

Capítulo V. Diseño de transmisor / receptor

5.1. Conceptos de baterías

Existen diferentes tipos de baterías, entre ellas encontramos a las baterías de Níquel Cadmio, Litio Ion [15] las cuales se encuentran en diversos dispositivos, entre ellos los teléfonos celulares. Las baterías tienen asociada una cantidad conocida como la tasa C (o *C-rate*) que de acuerdo con Buchmann [15] es la unidad en la cual el tiempo de carga y de descarga es medido. Un C equivale a la cantidad de energía transferida por una corriente de 1 amper en un segundo. Una batería escalada a 1000mAh proporciona 1000 mA por una hora si se descarga a 1C. Una descarga de 1C proporciona corriente igual a la capacidad escalada. La misma batería descargándose a 0.5 C deberá proporcionar 500 mA por dos horas.

Existen tres tipos de cargadores para las baterías basadas en níquel y son el cargador lento o *slow charger*, el cargador breve o *quick charger* y el cargador rápido o *fast charger* [15].

El cargador lento aplica una tasa de carga fija de aproximadamente 0.1C (un décimo de su capacidad estimada). Los tiempos de carga típicos son entre 14 y 16 horas. Si se establece correctamente la corriente de carga, la batería no requiere ser removida inmediatamente cuando se encuentre lista, pero no debe permanecer en el cargador por más de un día.

El cargador breve tarda entre 3 y 6 horas en cargar una batería, ya que la tasa de carga se encuentre alrededor de $0.3C$. Para este tipo de cargador se requiere de un control de carga para terminar la carga cuando la batería este lista.

El cargador rápido puede cargar una batería en menos de una hora estableciendo la tasa de carga a $1C$. Para este tipo de cargadores se requieren circuitos complejos.

Se puede emplear cualquier de los métodos cargador lento o el cargador breve siempre y cuando se tenga cuidado de retirar la batería una vez terminada. El primero presenta una ventaja ya que solo requiere de un décimo de la corriente especificada.

Sin embargo, el cargador de la batería a implementar en la presente tesis será por medio de un rectificador de onda completa con carga RC. El voltaje a rectificar es el voltaje recibido, producto de la transmisión de energía inalámbrica. Este voltaje es senoidal con frecuencia de 100 KHz.

El celular utilizado en la presente tesis es un celular UNIDEN PCD 2000. Las especificaciones de salida de su cargador son 9 volts de corriente directa y 200 mA. Si utilizamos el cargador lento para realizar la carga, podremos cargar la batería con solo 20 mA de corriente directa. Esta corriente se podrá limitar siempre y cuando se limite el voltaje transmitido.

5.2. Análisis del núcleo

Para el presente proyecto de tesis se utilizó el núcleo tipo RM14/I como el de la figura 5.1, cuya selección se basó en la disponibilidad. Este núcleo si bien tiene una

geometría diferente al núcleo E, presentó características similares al comportamiento que describen las ecuaciones anteriormente mencionadas. En el apéndice D se muestra la hoja técnica de este núcleo.

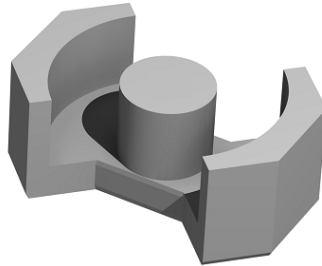


Figura 5. 1 Núcleo tipo RM

Se propuso en un principio un entrehierro de 0.9 mm de tal manera que cumpliera con las condiciones del análisis del núcleo con entre hierro del capítulo III (3.1), que son $l_m \gg l_g$ y $A \gg l_g^2$. De acuerdo a la figura 5.2, y a al circuito equivalente de la figura 3.4, podemos encontrar que la longitud $l_g = 3/2g = 1.35\text{mm}$. Este entrehierro cumple con las condiciones ya que es aproximadamente 50 veces menor que la longitud efectiva de todo el núcleo, y el cuadrado del entrehierro es unas 100 veces menor al área de sección transversal efectiva del núcleo.

