



# UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

---

---

FACULTAD DE INGENIERÍA

SISTEMA DE ENERGÍA ININTERRUMPIDA PARA  
DISPOSITIVOS DE BAJA POTENCIA

**T E S I S**

QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE:  
INGENIERO ELÉCTRICO ELECTRÓNICO

P R E S E N T A:

**ESTEBAN REYES RODRÍGUEZ**

**JORGE ROBLEDO AVALOS**

**ERICK JOYNER VELÁZQUEZ**



TUTOR:

M.I. JUAN MANUEL GOMEZ GONZALEZ

2010



Universidad Nacional  
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

**Biblioteca Central**



**UNAM – Dirección General de Bibliotecas**  
**Tesis Digitales**  
**Restricciones de uso**

**DERECHOS RESERVADOS ©**  
**PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

# Sistema de Energía Ininterrumpida para Dispositivos de Baja Potencia

## Índice.

<b>1. Introducción</b>	<b>5</b>
<b>2. Marco Teórico.</b>	
<b>2.1 Sistema de Energía Ininterrumpida (UPS).</b>	<b>7</b>
<b>2.2 Rectificación y Protección.</b>	
2.2.1 Puente Rectificador de Diodos	10
2.2.2 Circuito de Protección	12
<b>2.3 Convertidor de Bajada de Voltaje.</b>	
2.3.1 Topología Flyback	15
2.3.2 Control de Transformador mediante Viper	18
2.3.3 Circuito de Retroalimentación del Viper	20
2.3.4 Circuito Protector Snubber	22
2.3.5 Diseño magnético del Transformador	25
<b>2.4 Convertidor de Subida de Voltaje.</b>	
2.4.1 Topología Boost	31
2.4.2 Control de Inductor mediante PWM	33
2.4.3 Programación de Frecuencia de oscilación y ciclo de trabajo del PWM	36
2.4.4 Selección adecuada del Transistor y cálculo del disipador	37
2.4.6 Diseño magnético del Inductor	42

<b>2.5 Dispositivo Inversor.</b>	
2.5.1 Arreglo de transistores tipo Puente H	45
2.5.2 Circuito de Control para manejo de MOSFETS (Drivers)	47
2.5.3 Estructura del algoritmo y programación del Microcontrolador	50
<b>2.6 Respaldo Energético en el UPS.</b>	
2.6.1 Circuito de recarga de Baterías	52
2.6.2 Alternativas de Aplicación para la recarga de baterías	53
<u>Apartado especial:</u> Uso de la Energía Solar para suministrar recarga a las baterías del UPS.	53
<b>3. Desarrollo.</b>	
<b>3.1 Procedimiento de Diseño</b>	
3.1.1 Diseño de Esquemático	58
<u>Niveles de Abstracción</u>	58
<b>3.2 Circuito electrónico final</b>	61
<b>4. Pruebas y Resultados .</b>	64
<b>5. Conclusiones.</b>	68
<b>6. Apéndice.</b>	
<b>6.1 Definiciones y Terminología</b>	71
<b>6.2 Hojas de Especificación (Data Sheet)</b>	75
– Viper 12	75
– MOSFET IR640	77
– PWM UC3843	80

- Microcontrolador MC68HC908QT1	83
- Drivers IR2111	86
- Optoacoplador 4N26	89
- Diodo MUR420	92
- Zener Programable TL431	94
- Diodo FR307	96
<b>Referencias .</b>	<b>97</b>
<b>Bibliografía.</b>	<b>99</b>
<b>URL's &amp; Website Networks.</b>	<b>100</b>

La electrónica de potencia se refiere al control, conversión y adaptación de la energía eléctrica de una forma a otra, utilizando dispositivos semiconductores y en base a topologías de conversión de voltaje, que garanticen la máxima eficiencia posible en el procesamiento de la energía. El proceso para el diseño de circuitos electrónicos de potencia consta de una serie de pasos, incluyendo: Los circuitos fundamentales, diseño magnético, de filtros, convertidores de energía, retroalimentación y circuitos de control y protección.

El análisis de los circuitos electrónicos de potencia tiende a ser bastante complicado, porque estos raramente operan en un estado continuo o estable, alterando su respuesta de corriente directa (DC) o sinusoidal a su salida. Dentro de estos procesos se extienden problemas sobre el control de voltaje, potencia, ruido, variaciones de frecuencia, y temperaturas, entre otros. Estos problemas pueden ser corregidos individualmente usando filtros, reguladores, amplificadores, etc., pero dentro del campo de los sistemas eléctricos existe una aplicación que puede resolver todos estos problemas colectivamente y son los sistemas de energía ininterrumpidos llamados (UPS, por sus siglas en inglés), el cual es nuestro objeto de estudio. Un UPS es un dispositivo electrónico cuya función principal es la de mantener el suministro de voltaje a la carga, por un cierto periodo de tiempo, a partir de la energía almacenada en un respaldo de baterías, incluso cuando la entrada de voltaje de corriente alterna (AC) es interrumpida o perturbada.

El UPS tiene dos modos de operación, el primero es cuando tenemos la presencia de energía eléctrica a la entrada, al que llamaremos en estado Normal (On-line); y el segundo es cuando no tenemos suministro de energía a la entrada, que llamaremos en estado de Espera (Standby). Cuando el UPS está en operación normal dirige la carga a las baterías y proporciona un voltaje regulado de DC; el voltaje de salida generado es sincronizado en frecuencia, voltaje y fase, al voltaje de entrada del dispositivo, y es usado como una fuente de respaldo cuando el dispositivo no cuenta con energía eléctrica a su entrada. En caso de una falla en el suministro eléctrico, la carga a las baterías se detiene y el voltaje proporcionado por ellas entra en operación para generar un voltaje de salida a la carga en el dispositivo, operando en estado de Espera. Cuando el suministro de voltaje a la entrada se restaura, comienza automáticamente a operar el estado normal y nuevamente se provee de carga a las baterías.

El propósito de esta aplicación es a partir de las necesidades cotidianas del ser humano en su interacción con el hogar y la oficina, tratando de innovar herramientas que nos permitan el uso frecuente de dispositivos electrónicos sin la dependencia del suministro de energía o de las posibles fallas en los sistemas eléctricos que nos proveen la energía comercial en nuestra vivienda o zona de trabajo. Y por último, explicar la arquitectura y operación de un UPS a nivel electrónico y las tecnologías que se emplean en su construcción.

Pretendemos abarcar una amplia gama de aplicaciones, sin embargo nuestro principal enfoque es en los dispositivos electrónicos que tengan un consumo bajo en potencia. Definimos baja potencia a todo aquel elemento que no produzca una potencia mayor o

igual a 30[W] como carga para poder funcionar adecuadamente, brindando un mayor tiempo de respaldo, y teniendo como tipo de aplicaciones dentro de este parámetro de operación:

- Dispositivos Tecnológicos: Accesorios que operen con su propio adaptador AC-DC, tales como teléfonos inalámbricos, radio despertadores, televisiones y DVD portátiles, monitores para bebé, radiograbadoras, depiladoras/rasuradoras eléctricas, reproductores y dispositivos de audio, cargadores de teléfonos celulares, etc.
- Dispositivos de Iluminación: Lámparas de pie y mesa con focos ahorradores y tubos fluorescentes, entre otros.
- Dispositivos Computacionales: Módems para redes inalámbricas y routers ADSL.

Por otro lado, enfocamos una línea de investigación en alternativas de aplicación para nuestro dispositivo, generando una interface entre fuentes de energía renovables, como es el caso de la energía solar y la red eléctrica comercial. Adecuando el UPS a la tecnología solar, con la disponibilidad de acondicionar el dispositivo en búsqueda de más medios de recarga de energía a la batería interna, propiciando una menor dependencia a las fuentes energéticas convencionales.

El UPS representa lo más fino en conversión de energía actualmente. Utilizando tecnología de semiconductores, es una aplicación que funge como nuevo estándar en diseños de electrónica de potencia, reduciendo costos y multiplicando su potencialidad de aplicaciones.

## 2.1 Sistema de Energía Ininterrumpida (UPS).

El UPS consiste de un circuito de protección a la entrada para prevenir descargas eléctricas, subidas y bajadas de tensión que puedan provocar el daño de algún dispositivo o mal funcionamiento de nuestro sistema. De igual modo, el UPS tiene sistemas de conversión de energía controlados por una Modulación de Ancho de Pulso, o también conocido como controlador de PWM, que es un dispositivo semiconductor cuya función es generar un tren de pulsos que se suministrará a los sistemas de conversión de energía en repetición de series de pulsos encendidos y apagados. El tiempo de encendido es el tiempo durante el cual el suministro de DC es aplicado a la carga, y el tiempo de apagado es el periodo durante el cual se apaga el suministro, con ciclo de trabajo y frecuencia nominal definidos con respecto a las características de la señal de entrada.

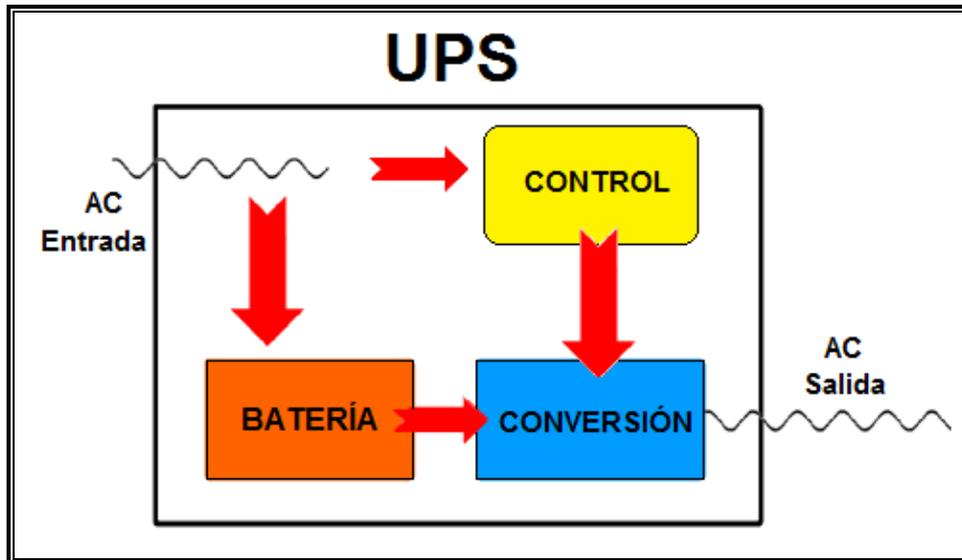
Para que el sistema pueda mantener el suministro de voltaje a la carga, éste se somete a una serie de conversiones de energía y procesos electrónicos, donde las cuatro principales formas de conversión son:

- Rectificación de voltaje AC a voltaje DC
- Conversión de voltaje DC a voltaje AC
- Conversión de voltaje DC a voltaje DC
- Conversión de voltaje AC a voltaje AC

Los circuitos electrónicos de conversión que trataremos en este apartado son: la Rectificación de voltaje con diodos en un arreglo de puente, para lograr una rectificación de onda completa; la conversión de DC a DC, con el Convertidor de bajada de voltaje con topología tipo Flyback y el Convertidor de subida de voltaje con topología tipo Boost, con tres elementos comunes en sus estructuras como son un transistor, un inductor y un diodo pero con diferentes arreglos que definen su topología. La principal diferencia entre estas topologías es que el Boost tiene un voltaje de salida más alto que su voltaje de entrada, y el Flyback puede tener un voltaje de salida más alto o menor que su voltaje de entrada; y por último, la conversión de DC a AC, con el Dispositivo Inversor en un arreglo de transistores tipo Puente H, cuya función es generar una onda semi-sinusoidal a la salida del UPS, siendo esta señal de tipo comercial para cualquier aplicación dentro de sus parámetros de salida definidos, como son: el voltaje nominal, la potencia máxima de salida, el tiempo aproximado de respaldo energético y el rango de temperaturas de operación.

