



Análisis de la eficiencia de un Multiplicador de Tensión de baja potencia de entrada en cuanto al número de etapas

Ing. Nelson Iván Barrionuevo Ortiz, Dr. Juan Carlos Cruz Hurtado

RESUMEN / ABSTRACT

Los multiplicadores de tensión permiten la conversión de señales de tensión alterna a tensión de directa, a la vez que se eleva la magnitud de la tensión. Estos son empleados en la transmisión de energía inalámbrica, recolección de energía, sistemas RFID y otras; donde la potencia disponible es muy poca. Resulta de importancia obtener la mayor potencia posible a la salida, exigiendo eficiencia por parte del multiplicador de tensión. En este trabajo se analiza la eficiencia de conversión y potencia de salida de los multiplicadores de tensión en cuanto al número de etapas. Se muestra que el multiplicador de tensión de una etapa es el más eficiente, y que al emplear una red de acoplamiento de impedancia produce mayor tensión de salida que los multiplicadores de tensión de más etapas. Se construye un multiplicador de tensión de una etapa con diodos schottky. El mismo se evalúa con una red acoplamiento LC con varias inductancias para seleccionar el mejor desempeño. Se obtiene una eficiencia de conversión superior al 57 % a partir de una potencia de entrada de -2 dBm, lo cual posibilita su empleo en aplicaciones de baja energía.

Palabras claves: multiplicador de tensión, schottky, alta eficiencia, baja potencia

Voltage multipliers allow the conversion of alternating signals to a direct component of voltage, while the magnitude of the voltage increases. These are used in wireless power transmission, energy harvesting, RFID and other systems; where the available power is very low. It is important to obtain the highest possible output power, demanding efficiency from the voltage multiplier. In this work, the conversion efficiency and output power of the voltage multiplier are analyzed. It is shown that the single stage voltage multiplier is the most efficient, and when it uses a matching network produces a higher output voltage than voltage multipliers with more stages. A single stage voltage multiplier is constructed with schottky diodes. This is evaluated with a LC matching networks for several values of inductance to select the best performance. Conversion efficiency above 57 % is obtained from an input power of -2 dBm, enabling its use in low power applications.

Key words: *voltage multiplier, schottky, high-efficiency, low-power*

Analysis of efficiency on the number of stages of a low-power Voltage Multiplier

INTRODUCCIÓN

Los sistemas de transmisión de energía inalámbrica por campo inducido basan su funcionamiento en la inducción de una corriente alterna en una bobina [1]. Esta señal alterna debe ser rectificadas, proceso que se conoce como conversión de energía alterna a directa. La tensión de directa permite la operación de un circuito electrónico, el cual se alimenta con una tensión de directa. Otra alternativa es utilizar la tensión de directa para cargar una batería o un supercapacitor, y almacenar la energía para utilizarla posteriormente [2].

La conversión de señal alterna a directa puede efectuarse con un multiplicador de tensión (MV) [3, 4]. Los multiplicadores de tensión tienen la cualidad de aumentar el nivel de tensión de salida con respecto al de entrada, además de rectificar la señal [5, 6]. Por esta razón encuentran aplicación en la transmisión de energía inalámbrica, recolección de energía [7, 8], sistemas RFID [9, 10] y otras; donde el nivel de señal es bajo y se necesita elevarlo.

En la Figura 1. se muestra el esquema en bloques del sistema para convertir energía alterna de alta frecuencia (HF) en una componente de directa (DC). En este se tiene una fuente de tensión V_s en serie con una resistencia R_s que modelan la fuente de señal, a la salida de esta se define la tensión de entrada V_i . Seguidamente está la Red de Acoplamiento de Impedancia (RAZ), cuya salida se conecta a la entrada del multiplicador de tensión, punto en el cual se define la tensión de entrada del MV como V_m . A la salida del MV se obtiene la tensión de salida promedio V_o , el cual produce una corriente promedio en la resistencia de carga R_L .

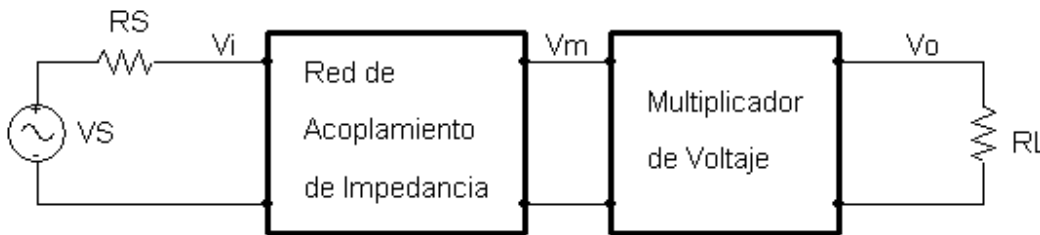


Figura 1. Esquema en bloques para la conversión de energía de HF a DC.

La red de acoplamiento cumple dos importantes funciones. En primer lugar transforma la impedancia de entrada del MV igualándola a la resistencia de salida de la fuente, para lograr la máxima transferencia de potencia. En segundo lugar aumentar el nivel de tensión que entrega la fuente de señal. Esto se logra debido a que la RAZ aumenta el nivel de tensión cuando se pasa de una resistencia menor a una mayor [11].

La red de acoplamiento se conforma de elementos pasivos, y su pérdida de inserción es muy pequeña si se encuentra en resonancia y posee un factor de calidad ligeramente alto ($Q > 5$), de modo que las pérdidas se pueden considerar nulas. Bajo esta consideración se tiene que la razón entre la tensión de salida y la de entrada de la RAZ es

$$\frac{V_m}{V_i} = \sqrt{\frac{R_i}{R_s}} \quad (1)$$

Donde R_i es la resistencia de entrada del MV en este caso y R_s es la resistencia de salida de la fuente de señal. La impedancia de salida de la fuente de señal se considera de 50Ω según el valor estándar de los generadores de señales, mientras que la resistencia de entrada del MV generalmente es mayor que esta cantidad. Entonces se puede obtener un aumento en el nivel de tensión de salida de la RAZ, lo cual beneficia a la aplicación.

