

# Capítulo V

## Implementación del corrector del factor de potencia

### 5.1 Introducción

En este capítulo se aborda la implementación circuito, la etapa de potencia, la etapa de disparo, así como el aislamiento entre éstas. También se fundamenta la elección de los componentes y dispositivos a utilizar.

### 5.2 Etapa de disparo

Esta etapa genera la modulación por ancho de pulso (PWM), con el objetivo de controlar la conmutación del transistor.

Para generar el PWM existen varios métodos. El primero es mediante un microcontrolador de la familia PIC, sin embargo este componente es costoso. Otro método más viable es mediante un *timer* LM555. La hoja técnica de especificaciones se encuentra en el apéndice D. Este componente es barato y sencillo de conectar. Para utilizar este componente, se configura en operación estable, como se observa en la figura 5.1.

En esta configuración, el *timer* se auto excita a través de los pines 2 y 6. El capacitor (C) se carga y se descarga por medio de las resistencias  $R_A$  y  $R_B$ . De esta forma, el ciclo de trabajo y la frecuencia de conmutación dependen de los valores de C,  $R_A$  y  $R_B$ . La frecuencia de conmutación así como el ciclo de trabajo, se calculan mediante el sistema de ecuaciones (5.1).

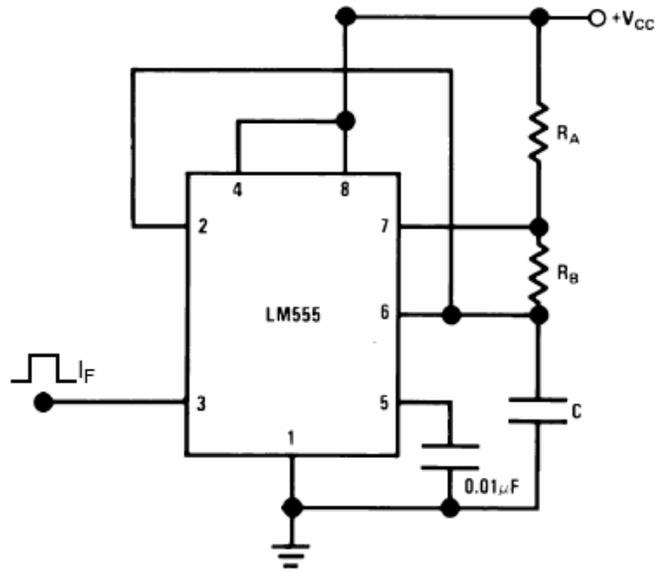


Figura 5.1 Configuración del *timer* LM555 [22]

$$\left\{ \begin{array}{l} f_s = \frac{1.443}{C(R_A + 2R_B)} \\ d = \frac{R_A + R_B}{R_A + 2R_B} \end{array} \right\} \quad (5.1)$$

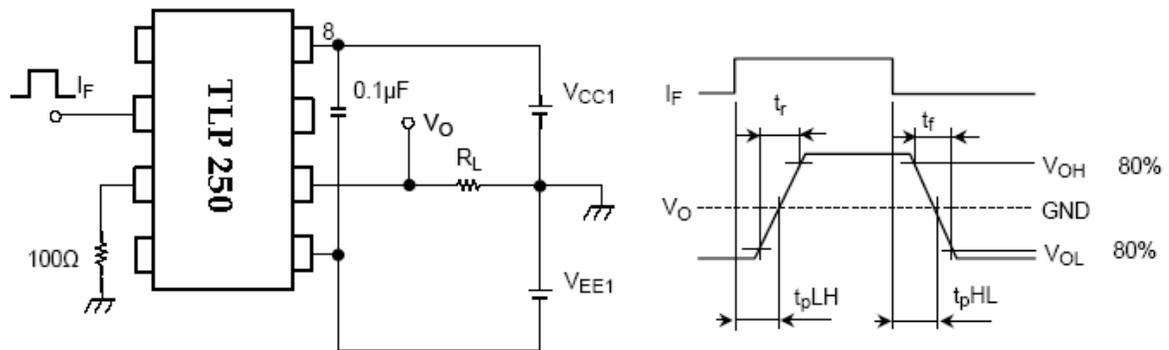
En el capítulo anterior se encontró que para la rectificación positiva  $d_+ = 0.6141$  y  $f_{s+} = 40kHz$ . Para resolver el sistema de ecuaciones descrito en (5.1), se debe proponer un valor para el capacitor. Se selecciona el valor comercial de  $27nF \approx 25.5nF$ . Al sustituir  $C$ ,  $f_s$  y  $d$ , se obtienen los valores de las resistencias.