Existen diferentes modos de control para los circuitos de conversión dentro de un UPS, siendo el más común el de modulación de ancho de pulso (PWM). Estos se basan en parámetros censados dentro del mismo dispositivo, produciendo un voltaje o corriente de salida constante. Cuando la corriente circula a través de un transformador o inductor, la salida demanda más potencia, entonces el controlador permite que entre más corriente al elemento magnético. Y a la inversa, si la entrada de tensión cambia rápidamente, esto es detectado inmediatamente por el controlador y responde

manteniendo el nivel de salida requerido. La frecuencia de operación es controlada por un oscilador, definiendo el comienzo de cada ciclo de trabajo. Esta forma o método de control provee una excelente respuesta transitoria, esto es el tiempo que tarda en responder a los cambios de salida o entrada de nuestro dispositivo UPS. Por otro lado, esto también nos ayuda a tener mayor eficiencia en la protección de los convertidores, respondiendo rápidamente ante posibles cortocircuitos y sobrecargas transitorias sin fallas.



*Fig. 1.1 Diagrama de Bloques de un Sistema de Energía Ininterrumpida.*

El término “Ininterrumpible” en el UPS implica que el sistema nunca debe fallar; sin embargo, al ser este un sistema eléctrico como cualquier otro, pueden ocurrir fallas en algún momento. El diseño y la construcción de los circuitos de control para un UPS requieren de un análisis analógico, digital y magnético de circuitos y dispositivos eléctrico–electrónicos, así como el procesamiento de señales digitales.

La eficiencia de las conversiones de energía dentro del sistema UPS dependen de los componentes en su estructura como son los dispositivos de almacenamiento de energía (Transformador e Inductor) con los cuales se genera la conversión para las topologías Flyback y Boost, respectivamente; de la confiabilidad de los elementos que definen el funcionamiento del puente H, de las características de los transistores que componen su estructura, y del tipo de carga aplicada a la salida del sistema. En términos generales, la eficiencia del UPS está en función de la energía de consumo para hacer su trabajo, manteniendo un voltaje de salida factible para la operación estándar de ciertos equipos o dispositivos electrónicos y lo más parecida al valor de la corriente comercial, así como un respaldo energético de baterías durante las interrupciones de la red eléctrica.

El tiempo de respaldo de energía (Baterías) dependerá de la carga que se le este demandando al UPS a la salida y del tiempo de recarga de energía con la cuál este operando en ese momento la batería del sistema; Para demandar el tiempo máximo de respaldo de energía del UPS, las baterías deberán estar cargadas en su totalidad y el

dispositivo conectado a la salida del sistema, deberá demandar una carga promedio menor o igual a su máxima capacidad (30[W]). Luego entonces, la eficiencia energética de un UPS se puede expresar como la diferencia entre la cantidad de energía que entra y la cantidad de energía que sale. En un sistema UPS, una cierta cantidad de energía se pierde en forma de calor cuando pasa a través de los componentes internos (Transformador, Rectificador, Inversor, Inductor, etc.), y principalmente estas pérdidas se deben por el encendido y apagado de ciertos dispositivos electrónicos en las etapas de potencia, como son los transistores, y en las etapas de control de frecuencia y dispositivos magnéticos, como es el transformador.

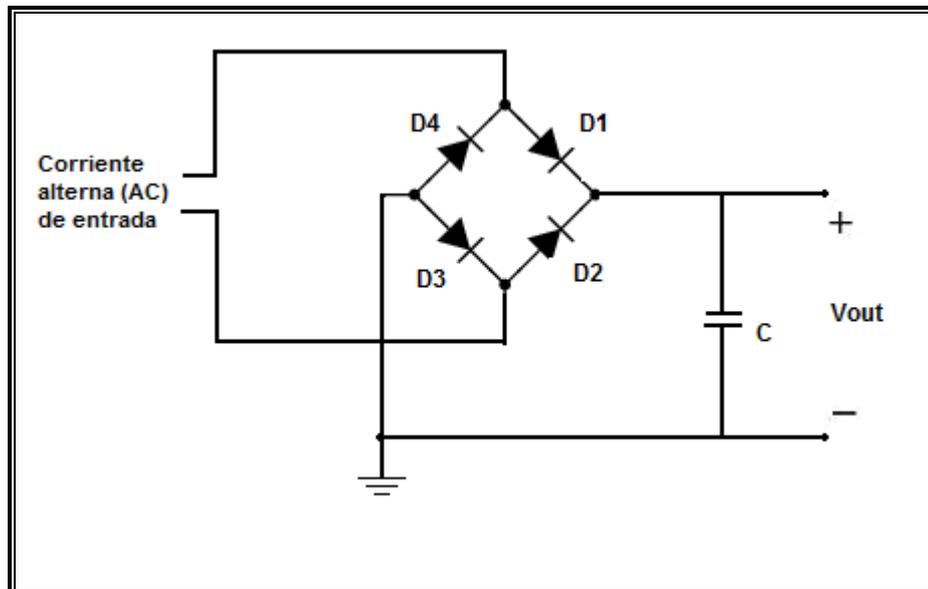
La confiabilidad del sistema está definida por la probabilidad de que el sistema no fallé bajo las condiciones dadas a cumplir en un determinado periodo de tiempo y, es una función de los componentes seleccionados, el ambiente de operación, funcionamiento apropiado y mantenimiento del UPS.

## 2.2 Rectificación y protección.

### 2.2.1 Puente Rectificador de Diodos.

La corriente eléctrica que las compañías distribuyen a nuestras casas, comercios u otros sectores es de tipo alterna (AC). La corriente alterna es una componente eléctrica en la que su magnitud y dirección varían cíclicamente en un periodo de tiempo. Para que los dispositivos electrónicos u otras aplicaciones puedan funcionar adecuadamente, es necesario que la corriente alterna sea sometida a una conversión de corriente, obteniendo como resultado corriente de tipo continua o directa (DC), en la que su magnitud y dirección son constantes. Existen diferentes circuitos electrónicos para realizar esta operación, el arreglo de diodos tipo puente es uno de ellos, formando un circuito rectificador de onda completa.

El puente rectificador de diodos es un arreglo de cuatro diodos para el manejo y direccionamiento de la corriente, el cual tiene la estructura que se muestra en la siguiente figura:



*Fig. 1.2 Puente Rectificador de Diodos.*

La señal de corriente alterna tiene una componente positiva y una negativa, luego entonces se definen dos estados de conducción en el puente rectificador de diodos. Para el semiciclo positivo, los diodos D1 y D3 se encuentran encendidos con lo cual conducen y permiten el paso de la corriente y la tensión es positiva, mientras que D1 y D4 están apagados. Para el semiciclo negativo, los diodos D2 y D4 se encuentran encendidos permitiendo el paso de la corriente, donde la tensión de la señal se somete a un cambio de polaridad pasando a ser negativa, mientras tanto D1 y D3 están apagados. Al voltaje de salida ( $V_{out}$ ) en las terminales del capacitor se le llama tensión de rizado. La magnitud de este rizado dependerá del valor de la resistencia de carga y al valor del capacitor. En cada semiciclo se entrega corriente a través de los diodos al capacitor C, esto sucede mientras la onda aumenta su valor hasta llegar a su valor pico (valor máximo), luego entonces este valor descende, entonces el capacitor entrega la

corriente a la carga y se descarga a su vez. Si el capacitor es grande significa menos rizado, pero aún cumpliéndose esta condición, el rizado podría ser grande si la resistencia de carga es muy pequeña. La señal de salida tiene la forma de una onda rectificada completa como se muestra en la Figura 1.3. Esta salida es pulsante y para mantenerla constante se coloca un capacitor a la salida del puente rectificador, el cual se carga y descarga durante cada ciclo de la señal.

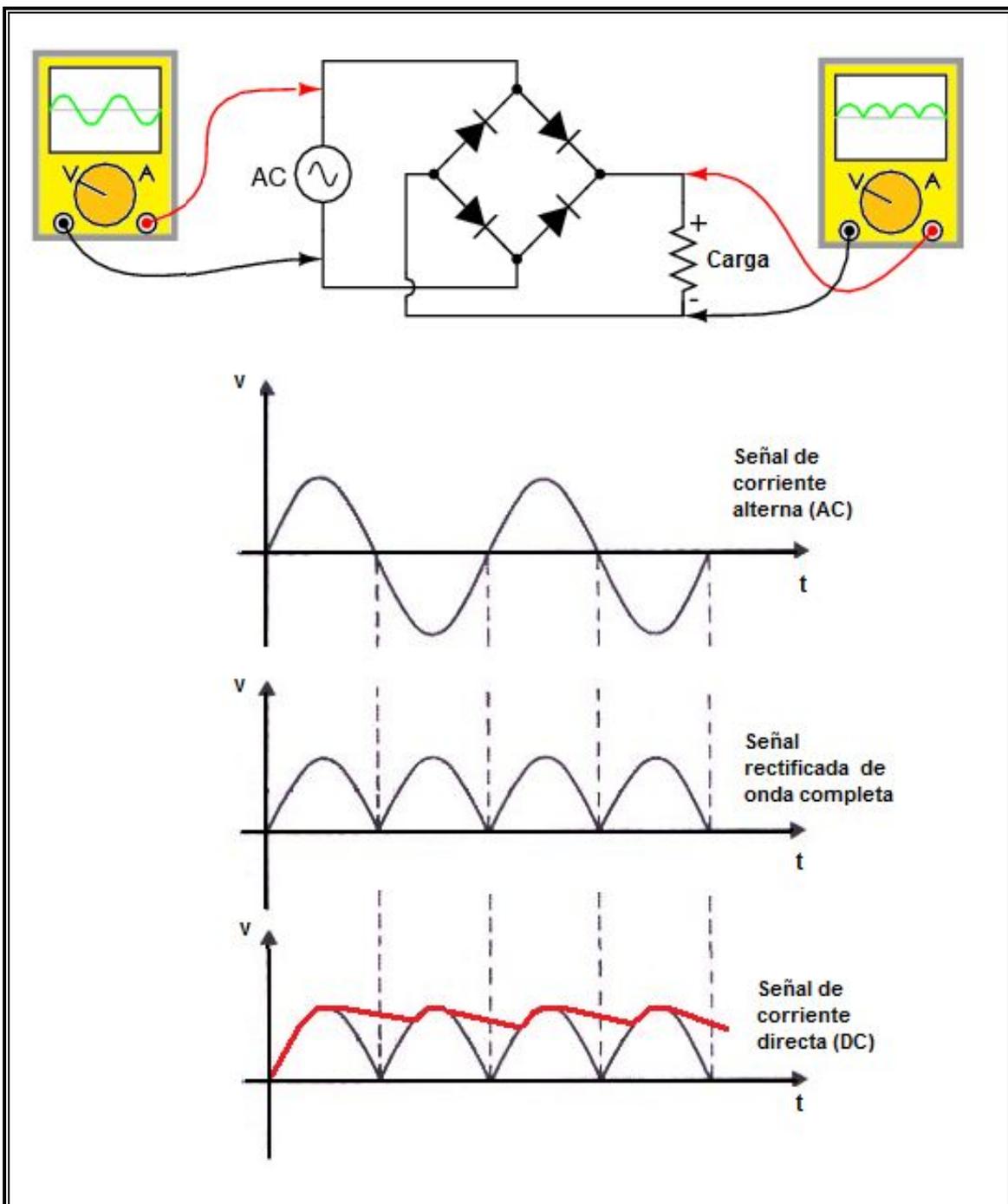
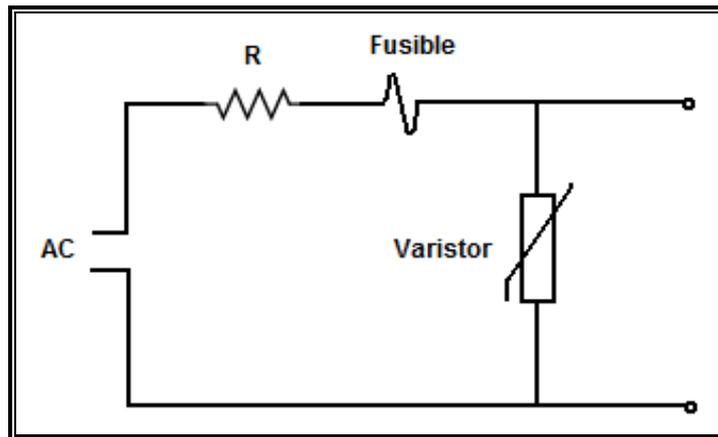


