuencia y se aproxima o tiende a cero cuando la frecuencia es infinita.

2.2. Factor de calidad

Es la estimación de la calidad o de la selectividad (Q) del circuito resonante.

(Sanchis, González, Torralba, & Torres, 2004)

$$Q = \frac{1}{2\pi f_0 RC} = \frac{2\pi f_0 RC}{R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}}$$

el factor de calidad para un circuito en serie RLC es

$$Q = \frac{R}{L2\pi f_0} = 2\pi f_0 RC$$

otra expresión equivalente para el factor de calidad es:

$$Q = \frac{f_c}{Bw}$$

donde f_c es la frecuencia de corte, Bw es el ancho de banda.

3. Circuito multiplicador-rectificador

El rectificador-multiplicador de voltaje es uno de los principales componentes del sistema de captura de energía. Este circuito tiene dos funciones principales: aumentar el voltaje y rectificar. El rendimiento de la unidad rectificadora puede ser evaluado en base a su eficiencia de conversión de potencia, que es la relación entre la potencia suministrada a la carga y la potencia de entrada, es decir, la potencia de entrada mínima requerida para la producción de corriente continua, y finalmente niveles de voltaje DC de salida.

3.1. Doblador de voltaje

El circuito doblador de voltaje se opera en dos modos distintos dependiendo del semi-ciclo de la señal de entrada. La Figura 4 muestra la topología básica del doblador el cual está conformado por dos diodos y dos capacitores.

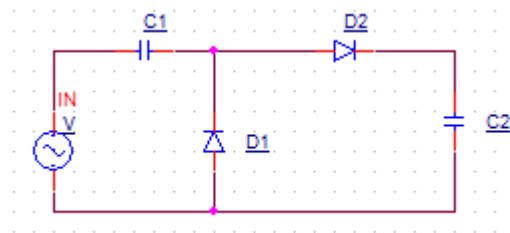


Figura 4. Circuito Doblador

En el semi-ciclo negativo el D1 (diodo 1) conduce cargando al capacitor C1 al voltaje pico V_m , mientras que el D2 está abierto. Durante el semi-ciclo positivo el D1 está abierto y el D2 conduce y carga al C2.

$$V_m + V_{c1} - V_{c2} = 0$$

$$V_m + V_m - V_{c2} = 0$$

dando como resultado

$$V_{c2} = 2V_m$$

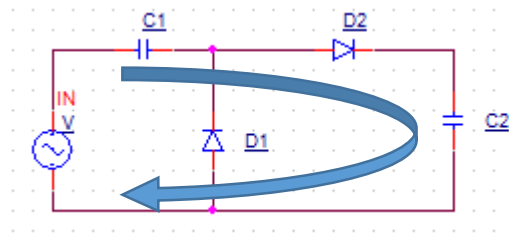


Figura 5. Semi-ciclo Positivo

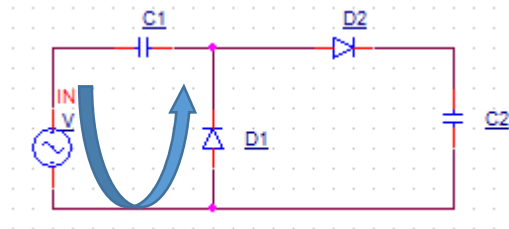


Figura 6. Semi-Ciclo negativo

Análisis y Simulación

Este proyecto estudia la realización de un sistema de captura de energía de RF para lo cual se ha dispuesto inicialmente el uso de circuitos pasivos utilizando diodos Schottky los cuales han sido seleccionados con el menor voltaje de umbral posible y la menor resistencia R_{DC} del diodo. El diodo seleccionado es el STPS0520Z. El datasheet de este dispositivo se adjunta en el anexo. Los capacitores utilizados son capacitores cerámicos de 0.05 uF. La topología del circuito ensayada es un multiplicador de 8 y de 16 etapas clásico en cascada.

1. Circuito rectificador

1.1. 8 etapas

El circuito está diseñado para trabajar a 850 MHz. La Tabla 2 muestra los resultados de simulación del voltaje de salida para distintos niveles de voltajes de entrada.

Tabla 2. Resultados para Rectificadores de 8 etapas

Frecuencia	Vout [V]	Vin [V]
850 MHz	5,570	0,450
	4,662	0,400
	3,718	0,350
	2,968	0,300
	2,238	0,250
	1,495	0,200
	0,803	0,150
	0,297	0,100
	0,040	0,050
	7,10E-05	0,010

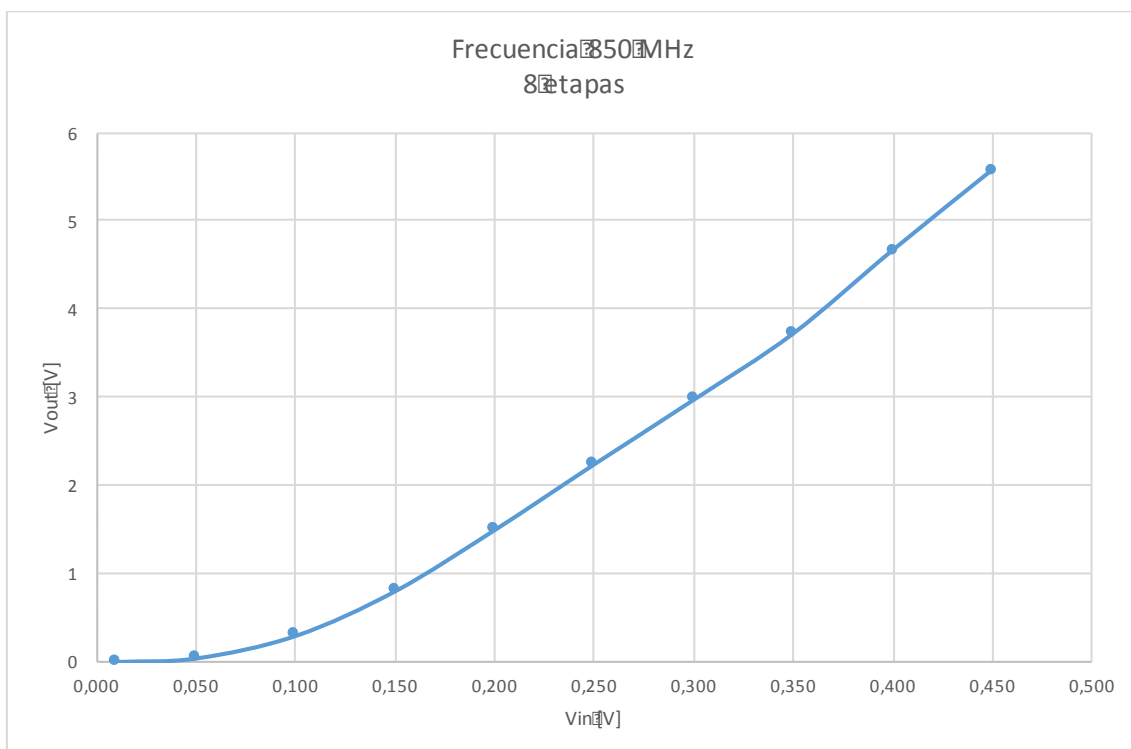


Figura 7. Relación voltaje tensión entrada y tensión voltaje salida

En la tabla 2 y figura 7 se observa que a voltajes de entrada muy bajos el circuito rectificador-multiplicador tiene a valores resultantes de voltaje de salida cercanos a cero y a partir de 200mV aproximadamente los voltajes de salida de nuestro circuito son mayores al voltaje de entrada. Esto se produce debido a que el nivel de voltaje de entrada es insuficiente para polarizar los diodos.