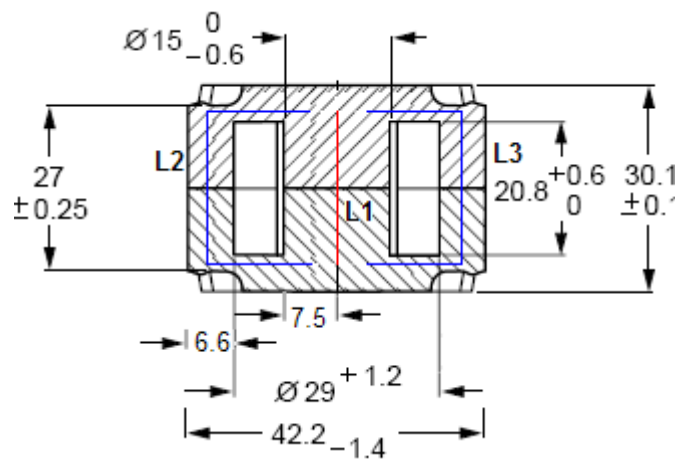


Figura 5. 2 Dimensiones físicas del núcleo RM14/I

Podemos calcular la permeabilidad efectiva del núcleo con un entrehierro de 0.9 mm a partir de la ecuación 3.16. La longitud de cada pierna del núcleo RM se determinó de acuerdo a la figura 4.2a utilizando las medidas proporcionadas en la figura 5.2, extraída del apéndice D.

De acuerdo a la figura 5.2, se realizó el cálculo de L_1 , el cual se encontró de aproximadamente 27 mm, L_2 es igual a L_3 que son aproximadamente igual a 41.1mm. De esta manera el promedio de las tres es $l_m' = 54.6\text{mm}$, ecuación 3.16. Otra manera de encontrar el valor de l_m' es considerando la longitud efectiva $l_e = 70$ mm de las hojas técnicas del núcleo RM14/I, sabiendo que ésta medida es aproximadamente la longitud efectiva de una sola mitad. Si tenemos esta cantidad, y la dividimos entre 3, equivaldría a considerar a las tres piernas de la misma longitud. La longitud resultante es $l_m' = 46.67$ mm.

Conociendo esta longitud podemos encontrar entonces el aproximado de la reluctancia del circuito magnético resultante que se muestra en la figura 3.4, sustituyendo el valor de l_m' en la ecuación (3.15) obtendremos lo siguiente

$$\mathcal{R}_E = \frac{3}{2} \left(\frac{l_m'}{\mu_m A} + \frac{l_g}{\mu_0 A} \right)$$

$$\mathcal{R}_E = \frac{3}{2} \left(\frac{46.67 \times 10^{-3}}{4\pi \times 10^{-7} \cdot 2000 \cdot 198 \times 10^{-6}} + \frac{0.9 \times 10^{-3}}{4\pi \times 10^{-7} \cdot 198 \times 10^{-6}} \right)$$

$$\mathcal{R}_E = 5.566 \times 10^6 \text{ A} \cdot \text{N/Wb}$$

La otra manera de encontrar el valor de la reluctancia es considerando la permeabilidad efectiva de la ecuación (3.17) la cual se obtuvo de la siguiente manera

$$\mu_E = \frac{2}{3} \left(\frac{\mu_r}{1 + \frac{\mu_r l_g}{l_m'}} \right) = \frac{2}{3} \left(\frac{2000}{1 + \frac{2000 \times 0.9}{46.67}} \right) = 33.7$$

Posteriormente podemos sustituir este valor de permeabilidad efectiva en la ecuación (3.18) de reluctancia y compararla con el valor anteriormente encontrado, tal como se muestra a continuación

$$\mathcal{R}_e = \frac{l_m'}{\mu_0 \mu_e A} = \frac{46.67 \times 10^{-3}}{4\pi \times 10^{-7} \cdot 33.7 \cdot 198 \times 10^{-6}} = 5.566 \times 10^6 \text{ A} \cdot \text{N/Wb}$$

Una vez conocido el valor de la reluctancia del núcleo con una separación de 0.9 mm, podemos conocer el valor de la inductancia con la ecuación (3.19). El número de vueltas lo obtendremos tomando en cuenta las características necesarias de la inductancia del convertidor clase E.