El multiplicador de tensión se encarga de tomar la señal alterna a la salida de la RAZ y convertirla en una señal de directa, como se mencionó previamente. El MV de este trabajo está enfocado a aplicaciones de bajo consumo de potencia, donde se desea obtener como mínimo una tensión de salida de 1 V para la operación del dispositivo inalámbrico alimentado. Se necesita una potencia de salida (P_o) de 1 mW, lo cual implica una resistencia de carga R_L de 1 k Ω para 1 V. La potencia de salida queda determinada por $P_o = \eta \times P_i$, donde η es la eficiencia de conversión del MV y P_i es la potencia extraída de la fuente de señal, que es igual a la potencia de entrada del MV para una RAZ sin pérdidas. Es deseable que el MV responda a niveles de tensión de entrada tan bajos como sea posible; siendo necesario extraer la mayor potencia de la fuente de señal alterna y convertirla eficientemente en potencia de directa.

Para extraer la mayor potencia de la fuente de señal se emplea la RAZ, de modo que el diseño puede enfocarse en buscar una mayor eficiencia del multiplicador de tensión independientemente de la impedancia de entrada del mismo. La eficiencia del multiplicador de tensión es difícil de estimar de forma analítica, ya que se trata de un circuito no lineal, donde la función transferencial, la impedancia de entrada y la eficiencia dependen del nivel de tensión en la entrada. Además de esto la eficiencia va a depender de la carga que tenga el circuito, y de los parámetros de los diodos y capacitores que conforman el MV. Por esta razón el circuito es analizado por simulación para buscar una mayor eficiencia de conversión del MV.

En este trabajo se analiza por simulación la eficiencia de los MV en cuanto al número de etapas. Los MV son operados con una resistencia de carga de $1\text{ k}\Omega$, y son estimulados con una fuente de señal sinusoidal con resistencia interna de $50\ \Omega$. Se analizan los multiplicadores de tensión de una y dos etapas con y sin red de acoplamiento de impedancia. Se obtiene que el multiplicador de tensión de una etapa es más eficiente y que el MV con red de acoplamiento produce el mayor nivel de tensión en su salida. Se construye un multiplicador de tensión de una etapa con diodos schottky MBR0520, y el circuito es acoplado a $50\ \Omega$.

MULTIPLICADOR DE TENSIÓN

El circuito doblador de tensión mostrado en la

Figura 2. , utiliza un circuito de fijación y un detector de picos[5, 12]. Su funcionamiento es bien conocido y solo se describirá brevemente. Considérese una tensión de entrada sinusoidal $V_S = V_m \sin \omega t$, el cual hace que los capacitores se carguen según la polaridad mostrada. El diodo de D_1 solo conduce en el semiciclo negativo de V_S y cuando $V_S > V_{C1}$, momento en que se carga C_1 a $V_m - V_f$, siendo V_f la tensión de conducción de los diodos. El diodo D_2 solo conduce durante el semiciclo positivo de V_S y cuando $V_S + V_{C1} > V_{C2}$, y el capacitor C_2 se carga a través de C_1 a $[2(V)_m - V_f]$ [5].

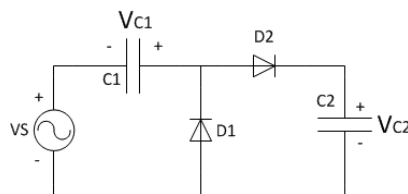


Figura 2. Circuito doblador de tensión de media onda o multiplicador de tensión de una etapa (MV x 2).

Sin embargo, se ha supuesto que el capacitor C_1 actúa como una fuente de tensión de $V_m - V_f$ y que contribuye a cargar C_2 . De hecho, C_1 y C_2 forman un circuito en serie y comparten $2(V_m - V_f)$, así que la tensión en el capacitor C_2 será menor que $2(V_m - V_f)$.

Si se conecta una resistencia de carga R_L en paralelo al capacitor C_2 , la tensión de salida se reduce durante el intervalo de tiempo en que D_2 está apagado, y se eleva cuando D_2 está encendido. Por tanto se requiere más tiempo para alcanzar la condición de estado estable, y la tensión de salida promedio será menor.

El circuito doblador de tensión puede ser conectado en cascada dando lugar a los multiplicadores de tensión (MV) [5, 13], para obtener mayor nivel de tensión. El multiplicador de tensión de una etapa puede llamarse multiplicador de tensión por dos (MV x 2). El multiplicador de tensión de dos etapas (MV x 4) o cuadruplicador se muestra en la

Figura 3.. De modo similar se pueden obtener multiplicadores de tensión por 6, 8, etc.

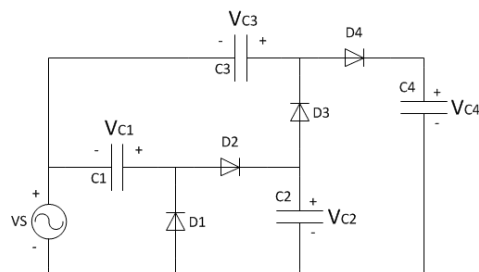


Figura 3. Multiplicador de tensión de dos etapas (MV x4).

La tensión de salida del multiplicador de tensión de n etapas está dado por $V_o = 2n(V_m - V_f)$. Este es el valor teórico que se debería obtener en ausencia de pérdidas.

