

2.3 Convertidor de Bajada de Voltaje.

2.3.1 Topología Flyback.

La topología Flyback consiste de cuatro elementos principales: Un interruptor de potencia, un diodo rectificador, un transformador, y un filtro capacitivo. El interruptor, que puede ser cualquier transistor de potencia o un MOSFET es usado para controlar el flujo de energía en el circuito. El transformador, que es colocado entre la fuente de entrada y el interruptor de poder, provee aislamiento de DC entre la entrada y la salida del circuito y a su vez actúa como elemento almacenador de energía. El diodo rectificador y el filtro capacitivo forman un mecanismo de transferencia de energía para abastecer y mantener el voltaje a la carga y la corriente de la fuente⁽⁴⁾. La topología Flyback es un convertidor indirecto de energía DC-DC, a partir de que la energía es solo transferida a la carga durante el tiempo de apagado del interruptor (Q), el cual es controlado por un dispositivo modulador de pulsos (PWM) que define su tiempo de encendido o de apagado. La siguiente figura muestra la estructura de un convertidor tipo Flyback⁽⁵⁾:

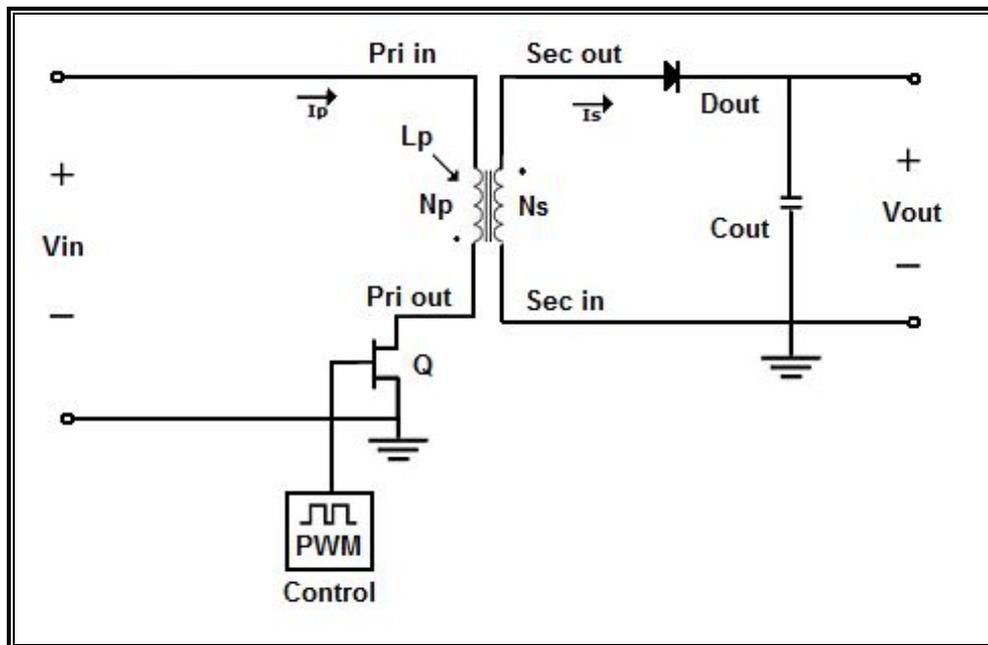


Fig. 2.1 Convertidor Flyback.

En la Fig. 2.1 se muestra como trabaja esta topología. Este convertidor de energía puede operar en dos estados: En continuo, donde la corriente del inductor nunca cae a cero y discontinuo, donde la corriente del inductor cae a cero y pone final a cada ciclo.

En el estado discontinuo, hay tres fases:

La primera de ellas cuando Q esta encendido, el capacitor C_{out} proporciona corrientes de carga, N_p actúa como un inductor puro y la corriente de carga aumenta linealmente de cero al pico máximo de corriente. El inductor del embobinado primario (L_p) almacena energía durante esta fase, representada por la siguiente relación⁽⁶⁾:

$$E = \frac{L_p^2 (I_p)^2}{2}$$

Donde:

$$I_p = \frac{(V_{in} - 1) T_{on}}{L_p}$$

L_p : Inductancia del primario

La segunda fase es cuando Q está apagado, la corriente en la inductancia obliga a invertir la polaridad en los embobinados y la energía almacenada se transfiere al embobinado secundario provocando un flujo de corriente a través del diodo (D_{out}). La corriente en el inductor no puede cambiar instantáneamente, en el momento de apagado de Q, la corriente del embobinado primario se transfiere al secundario a una amplitud⁽⁴⁾:

$$I_s = I_p \left(\frac{N_p}{N_m} \right)$$

Sí la corriente del secundario tuvo un declive hacia cero antes del siguiente tiempo de encendido de Q, toda la energía almacenada en el primario cuando Q estuvo encendido ha sido entregada a la carga.

Y por último, cuando el inductor no tiene más energía almacenada, entonces se detiene el flujo de corriente en todos los elementos hasta el inicio del siguiente ciclo.

Aunque los modos de operación continuo y discontinuo tienen un circuito idéntico, sus propiedades de operación difieren significativamente. El modo continuo puede proveer una capacidad de potencia más alta sin incrementar la corriente pico. Esto significa que, para el mismo voltaje de salida, las corrientes pico en el modo continuo son más bajas que aquellas que operan en el modo discontinuo. Luego entonces, si el modo de operación del convertidor Flyback es discontinuo, tendremos un valor de corriente más alta y por consiguiente mayor riesgo de daño en el transistor de potencia.

A pesar de esto, el modo discontinuo es, ampliamente, el más usado por dos razones principales:

- La primera es la inductancia de magnetización más pequeña, con una respuesta más rápida y una transición baja en la salida de voltaje, con cambios repentinos en sus espigas de la corriente de carga o voltaje de entrada.
- La segunda es que el modo continuo tiene una función de transferencia que hace más difícil de diseñar el circuito de control para la retroalimentación.