Tabla 3. Datos de Potencia de entrada [dBm] y tensión de salida

Frecuencia	Vout [V]	P[dBm]
850 MHz	5,570	6,08
	4,662	5,05
	3,718	3,89
	2,968	2,55
	2,238	0,97
	1,495	-0,97
	0,803	-3,47
	0,297	-6,99
	0,040	-13,01
	7,10E-05	-26,99

Se observar que al aumentar la potencia de entrada del circuito logra obtener un mayor nivel de tensión a la salida.

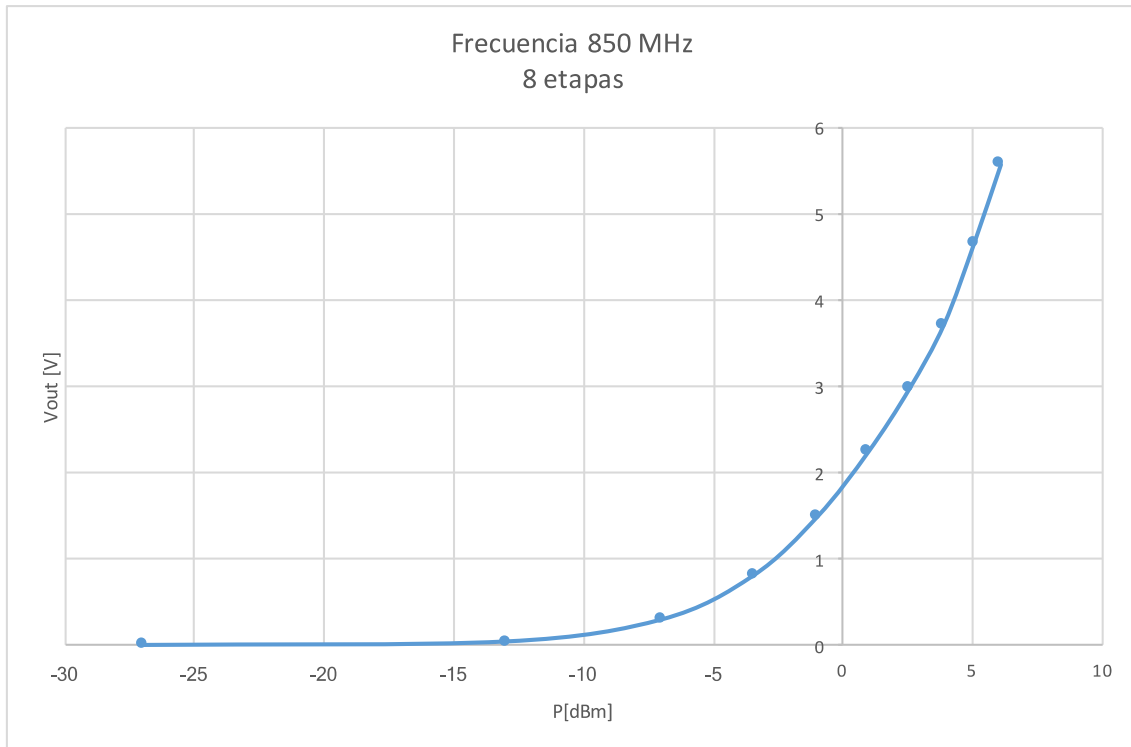


Figura 8. Relación P[dBm] entrada vs voltaje de salida

La figura 8 muestra que el circuito opera a partir de los 200mV de entrada que es el valor de la Tensión de Umbral de los diodos Schottky seleccionados.

Las figuras 9 y 10 muestran resultados de la simulación para valores de tensión de entrada de 0.05 [V] y 0.01[V]. Note que bajo estas condiciones los resultados de simulación son erróneos ya que obedecen a problemas de desempeño numérico del simulador.

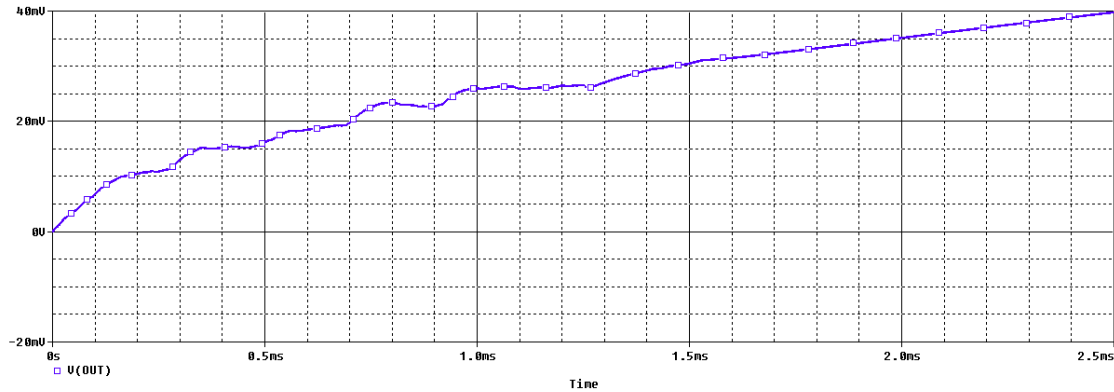


Figura 9. Transición en Tiempo Tensión 0.05 [V]

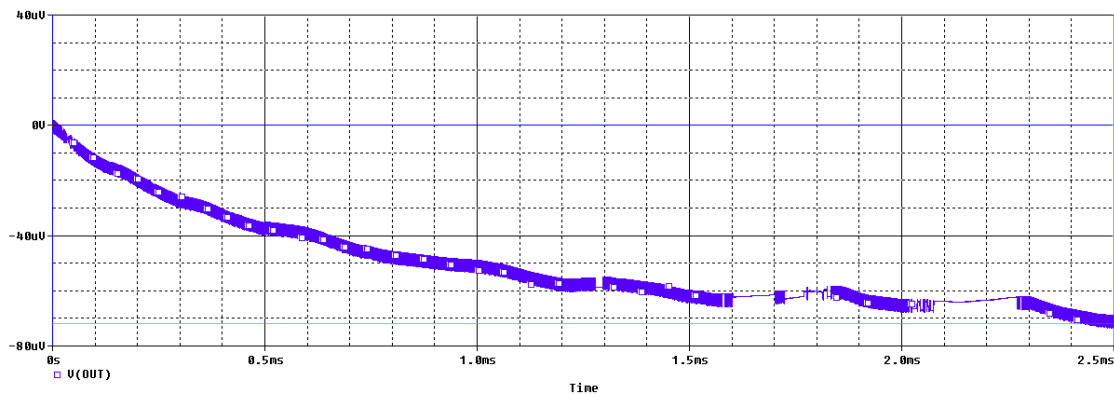


Figura 10. Transición en tiempo 0.01[V]