Es posible lograr multiplicadores de tensión de varias etapas, de modo que se incrementa la tensión de salida. La tensión de salida puede incrementarse pero hasta un límite, dado que está limitada la potencia que entrega la fuente. De hecho, para cierto número de etapas la tensión de salida puede empezar a disminuir [3]. Además la eficiencia también se debe afectar por el número de etapas del MV. Es deseable investigar cómo influye el número de etapas en la eficiencia del MV. A continuación se analiza por simulación este aspecto.

ANÁLISIS POR SIMULACIÓN DE LOS MULTIPLICADORES DE TENSIÓN

Mediante el análisis por simulación de los multiplicadores de tensión se pueden determinar la tensión de salida, las potencias promedio de entrada y de salida, así como la eficiencia para distintos valores de señal de estímulo V_s . Se simulan los multiplicadores de tensión de una y de dos etapas (MV x2 y MV x4), y se establece una comparación de su desempeño.

Se emplea la herramienta de simulación PSpice 8, y se realizan análisis transitorios, con los parámetros PrintStep = 200 ns, Final Time= 100us, y StepCeiling= 20 ns. En el circuito se emplea una fuente V_{sin} con frecuencia de 1 MHz, y la amplitud de la tensión se toma como parámetro del barrido con los valores 0.5, 1.0, y 2.0 V. Se emplean capacitores de 33 nF y una resistencia de carga de 1 k Ω . Como dispositivo de conmutación se utiliza el diodo schottky 1N5711, el cual presenta una tensión umbral de 0.3914 V y una resistencia serie de 17.29 Ω según el modelo SPICE. Estos datos son válidos para todos los análisis realizados en la simulación.

MULTIPLICADOR DE TENSIÓN DE UNA ETAPA

El diagrama eléctrico del circuito del multiplicador de tensión de una etapa se muestra a continuación en la

Figura 4.

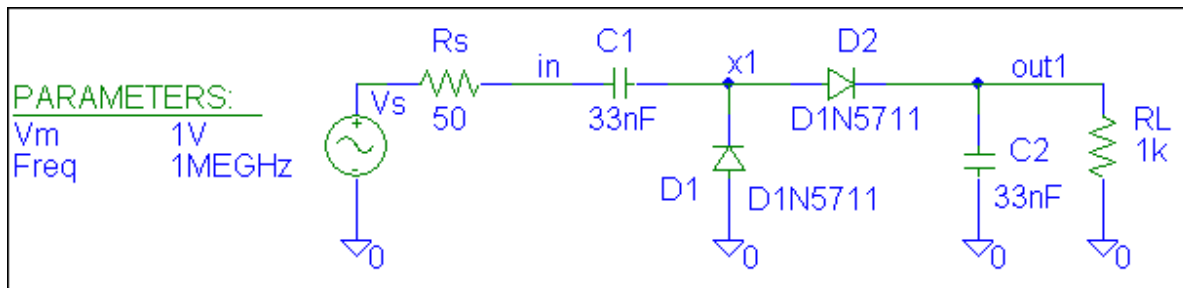


Figura 4. Multiplicador de tensión de una etapa (MV x 2) con diodos schottky 1N5711.

En la tabla siguiente se muestra la tensión de salida promedio, la potencia de salida promedio y la eficiencia del multiplicador de tensión de una etapa, extraídos del análisis por simulación.

Tabla 1 Características del multiplicador de tensión de una etapa (MV x 2),

V_s [V]	V_i [V]	V_o [V]	P_o [mW]	η [%]
0.5	0.45365	0.13583	0.0184	15.19
1.0	0.81175	0.64911	0.4213	41.06
2.0	1.5159	1.7797	3.167	60.42

La tensión de salida promedio es inferior a la tensión de entrada V_i para los casos en que V_s toma los valores de 0.5 V y 1 V. Para una tensión de señal de 2 V sí se obtiene una tensión de salida superior al de entrada, pero está muy lejos de ser el doble. Esto se debe a que la tensión de salida disminuye con la tensión del diodo debido a que $V_o = 2(V_m - V_d)$, como ya se había planteado. Sucede que la caída de tensión en el diodo está dado por

$$V_d = \eta V_T \ln \left(\frac{I_d}{I_s} + 1 \right) \quad (2)$$

La caída de tensión en el diodo será mayor para una mayor corriente. Además la resistencia serie del diodo adiciona una caída de tensión no despreciable. En multiplicadores de tensión con una carga resistiva elevada que demande poca corriente, la tensión del diodo será pequeño y se obtiene una tensión de salida cercana al doble de la tensión de entrada, pero a su vez la potencia será pequeña por el elevado valor de la resistencia. En casos como este de resistencias del orden de los k Ω , se demanda una corriente del orden de los mA, que provoca una tensión en el diodo significativo para los niveles de tensión de la señal de entrada, haciendo menor la conversión del MV.

Por otra parte el MV extrae poca potencia de la fuente debido a la falta de acoplamiento por tener una mayor impedancia de entrada que la fuente. Esto se aprecia porque la tensión de entrada V_i está cercana a V_s , en cambio si hubiese un acoplamiento adecuado V_i sería la mitad de V_s .

Seguidamente se analiza el multiplicador de tensión de dos etapas, y se comparan los resultados con los obtenidos del multiplicador de tensión por dos.

MULTIPLICADOR DE TENSIÓN DE DOS ETAPAS

El diagrama eléctrico del circuito del multiplicador de tensión de dos etapas excitado con una fuente de tensión sinusoidal se muestra a en la

Figura 5. a continuación.

Mientras, que del análisis por simulación son extraídas la amplitud de la tensión de entrada, la tensión de salida promedio, la potencia de salida promedio y la eficiencia del multiplicador de tensión de dos etapas. Los datos son tabulados en función de V_s en la Tabla 2.