$$\begin{aligned} R_{A+} &= 323\Omega \\ R_{B+} &= 546\Omega \end{aligned} \quad (5.2)$$

El procedimiento es el mismo para la rectificación negativa. Los valores de los elementos para generar el PWM son los siguientes.

$$\begin{aligned} R_{A-} &= 34\Omega \\ R_{B-} &= 183\Omega \\ C &= 39nF \approx 43.12nF \end{aligned} \quad (5.3)$$

Posteriormente se utilizó un *drive*. Este dispositivo incrementa la corriente que proporciona el *timer* LM555, con el objetivo de polarizar correctamente al transistor. El *drive* a utilizar, es el TLP250. Los datos técnicos de este dispositivo, se encuentran en el apéndice D. La configuración así como la forma de onda de salida se muestra a continuación.



**Figura 5.2 Configuración y formas de onda del drive TLP 250 [23]**

En la figura anterior,  $I_F$  es la corriente de salida del *timer* LM555.  $V_{CC1}$  y  $V_{EE1}$  son los voltajes positivo y negativo respectivamente. Estos voltajes son los encargados de incrementar la corriente en el sistema. Por lo general, la magnitud de estos dos voltajes es la misma ( $\pm 15V$ ).  $V_O$  es el voltaje de salida, el cual es de CA. Por último,  $t_r$  y  $t_f$  son los tiempos de retardo de la onda de salida. Estos tiempos se consideran despreciables, ya que son del orden de nanosegundos.

Para evitar el malfuncionamiento de la etapa de disparo, se requiere que esté aislada magnéticamente de la etapa de potencia. Si no se elabora el aislamiento correcto, pueden filtrarse corrientes de gran magnitud a la etapa de disparo. Esto ocasionaría daños irreversibles en los dispositivos encargados de generar el PWM.

### 5.3 Etapa de aislamiento

Esta etapa es la encargada de aislar magnéticamente las etapas de disparo y control. El término “magnéticamente”, indica que se requiere de un transformador para que el aislamiento sea eficaz. Este transformador tiene que ser capaz de operar a altas frecuencias (40kHz), debido a que pasa la señal de disparo a través de éste.

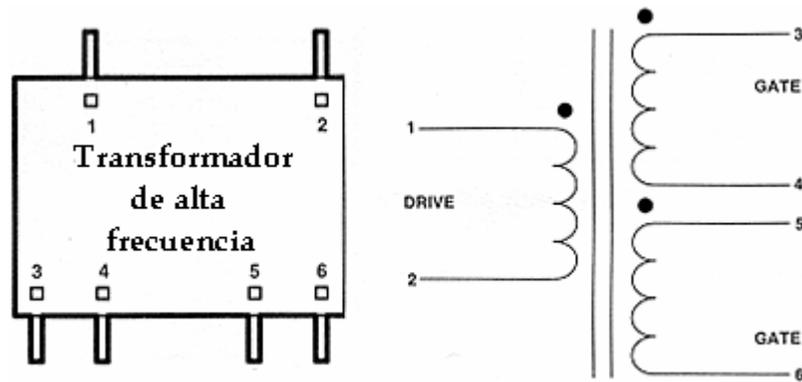
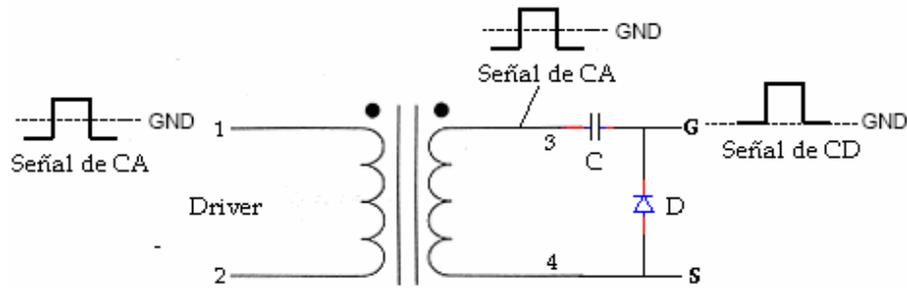