5.3. Diseño e implementación del inversor clase E

Para diseñar el convertidor Clase E de la figura 1.7, seleccionamos un ciclo de trabajo $D = 0.5$ y un factor de calidad $Q_I = 20$, ya que de acuerdo a Kazimierzczuk [9] el rango de valores prácticos para Q_I es de 1 a 20, sin embargo, entre mayor sea el valor de Q_I menor aportación tendrán los armónicos de la corriente de salida y mayor será el voltaje en el inductor. La frecuencia de operación para el convertidor clase E se seleccionó de 100 khz.

De acuerdo a las tablas del apéndice A, podemos proponer un valor de L_m o R y a partir de éstos obtener el valor de C_I y de C. Si consideramos inicialmente a la resistencia

$R = 1$, con el fin de tener el menor número de pérdidas, observamos que de acuerdo a la tabla A.1 del apéndice A, para un factor de calidad $Q_l = 20$ y un ciclo de trabajo del 50%, el valor del factor de calidad $Q_L = 20.6$. Este valor, junto con la resistencia unitaria y la frecuencia, los podemos sustituir en la ecuación (1.8) y encontrar el valor de L_m tal como sigue

$$L_m|_{R=1} = \frac{20.6}{2\pi \times 100 \times 10^3} = 32.8 \mu H$$

Este valor de inductancia resultó ser bastante pequeño, y se observó en la práctica que valores de resistencia entre 1 y 6 ohms podían ser utilizados para el diseño del convertidor clase E sin que existiera problema de eliminar esta resistencia posteriormente, con el fin de evitar pérdidas. Por lo tanto, el valor de la inductancia para una resistencia de hasta 6 ohms es

$$L|_{R=6} = \frac{20.6 \times 6}{2\pi \times 100 \times 10^3} = 196.7 \mu H$$

De acuerdo con la tabla A.3 del apéndice A, podemos obtener el valor del capacitor C y del capacitor C_l tal como se muestra a continuación

$$\omega R C_l = 0.1909$$

$$\omega R C = 0.05149$$

Despejando C_l y C obtendremos

$$C_l = 50.64 \text{ nF}$$

$$C = 13.66 \text{ nF}$$

Podemos calcular los valores de la resistencia de entrada R_{dc} por medio de la ecuación 1.9 y el valor de a de la tabla A.2 del anexo A tal como se muestra a continuación

$$R_{dc} = aR = 10.63 \Omega$$

Si seleccionamos el voltaje de directa de entrada igual a 4 volts, entonces la corriente de entrada la podemos calcular a partir de la ecuación 1.12, despejando I_d tal como se muestra a continuación

$$I_d = \frac{V_d}{R_{dc}} = \frac{4}{10.63} = 0.376 A$$

La potencia de entrada $I_d \times V_d = 1.5$ watts es igual a la potencia de salida, de acuerdo a la ecuación (1.10) y conociendo el valor de a

$$P = \frac{V_d^2}{aR} = 0.5644 \frac{16}{6} = 1.5 \text{ watts}$$

Conociendo la corriente de entrada, y por medio de la tabla A.2 del apéndice A podemos encontrar el valor del voltaje en el transistor, así como de la corriente en el mismo, tal como se indica

$$V_{DS} = 3.574 V_d = 14.3 V$$

$$I_{DS} = 2.837 I_d = 1.07 A$$

El voltaje en el inductor se calcula por medio de la expresión 1.17

$$\hat{V}_L = 20.6 \times 4 = 82.4 V$$

La corriente pico de salida se obtiene dividiendo el voltaje pico de la resistencia entre el valor de la resistencia, tal como se indica a continuación

$$\hat{I}_O = \frac{V_d}{R} = \frac{4}{6} = 0.67 A$$

El inductor L_d se seleccionó de $300 \mu H$ en base a la disponibilidad de material. El circuito resultante se muestra en la figura 5.3.