La corriente magnética del transformador determina el modo de operación del convertidor y, las formas de onda resultantes se definen por el modo discontinuo de operación, como se muestra en la figura 2.2:

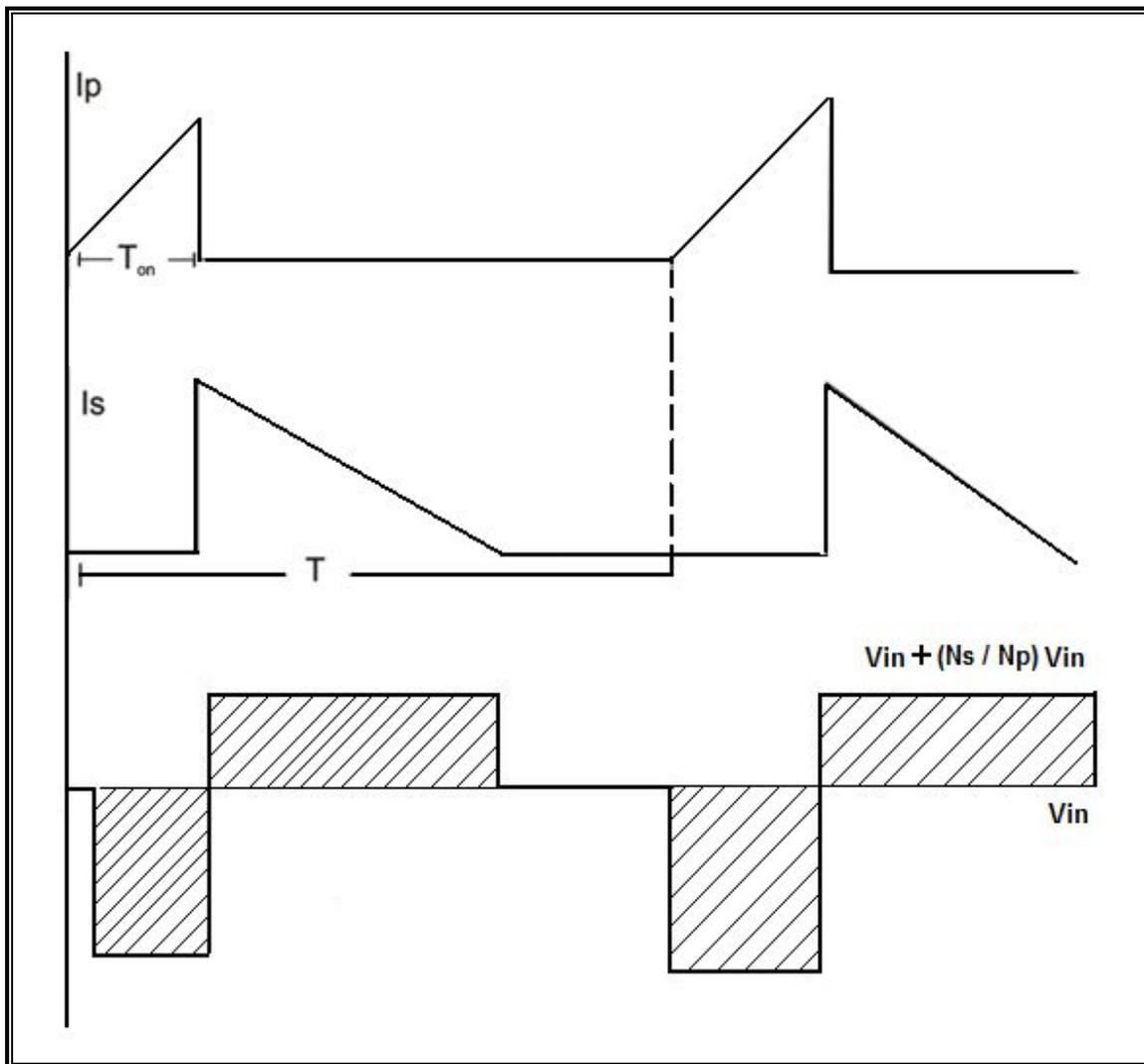


Fig. 2.2 Formas de Onda del Convertidor Flyback en modo discontinuo. ⁽⁷⁾

La regulación de voltaje es lograda por un circuito de control, que define el periodo de conducción o ciclo de trabajo del interruptor durante un tiempo, el cual está en función del modo de operación del convertidor Flyback. Para mantener el voltaje de salida a un nivel constante, durante un periodo T de la señal, la operación en modo continuo será durante el tiempo de encendido (T_{on}) y en discontinuo actuará durante el tiempo de apagado (T_{off}).

2.3.2 Control del Transformador mediante Viper.

El control y manejo del circuito Flyback es mediante un circuito integrado llamado Viper, que típicamente realiza las funciones de un controlador PWM (Pulse Wide Modulation) como circuito de control sobre la frecuencia, el ciclo de trabajo, y la retroalimentación (FB), combinado con un transistor de potencia tipo MOSFET (Q) en el mismo chip de silicio. La estructura del Viper se muestra en la siguiente figura:

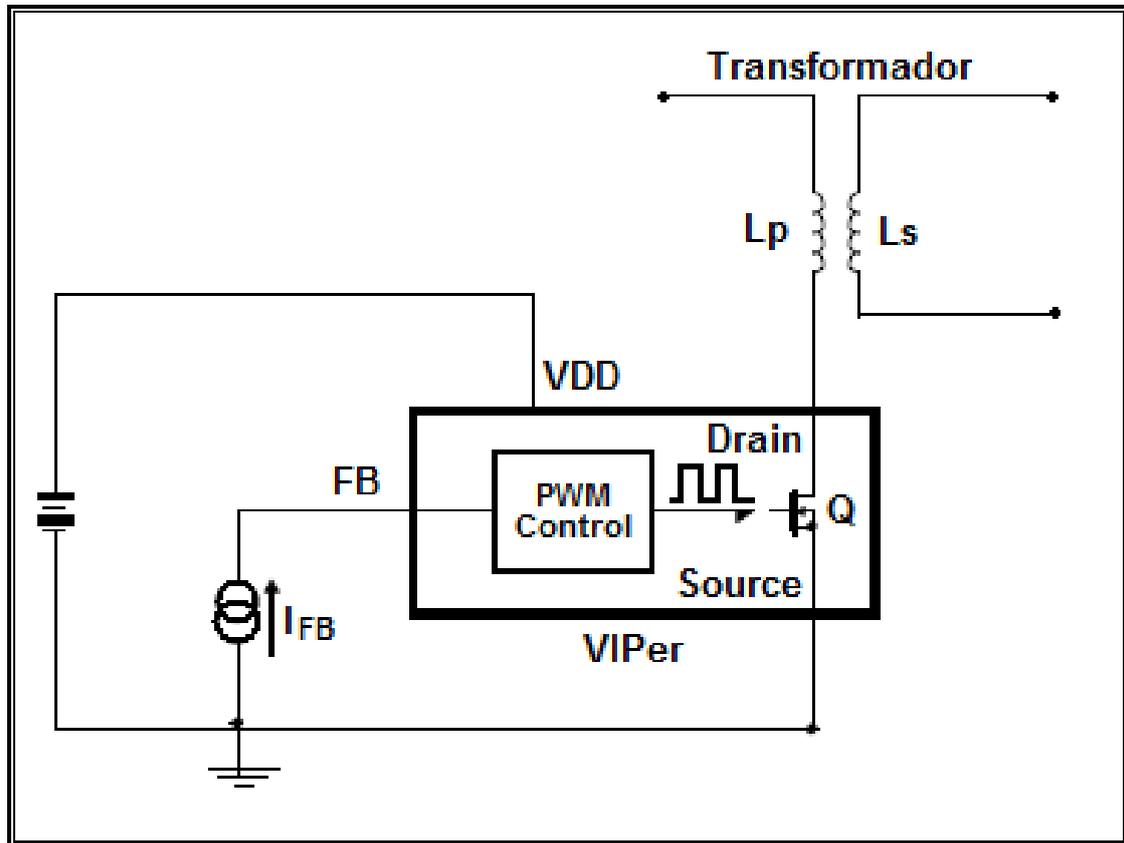


Fig. 2.3 Control de Transformador mediante Viper. ⁽⁸⁾

El circuito de control interno ofrece un amplio rango de voltaje de entrada en el VDD, el cual es el voltaje de alimentación del circuito de control del viper. También provee una corriente de carga durante el inicio de operación del chip debido a un alto voltaje en el Drain (Drenaje del MOSFET). El source que es la tierra del chip, del MOSFET de potencia, y de las fuentes de alimentación del dispositivo.

El PWM es el circuito encargado de la modulación de la señal en base a la frecuencia de oscilación y el ciclo de trabajo, el cuál es la proporción de tiempo durante la cual el dispositivo o sistema está operando. El PWM varía dinámicamente el ciclo de trabajo de manera que tenemos definidos un tiempo de encendido (T_{on}) y apagado (T_{off}) en la señal de salida, como se muestra en la siguiente figura:

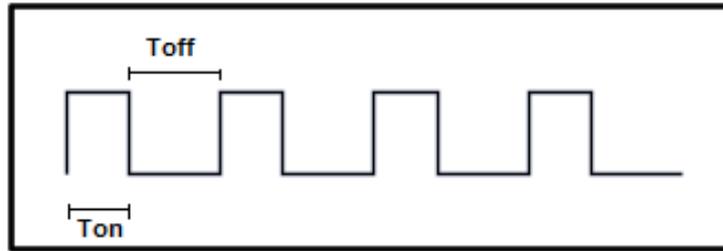


Fig. 2.4 Señal de PWM.

Esta señal del PWM es inyectada en el Gate (compuerta de entrada) del transistor MOSFET de potencia (Q), con lo cual mantendremos encendido a Q durante T_{on} de la señal, almacenando energía en el embobinado primario (L_p) del transformador. Y estará apagado durante T_{off} , liberando la energía almacenada en L_p hacia el embobinado secundario (L_s) del transformador.

Y por último el FB (Feedback) como la retroalimentación del circuito, y que define la limitación de corriente cuando $V_{FB}=0$, la cual corresponde a la máxima corriente en el drenaje de transistor de potencia Q.

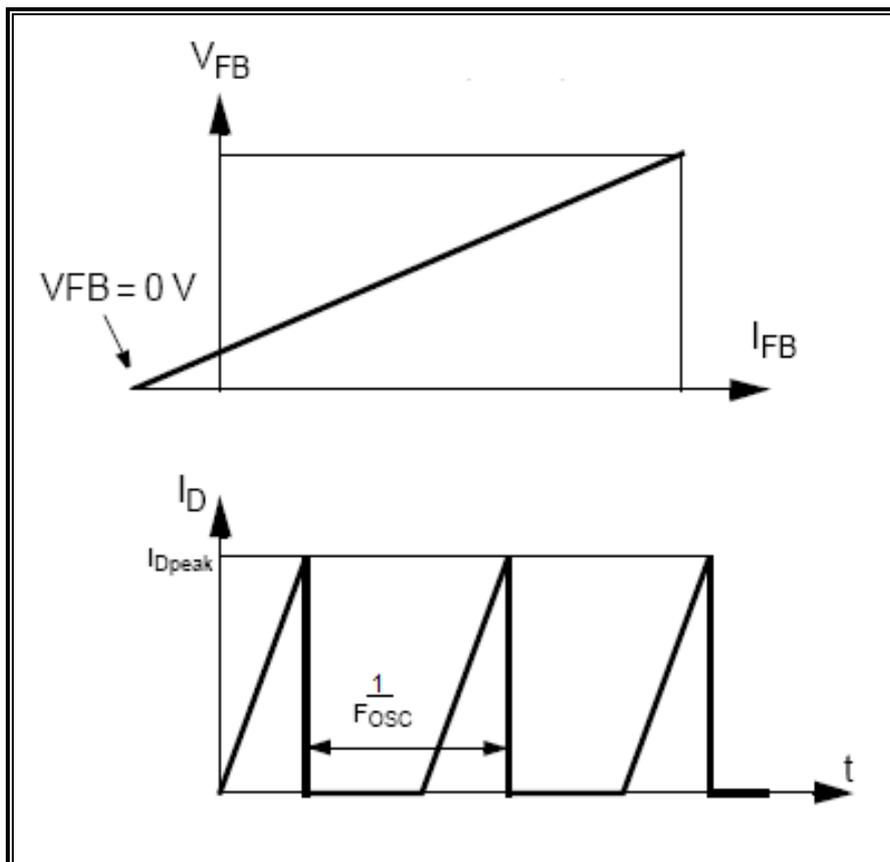


Fig. 2.5 Limitación de corriente en el drain por retroalimentación. ⁽⁹⁾

2.3.3 Circuito de Retroalimentación del Viper.

Una retroalimentación controla la operación del dispositivo. A diferencia de los circuitos convencionales de control del PWM, los cuales usan una entrada de voltaje, la retroalimentación (FB) del viper es sensible a la corriente y es definida por una configuración aislada de elementos con la cuál controlamos la corriente de drenaje en el transistor Q.