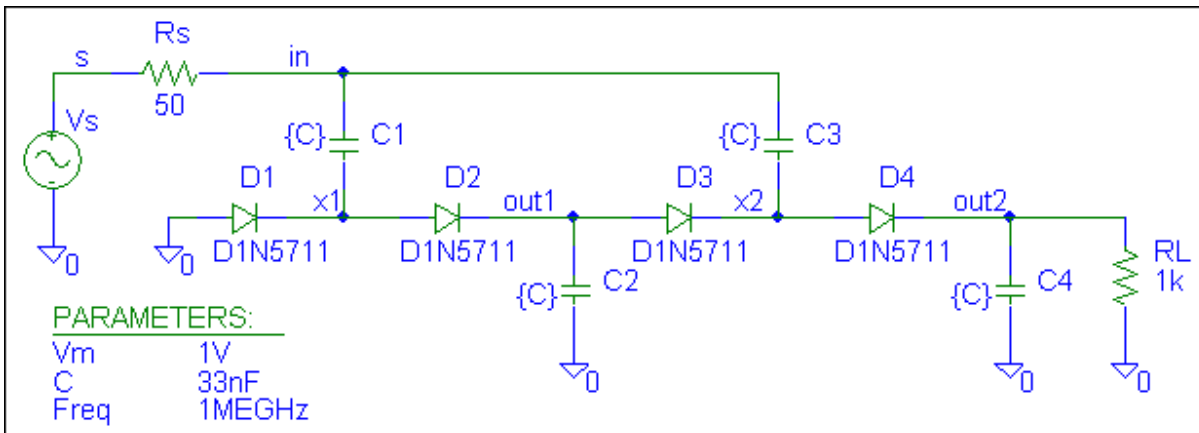


Figura 5. Multiplicador de tensión de dos etapas (MV x 4) con diodos schottky 1N5711.

Tabla 2 Características del multiplicador de tensión de dos etapas (MV x 4).

Vs [V]	Vi [V]	Vo [V]	Po [mW]	η [%]
0.5	0.4156	0.12358	0.01523	6.36
1.0	0.6494	0.65411	0.42689	22.65
2.0	1.0954	1.8786	3.5219	39.60

Se aprecia que la tensión de salida y la eficiencia aumentan con la tensión de la fuente de señal. No se consigue multiplicar la tensión de entrada por el valor teórico de modo similar al multiplicador de tensión de una etapa. La tensión V_i no se acerca a la mitad de V_s , por lo que no hay un buen acoplamiento y no se consigue extraer la mayor potencia de la fuente. Pero el acoplamiento es mejor que el del MV de una etapa.

En la

Figura 6. se grafican los valores de la tensión de salida y de la eficiencia de los multiplicadores de tensión de una y dos etapas para el rango de tensiones simulados de la señal de entrada. La tensión de salida se presenta en el eje izquierdo, mientras que la eficiencia se presenta en el eje derecho.

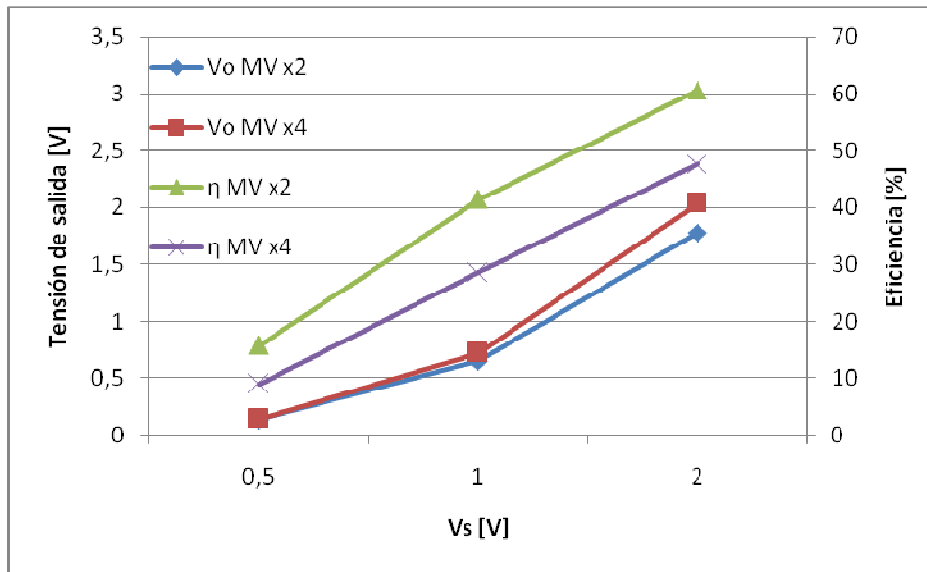


Figura 6. Tensión de salida y eficiencia de los multiplicadores de tensión de una y dos etapas.

El multiplicador de tensión de dos etapas ofrece un mayor nivel de tensión de salida, y por lo tanto de potencia, sin embargo la eficiencia del multiplicador de una etapa es superior. Puede plantearse que el MV de una etapa tiene un mejor desempeño en cuanto a eficiencia que los MV de más etapas. Según se aumenta el número de etapas se emplean más dispositivos de rectificación, dónde cada uno introduce una cantidad de pérdidas en potencia, haciendo mayor la pérdida total y consecuentemente se deteriora la eficiencia. Por tanto, se tiene que la eficiencia de los multiplicadores de tensión disminuye según aumenta su número de etapas.

El multiplicador de tensión de una etapa es más eficiente pero produce un menor nivel de tensión de salida debido a que presenta una mayor impedancia de entrada y no está acoplado a la fuente. Por otra parte el MV de dos etapas está mejor acoplado a la fuente de señal y logra extraer mayor potencia de esta, y su potencia de salida es mayor a pesar de ser más ineficiente. Pero ambos multiplicadores de tensión pueden acoplarse mejor a la fuente de señal mediante una red de acoplamiento de impedancia. Con lo cual se debe obtener mayor potencia de salida. Esto es analizado a continuación.