Fig. 1.3 Señal rectificada de onda completa. <sup>(1)</sup>

### 2.2.2 Circuito de Protección.

En los circuitos electrónicos, así como en cualquier instalación eléctrica, se debe dotar de una serie de protecciones que los hagan seguros y eficientes ante cualquier elevación brusca en la intensidad de la corriente, provocada por perturbaciones en la red eléctrica o incrementos excesivos de calor dentro del sistema. Un UPS debe de estar protegido de los impactos de sobre cargas, elevaciones de voltaje y corto circuitos. Para lograr alta protección, existen diferentes dispositivos, los cuales permiten desarrollar estructuras como la mostrada en la siguiente figura:



*Fig. 1.4 Circuito de protección.*

En la figura 1.4 se muestran los elementos que actúan como protección de nuestro circuito electrónico. Un elemento resistivo y un fusible en serie para el control de sobre cargas y cortocircuito; así como, un varistor en paralelo como el dispositivo encargado del control de altas de voltaje.

Se denomina cortocircuito a la unión de dos partes en un circuito eléctrico, con una diferencia de potencial electrónico entre sí, sin ninguna impedancia eléctrica entre ellos. El fusible es el dispositivo utilizado para la protección de cortocircuito, permitiendo el paso de la corriente mientras ésta no supere un valor establecido. Si el valor de la corriente que pasa, es superior a éste, el fusible provoca una abertura en el circuito impidiendo el paso de corriente al sistema o circuito electrónico. Los fusibles deben de tener la capacidad de conducir una corriente ligeramente superior a la que supuestamente se destruyen. Esto con el propósito de permitir picos de corriente que son normales en algunos equipos. Estos picos de corriente son valores ligeramente por encima del valor aceptable y que duran muy poco tiempo.

Al seleccionar un fusible, es necesario estimar la corriente de falla, la cual está en función de una característica de los fusibles y definida por un parámetro conocido como  $I-t$ , el cual nos define que para que la protección sea efectiva el tiempo que tarda en actuar la protección debe ser menor al tiempo de calentamiento del conductor, donde la característica  $I-t$  del dispositivo debe estar por debajo del  $I-t$  del conductor para todas las cargas posibles, de igual forma el fusible debe conducir en forma continua la corriente. La condición teórica de protección frente a sobrecargas se

dificulta por que normalmente no se conoce la característica I-t admisible de los conductores. Existen normas y criterios para verificar las características de protección de diferentes fusibles a partir de curvas que relacionan la corriente, temperatura, y tipos de materiales del conductor en un fusible, como ejemplo de ello la siguiente gráfica:

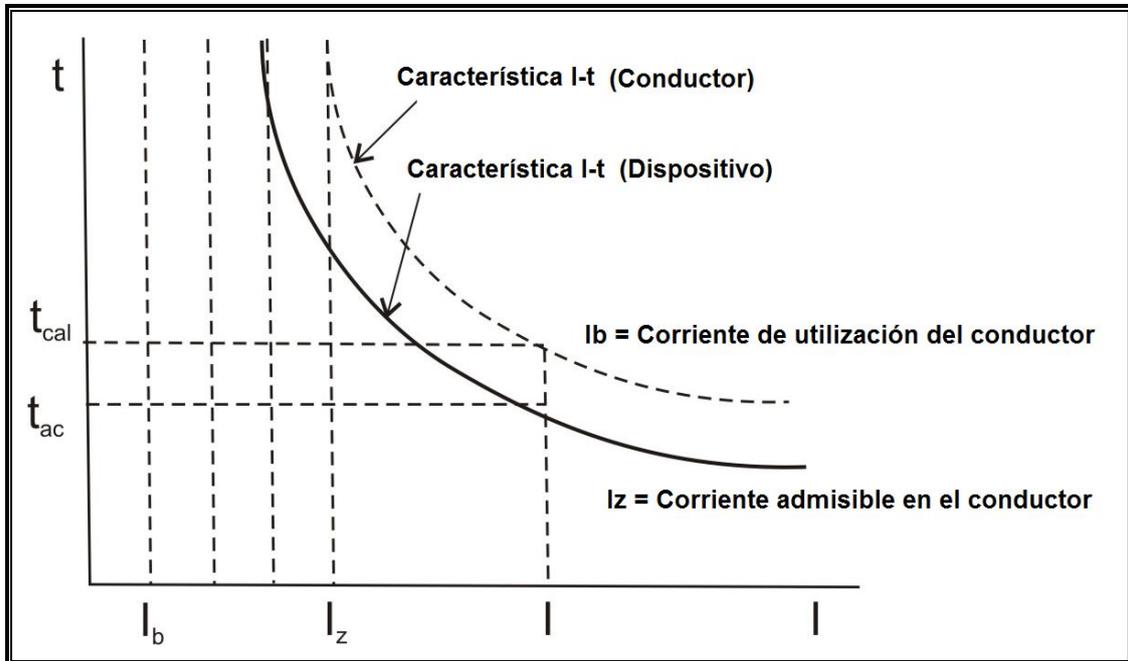


Fig. 1.5 Curva del parámetro I-t de un fusible. (2)

Para el cálculo de un fusible a la entrada del UPS, también dependemos del voltaje de entrada y la potencia total que puede suministrar el transformador. La potencia del transformador está en función de la carga conectada a la salida del UPS y el voltaje de entrada depende de la corriente que circula a la entrada de nuestro dispositivo. La intensidad de corriente de la señal de entrada al UPS es variable en función del tiempo, luego entonces tenemos que basarnos en su valor eficaz, el cual se define por:

$$(I_{ef}) = \sqrt{\left(\frac{1}{T}\right) \int_{t_0}^{(t)+t_0} i^2(t)(dt)}$$

Donde T: Es el periodo de la señal de entrada.

Esta expresión es válida para cualquier forma de onda. En un UPS el voltaje de entrada es una corriente alterna de tipo sinusoidal (red eléctrica comercial), con una amplitud máxima o de pico ( $I_{max}$ ), con lo cual el valor eficaz de la intensidad de corriente se simplifica y se define de la siguiente forma<sup>(3)</sup>:

$$(I_{ef}) = \frac{I_{max}}{\sqrt{2}}$$

De igual forma, el circuito de protección cuenta con una resistencia eléctrica como oposición y limitación de corriente a la entrada, atenuando o frenando el libre flujo de circulación de las cargas eléctricas. Las sobrecargas traen consigo un exceso en la intensidad de corriente de un circuito, debido a un defecto de aislamiento, o bien a una demanda excesiva de carga conectada al dispositivo. Una sobrecarga no protegida genera siempre un cortocircuito.

El varistor es un elemento no-lineal, cuyo valor de resistencia decrece con el incremento del voltaje al circuito. Un varistor elimina dentro de un circuito electrónico la alta tensión que puede ser producida por energías transitorias o ruido eléctrico en líneas de potencia. Cuando aparece algún transitorio, el varistor lo absorbe cambiando su resistencia de un valor alto a otro valor muy bajo con un tiempo de respuesta instantánea y un alto grado de aislamiento, protegiendo así los componentes sensibles del circuito. Existe una amplia gama de varistores, para distintos rangos de voltaje, que van desde los 14 a 550[V<sub>rms</sub>], y con una capacidad de absorción de energía diferente a partir de las dimensiones del componente.

## 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<sup>(4)</sup>. 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<sup>(5)</sup>:

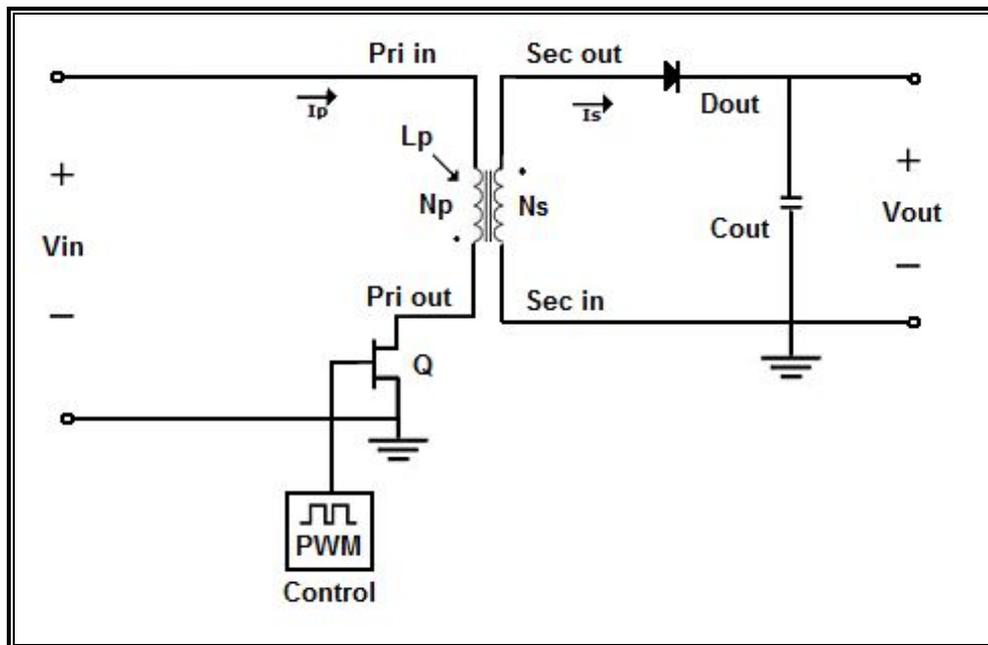


Fig. 2.1 Convertidor Flyback.