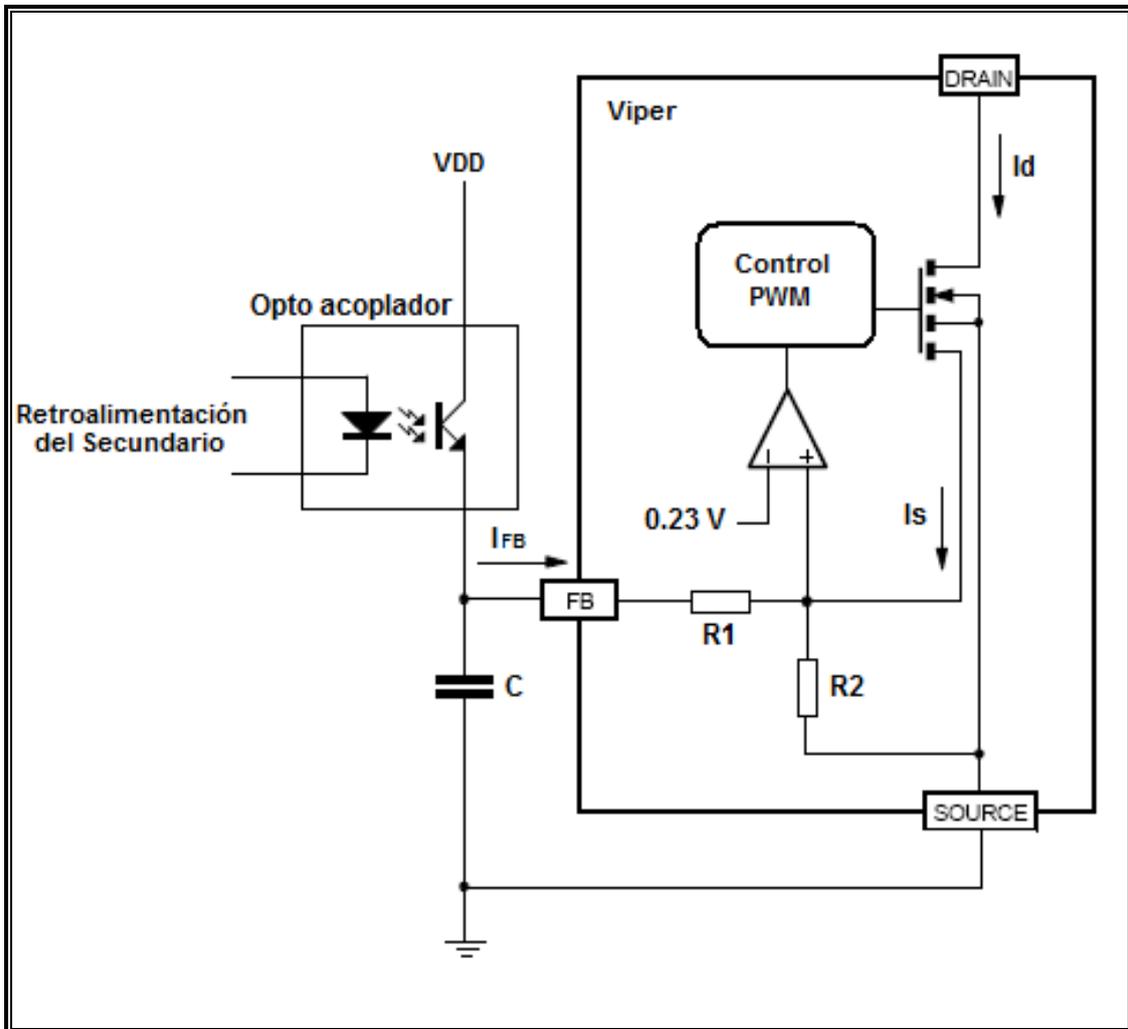


Fig. 2.6 Estructura del control de corriente. ⁽¹⁰⁾

El MOSFET de potencia entrega una corriente I_S la cual es proporcional a la corriente principal I_d . El resistor R_2 recibe esta corriente (I_S) y la corriente de retroalimentación (I_{FB}), y el voltaje que se genera a través de R_2 es comparado con el voltaje de referencia, el cual está predefinido con un valor de 0.23 [V].

El MOSFET se apaga cuando se cumple la siguiente ecuación⁽¹¹⁾:

$$R_2(I_S + I_{FB}) = 0.23V$$

Donde se puede definir a I_S como⁽¹²⁾:
$$I_S = \left(\frac{0.23V}{R_2}\right) - I_{FB}$$

La limitación de corriente se obtiene con la retroalimentación (FB) a tierra, lo cual implica $V_{FB}=0[V]$. Esto nos lleva a una fuente (source) de corriente negativa y expresada por⁽¹³⁾:

$$I_{FB} = \frac{0.23V}{R_2}$$

La retroalimentación (FB) es manejada con un opto acoplador como se muestra en la figura 2.6, el cual actúa como dispositivo de arranque (Start up). El capacitor C hace un promedio del voltaje de retroalimentación (FB), y cuando el opto acoplador está apagado, éste puede asumir un voltaje correspondiente muy cercano a 0V. Luego entonces, para bajas corrientes de drenaje la fórmula para I_{FB} es válida siempre y cuando $I_{FB} < I_{FBsd}$, donde I_{FBsd} es un umbral interno predefinido por el fabricante del Viper. Si I_{FB} excede de este umbral el dispositivo dejará de operar.

El sistema de arranque (Start up) comienza a operar cuando se aplica un voltaje con amplitud tal como V_{DD} y más baja que V_{DDon} a la entrada del dispositivo. Cuando V_{DDon} es alcanzado, el dispositivo empieza a operar encendiendo y apagando al MOSFET. En la figura 2.7, se muestra el funcionamiento del sistema de arranque del opto acoplador.