Para este estudio se escogió un valor de 0,450 [V] como valor promedio en la entrada. La figura 13 muestra el comportamiento del circuito rectificador con el valor de tensión de entrada de 0,450 [V]. Bajo estas condiciones el voltaje de salida es de aproximadamente 12 veces el voltaje de entrada como muestra en la tabla 2 mencionada anteriormente, por lo que los valores de ganancia de tensión y potencia son adecuados cuando la onda de entrada es superior al voltaje de umbral de los diodos.

Tabla 4. relación entrada salida G[dB] y W[dB]

voltaje entrada [V]	Voltaje salida [V]	ganancia en tensión [dB]	Ganancia Potencia[dB]
0,450	5,570	27,399	8,642
0,400	4,662	25,911	8,505
0,350	3,718	26,052	8,425
0,300	2,968	25,456	8,565
0,250	2,238	24,533	9,630

0,200	1,495	22,609	10,608
0,150	0,803	16,211	11,980
0,100	0,297	13,404	16,631

En las figuras 11 y 12 se muestran los resultados de ganancia en potencia y tensión para el voltaje de entrada de 0,450[V].

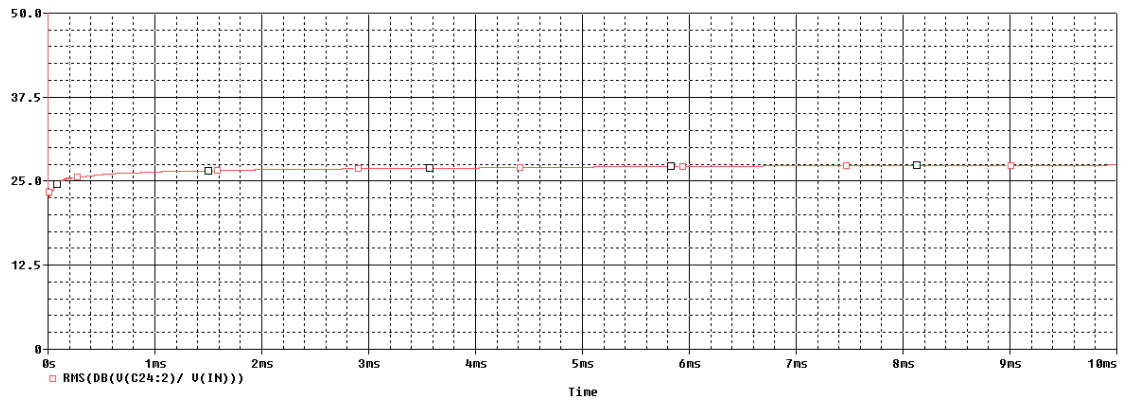


Figura 11. Ganancia en tensión

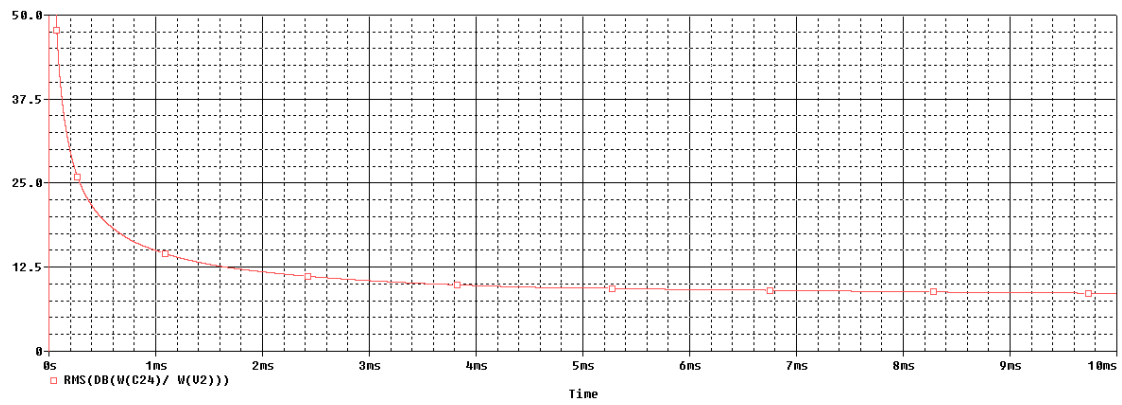


Figura 12. Ganancia en Potencia

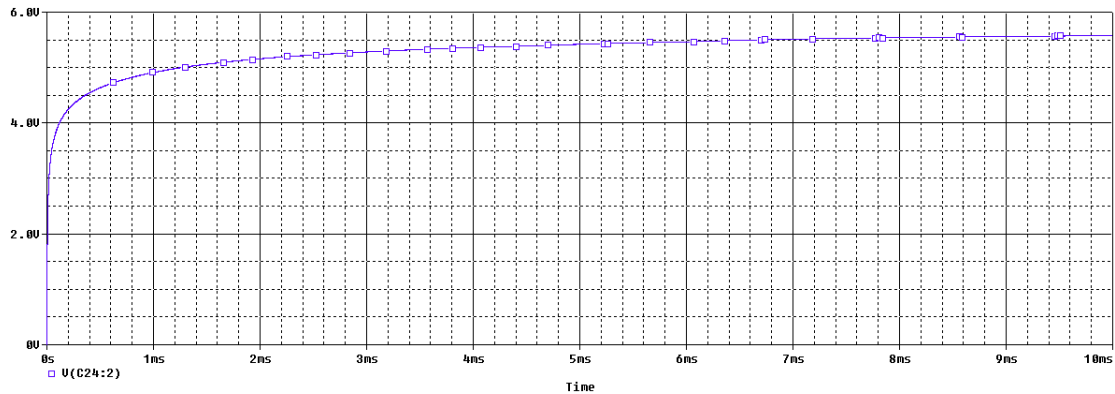


Figura 13. Voltaje Salida Rectificado y 8 etapas

Para el diseño del circuito de acoplamiento es necesario determinar una impedancia de entrada al circuito rectificador-multiplicador. Dado que el circuito es no-lineal, el obtener un valor de impedancia es analíticamente complicado; sin embargo, podría ser un caso de estudio interesante para futuros trabajos.

En este proyecto se abordó el problema de la determinación de la impedancia de entrada utilizando simulación. Para ello se realizaron medidas de la corriente de entrada al circuito rectificador-multiplicador a la frecuencia central de trabajo. Ya que la corriente de entrada es no sinusoidal se utiliza el valor rms de la forma de onda.