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<sup>(6)</sup>:

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

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<sup>(4)</sup>:

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

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:

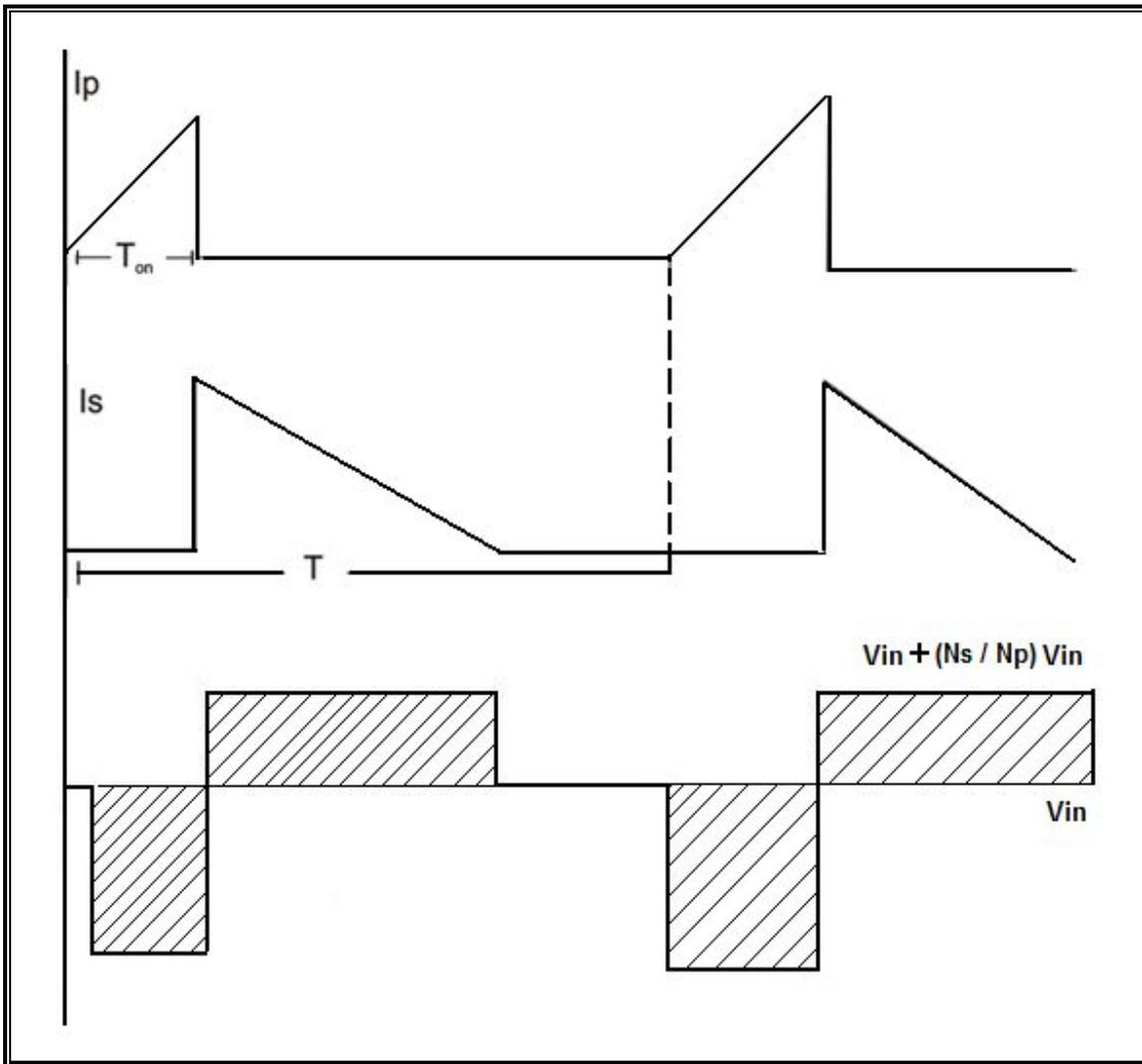


Fig. 2.2 Formas de Onda del Convertidor Flyback en modo discontinuo. <sup>(7)</sup>

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:

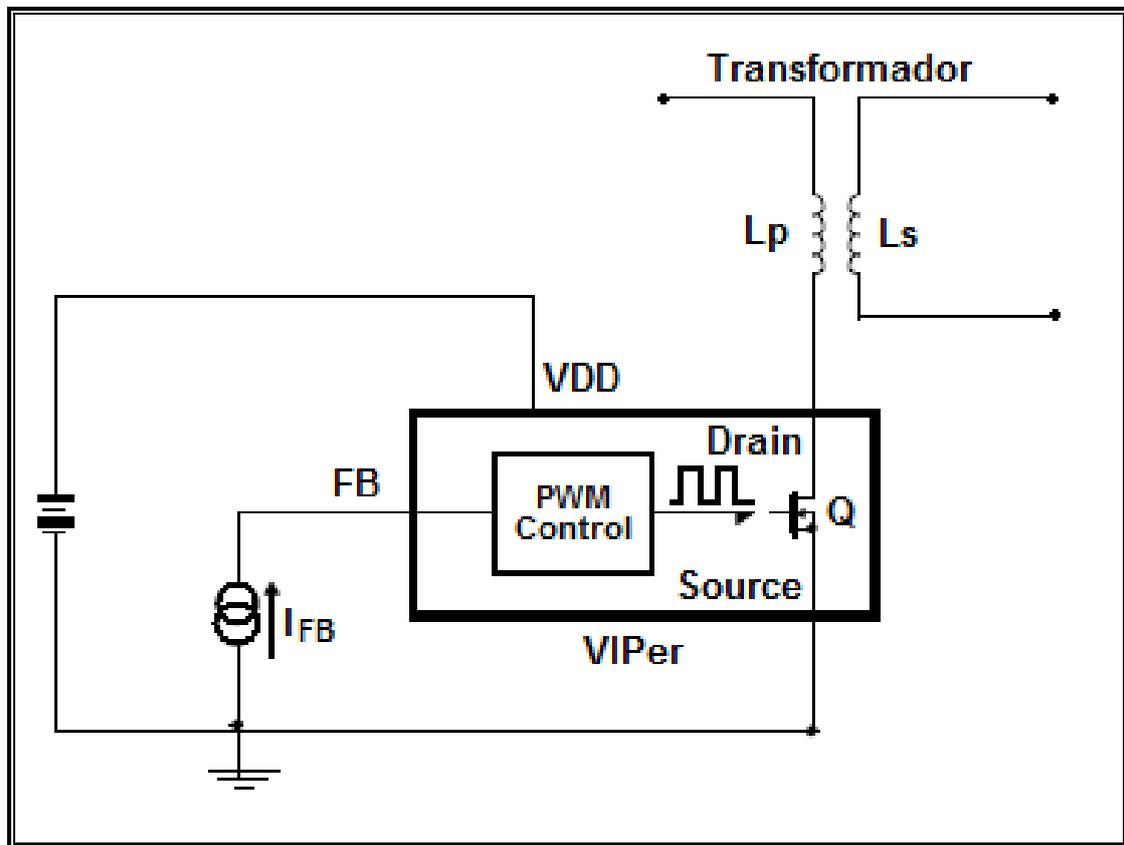


Fig. 2.3 Control de Transformador mediante Viper. <sup>(8)</sup>

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:

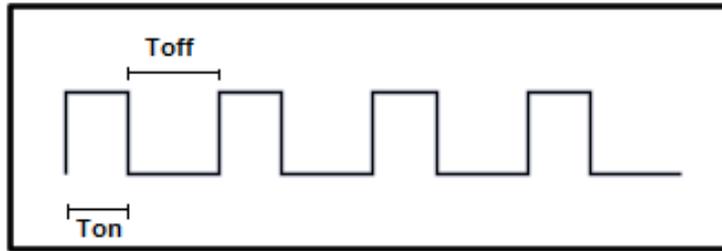


Fig. 2.4 Señal de PWM.

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.

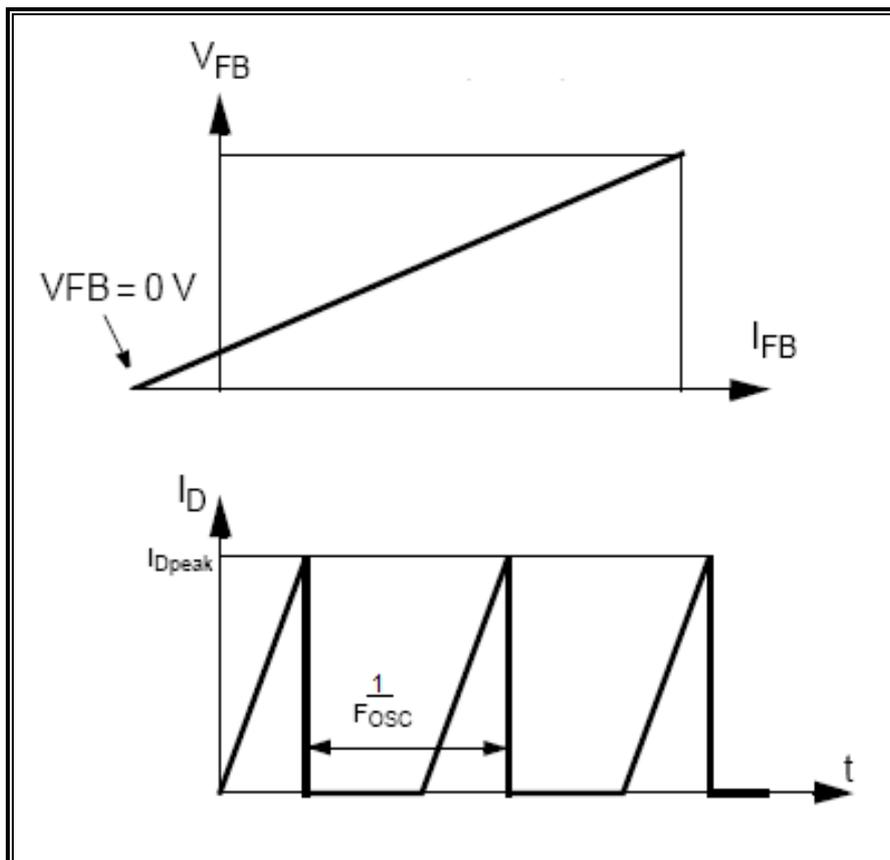


Fig. 2.5 Limitación de corriente en el drain por retroalimentación. <sup>(9)</sup>