Se realizó la simulación por medio de Pspice utilizando un transistor ideal y se obtuvo el voltaje en el inductor de 89.7 volts pico, así como la corriente de salida de

0.720 amperes pico, las cuales se muestran en la figura 5.4 y la figura 5.5 respectivamente.

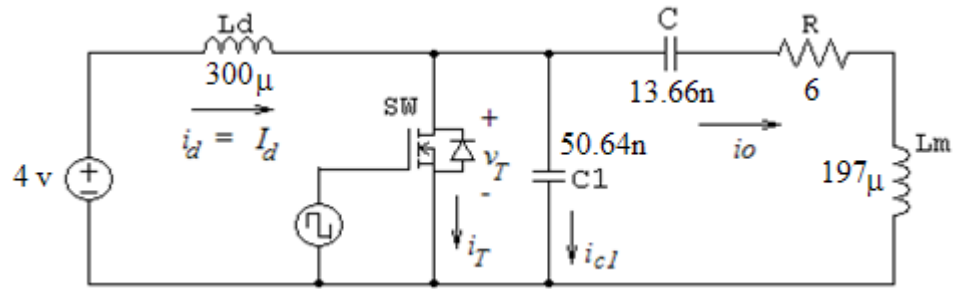


Figura 5.3 Diseño de convertidor clase E para $l_g = 0.9\text{mm}$

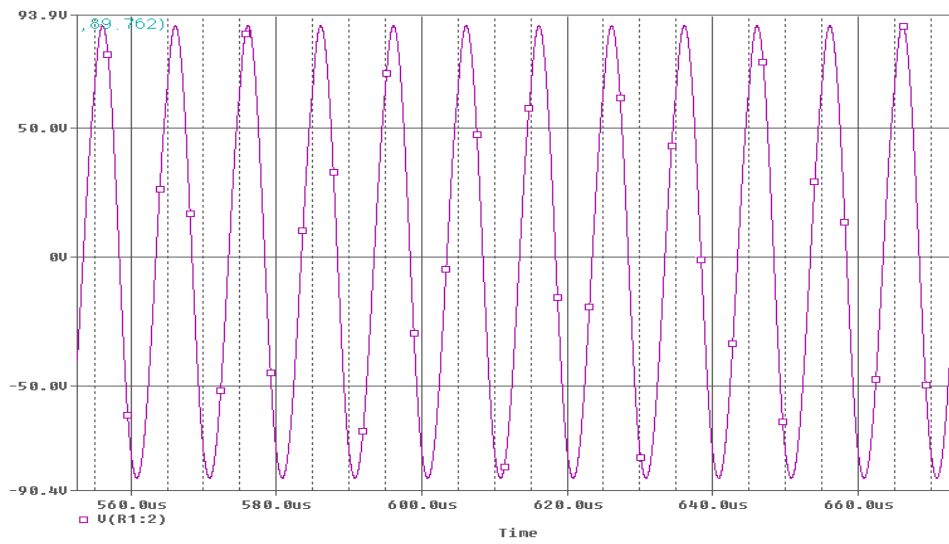


Figura 5.4 Voltaje en el inductor L_m

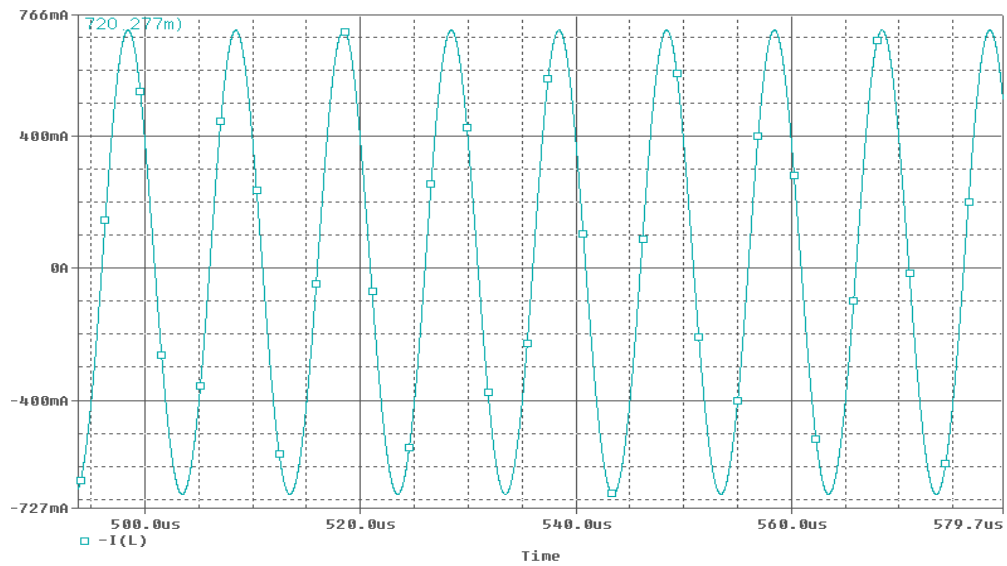


Figura 5.5 Corriente de salida i_o

El voltaje y la corriente en el interruptor deben de tener la forma de onda como se muestra en la figura 1.9, obtenida de la simulación de PSpice.

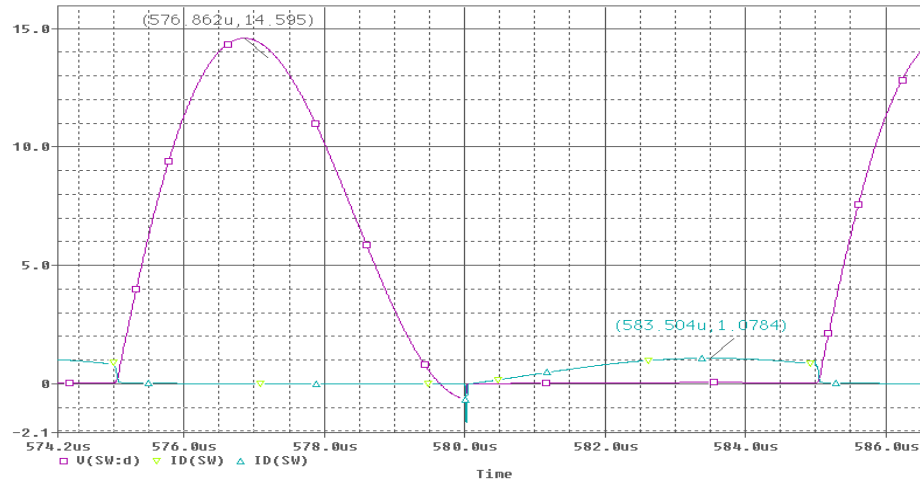


Figura 5. 6 Simulación de voltaje y corriente en el Mosfet

5.4. Diseño del inductor

El número de vueltas necesario para obtener una inductancia de $196.7\mu H$ lo obtenemos a partir de la ecuación (2.16) despejando N_1 para obtener lo siguiente

$$N_1 = \sqrt{L \mathcal{R}_E} = \sqrt{197\mu \times 5.566 \times 10^6} = 33$$

De acuerdo al modelo propuesto del transformado el cual se muestra en la figura 4.4, el inductor L_m corresponde tanto a la inductancia magnetizante como al inductor del convertidor clase E. En el diseño del convertidor, se considera que la corriente de salida fluye por el inductor. Esta corriente es senoidal por lo que se puede aplicar análisis fasorial para poder encontrar el voltaje por medio de la siguiente expresión

$$|V_1| = |i_o|Z$$

Donde Z es la impedancia cuya magnitud es ωL_m . Si bien la magnitud de la corriente al multiplicarla por la impedancia nos proporciona el voltaje V_1 cuando se trata del