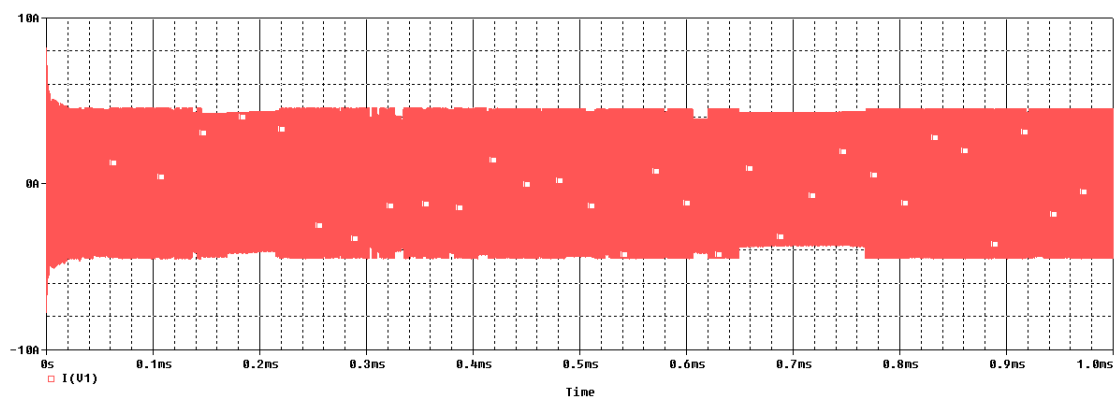


Figura 14. Valor Corriente sinusoidal

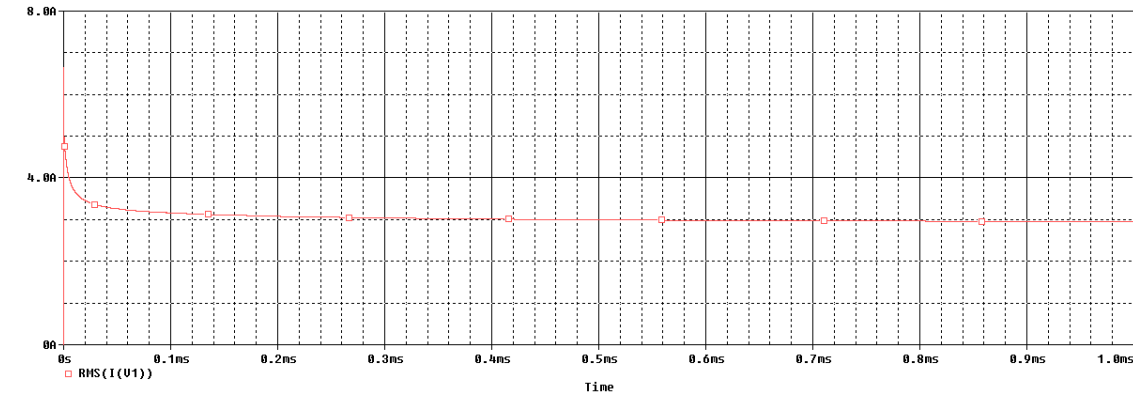


Figura 15. Valor Corriente I_{RMS}

Como resultado se obtiene los valores de corriente I_{RMS} que esta detallado en la siguiente tabla 5.

Tabla 5. Comparación a diferentes cargas

tensión 0.450 [V]	Carga [Ohm]	corriente [mA]
	5M	2,94
	1M	2,95
	50K	2,99

Como se observa en la tabla anterior, el valor rms de la corriente con variaciones de carga desde 50K hasta 50 M es muy pequeña. Para efectos de tener la peor condición de diseño se selecciona el valor de corriente a 50K.

1.2. 16 etapas

El circuito de 16 etapas opera de una forma muy similar al de 8 etapas. Sin embargo al tener un mayor número de etapas se logra obtener un valor de tensión mayor a la salida como se presenta en la tabla 6 y 7.

Tabla 6. Datos voltaje entrada y voltaje salida

Frecuencia	Vout [V]	Vin [V]
850 MHz 16 etapas	8,741	0,450
	7,225	0,400
	5,707	0,350
	4,192	0,300
	2,714	0,250
	1,407	0,200
	0,570	0,150
	0,186	0,100
	0,024	0,050
	0,004	0,010

Tabla 7. Datos voltaje salida [V] y potencia de entrada [dBm]

Frecuencia	Vout [V]	P[dBm]
850 MHz 16 etapas	8,741	6,08
	7,225	5,05
	5,707	3,89
	4,192	2,55
	2,714	0,97
	1,407	-0,97
	0,570	-3,47
	0,186	-6,99
	0,024	-13,01
	0,004	-26,99

Las tablas 6 y 7 muestran los resultados de las simulaciones con un paso de integración de 1ms en donde se obtiene casi los mismos resultados, pero con menor tensión de entrada en algunos casos. El circuito presenta la misma limitación que en el caso de 8 etapas para el mínimo voltaje permitido ya que esto está determinado por el valor de tensión umbral de los diodos.