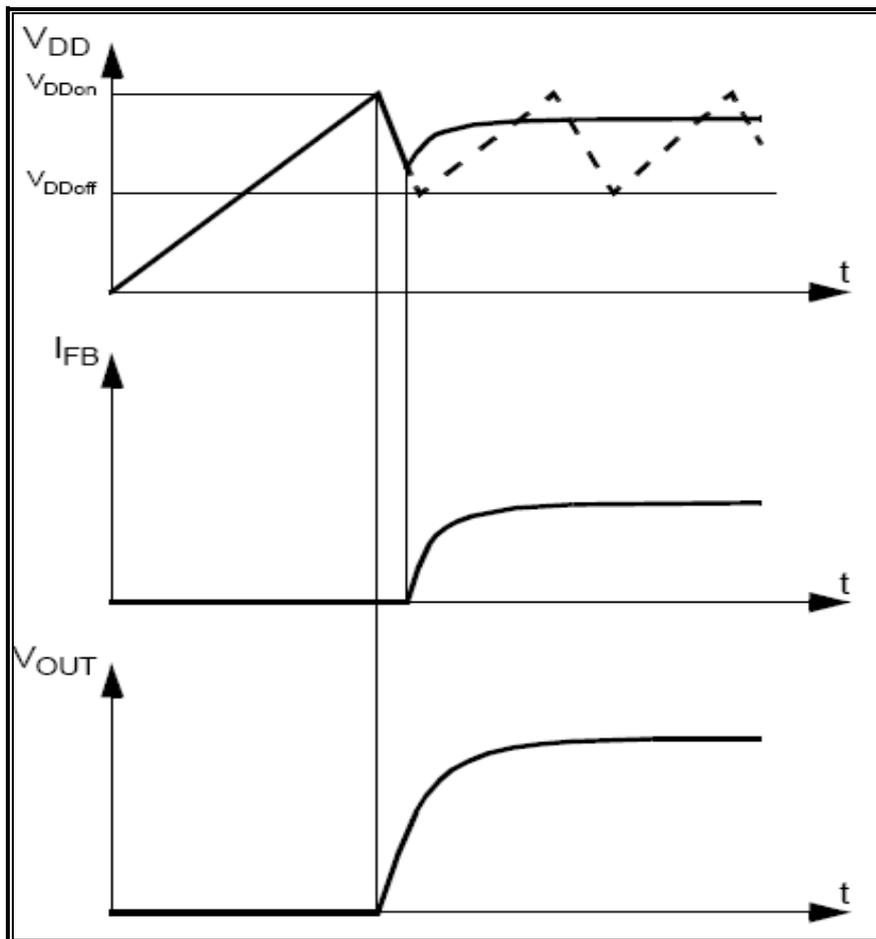


Fig. 2.7 Secuencia del Start up. ⁽¹⁴⁾

Como a la entrada de la retroalimentación (FB) no recibe ninguna corriente desde el opto acoplador, el dispositivo opera con una capacidad plena de corriente y el voltaje aumenta hasta alcanzar el punto de regulación donde la retroalimentación del secundario empieza a enviar una corriente en el opto acoplador.

Hasta este momento, el convertidor entra en una operación regulada donde la retroalimentación (FB) recibe el aumento de corriente necesaria para entregar la energía apropiada en el secundario.

2.3.4 Circuito Protector Snubber.

Las topologías de conversión de energía que tienen un transformador en serie con su transistor de potencia sufren de pérdidas, a partir del flujo de corriente e incrementos de voltaje a través del transistor y en los intervalos de tiempo en los que se encuentra apagado. Durante el tiempo y los periodos de conducción del transistor, se empieza a generar una disipación de calor, la cual es una fracción grande para altas frecuencias. Esto es una de las limitaciones de realizar el control de interrupción del transistor por medio de un PWM. Para minimizar estas pérdidas las cuales provocan un considerable aumento en la temperatura del transistor, y mejorar su desempeño, incluimos un circuito de protección llamado Snubber. El snubber está compuesto por 3 elementos en su estructura como son: Resistencia (R_s), Capacitor (C_s) y Diodo (D_s). Por lo cual, el circuito de protección es llamado Snubber RCD y se muestra en la siguiente figura:

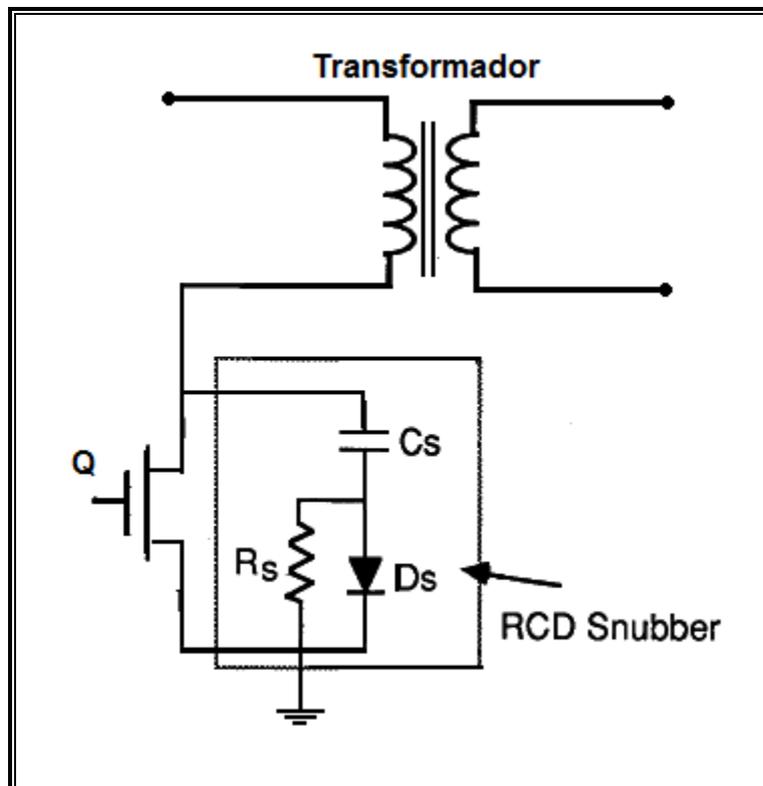


Fig. 2.8 Snubber RCD. ⁽¹⁵⁾

El Snubber puede limitar el flujo de corriente (di/dt) o de voltaje (dV/dt), reduce o elimina las espigas de corriente, y transfiere la energía generada por el flujo de corriente del transistor a la resistencia o a una carga conveniente, mejorando la potencia disipada en el transistor Q.