Figura 5.3 Configuración del transformador de alta frecuencia

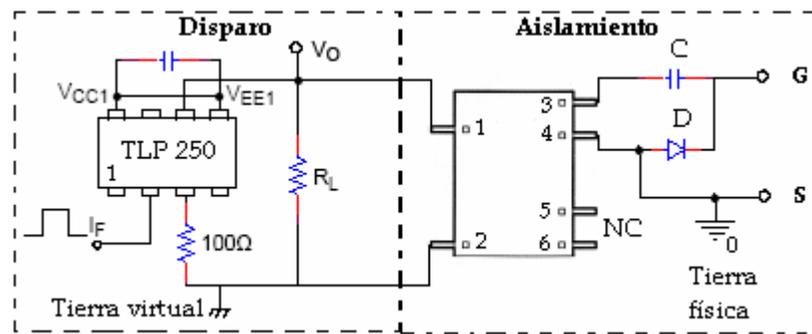
Como se puede observar, el transformador posee un devanado primario y dos secundarios. El devanado primario se conecta a la salida del *drive*, mientras que uno de los secundarios se conecta entre la compuerta (*gate*) y la fuente del transistor.

Debido a que el transformador funciona en CA, se requiere implementar un cambiador de nivel, el cual modifica el voltaje a CD para la correcta polarización del transistor. El cambiador de nivel sólo se utiliza a la salida de uno de los devanados secundarios, el cual está compuesto por un capacitor y un diodo. En la entrada del primario no se requiere, ya que el *drive* proporciona un voltaje de CA. El circuito de aislamiento queda de la siguiente forma.



**Figura 5.4 Circuito de aislamiento**

En la figura anterior, el nodo **G** indica que debe conectarse a la compuerta del transistor. De la misma manera, **S** indica la conexión hacia la fuente del transistor. La topología del circuito de disparo, así como de aislamiento queda de la siguiente forma.



**Figura 5.5 Topología del circuito de disparo y aislamiento**

Debido a que la topología a implementar presenta dos interruptores, el circuito de la figura anterior se tiene que armar dos veces. Ambos circuitos deben de operar con su ciclo de trabajo respectivo.

## 5.4 Etapa de potencia

La etapa de potencia está constituida por cuatro elementos principales; inductores, diodos, capacitores y transistores.

### 5.4.1 Implementación del inductor

Los inductores se tuvieron que diseñar y construir, ya que los valores comerciales no se asemejan a los obtenidos en el diseño. Para su construcción, se utilizaron núcleos de ferrita del tipo RM/I 6, 8 y 10. El material del núcleo es 3F3. La hoja de especificaciones completa se encuentra en el apéndice D.



Figura 5.6 Núcleo de ferrita tipo RM/I [24]

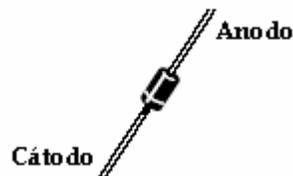
Este núcleo tiene la ventaja de incrementar la inductancia del cable magneto, el cual se enrolla en el carrete. El número de vueltas y el calibre del alambre magneto se encuentran mediante las fórmulas del apéndice A. El embobinado no debe tener espacios entre vueltas, esto es con el propósito de evitar pérdidas por histéresis y corrientes parásitas. El diseño debe ser lo más exacto posible, de no ser así puede ocasionar el sobrecalentamiento del alambre.