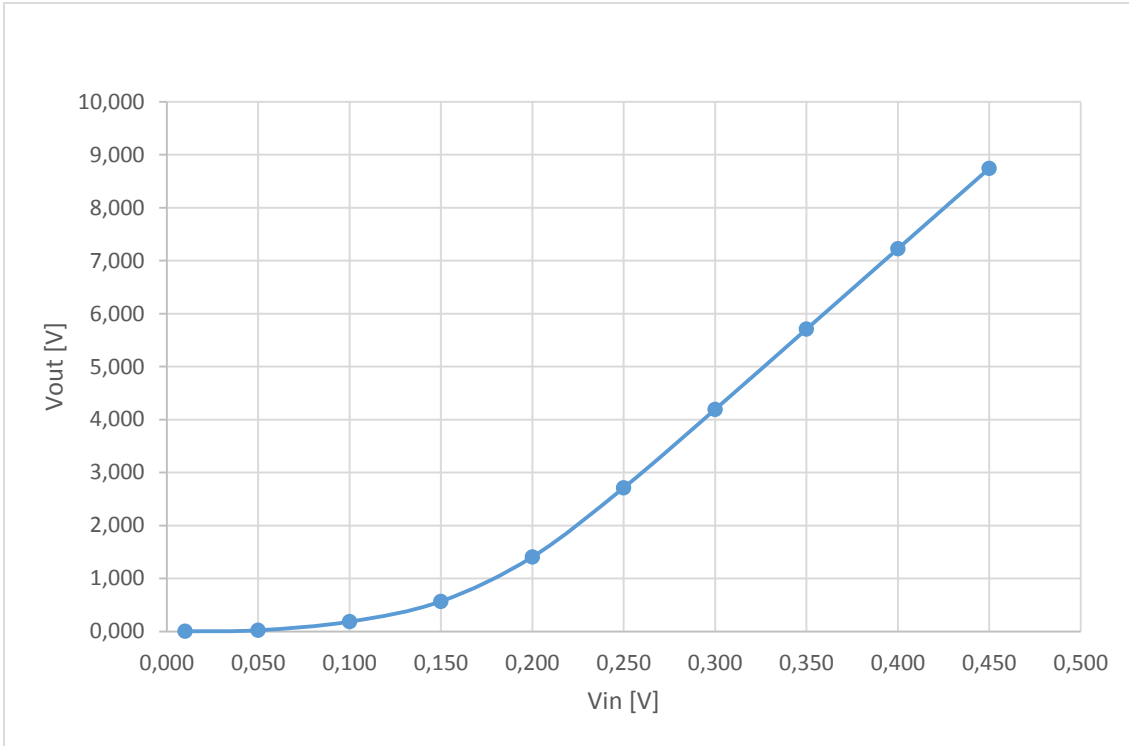


Figura 16. Grafica voltaje de salida vs voltaje de Entrada

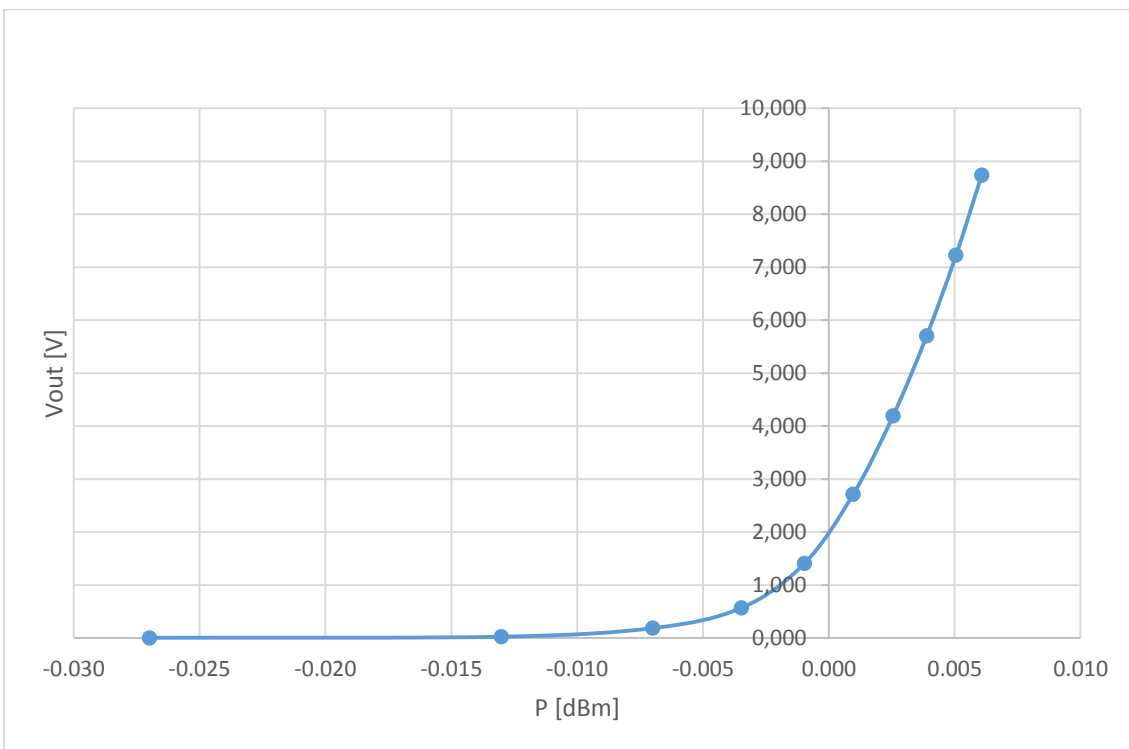


Figura 17. relación voltaje de salida [V] vs Potencia de entrada [dBm]

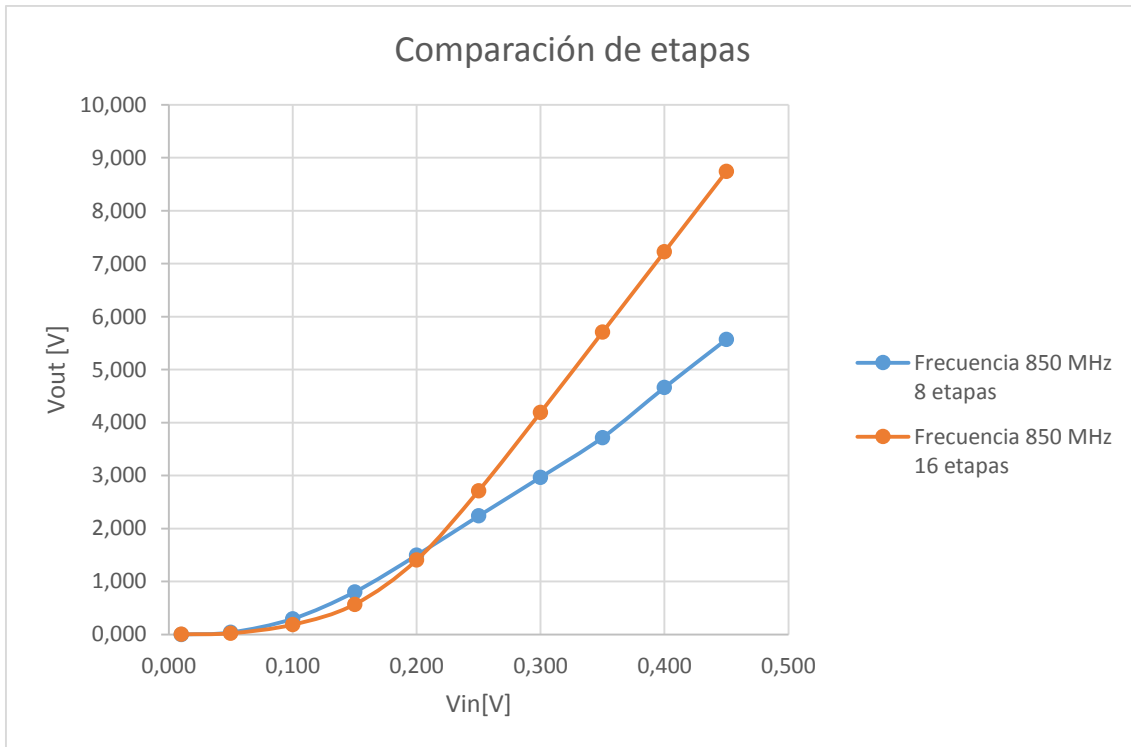


Figura 18. Comparación entre 8 y 16 etapas

2. Simulación del Acoplamiento

En lo que se refiere al circuito de acoplamiento se debe considerar la frecuencia de trabajo. Una consideración especial es que debido a la aplicación de este circuito, se requiere de una baja selectividad ya que es de interés el obtener el mayor ancho de banda posible para capturar la mayor cantidad de energía. Esta consideración difiere de las aplicaciones comunes en el diseño de acoplamientos de circuitos de RF.