MULTIPLICADOR DE TENSIÓN CON RED DE ACOPLAMIENTO DE IMPEDANCIA

Para el diseño de la RAZ es necesario determinar la impedancia de entrada de los MV de una y dos etapas anteriormente analizados. Esta es determinada empleando la transformada rápida de Fourier para llevar las señales al dominio de la frecuencia, donde se extraen los niveles de tensión y corriente del armónico fundamental. El análisis es realizado para un nivel de tensión V_5 de 2V. En la tabla siguiente se muestran los datos extraídos y la impedancia hallada para los multiplicadores de tensión de una y de dos etapas.

Tabla 3. Tensión, corriente e impedancia para el armónico fundamental de los MV de una y dos etapas.

	V [V]	I [mA]	Z_{in} módulo [Ω]	Z_{in} fase [rad]
MV x2	1.668200	6.6074	252.474	0.0
MV x4	1.400200	11.971	116.966	0.0

A partir de las impedancias determinadas se diseñan dos redes LC tipo L para acoplar cada MV a 50Ω a 1 MHz de frecuencia. El MV de una etapa presenta una impedancia de entrada de 252.5Ω , y los valores hallados de los elementos de la RAZ serían entonces $L = 16.04 \mu\text{H}$ y $C = 1267 \text{ pF}$. Mientras que el MV de dos etapas tiene una impedancia de entrada de 117Ω y el diseño resulta en $L = 9.212 \mu\text{H}$ y $C = 1575 \text{ pF}$. Los circuitos resultantes de la combinación de los MV de una y dos etapas con sus respectivas RAZ son simulados en el SPICE y en la

Figura 7. se muestra el esquema eléctrico del MV x2 con la RAZ.

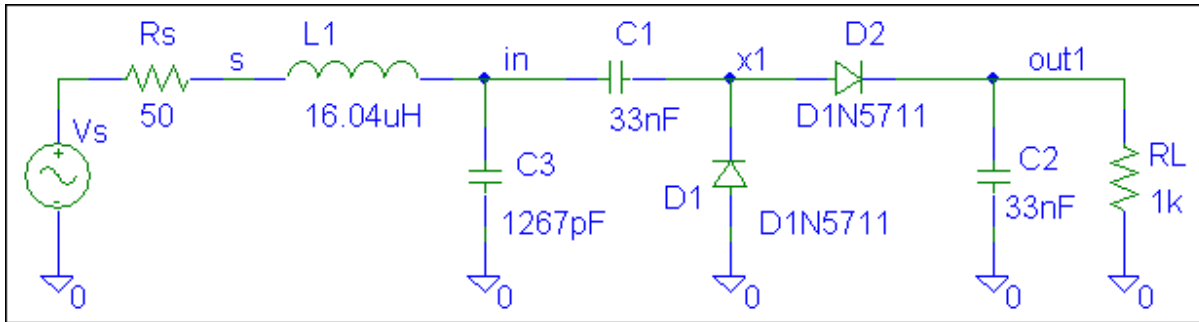


Figura 7. Multiplicador de tensión de una etapa con red de acoplamiento de impedancia LC.

Se halla la potencia de entrada promedio a partir de las magnitudes eléctricas del nodo in (a la salida de la fuente real), y la potencia de salida del MV, y la eficiencia. La potencia promedio en la salida de la red de acoplamiento es hallada pero no se presenta, ya que es prácticamente la misma que ingresa a la RAZ. Teniéndose que es despreciable la pérdida de inserción de la RAZ, como se esperaba. A continuación se tabulan los datos obtenidos de la simulación del circuito del MV x 2 con RAZ LC en la Tabla 4 y del MV x 4 con RAZ LC en la Tabla 5.

Tabla 4. Tensiones, potencias de entrada y de salida, y eficiencia del MV x 2 con RAZ LC.

Vs [V]	Vi [V]	Vm [V]	Vo [V]	Pin [mW]	Po [mW]	η [%]
0.5	0.1914	0.6838	0.4383	0.5775	0.1921	33.26
1	0.4124	1.1241	1.1205	2.4360	1.2555	51.53
2	0.8840	1.9810	2.5174	9.6940	6.3376	65.67

Tabla 5 Tensiones, potencias de entrada y de salida, y eficiencia del MV x 4 con RAZ LC.

Vs [V]	Vi [V]	Vm [V]	Vo [V]	Pin [mW]	Po [mW]	η [%]
0.5	0.2481	0.4943	0.2777	0.5272	0.0771	14.62
1	0.4447	0.7193	0.8705	2.4253	0.7578	31.24
2	0.8732	1.1432	2.1287	9.5030	4.5316	47.68

Los MV de una y dos etapas mejoran con el uso de la RAZ. Para los mismos niveles de tensión del estímulo V_s se aprecia un aumento significativo de la tensión de salida y consecuentemente de la potencia de salida promedio. La tensión V_i no llega a ser exactamente la mitad de V_s , pero se acerca bastante por lo que se considera que se ha conseguido un buen acoplamiento con la fuente. Esto puede corroborarse con la potencia extraída de la fuente (P_{in}) que se acerca bastante al valor de la potencia máxima de la fuente (10 mW para $V_s = 2 \text{ V}$). Es difícil extraer el máximo de potencia de la fuente debido a que la impedancia depende

del nivel de la señal de estímulo y es inevitable tener espacios de tiempo en que la impedancia de entrada del MV es excesivamente grande debido a que los diodos se encuentran cortados.

La eficiencia de los MV con RAZ es un poco menor que la eficiencia de los MV sin la RAZ. La interacción de la RAZ con el MV provoca que la tensión en la entrada del MV (V_m) sea ligeramente menor que la tensión cuando no hay RAZ. Esta puede ser la causa de la disminución de la eficiencia. Se tiene entonces que la inserción de la RAZ provoca una ligera disminución de la eficiencia pero aumenta considerablemente la potencia extraída de la fuente. De modo que se obtiene una mayor potencia en la salida del MV.