### 5.4.2 Elección de los diodos

Los diodos que se utilizan para la implementación, son de rápida recuperación inversa. A diferencia de los diodos de propósito general, estos pueden operar a frecuencias más altas. A continuación se listan sus características más sobresalientes [25].

- ✓ El tiempo de recuperación inversa es menor a  $35\mu S$ .
- ✓ Llegan a operar a temperaturas de  $175^{\circ}C$ .
- ✓ Manejan corrientes y voltajes del rango de kA y kV, respectivamente.
- ✓ La corriente de fuga es del orden de  $\mu A$

Para la elección correcta de los diodos, se deben obtener las corriente pico así como el máximo voltaje inverso. En la ecuación (4.32) se propuso que la corriente pico es de 0.35A. Esto es debido a que la fuente de alimentación trifásica, no genera corrientes de gran magnitud a voltajes pequeños ( $V_m = 9.3V$ ). El voltaje pico inverso de los diodos es el mismo que los voltajes de salida. (28V y 14V). Los diodos MUR 105 cumplen con las características de corriente y voltaje con las que opera el circuito. Estos diodos son de rápida recuperación inversa. Puede trabajar con voltajes inversos de 50V y corrientes de polarización directa de 1A. La hoja técnica de especificaciones se encuentra anexa en el apéndice D.



**Figura 5.7 Diodo MUR 105 [25]**

### **5.4.3 Diseño de los capacitores**

Para encontrar el valor mínimo de la capacitancia de salida así como el menor rizo de voltaje de salida posible, se utiliza la ecuación (5.4) [2]. Esta ecuación se utiliza para encontrar el valor de la capacitancia en un convertidor CD – CD elevador, sin embargo se puede aproximar para encontrar los capacitores de salida en el circuito de la figura 5.10.

$$C \approx \frac{dV_o}{2Rf_s(\Delta V)} \quad (5.4)$$

Donde  $\Delta V$  es el voltaje rizo deseado. Debido a la naturaleza de la ecuación,  $\Delta V$  no se puede considerar cero, ya que el capacitor tiende a ser infinito. Se propone que el valor del voltaje de rizo sea de 1mV. Las capacitancias para ambas rectificaciones son las siguientes.

$$C_+ = \frac{(0.6141)(28)}{2(1045.3)(40000)(0.001)} = 205.62 \mu F$$
$$C_- = \frac{(0.254)(14)}{2(261.34)(40000)(0.001)} = 170 \mu F \quad (5.5)$$

#### 5.4.4 Elección del transistor de conmutación

El transistor es un dispositivo semiconductor, el cual es utilizado ampliamente en la electrónica. En este proyecto de tesis, se utiliza como interruptor. Actualmente existen muchos tipos de transistores. A continuación se mencionan algunos de éstos.

- ✓ Transistor bipolar de unión de juntura (BJT)
- ✓ Transistor de efecto de campo de metal óxido semiconductor (MOSFET)
- ✓ Transistor bipolar de compuerta aislada (IGBT)

Todos estos transistores presentan características distintas entre si. A continuación se muestran las características más sobresalientes de cada dispositivo.

**Transistor BJT.-** Es un dispositivo semiconductor el cual consta de tres terminales; base, emisor y colector. La corriente de base es el parámetro de control en este dispositivo, ésta es del orden de  $mA$ . Esto indica que controla la intensidad de corriente que fluye de colector a emisor. Puede manejar altas corrientes de colector, sin embargo, la corriente de base se incrementa también. Por lo tanto se requiere una cantidad de corriente de base

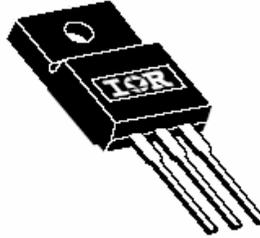
considerable, la cual ya no pueden proporcionar los dispositivos de control, como un microcontrolador o un generador de PWM. Este dispositivo se considera como una fuente de corriente dependiente de corriente.