El circuito escogido es una red pasiva LC en donde C se acopla con la antena de forma paralela y L con el circuito rectificador en serie.

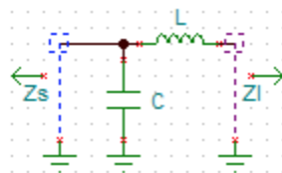


Figura 19. Circuito tipo LC

Tabla 8. Acoplamiento de Impedancia

Entradas		Salidas	
Zo	50 Ω	L1	0.517nH
Fo	850 MHz	C1	67.571pF
RL	0.1531 Ω	Z1	0.153 Ω
XL	0j Ω	C2	67.779pF
		L2	0.519nH

Los valores de L2 y C2 que se presentan en la tabla 8 son para el caso en el cual se utiliza una inductancia en paralelo en lugar de una capacitancia y una capacitancia en serie en lugar de una inductancia. En este proyecto se considera la capacitancia (C1) en paralelo y la inductancia (L1) en serie.

La figura 16 muestra la respuesta de frecuencia de la red diseñada en donde se observa que la tensión de salida es de 3,5[V] a la frecuencia central de 850 MHz con un ancho de banda de 42,5 MHz, lo cual finalmente produce un factor de calidad $Q=18$.

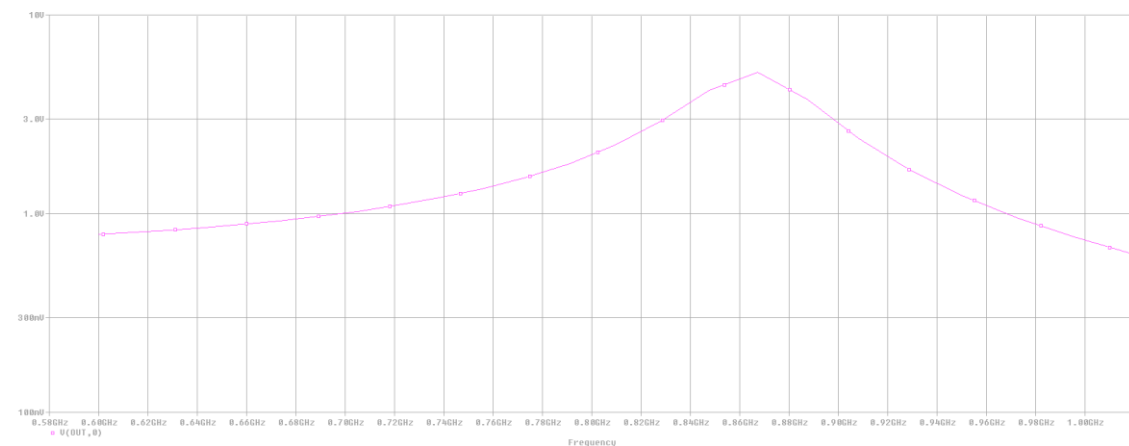


Figura 20. Tensión Acoplada a 850 MHz

Como se discutió anteriormente se considera como factor primordial el obtener el mayor ancho de banda posible para de este modo capturar la mayor cantidad de energía posible del medio ambiente y transformarlo en tensión rectificada.

Conclusiones

Un diseño optimizado del circuito multiplicador-rectificador se obtendrá un desempeño mejorado del sistema para obtener el mayor voltaje posible, esto también tiene una fuerte relación al número de etapas del sistema que se realice el circuito multiplicador. En el número de 8 etapas como se desarrolló en el proyecto, implicó la rectificación completa del voltaje de entrada y optimándolo perfectamente. El utilizar otro tipo de sistema de carga con dispositivos de tecnología CMOS, se puede bajar mucho más el voltaje de umbral que esto máxima el trabajo del circuito multiplicador y que los dispositivos operen más eficientemente. En relación al circuito de acoplamiento de impedancia, se determina que el cálculo analítico completo del circuito multiplicador es necesario para tener una reactancia más exacta y realizar los cálculos del sistema de acoplamiento. La sensibilidad del circuito a 850 MHz está ligado al circuito de acoplamiento y a su Q de calidad esto quiere decir que mientras más alta la banda de frecuencia, más difícil y complicada se hace la realización de la recolección. Adicionando la distancia desde la fuente de emisión de radio frecuencia debe ser para este diseño una distancia no mayor a los 80 metros de un radio faro, ya que el circuito de multiplicación tiene un número de etapas limitado a 8 y por la falta del cálculo analítico no se pudo lograr la captación de mayor energía, por lo tanto debe estar dentro del rango dicho en estas conclusiones.

Otra idea que se implementa para el circuito es colocar una fuente de energía alternativa al circuito de recolección, se trata de un circuito de alimentación solar que sumaría al circuito de recolección por radio frecuencia, esto es una alternativa al solo propuesto en este proyecto. Este proyecto se diseñó para la visión de un sistema en el sector agrícola donde las señales de radio frecuencias son más abundantes que otras señales, pero si hablamos de un sistema con visión urbana, este podría desarrollarse con frecuencias más

bajas como las frecuencia de televisoras o incluso frecuencias de radio difusión. Estas radiodifusoras trabaja en el ancho d banda aproximado entre los 100 y 200 MHz de frecuencia, por consiguiente los dispositivos pueden trabajar y ser desarrollados por componentes discretos y accesibles en el mercado. También el desarrollo del circuito de acoplamiento es más funcional y no se necesita elementos con características de medida en el rango de nanos o picos

Recomendaciones

Para futuros proyecto y diseños se debe tomar en cuenta la realización de sistemas de comunicaciones y la elaboración de una antena independiente a la antena de captura de energía, esto optimizara la transmisión de datos y no habrá perdidas. La transmisión de datos se realizaría a una frecuencia diferente de la frecuencia de recolección de energía, porque esto llevaría a un conflicto de captura y de recepción y envío de datos. El trabajo con micro líneas es una idea fundamental cuando se trabaja con ultra alta frecuencia UHF. Las micro líneas elimina la posibilidad de errores por causas de los elementos discretos.