### 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.

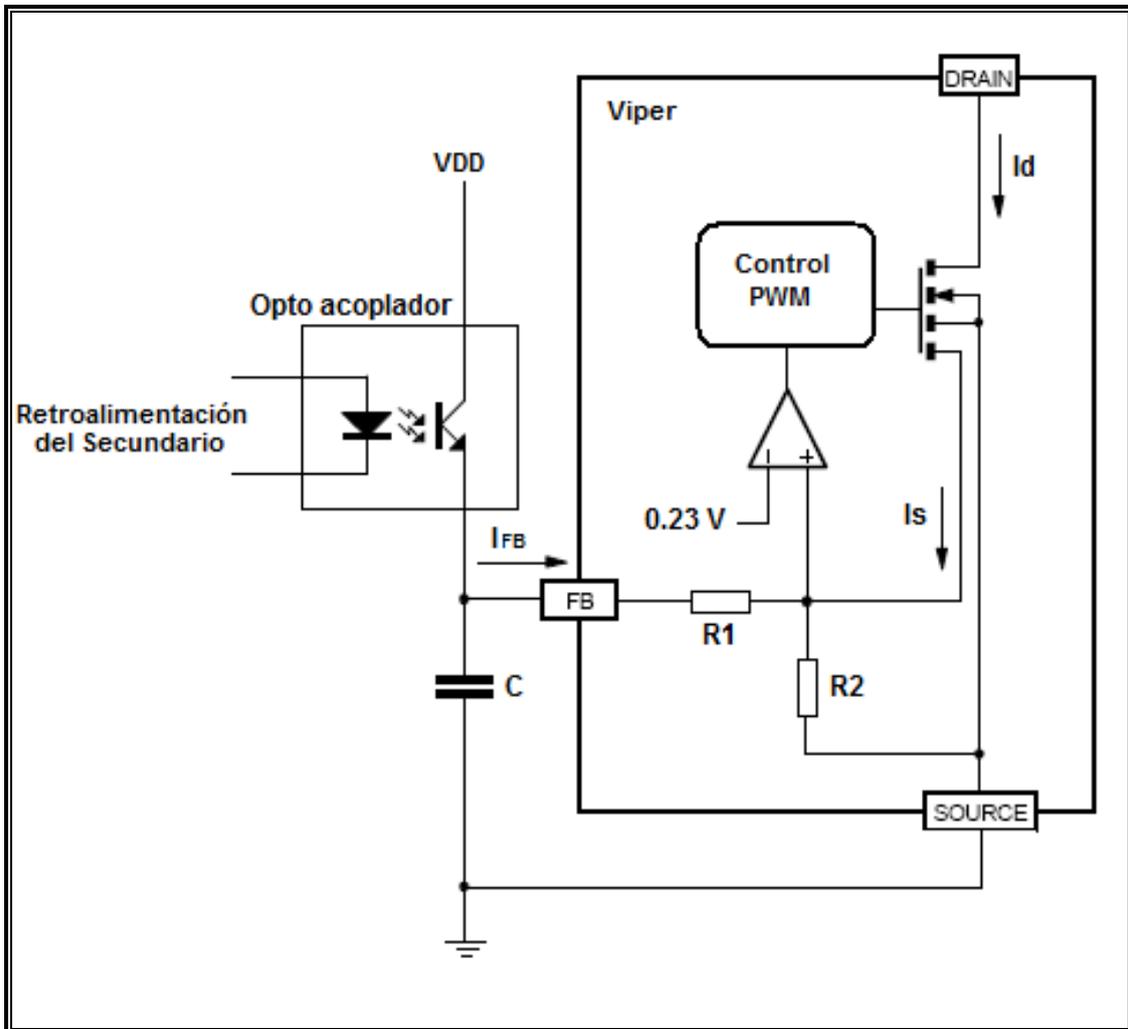


Fig. 2.6 Estructura del control de corriente. <sup>(10)</sup>

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<sup>(11)</sup>:

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

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

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<sup>(13)</sup>:

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

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.

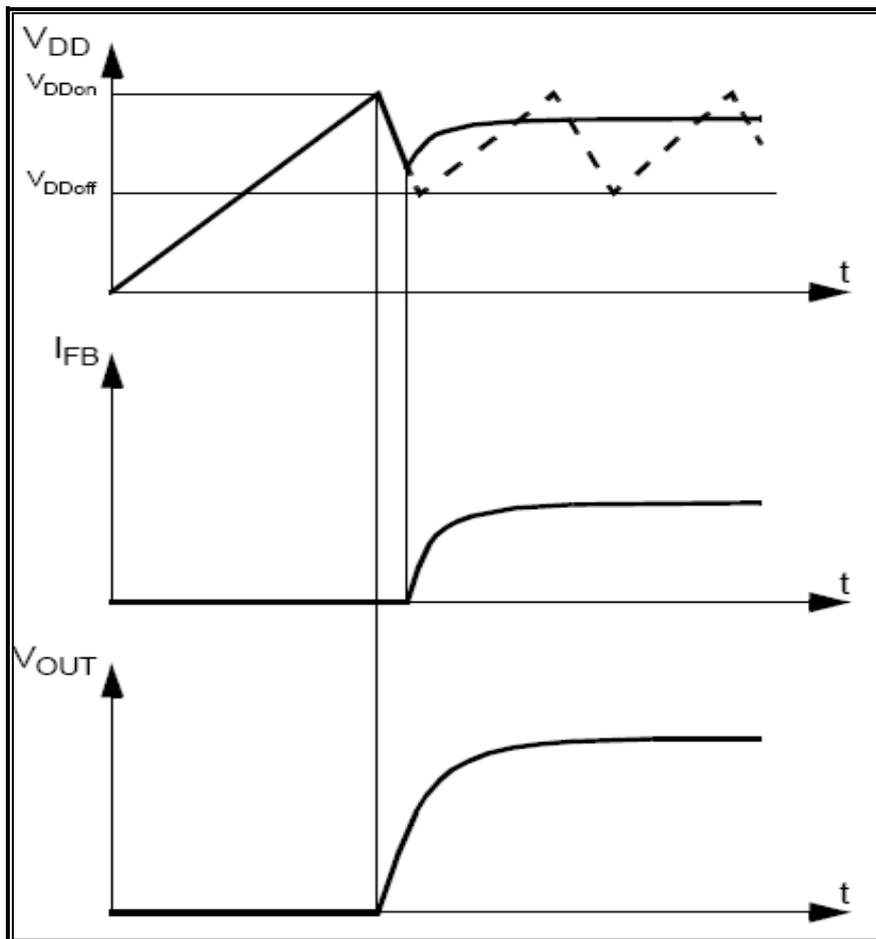


Fig. 2.7 Secuencia del Start up. <sup>(14)</sup>

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:

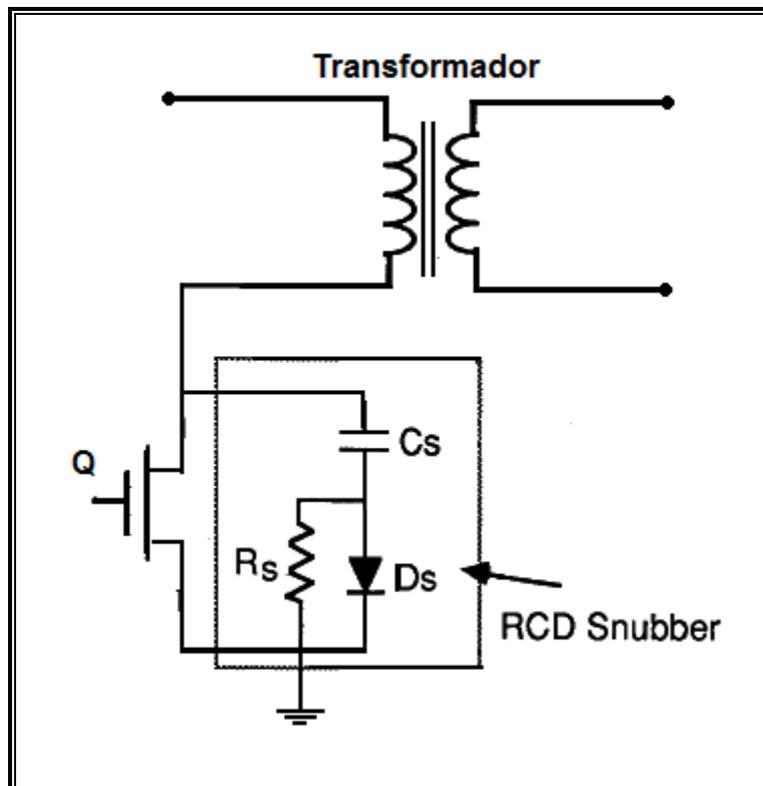


Fig. 2.8 Snubber RCD. <sup>(15)</sup>

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:

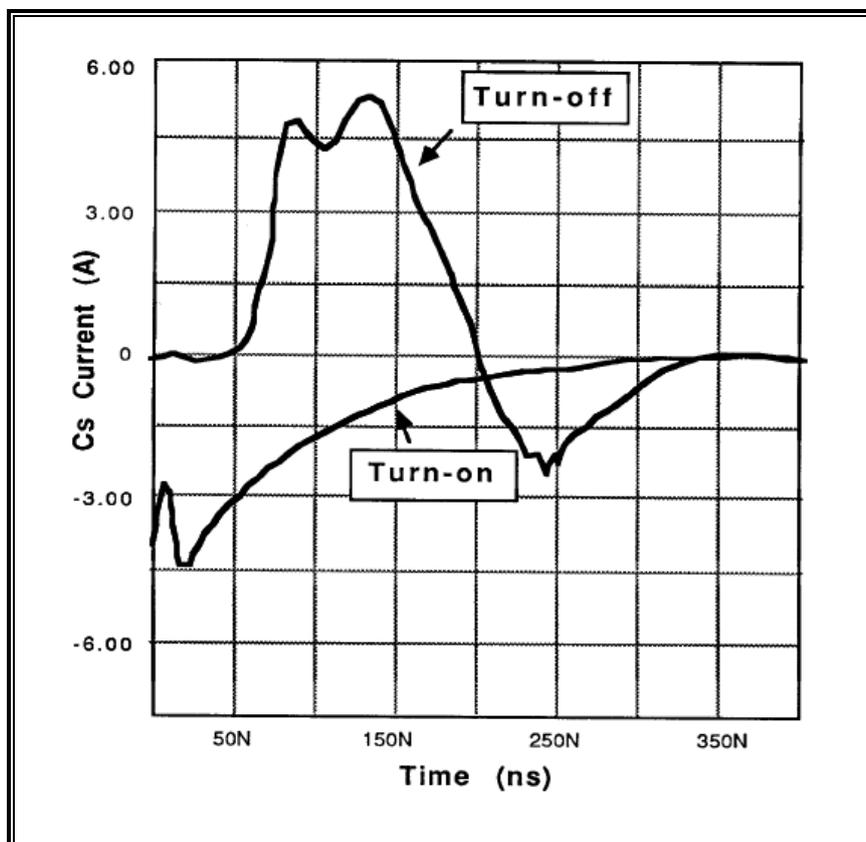


Fig. 2.9 Gráfica de la corriente de  $C_s$  en función del tiempo. <sup>(16)</sup>

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<sup>(17)</sup>.

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

$$R_s = \frac{t_{on}(\text{min})}{3C_s}$$

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<sup>(18)</sup>:

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

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

$L_P$ : Inductancia en el primario

$V_{in}$ : Voltaje en el primario

$\Delta t$ : Tiempo de encendido de Q1

$\Delta I_P$ : 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<sup>(19)</sup>:

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

Donde  $t$ : Tiempo de encendido de Q1

$B$ : 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<sup>(20)</sup>:

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

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<sup>(21)</sup>:

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

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.