En la

Figura 8. se muestra la tensión de salida de los multiplicadores de tensión de una etapa (MV x 2) y de dos etapas (MV x 4) sin la red de acoplamiento, y de los MV de una etapa (MV x 2 RAZ) y de dos etapas (MV x 4 RAZ) con la RAZ. Estas curvas son graficadas en función del nivel de tensión V_s , según los datos tomados de las simulaciones realizadas.

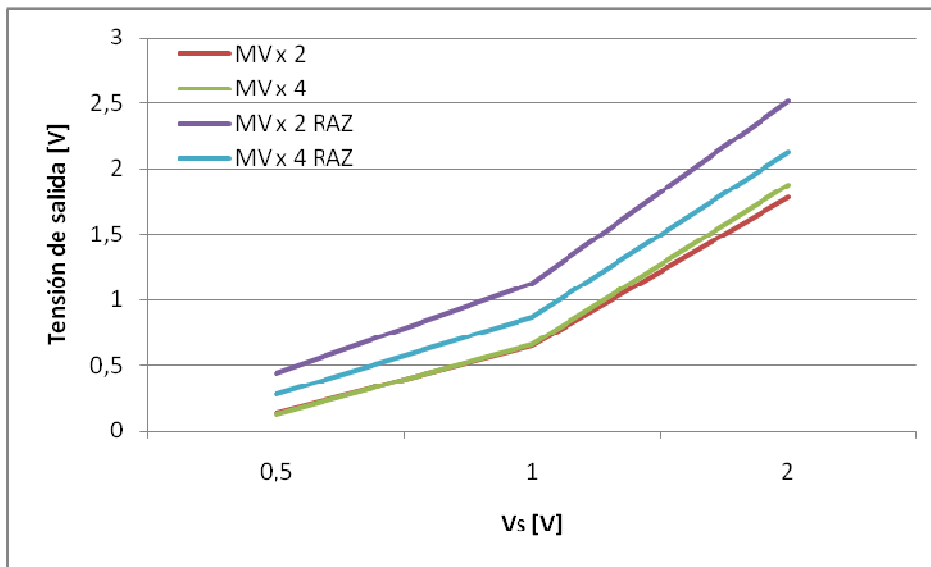


Figura 8. Tensión de salida de los MV de una y dos etapas con y sin RAZ.

Los multiplicadores de tensión mejoran su rendimiento con el uso de la red de acoplamiento de impedancia, presentando un mayor nivel de tensión de salida. El uso de la RAZ permite extraer de la fuente una cantidad de potencia cercana a la máxima posible y esto provoca que los MV con RAZ presenten el mejor desempeño. El MV x 2 con RAZ logra extraer 9.7 mW y el MV x 4 con RAZ extrae 9.5 mW para una tensión V_s de 2 V, siendo estos valores cercanos al máximo teórico (10 mW).

El MV x 2 sin RAZ es el de menor tensión de salida. En cambio el MV x 2 con RAZ es el de mayor tensión de salida, teniendo un desempeño por encima del MV x 4 con RAZ. Esto se debe a que el MV de una etapa es más eficiente que el MV de dos etapas. El MV de una etapa es más sencillo y tiene menos dispositivos de conmutación que el MV de dos etapas por lo que también debe presentar menos pérdidas y ser más eficiente como muestran las simulaciones. Analizando la eficiencia de los MV mostrados en las tablas anteriores se aprecia que el MV de una etapa siempre es más eficiente que el MV de dos etapas, pero solo si se emplea una RAZ adecuada es que el MV x 2 llega a producir mayor tensión de salida.

En los análisis anteriores no se ha considerado la influencia de los parámetros del dispositivo de conmutación. Los más importantes pueden ser la tensión umbral, la corriente de saturación en inversa y la resistencia serie. El ajuste de estos parámetros permite mejorar la eficiencia, pero no debe cambiar el hecho de que esta disminuya según aumente el número de etapas.

MONTAJE Y MEDICIÓN

Basado en los resultados de los análisis por simulación se decidió montar un multiplicador de tensión de una etapa. Se emplean diodos schottky de montaje superficial MBR05202. Se trabaja a 1 MHz, en esta frecuencia el diodo responde bien ya que el valor de su capacidad no afecta su respuesta, siendo despreciable. Se emplea como carga una resistencia de montaje superficial de 1 k Ω . Se emplean capacitores de cerámica de montaje superficial de 33nF, al igual que en las simulaciones precedentes. El circuito es montado en una placa FR4 de 40 x 40 mm.

El circuito es excitado con un generador de señales AFG 3022B, configurado para generar una señal sinusoidal de 1 MHz, y la amplitud se varía de modo conveniente para realizar un barrido de la señal de estímulo. El generador tiene una impedancia de salida estándar de 50 Ω . Conjuntamente se emplea el osciloscopio digital TDS 2022B de dos canales para medir las tensiones en la entrada y salida del multiplicador de tensión. Estos datos se registran para un barrido de potencia de la señal del generador.

La tensión promedio de salida del MV sin RAZ se obtuvo mediante el osciloscopio TDS 2022B mientras se variaba la tensión de estímulo. Esta se muestra en la

Figura 9. , acompañada de la tensión de salida obtenida en simulación para un multiplicador de tensión de una etapa con diodos schottky 1N5817. El diodo 1N5817 es muy similar al diodo empleado en la construcción del circuito, razón por la cual se elige para comparar los resultados experimentales con un análisis por simulación. Se aprecia una buena concordancia entre el resultado experimental y la simulación, donde el error relativo máximo es inferior al 10 %.