Bibliografía

- Xiao, L., Wang, P., & Dusit, N. (11 de 10 de 2014). *Survey, Wireless Networks With RF Energy Harvesting: A Contemporary*. Recuperado el 27 de 9 de 2016, de IEEE Xplore Digital Library:
<http://ieeexplore.ieee.org.ezbiblio.usfq.edu.ec/xpls/icp.jsp?arnumber=6951347>
- Karolak, D., Taris, T., & Deval, Y. (12 de 9 de 2012). *Design comparison of low-power rectifiers dedicated to RF energy harvesting*. Obtenido de IEEE Xplore Digital Library:
<http://ieeexplore.ieee.org/document/6463693/>
- IEEE P802.11 - TASK GROUP N. (1 de Marzo de 2009). *Status of Project IEEE 802.11n*. Recuperado el 3 de Junio de 2016, de IEEE Xplorer Digital:
http://grouper.ieee.org/groups/802/11/Reports/tgn_update.htm
- Jabbar, H., Song, Y. S., & Jeong, T. T. (29 de 03 de 2010). *RF energy harvesting system and circuits for charging of mobile devices*. Obtenido de IEEE Xplorer Digital Library:
<http://ieeexplore.ieee.org/xpls/icp.jsp?arnumber=5439152>
- Karthus, U., & Fischer, M. (29 de 09 de 2003). *Fully integrated passive UHF RFID transponder IC with 16.7- μ W minimum RF input power*. Obtenido de IEEE Xplorer Digital Library:
<http://ieeexplore.ieee.org/xpls/icp.jsp?arnumber=1233745>
- Umeda, T., Yoshida, H., & Sekine, S. (29 de 08 de 2005). *A 950 MHz rectifier circuit for sensor networks with 10 m-distance*. Obtenido de IEEE Xplore Digital Library:
<http://ieeexplore.ieee.org/document/1493966/authors>
- Lin, H., Chang, K.-H., & Wong, S.-C. (6 de 08 de 2002). *Novel high positive and negative pumping circuits for low supply voltage*. Obtenido de IEEE Xplorer Digital Library:
<http://ieeexplore.ieee.org/document/777847/>
- Triet, L., Mayaram, K., & Fiez, T. S. (22 de 04 de 2008). *Efficient Far-Field Radio Frequency Energy Harvesting for Passively Powered Sensor Networks*. Obtenido de IEEE Xplore Digital Library: <http://ieeexplore.ieee.org/xpls/icp.jsp?arnumber=4494663>
- Boylestad, R. L., & Nashelsky, L. (2003). *Electronica: Teoría de Circuitos y Dispositivos Electrónicos*. Mexico: Pearson Educación.
- Hameed, Z., & Moez, K. (2014). Hybrid Forward and Backward ThresholdCompensated RF-DC Power Converter for RF Energy Harvesting. *IEEE JOURNAL ON EMERGING AND SELECTED TOPICS IN CIRCUITS AND SYSTEMS*, 4(3), 335-343.
- Misra, D. K. (2001). *RADIO-FREQUENCY AND MICROWAVE COMMUNICATION CIRCUITS ANALYSIS AND DESIGN*. New York: John Wiley & Sons, Inc.

Anexos A: Datasheet SPTS0520Z



SPTS0520Z

SCHOTTKY RECTIFIERS

MAIN PRODUCT CHARACTERISTICS

$I_{F(AV)}$	0.5 A
V_{RRM}	20 V
V_F (max)	0.32 V

FEATURES AND BENEFITS

- VERY SMALL CONDUCTION LOSSES
- NEGLIGIBLE SWITCHING LOSSES
- EXTREMELY FAST SWITCHING

DESCRIPTION

Single Schottky rectifier suited for switch mode power supplies and high frequency DC to DC converters.

Packaged in SOD-123, this device is intended for use in low voltage, high frequency inverters, free wheeling and polarity protection applications. Due to the small size of the package this device fits GSM and PCMCIA requirements.



SOD-123

ABSOLUTE RATINGS (limiting values)

Symbol	Parameter	Value	Unit
V_{RRM}	Repetitive peak reverse voltage	20	V
$I_{F(RMS)}$	RMS forward current	2	A
$I_{F(AV)}$	Average forward current $\delta=0.5$	$T_a=25^\circ\text{C}$ 0.5	A
I_{FSM}	Surge non repetitive forward current	$t_p=10\text{ms}$ sinusoidal 5.5	A
dV/dt	Critical rate of rise of reverse voltage	10000	V/ μs
T_{stg}	Storage temperature range	- 65 to + 125	$^\circ\text{C}$
T_j	Maximum operating junction temperature *	125	$^\circ\text{C}$
TL	Maximum temperature for soldering during 10s	260	$^\circ\text{C}$

* : $\frac{dP_{tot}}{dT_j} < \frac{1}{R_{th}(j-a)}$ thermal runaway condition for a diode on its own heatsink

STPS0520Z

THERMAL RESISTANCE

Symbol	Parameter	Value	Unit
$R_{th(j-a)}$	Junction to ambient	430 (*) 210 (**)	°C/W

(*) Mounted on epoxy board with recommended Pad Layout.

(**) Mounted on epoxy board with 50mm² copper area.

STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Tests conditions		Value		Unit
				STPS0520Z		
				typ.	max.	
I_R^*	Reverse leakage current	$T_j = 25^\circ\text{C}$	$V_R = 10\text{ V}$		60	μA
		$T_j = 100^\circ\text{C}$		2.5	5	mA
		$T_j = 25^\circ\text{C}$	$V_R = V_{RRM}$		150	μA
		$T_j = 100^\circ\text{C}$		4.3	8	mA
V_F^{**}	Forward voltage drop	$T_j = 25^\circ\text{C}$	$I_F = 0.1\text{ A}$		0.3	V
		$T_j = 100^\circ\text{C}$		0.18	0.22	
		$T_j = 25^\circ\text{C}$	$I_F = 0.5\text{ A}$		0.385	
		$T_j = 100^\circ\text{C}$		0.29	0.32	

Pulse test : * $t_p = 5\text{ ms}$, $\delta < 2\%$

** $t_p = 380\ \mu\text{s}$, $\delta < 2\%$

To evaluate the maximum conduction losses use the following equation :

$$P = 0.23 \times I_{F(AV)} + 0.18 \times I_F^2(\text{RMS})$$

Fig. 1: Average forward power dissipation versus average forward current

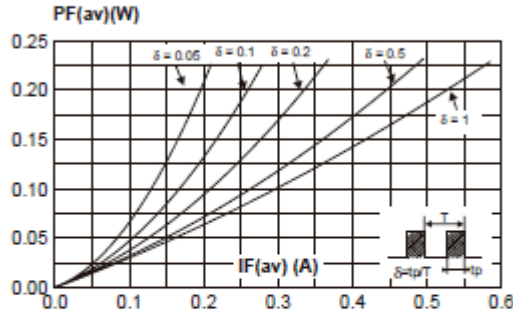


Fig. 2: Average forward current versus ambient temperature ($\delta = 0.5$)

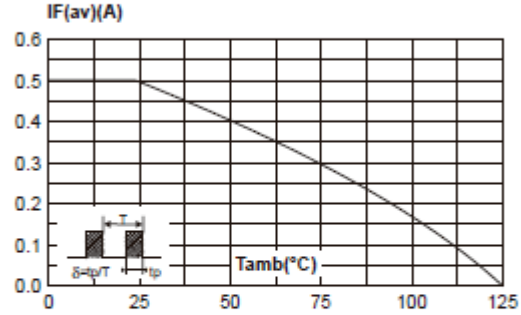


Fig. 3: Non repetitive surge peak forward current versus overload duration (maximum values).