La forma en la que actúa el snubber es en función de los ciclos de operación del transistor Q. En el ciclo de apagado de Q (Turn-off), C_s retarda el tiempo de elevación del voltaje en el drain. Al siguiente ciclo de encendido de Q (Turn-on), C_s es descargado a través de R_s . Al final, la energía electrostática en forma de voltaje en C_s ha sido cambiada en energía electromagnética como corriente almacenada en el transformador. Este comportamiento del capacitor C_s se muestra en la siguiente gráfica:

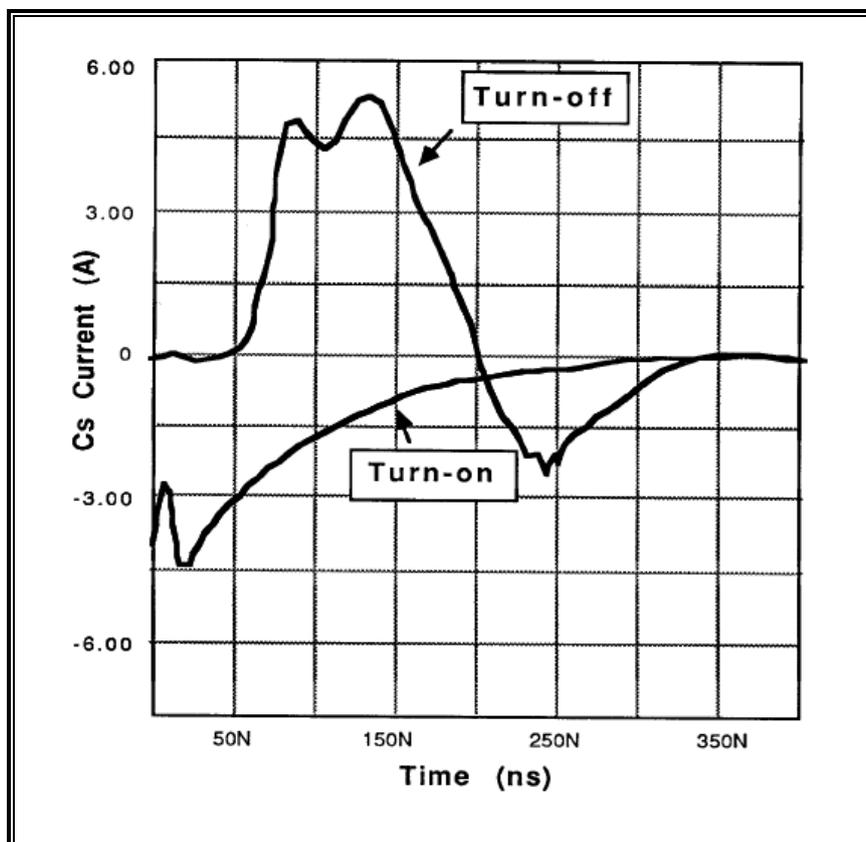


Fig. 2.9 Gráfica de la corriente de C_s en función del tiempo. ⁽¹⁶⁾

Para la selección del capacitor y del resistor, la potencia de disipación en R_s es proporcional a C_s . Cuando el gate (compuerta) de Q recibe su orden de apagado, comienza un desvío del pico de corriente en el drain (drenaje) hacia C_s , mientras que a través de él, empieza a crecer el voltaje. Esto es, que la mitad inicial del pico de corriente I_p se desvía hacia C_s y la mitad restante fluye gradualmente hacia el drain.

Luego entonces, el capacitor C_s es seleccionado para permitir un incremento en el voltaje del drain de $2V_{dc}$ durante el tiempo t_f , en el que la corriente del colector caerá a

cero. El cálculo y la obtención de los valores de capacitancia C_s y resistencia R_s se definen por las siguientes ecuaciones⁽¹⁷⁾.

$$C_s = \frac{\left[\left(\frac{I_g}{2}\right)t_f\right]}{2V_{dc}} \quad \text{y}$$
$$R_s = \frac{t_{on}(\text{min})}{3C_s}$$

Para la selección del diodo D_s , tenemos que estimar o considerar los picos de voltaje que aparecen en C_s . En general, la corriente promedio en un diodo es relativamente pequeña, pero los picos de corriente son considerables. El pico de corriente debe ser la base para su selección. Y el desempeño del diodo será verificado dentro del circuito para estar seguros de que el snubber está actuando como se esperaba.

El snubber RCD más convencional a menudo disipa más de 10[W] operando a una frecuencia mayor que 50[KHz]. Esto provoca un calentamiento en los componentes electrónicos cercanos, por lo cual una de las limitantes del snubber es tener el espacio suficiente dentro del sistema para una satisfactoria colocación del circuito de protección.

2.3.5 Diseño Magnético del Transformador.

Para el diseño del transformador en una topología Flyback, es necesario definir los requerimientos del modo de operación, continuo o discontinuo (transferencia completa o incompleta de energía). El transformador del Flyback tiene que ser diseñado para que no se maneje en saturación. Para prevenir la saturación, el transformador necesita un núcleo de ferrita con una pequeña abertura a la que se le denomina "Air Gap", la cual reduce la permeabilidad y la inductancia, así como el declive en la curva B-H, incrementando la corriente de magnetización en el primario. El modo de operación se define ajustando la inductancia: una baja inductancia conduce a un modo discontinuo, mientras que una alta inductancia conduce al modo continuo de operación. En general, la inductancia se ajusta con la variación de los giros en el embobinado, el material del núcleo (permeabilidad), el tamaño del gap, o la combinación de estas. Los requerimientos para el cálculo de la inductancia en el primario se definen con la siguiente ecuación⁽¹⁸⁾:

$$L_P \left(\frac{di}{dt} \right) = V_{in}$$

$$\text{Donde: } L_P = \frac{V_{in}(\Delta t)}{\Delta I_P}$$

L_P : Inductancia en el primario

V_{in} : Voltaje en el primario

Δt : Tiempo de encendido de Q_1

ΔI_P : Corriente pico en el primario

Posteriormente se escoge una densidad máxima de flujo de 0.2 [T] para proveer un buen margen de trabajo fuera del nivel de saturación que es igual a 0.3 [T]. Altos valores de flujo magnético incrementan las pérdidas en el núcleo pero producirá menos pérdidas en el embobinado de cobre y recíprocamente. La mejor selección es donde las pérdidas del embobinado de cobre y el núcleo son iguales.

La siguiente ecuación genera el mínimo de vueltas en el embobinado primario⁽¹⁹⁾:

$$N_{min} = \frac{t(V)}{(B)A_e}$$

Donde t : Tiempo de encendido de Q_1

B : Densidad de flujo magnético

A_e : Área efectiva del núcleo

N_{min} : Número mínimo de vueltas en el primario

Del mismo modo, el número de vueltas en el secundario es definido junto a la necesidad de que la corriente del embobinado debe caer a cero antes del siguiente periodo de encendido del interruptor Q, y el número de giros está en función de los requerimientos del voltaje y se define con la siguiente ecuación⁽²⁰⁾:

$$L_s = N_s^2(A_L)$$

Donde L_s : Inductancia en el secundario

N_s : Número de vueltas en el secundario

A_L : Inductancia de un solo giro

$$A_L = \frac{L_p}{N_p^2}$$

Los fabricantes de núcleos a menudo dan curvas y especificaciones, con las cuales se puede calcular el número de vueltas para una inductancia deseada y la corriente a la cual comienza la saturación. Debido a que la inductancia es proporcional al cuadrado del número de vueltas, el número de vueltas N_L para cualquier inductancia L es calculado por⁽²¹⁾:

$$N_L = 1000 \sqrt{\left(\frac{L_s}{A_L}\right)}$$

La curva de histéresis es característica de cada material magnético. Esta curva describe el comportamiento magnético de un imán en un circuito electrónico, como puede entrar en saturación y su desmagnetización bajo la influencia de un campo magnético, esta gráfica se muestra en la Figura 3.1.