**Transistor MOSFET.-** Este es un dispositivo que maneja frecuencias superiores con respecto al BJT. Está constituido por tres terminales; compuerta, drenaje y fuente. El voltaje de umbral ( $V_t$ ), es uno de los parámetros de control más importantes en este dispositivo. Si el voltaje entre compuerta y fuente ( $V_{GS}$ ) es más grande que  $V_t$ , el transistor conduce corriente entre drenaje y fuente. Por el contrario, si  $V_{GS}$  es menor que  $V_t$ , el transistor no conduce. En resumen, este dispositivo se considera como una fuente de corriente dependiente de voltaje.

**Transistor IGBT.-** Este es un dispositivo que combina las características del MOSFET y del BJT. Debido a esto, puede manejar frecuencias de conmutación más altas que un BJT pero menores a las de un MOSFET.

Una vez analizadas las características principales de cada uno de los transistores anteriores, se opta por seleccionar al MOSFET. Este maneja frecuencias más altas de conmutación con respecto a los demás. Debido a esto, los valores de los inductores se reducen. Esto genera que sean más ligeros y menos robustos. El transistor a utilizar es el IFRIZ34E. Maneja corrientes pico de 21A, mientras que el voltaje soportado entre drenaje

y fuente es aproximadamente 60V. La hoja de especificaciones completa se encuentra en el apéndice D.



**Figura 5.8 Transistor de potencia IRFIZ34E [25]**

### **5.4.5 Diseño del filtro**

En el capítulo anterior se especificó que el convertidor opera en modo discontinuo de conducción. Esto genera componentes armónicas del mismo valor que la frecuencia de conmutación y múltiplos de ésta. Es por esto que se requiere diseñar un filtro pasa - bajas. Un filtro LC se utiliza comúnmente para eliminar altas frecuencias, sin embargo los elementos se diseñan a prueba y error, por lo tanto no es preciso. Además de esto, los elementos son grandes y costosos. Por lo tanto, se debe diseñar un filtro que cumpla con las siguientes características.

- ✓ Eliminar las componentes armónicas de alta frecuencia de la corriente.
- ✓ No desfazar la componente fundamental de corriente con respecto a la señal de voltaje.

Un filtro elíptico o Cauer - Chebyshev (CC) de cuarto orden cumple con las características anteriores. El diseño de este filtro se basa en el artículo: “*Input filter design for power factor correction circuits*” [26], el cual se publicó en la revista *IEEE*

*transactions on power electronics* en enero de 1996. La topología se muestra a continuación.

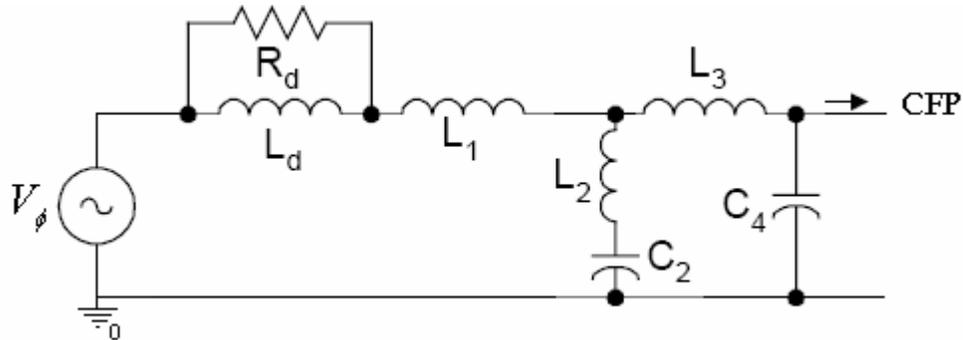


Figura 5.9 Filtro elíptico pasa bajas

Este filtro reconoce los estándares EMI (*Input Electromagnetic Interference*), como el VDE 0871. Estos estándares miden la interferencia electromagnética y contaminación armónica del sistema. Este filtro se tiene que elaborar por fase. La salida del filtro se conecta hacia la entrada del corrector de factor de potencia. El diseño de los componentes se describe en el apéndice B.