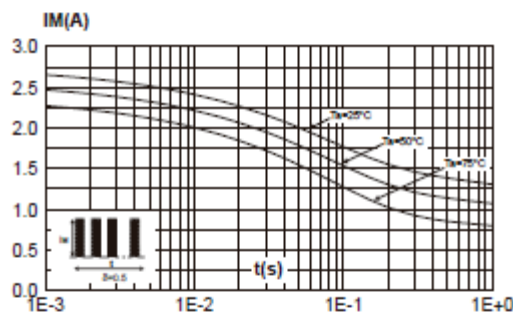


Fig. 4: Relative variation of thermal impedance junction to ambient versus pulse duration (Epoxy printed circuit board FR4 with recommended pad layout).

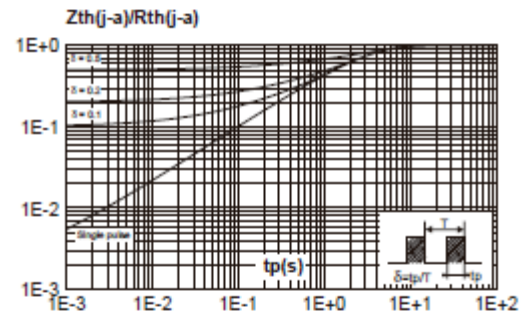


Fig. 5: Reverse leakage current versus reverse voltage applied (typical values).

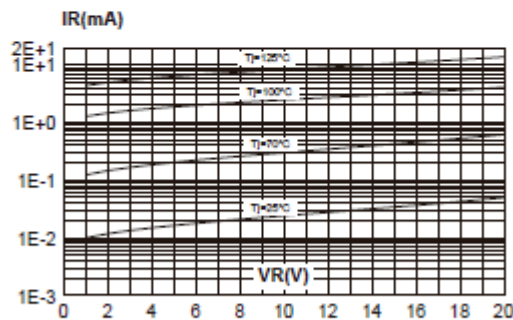
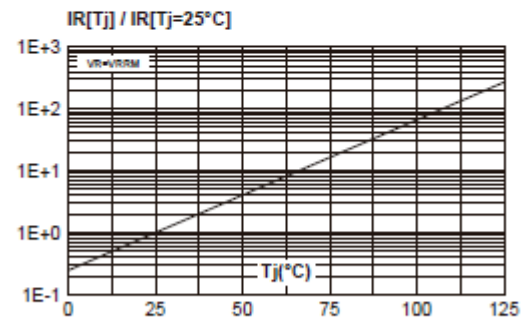


Fig. 6: Relative variation of reverse leakage current versus junction temperature (typical values).



STPS0520Z

Fig. 7: Junction capacitance versus reverse voltage applied (typical values).

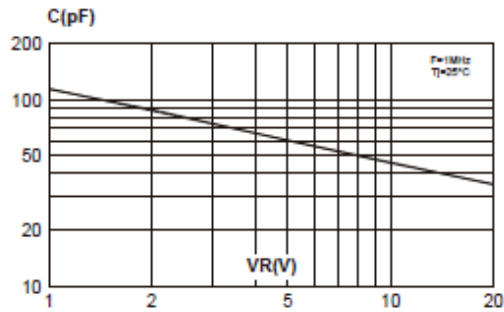


Fig. 8-1: Forward voltage drop versus forward current (maximum values, low level)

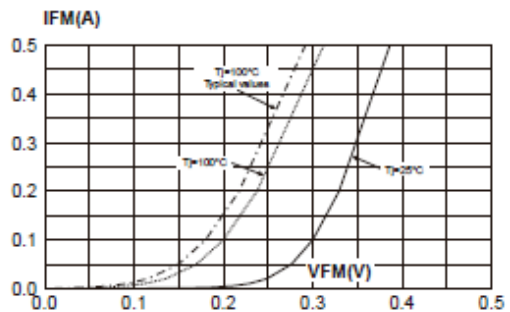


Fig. 8-2: Forward voltage drop versus forward current (maximum values, high level)

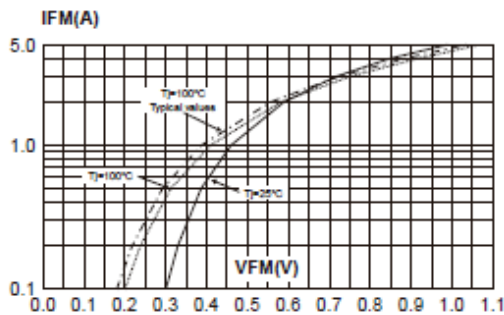
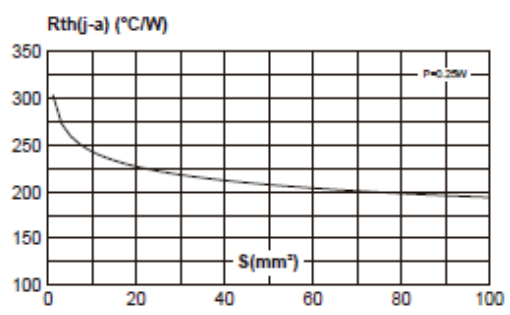


Fig. 9: Variation of thermal resistance junction to ambient versus copper surface under each lead (Printed circuit board FR4, e(Cu) = 35µm).

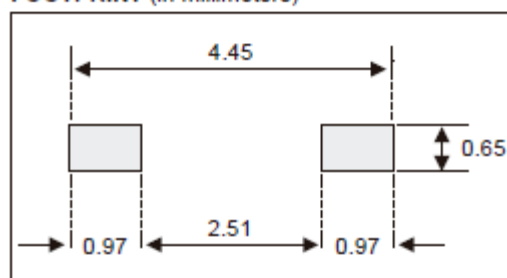


STPS0520Z

PACKAGE MECHANICAL DATA
SOD-123

REF.	DIMENSIONS			
	Millimeters		Inches	
	Min.	Max.	Min.	Max.
A		1.45		0.057
A1	0	0.1	0	0.004
A2	0.85	1.35	0.033	0.053
b	0.55 Typ.		0.022 Typ.	
c	0.15 Typ.		0.039 Typ.	
D	2.55	2.85	0.1	0.112
E	1.4	1.7	0.055	0.067
G	0.25		0.01	
H	3.55	3.95	0.14	0.156

FOOTPRINT (in millimeters)



MARKING

Type	Marking	Package	Weight	Base qty	Delivery mode
STPS0520Z	Z52	SOD-123	0.01g.	3000	Tape & reel
STPS0520Z10K	Z52	SOD-123	0.01 g	10000	Tape & reel

- Epoxy meets UL94, V0.
- Band indicates cathode.

Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of STMicroelectronics. Specifications mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics

© 2002 STMicroelectronics - Printed in Italy - All rights reserved.

STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - Canada - China - Finland - France - Germany
Hong Kong - India - Israel - Italy - Japan - Malaysia - Malta - Morocco - Singapore
Spain - Sweden - Switzerland - United Kingdom - United States.

<http://www.st.com>