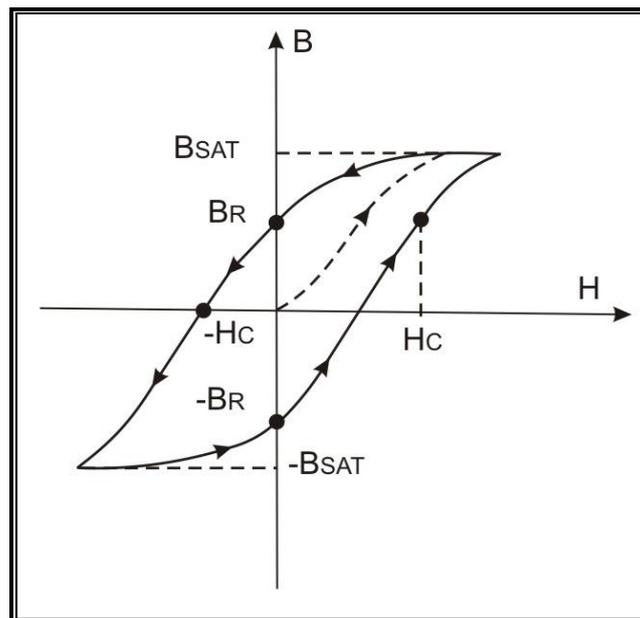


Fig. 3.1 Curva de Histéresis.

El segundo cuadrante de la curva de histéresis, se refiere a la desmagnetización. Se puede definir un único estado de operación magnético si las dimensiones del air gap son estables y si ningún campo magnético externo está ocasionando oposición. Otra de las características importantes de la curva de histéresis, es la presencia de los puntos donde se cruzan los ejes B y H, en los cuales B_r representa el máximo flujo magnético capaz de producirse bajo las condiciones de un circuito electrónico cerrado y H_c representa el punto en el cual el imán comienza a desmagnetizarse.

Acerca del gap en el núcleo de ferrita del transformador, este lleva acabo dos resultados. Primero, este inclina la curva de histéresis disminuyendo la permeabilidad, la cual debe ser conocida para seleccionar el número de vueltas para una inductancia deseada. Segundo, y más importante, este incrementa la corriente antes de que se saturate. El Air Gap esta define por⁽²²⁾:

$$Gap = \frac{[(\mu_r)(N_p^2)A_e]}{L_p}$$

Donde $\mu_r: 4\pi \times 10^{-7}$ [H/m]

N_p : Número de vueltas en el primario

A_e : Área efectiva del núcleo

L_p : Inductancia en el primario

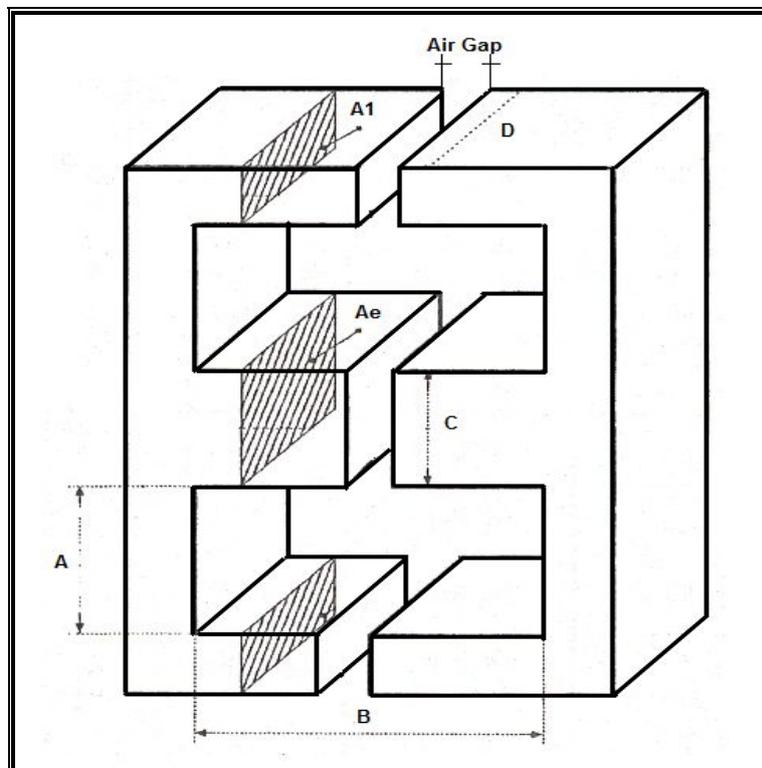


Fig. 3.2 Núcleo geométrico EE para transformadores de poder. ⁽²⁴⁾

En la figura 3.3 se muestra la Curva de Histéresis (B-H) en un núcleo con abertura (Gap) y operando con un valor de densidad de flujo magnético impuesto. El área de la izquierda de la curva B-H es proporcional a la energía almacenada por ciclo, en función de la corriente primaria de magnetización y durante el periodo de encendido del transistor (Q_{on}). Mientras que el área más pequeña, es una indicación de las pérdidas en el núcleo por energía disipada.