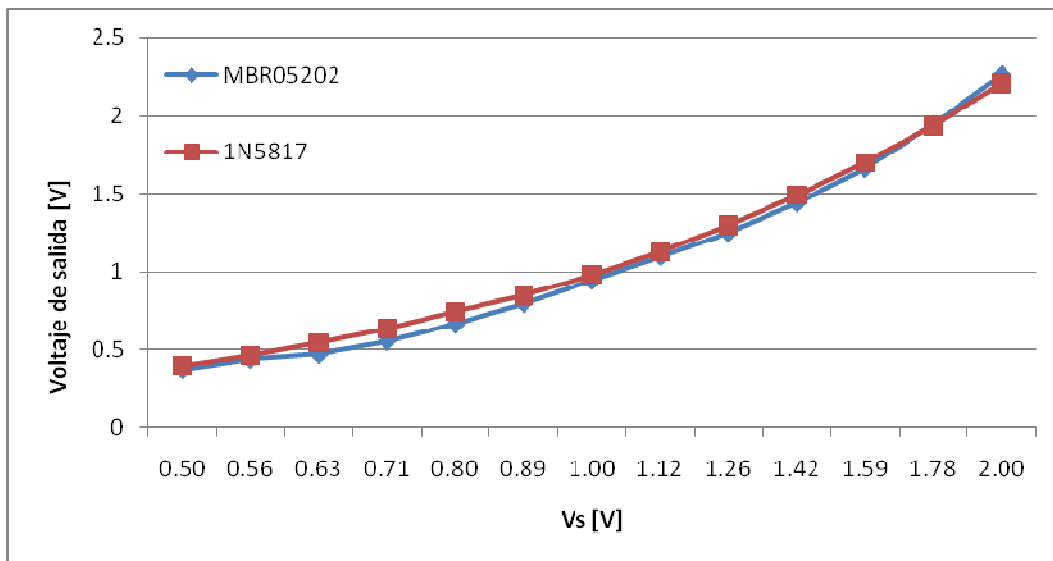


Figura 9. Tensión de salida del multiplicador de tensión construido (MBR05202) y simulado (1N5817) sin RAZ.

La impedancia de entrada del multiplicador de tensión fue medida en un analizador de redes, resultando ser 160-j80 Ω . Para obtener un desempeño mejor se debe acoplar esta impedancia a la del generador de 50 Ω . Se diseña una red LC cuyos valores son 12.875 μ H y 1039 pF. Para el montaje se empleó un capacitor de cerámica de montaje superficial, cuyo valor medido es de 880 pF y se emplearon tres inductancias de valores 22 μ H, 15.5 μ H y 10 μ H. De modo que se analizó el MV con la RAZ para tres inductores de diferente valor.

La tensión de salida promedio es medida con el osciloscopio mientras se varía la potencia (-5 dBm a 15 dBm) del generador de señal empleado como estímulo. El circuito se analizó empíricamente para buscar un mayor acoplamiento. El MV con la RAZ fue estudiado con cada uno de los valores de inductancia mencionados previamente. El mejor desempeño se obtuvo para la inductancia de 15.5 μ H, y esta proporcionó una mayor tensión de salida en todo el rango del barrido de potencia realizado.

En la Figura 1 se presenta la tensión de salida del MV con una RAZ conformada por un capacitor de 880 pF y un inductor de 15.5 μ H. Al comparar estos resultados con los de la

Figura 9. se comprueba como la red de acoplamiento mejora el desempeño del circuito, brindando mayor tensión de salida. Además, se obtiene una tensión de salida de 1.03 V para un estímulo sinusoidal de amplitud 0.8 V, mientras que la tensión medida con el osciloscopio en la entrada del circuito fue de 0.472 V. Bajo estas condiciones se obtuvo una potencia de salida de 1.06 mW con una potencia de la fuente de 1.58 mW. El multiplicador de tensión con RAZ evaluado presenta un buen desempeño de acuerdo a los requisitos planteados en el trabajo.

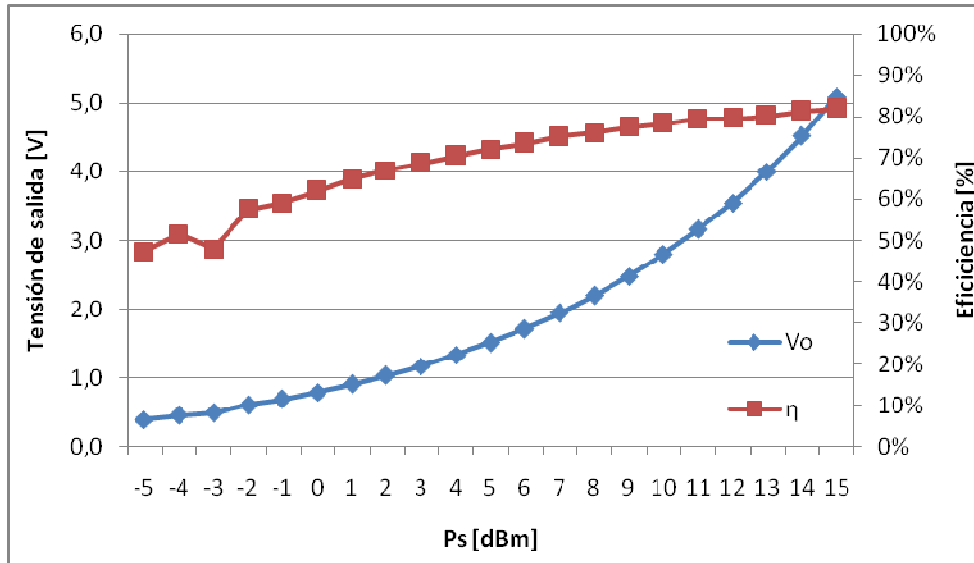


Figura 1. Eficiencia del MV con red de acoplamiento para las inductancias evaluadas vs potencia de la fuente en dBm.