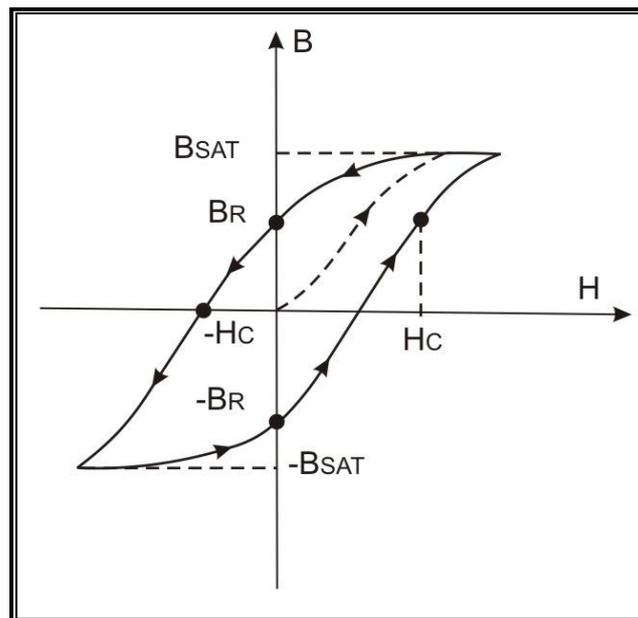


Fig. 3.1 Curva de Histéresis.

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.

Acercas 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 sature. El Air Gap esta define por<sup>(22)</sup>:

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

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

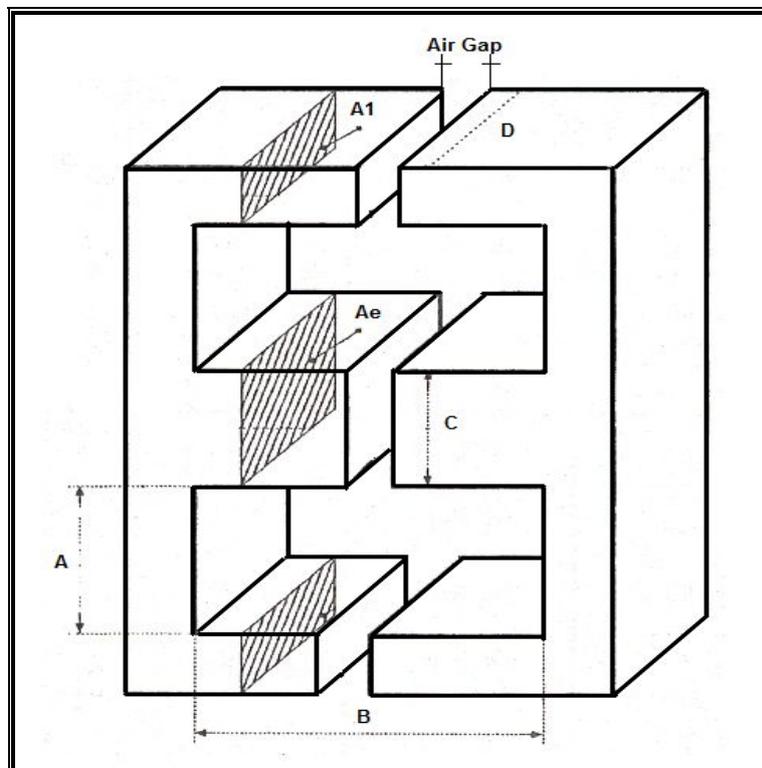


Fig. 3.2 Núcleo geométrico EE para transformadores de poder. <sup>(24)</sup>

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.

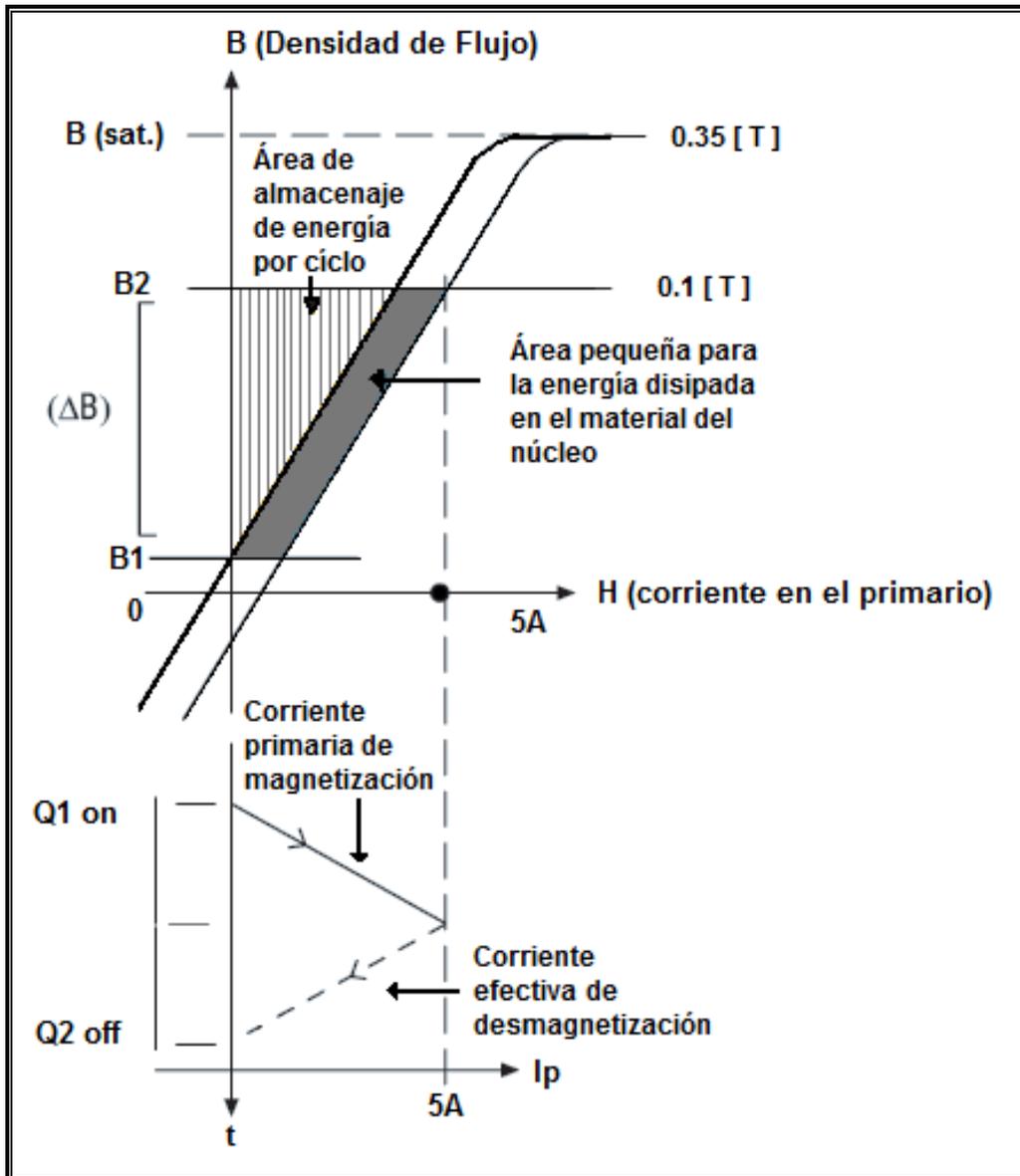


Fig. 3.3 Curva de Histéresis (B-H) en un núcleo con abertura (Gap).<sup>(23)</sup>

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 <sup>3</sup> 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.* <sup>(25)</sup>

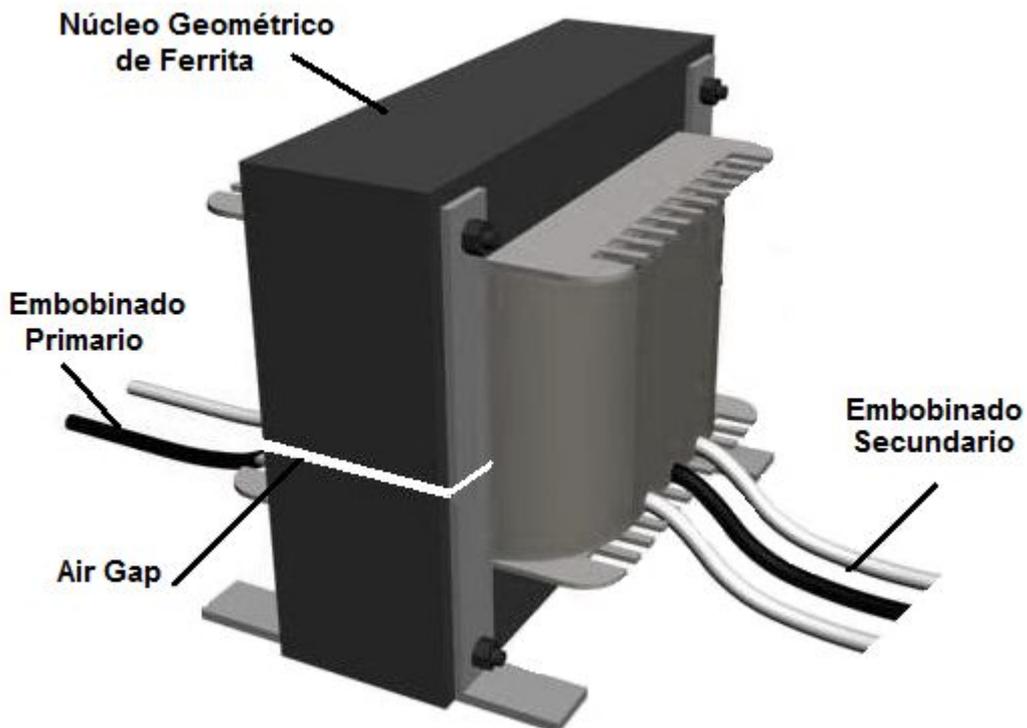
Para embobinar el transformador, el primario es fabricado usando la medida de un alambre con el calibre adecuado para llenar menos del 50% del área del carrete de la bobina y permitir el aislamiento. El resto del espacio es usado para enrollar el embobinado secundario. La selección de los alambres depende 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 <sup>2</sup>					
AWG N°	Diam. mm.	Area mm <sup>2</sup>	AWG N°	Diam. mm.	Area mm <sup>2</sup>
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.