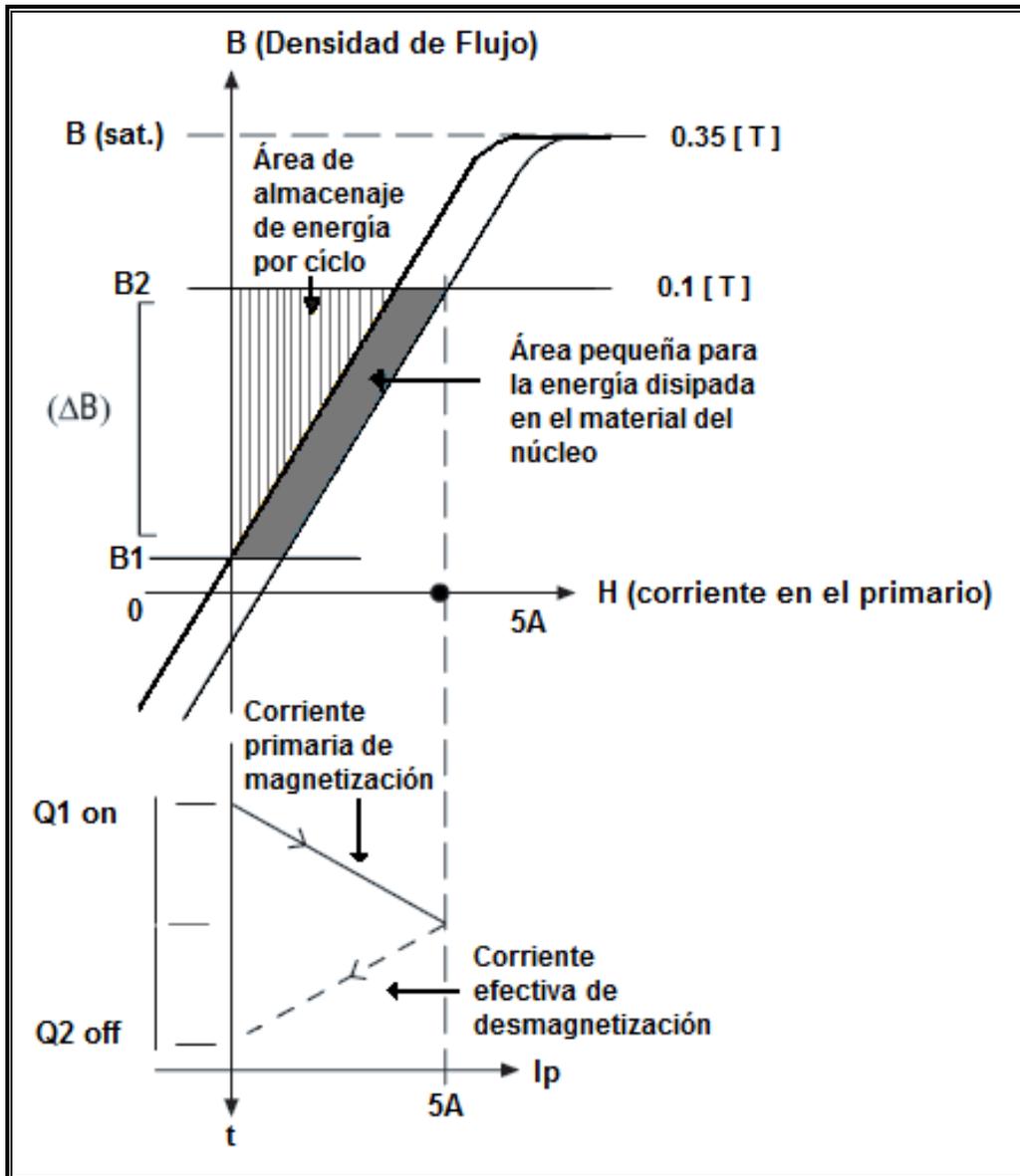


Fig. 3.3 Curva de Histéresis (B-H) en un núcleo con abertura (Gap).⁽²³⁾

El problema en diseñar un núcleo para una inductancia deseada, a una máxima corriente específica, es seleccionar un núcleo geométrico y la permeabilidad del material, tal que el centro no se sature a la máxima corriente.

Hay un número limitado de núcleos geométricos, cada uno disponible en rangos de permeabilidad, densidad de flujo y frecuencia. Los procesos de selección son descritos en los diferentes catálogos de los fabricantes como son: Ferroxcube Corporation, Magnetics Inc., Siemens, TDK, etc.

Las pérdidas de energía en el núcleo y densidades de flujo magnético para varios materiales, fabricantes, frecuencias, etc., se muestran en la tabla de la figura 3.4:

Frecuencia [kHz]	Material	Pérdidas del núcleo, mW/cm ³ para diferentes densidades de flujo		
		1600	1200	1000
50	Ferroxcube 3C8	85	40	25
50	Magnetics Inc-R	20	7	5
100	Ferroxcube 3C8	850	400	250
100	Magnetics Inc-R	250	85	70
200	Ferroxcube 3F3	600	250	180
200	Magnetics Inc-R	650	280	200
500	Ferroxcube 3F3	-	1200	900

Fig. 3.4 Pérdidas del Núcleo para diferentes materiales. ⁽²⁵⁾

Para embobinar el transformador, el primario es fabricado usando la medida de un alambre con el calibre adecuado para llenar menos del 50% del área del carrete de la bobina y permitir el aislamiento. El resto del espacio es usado para enrollar el embobinado secundario. La selección de los alambres depende directamente de la cantidad de corriente eléctrica que circula por este. Los alambres a usar serán de cobre por ser este material dúctil y flexible.

Posteriormente, en función de la potencia del transformador, el número de vueltas por embobinado y la capacidad de corriente, se consulta en catálogos y tablas de fabricantes el tipo de alambre, medidas y calibre a usar, como puede ser AWG (American Wire Gauge).

Conversion table - American Wire Gauge - mm. - mm ²					
AWG N°	Diam. mm.	Area mm ²	AWG N°	Diam. mm.	Area mm ²
1	7,350	42,400	16	1,290	1,3100
2	6,540	33,600	17	1,150	1,0400
3	5,830	26,700	18	1,024	0,8230
4	5,190	21,200	19	0,912	0,6530
5	4,620	16,800	20	0,812	0,5190
6	4,110	13,300	21	0,723	0,4120
7	3,670	10,600	22	0,644	0,3250
8	3,260	8,350	23	0,573	0,2590
9	2,910	6,620	24	0,511	0,2050
10	2,590	5,270	25	0,455	0,1630
11	2,300	4,150	26	0,405	0,1280
12	2,050	3,310	27	0,361	0,1020
13	1,830	2,630	28	0,321	0,0804
14	1,630	2,080	29	0,286	0,0646
15	1,450	1,650	30	0,255	0,0503

Fig. 3.5 Hoja del Catalogo de AWG - medidas y dimensiones de alambres de cobre.

Al finalizar el enrollado de los embobinados en el núcleo del transformador, este es ajustado con una banda elástica y se ajusta la abertura del gap, separando el núcleo geométrico de ferrita a una distancia ideal para obtener el valor de inductancia deseada en el embobinado primario.