Además se determinó la eficiencia del circuito y se muestra conjuntamente con la tensión de salida en la Figura 1. La eficiencia obtenida supera el 57 % a partir de una potencia de entrada de -2 dBm. Para valores inferiores se alcanza una eficiencia cercana al 50 %. Con este rendimiento el circuito resulta práctico para la transmisión de energía inalámbrica en HF, o en la recolección de energía de radiofrecuencia de transmisores de AM. Donde puede emplearse para obtener una señal de directa con suficiente potencia para la alimentación de aplicaciones de bajo consumo de energía, como los sensores inalámbricos.

CONCLUSIONES

Se analizó por simulación los MV de una y dos etapas, con una carga resistiva de 1 k Ω y excitado por una fuente de tensión con impedancia serie de 50 Ω . El multiplicador de tensión de una etapa presentó mayor eficiencia que el MV de dos etapas, pero extrae menos potencia de la fuente al tener mayor impedancia de entrada. De modo que la tensión de salida del MV de una etapa es menor que la del MV de dos etapas.

Se analizó por simulación los MV de una y dos etapas con red de acoplamiento de impedancia. El uso de la red de acoplamiento de impedancia permite extraer casi toda la potencia disponible de la fuente de señal. Se obtuvo que el multiplicador de tensión de una etapa con RAZ extrae una potencia de 9.7 mW y el MV de dos etapas con RAZ extrae una potencia de 9.5 mW de un total de 10 mW cuando la señal de tensión tiene una amplitud de 2 V. El multiplicador de tensión de una etapa con RAZ presenta mayor eficiencia y tensión de salida que el MV de dos etapas con RAZ.

Se realizó el montaje del multiplicador de tensión de una etapa con diodos schottky MBR05202, capacitores de 33 nF y resistencia de carga de 1 k Ω . El mismo fue caracterizado con estímulo sinusoidal y acoplado a la resistencia de salida de la fuente de señal de 50 Ω , mediante una red de acoplamiento de impedancia LC. El circuito presentó un buen desempeño según las

mediciones realizadas. Se llegó a obtener un tensión de salida de 1.03 V para una tensión de entrada del MV de 0.472 V de amplitud, lo que permite su empleo en aplicaciones de bajo consumo de energía.

REFERENCIAS

1. KRACEK, J. and M. MAZANEK, *Wireless Power Transmission for Power Supply: State of Art*. Radioengineering, 2011. **20**(2): p. 457.
2. Seah, W.K.G., Z.A. Eu, and H.P. Tan. *Wireless sensor networks powered by ambient energy harvesting (WSN-HEAP)-Survey and challenges*. 2009: Ieee.
3. Umeda, T., et al., *A 950-MHz rectifier circuit for sensor network tags with 10-m distance*. Solid-State Circuits, IEEE Journal of, 2006. **41**(1): p. 35-41.
4. Gosset, G. and D. Flandre. *A very high efficiency ultra-low-power 13.56 MHz voltage rectifier in 150nm SOI CMOS*. in *Radio-Frequency Integration Technology, 2009. RFIT 2009. IEEE International Symposium on*. 2009: IEEE.
5. Rashid, M.H., *Circuitos microelectrónicos: análisis y diseño*. 2002: Thomson-Paraninfo.
6. Mondal, S. and R.P. Paily. *A strategy to enhance the output voltage of a charge pump circuit suitable for energy harvesting*. in *Emerging Research Areas and 2013 International Conference on Microelectronics, Communications and Renewable Energy (AICERA/ICMiCR), 2013 Annual International Conference on*. 2013.
7. Porcarelli, D., D. Brunelli, and L. Benini. *Clamp-and-measure forever: A mosfet-based circuit for energy harvesting and measurement targeted for power meters*. in *Advances in Sensors and Interfaces (IWASI), 2013 5th IEEE International Workshop on*. 2013: IEEE.
8. Bin Alam, S., M.S. Ullah, and S. Moury. *Design of a low power 2.45 GHz RF energy harvesting circuit for rectenna*. in *Informatics, Electronics & Vision (ICIEV), 2013 International Conference on*. 2013.
9. Yang, X., et al. *Design and Test of a RFID UHF Tag*. in *Circuits, Communications and Systems, 2009. PACCS'09. Pacific-Asia Conference on*. 2009: IEEE.
10. Bakhtiar, A.S., M.S. Jalali, and S. Mirabbasi. *A high-efficiency CMOS rectifier for low-power RFID tags*. in *RFID, 2010 IEEE International Conference on*. 2010.
11. Le, T., K. Mayaram, and T. Fiez, *Efficient far-field radio frequency energy harvesting for passively powered sensor networks*. Solid-State Circuits, IEEE Journal of, 2008. **43**(5): p. 1287-1302.
12. Faghihi, S. and M. Moallem. *Analysis and design of a low power electronics circuit for energy harvesting applications*. in *Industrial Electronics (ISIE), 2012 IEEE International Symposium on*. 2012.
13. Jiang, S. *Optimum wireless power transmission for sensors embedded in concrete*. 2011.

AUTORES

Nelson Iván Barrionuevo Ortiz, Ing. en Telecomunicaciones y Electrónica, Instituto Superior Politécnico José A. Echeverría (ISPJAE), Centro de Investigaciones en Microelectrónica (CIME), La Habana, Cuba, nelson.ivan@electrica.cujae.edu.cu.

Juan Carlos Cruz Hurtado, Dr. Ing. en Controles Automáticos, Instituto Superior Politécnico José A. Echeverría (ISPJAE), Centro de Investigaciones en Microelectrónica (CIME), La Habana, Cuba, juan.cruz@electrica.cujae.edu.cu.