## 2.4 Convertidor de Subida de Voltaje.

### 2.4.1. Topología Boost.

La topología Boost es un convertidor de potencia, el cual genera una tensión continua mayor que la de su entrada y consiste de cuatro elementos principales: Un interruptor de potencia, un diodo rectificador, un inductor, y un filtro capacitivo. El inductor (L) es colocado en serie con el voltaje de entrada  $V_{dc}$  y un transistor de potencia tipo Mosfet (Q), alimentando al capacitor (C) a través del diodo rectificador (D). La topología Boost es un convertidor de energía DC-DC, su transferencia de energía es controlada mediante un PWM y su estructura en elementos es la siguiente:

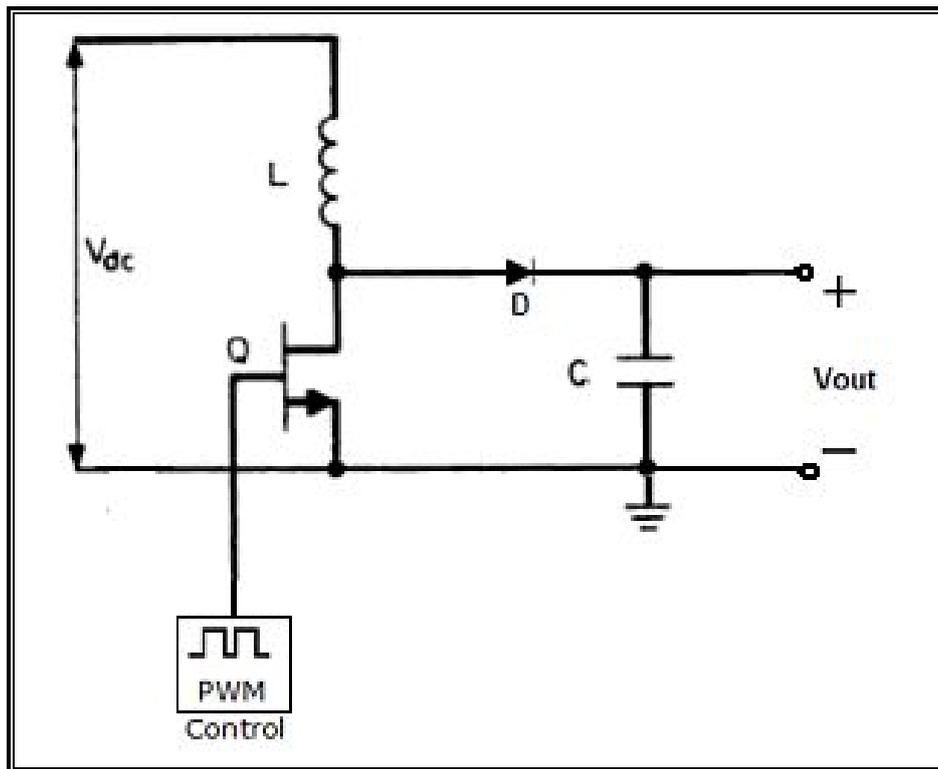


Fig. 3.6 Convertidor Boost. <sup>(26)</sup>

En la Fig. 3.6 se muestra la topología Boost. Cuando Q está encendido por un tiempo  $t_{on}$ , L se carga de energía y la corriente de salida es proporcionada enteramente por C, el cual es lo suficientemente grande para alimentar la corriente de carga con el mínimo de caída o pérdidas. Cuando Q está apagado, ya que la corriente en un inductor no puede cambiar instantáneamente, el inductor L invierte su polaridad para mantener la corriente constante, luego entonces L entrega su energía almacenada a C y este se carga por medio de D a un voltaje mayor que  $V_{dc}$ .

La salida de voltaje es regulada controlando el tiempo de encendido de Q en un lazo de retroalimentación negativa. Si la corriente de carga DC incrementa, el tiempo de encendido es automáticamente incrementado para entregar la mayor cantidad de energía requerida a la carga. Si  $V_{dc}$  decrece, y si  $t_{on}$  no fue cambiado, el pico de corriente, la energía almacenada en L y la salida de voltaje de DC disminuirían. La

técnica de conmutación de este regulador produce un voltaje mayor a su salida, a partir de un voltaje de entrada menor, por esta razón es también llamado Elevador de voltaje.

Cuando Q está encendido, D está polarizado inversamente y la corriente aumenta linealmente en L hasta llegar a un valor pico<sup>(27)</sup>:

$$I_p = \frac{(V_{dc})t_{on}}{L}$$

Esto representa una cantidad de energía almacenada:

$$E = 0.5(L)(I_p^2)$$

El lazo de retroalimentación negativa censa cualquier variación del voltaje de salida y aumenta  $t_{on}$  para mantener el voltaje constante. Las formas de onda resultantes y el modo de operación del convertidor Boost se muestran en la siguiente figura:

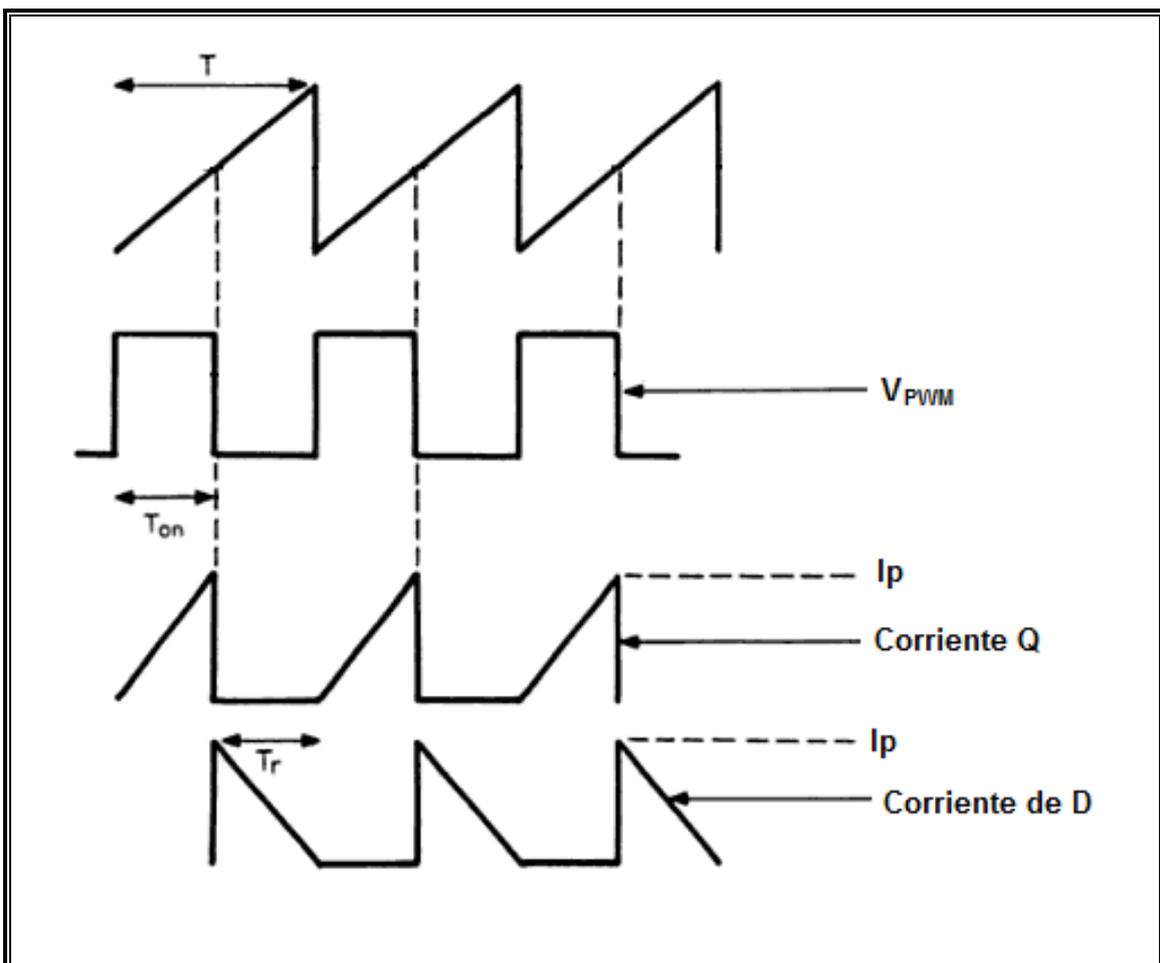


Fig. 3.7 Formas de onda del convertidor Boost. <sup>(28)</sup>

Si la corriente a través de D ha caído a cero antes del siguiente tiempo de encendido de Q, toda la energía almacenada en L durante el último tiempo de encendido de Q ha sido entregada a la carga de salida y el circuito opera en modo discontinuo. Un aumento de energía E entregado a la carga en un tiempo T representa potencia. De esta forma, la potencia a la carga desde L es:

$$P_L = \frac{\left[ \frac{1}{2} (L) (I_p^2) \right]}{T}$$

Durante el tiempo en el que la corriente de L empieza a caer a cero, la corriente fluye a través de  $V_{dc}$  donde también es entregada a la carga una cantidad de potencia  $P_{dc}$ , que es igual al promedio de la corriente en un periodo T durante el tiempo de apagado ( $T_r$ ), y se define como:

$$P_{dc} = V_{dc} \left( \frac{I_p}{2} \right) \left( \frac{T_r}{T} \right)$$

Luego entonces, el total de potencia entregada a la carga es:

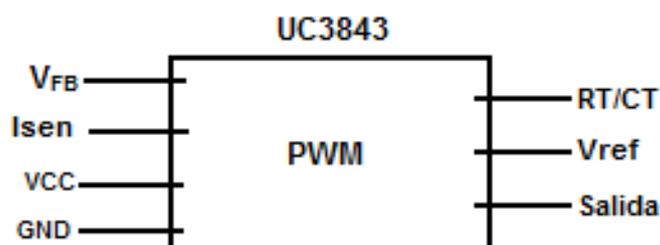
$$P_c = P_L + P_{dc}$$

Si el lazo de retroalimentación no ha tenido éxito en estabilizar la operación en el modo discontinuo, como  $V_{dc}$  decrece, el lazo de retroalimentación incrementa en  $t_{on}$  para mantener el voltaje constante. Como  $V_{dc}$  continua decreciendo,  $t_{on}$  es tan largo que la corriente a través de D decae hasta antes de llegar a cero y al siguiente tiempo de encendido, luego entonces el circuito se encuentra en modo de operación continuo.

#### 2.4.2 Control del Inductor mediante PWM.

El control y manejo del circuito Boost es mediante un PWM (Pulse Width Modulation), el cuál es un controlador de frecuencia y corriente para convertidores de DC-DC bajo la estructura de un componente electrónico, el UC3843 controller. Este circuito integrado ofrece un oscilador para el preciso control del ciclo de trabajo de la señal, un comparador para el censado de corriente, un amplificador de error de alta ganancia, y una salida muy alta de corriente totem pole<sup>(29)</sup> para el manejo de un MOSFET de potencia<sup>(30)</sup>.

La estructura del UC3843 se muestra en la siguiente figura:



Donde, el PWM tiene una corriente de sensado ( $I_{sen}$ ), un lazo de retroalimentación para el control del dispositivo (VFB), un voltaje de referencia ( $V_{ref}$ ) para la operación del comparador interno y un control de frecuencia y ciclo de trabajo ( $R_T/C_T$ ). La modulación por ancho de pulsos de una señal es una técnica en la que se modifica el ciclo de trabajo de una señal periódica, para controlar la cantidad de energía que se envía a una carga. El ciclo de trabajo de una señal periódica es el ancho relativo de su parte positiva en relación al período.