Una vez descritas todas las etapas, se integran para implementar el circuito físico. La topología final se muestra a continuación.

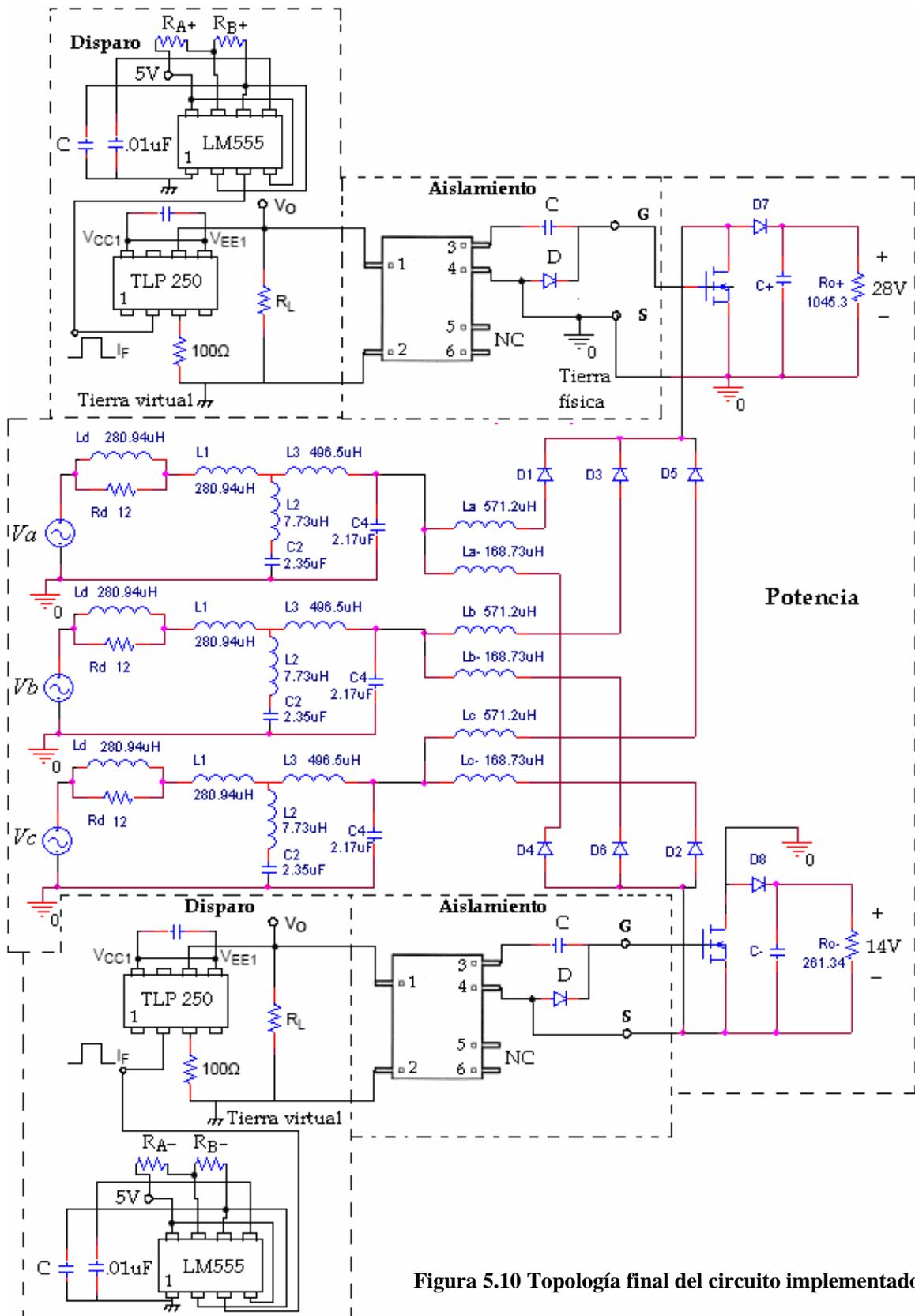


Figura 5.10 Topología final del circuito implementado