convertidor clase E únicamente, en el caso del modelo del transformador/clase E propuesto no será así. Esto se debe a que la corriente de salida calculada para el convertidor clase E, no es la corriente que fluye por el inductor. La corriente que fluye por el inductor es la corriente magnetizante i_m , la cual existe a pesar de no presentar carga en el devanado secundario. La diferencia entre la corriente de salida i_o y la corriente magnetizante i_m nos proporciona la corriente i_p , la cual al multiplicarla por la relación de transformación nos proporcionará la corriente i_2 , tal como se indica a continuación

$$i_2 = \frac{i_p}{a}$$

De acuerdo al modelo propuesto, el voltaje v_2 será igual al voltaje v_1 multiplicado por la relación de transformación. Si $N_2 = N_1$ entonces en el secundario tendremos exactamente el mismo voltaje que en el primario, a pesar del entrehierro existente. La inductancia vista desde el devanado secundario será igual a la inductancia vista en el primario.

5.5. Elección del calibre del alambre

El calibre del alambre se seleccionará para el devanado primario de acuerdo a la corriente de salida del convertidor clase E, y para el secundario se tomará en cuenta la corriente necesaria para cargar la batería del teléfono celular.

En el caso del devanado primario, la corriente rms es de

$$i_{O_{rms}} = 0.47 A$$

El diámetro del conductor de cobre se obtiene a partir de la ecuación (4.13) cuya densidad de corriente J_{rms} se supone de 4 A/mm^2 [11]. Sustituyendo se encontró que el diámetro del conductor de cobre debe ser

$$D_p = \sqrt{\frac{4I_{rms}}{\pi J_{rms}}} = 0.367 \text{ mm}$$

La profundidad de piel para $f = 100 \text{ kHz}$ es 0.20896 mm . El doble de la profundidad de piel es $2\delta = 0.418 \text{ mm}$ por lo que la condición $d \leq 2\delta$ se cumple y el efecto de la profundidad de piel puede ser despreciado [11].

De acuerdo a la tabla de conductores AWG del apéndice C, el calibre correspondiente a 0.367 mm es el 26.

Para conocer que tanto espacio es utilizado de la ventana de embobinado del inductor a diseñar, se utiliza la ecuación (4.9), sustituyendo el número de vueltas, el área del cobre y la mitad del área del embobinado, de acuerdo a la hoja técnica del núcleo del apéndice D, tal como se muestra a continuación

$$k_{Cu} = \frac{NA_{Cu}}{A_w/2} = \frac{33 \times 0.106}{111/2} = 6.3\%$$

Este valor es muy pequeño y podría utilizarse un núcleo de menor tamaño, como es el RM5/I, cuya área de embobinado es de 9.5 mm^2 con lo que obtendríamos un k_{Cu} igual al 73%. La elección del núcleo RM14/I tiene como objetivo la capacidad de portar una mayor corriente para separaciones aún mayores, como se mostrará posteriormente.

En el devanado secundario, la corriente requerida para cargar la batería del celular es de 200 mA. Suponiendo que esta es la corriente que se va a obtener en el devanado secundario, el diámetro necesario para soportar esta corriente se calcula de la siguiente manera

$$D_s = \sqrt{\frac{4I_{rms}}{\pi J_{rms}}} = 0.252mm$$

Este diámetro sigue siendo menor que dos veces la profundidad de piel. Para este diámetro se requiere un calibre AWG 30.

5.6. Aumento del entrehierro

Se realizó el aumento del entrehierro a $l_g = 5$ mm aproximadamente. Al aumentar el entrehierro, de acuerdo a la ecuación (3.18) el valor de la reluctancia aumenta, lo que ocasiona a su vez que el valor de la inductancia disminuya. Debido a que un entrehierro de 5 mm no cumple las condiciones del análisis del núcleo con entrehierro, el cálculo de la inductancia será incorrecto. Esto se puede comprobar calculando el valor de la inductancia para $l_g = 5$ mm, el cual se encontró de $L|_{l_g=5mm} = 36 \mu H$.

El valor de la inductancia para 33 vueltas y una separación de 5mm fue medido por medio de un medidor de impedancias y se encontró que $L = 108 \mu H$, con lo que se comprueba que las ecuaciones funcionan para entrehierros relativamente pequeños. Sin embargo, aunque las ecuaciones no funcionen de manera adecuada, conociendo este último valor de inductancia podemos realizar el cálculo de los elementos C y C_l del convertidor Clase E, siguiendo el mismo análisis que para la separación de 0.9 mm. Se

deben calcular de nuevo los elementos del convertidor ya que estos tienen un comportamiento diferente si alguno de ellos cambia.

Se encontró entonces los siguientes valores para los elementos del convertidor

$$L|_{l_g=5mm} = 108 \mu H$$

$$R = 3.3 \Omega$$

$$C_1 = 92.1 nF$$

$$C = 25 nF$$

El circuito resultante para un entrehierro de 5 mm se muestra en la figura 5.7.

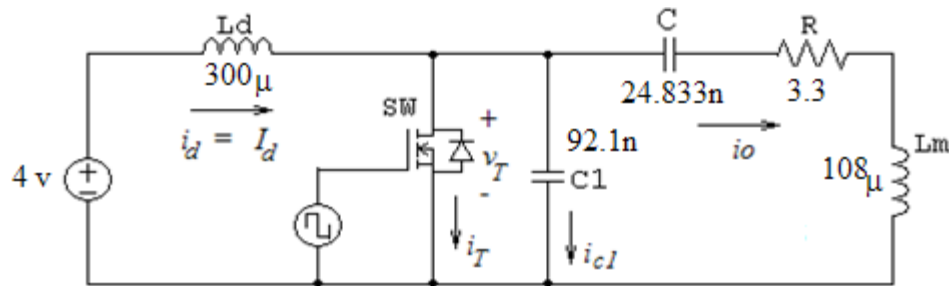


Figura 5.7 Convertidor Clase E con parámetros de diseño para $l_g = 5mm$

La resistencia de entrada R_{dc} se calculó de

$$R_{dc} = aR = 5.847 \Omega$$

El voltaje de directa de entrada es igual a 4 volts por lo que la corriente de entrada es

$$I_d = \frac{V_d}{R_{dc}} = \frac{4}{5.847} = 0.7 A$$

La potencia de entrada $I_d \times V_d = 2.74$ watts es igual a la potencia en la resistencia,

$$P = \frac{V_d^2}{aR} = 0.5644 \frac{16}{3.3} = 2.74 \text{ watts}$$

El voltaje en el transistor, así como de la corriente en el mismo son

$$V_{DS} = 3.574 V_d = 14.3 V$$

$$I_{DS} = 2.837 I_d = 1.986 A$$

El voltaje en el inductor se calcula por medio de la ecuación (1.17)

$$\hat{V}_L = 20.6 \times 4 = 82.4 \text{ V}$$

La corriente pico de salida se obtiene dividiendo el voltaje pico de la resistencia entre el valor de la resistencia, tal como se indica a continuación

$$\hat{I}_O = \frac{V_d}{R} = \frac{4}{3.3} = 1.21 \text{ A}$$

Se realizó la simulación del circuito en PSpice y se encontró que el voltaje en el inductor figura 6.9 tiene un valor pico de 90 volts aproximadamente, y la corriente de salida figura 6.10 tiene un valor de 1.3 amperes.

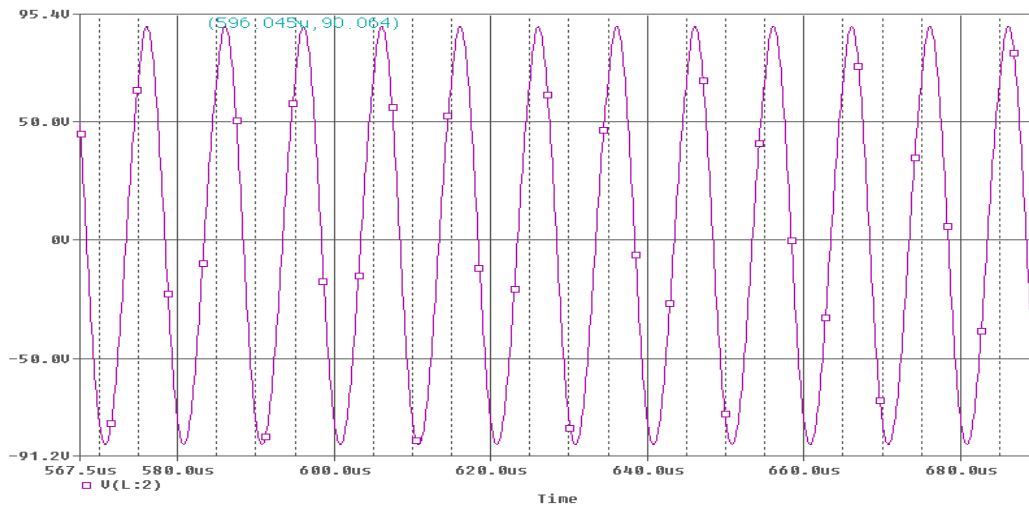


Figura 5. 8 Voltaje en el inductor L_m

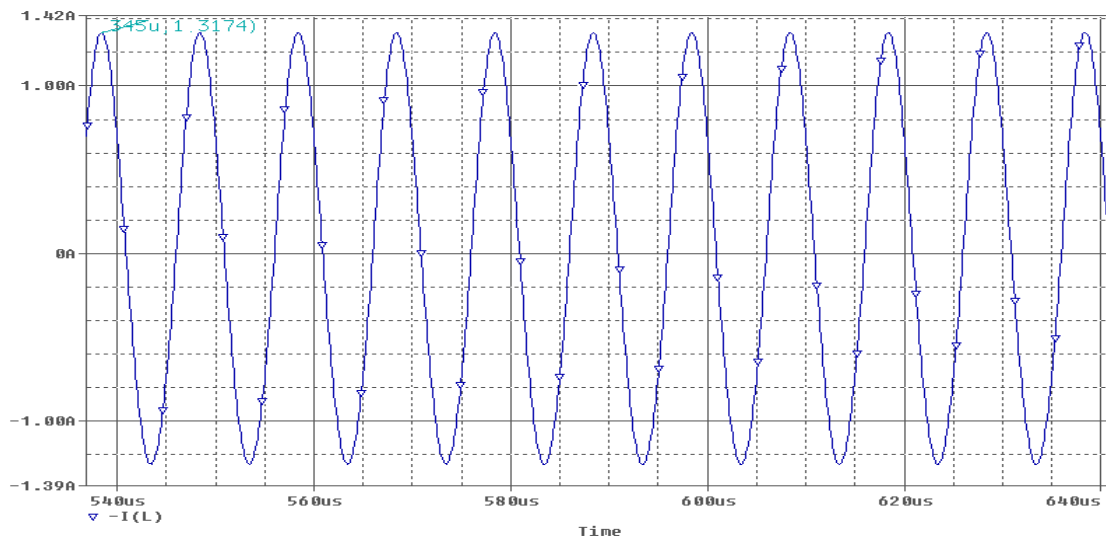


Figura 5. 9 Corriente en el inductor L_m

En el presente capítulo se realizó el diseño del emisor y del receptor efectuando el análisis del núcleo RM14/I y se comprobó que las ecuaciones de los circuitos magnéticos para entrehierros relativamente pequeños se cumplen. Se seleccionó el número de vueltas y se obtuvo el calibre del alambre. Se diseñó el circuito convertidor Clase E para un entrehierro de 0.9 mm y de 5mm utilizando valores de resistencia de la red de carga entre 1 y 6 ohms.