Expresado matemáticamente:

$$D = \frac{\tau}{T}$$

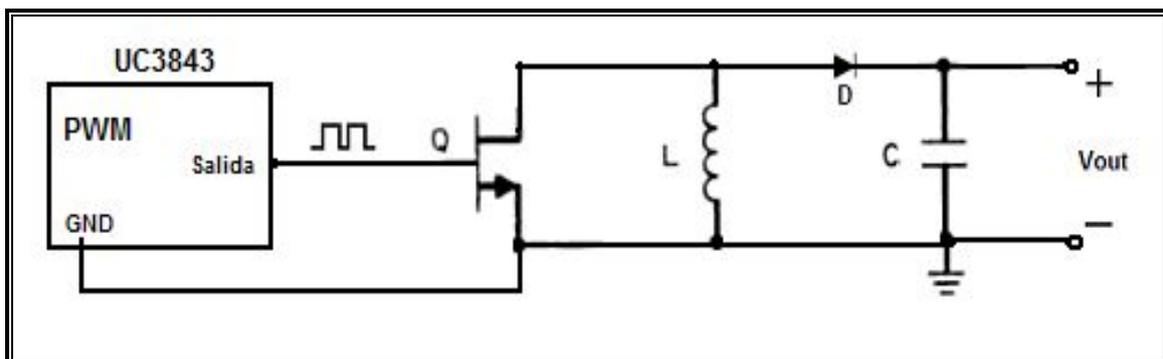
Donde  $D$  es el ciclo de trabajo

$\tau$  es el tiempo en que la función es positiva

$T$  es el período de la función

La señal de salida que genera el PWM es una señal periódica cuadrada, también conocida como un tren de pulsos, definiendo un tiempo de operación en alto (Nivel positivo de la señal) para un  $T_{on}$ , y un tiempo de operación bajo (Nivel negativo o nulo de la señal) para un  $T_{off}$ , y la cuál usaremos para la conmutación del convertidor Boost (Su forma de onda se muestra en la figura 3.8).

El almacenamiento y liberación de energía en el Inductor  $L$  es controlado mediante el PWM, y la estructura en componentes se expresa en la siguiente figura:



La señal de salida del PWM es conectada a la compuerta (Gate) del MOSFET de potencia ( $Q$ ) para controlar su operación; cuando la señal modulada del PWM está en  $T_{on}$ ,  $Q$  está encendido, y el inductor  $L$  se carga de energía. En el caso contrario, cuando la señal del PWM está en  $T_{off}$ ,  $Q$  está apagado, y el inductor  $L$  entrega su energía almacenada. Normalmente el inductor no tiene el tiempo suficiente para soltar toda su corriente a la carga antes del siguiente encendido de  $Q$ . De esta forma el PWM será el dispositivo electrónico que dirija la transferencia de energía del inductor dentro de la topología Boost.

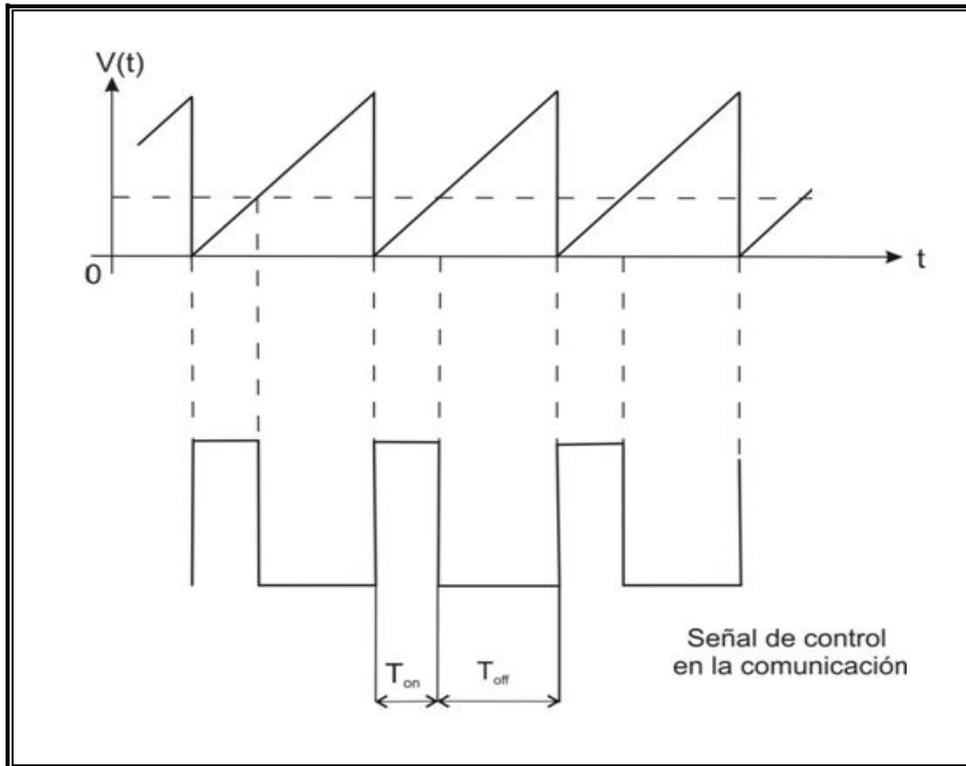


Fig. 3.8 Señal de control del PWM.

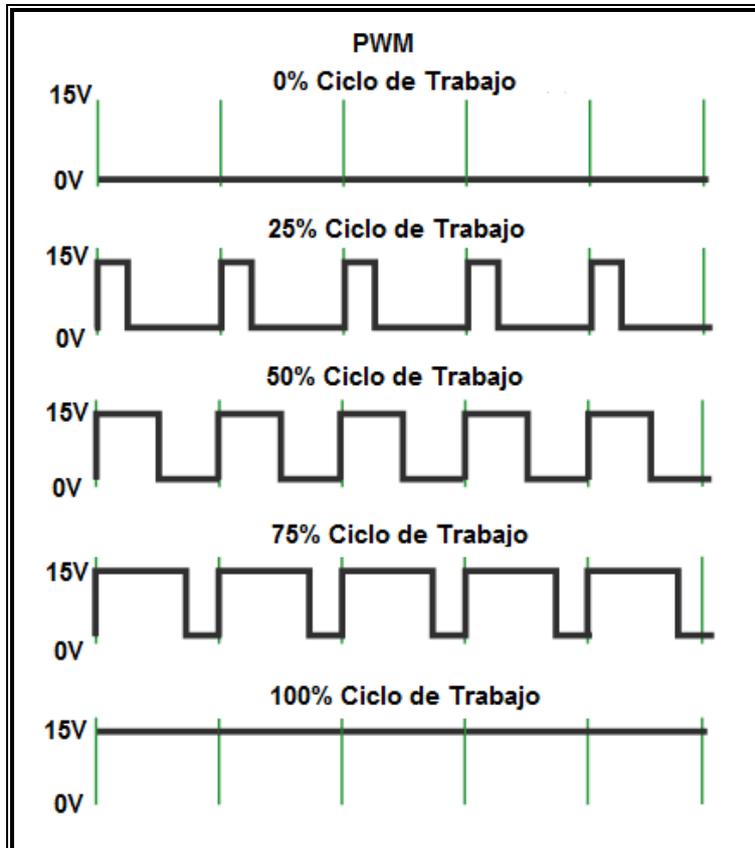


Fig. 3.9 Ciclo de trabajo del PWM.

### 2.4.3 Programación de Frecuencia de Oscilación y Ciclo de Trabajo del PWM.

La frecuencia de oscilación y el ciclo de trabajo del PWM son programables a partir de un pequeño filtro RC en las terminales  $R_T/C_T$  y  $V_{ref}$  del dispositivo UC3843. El capacitor  $C_T$  cronometra un oscilador, y es cargado por  $V_{ref}$  a través de  $R_T$  y descargado por una fuente de corriente interna en el PWM. Durante el tiempo de descarga, la señal del reloj interno borra la salida y la coloca a un estado bajo. La selección de  $C_T$  y  $R_T$  por consiguiente determina ambos parámetros, la frecuencia de oscilación y el máximo ciclo de trabajo, dicha configuración y formas de onda se muestran en la siguiente figura<sup>(31)</sup>:

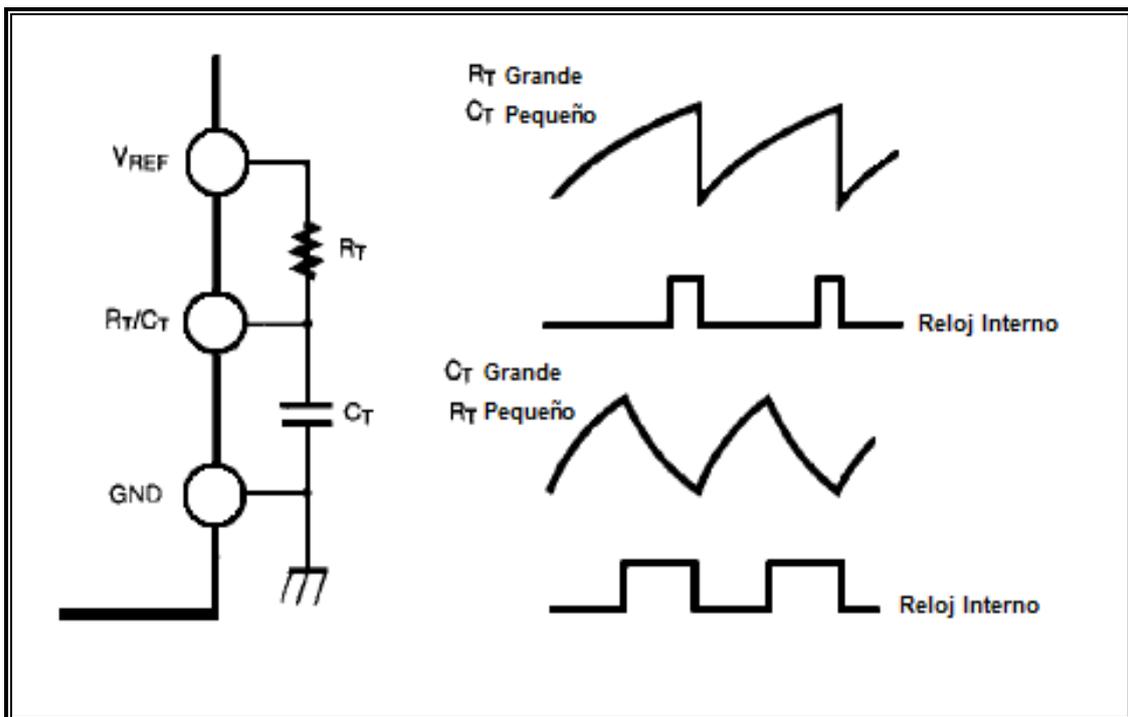


Fig. 4.1 Formas de onda del Oscilador y Máximo ciclo de trabajo. <sup>(32)</sup>

Los tiempos de carga y descarga son determinados por las siguientes ecuaciones<sup>(33)</sup>:

$$t_C = 0.55(R_T)(C_T)$$

$$t_D = R_T C_T \left( \frac{0.0063 R_T - 2.7}{0.0063 R_T - 4} \right)$$

Donde la Frecuencia es:  $f = (t_C + t_D)^{-1}$

Para  $R_T > 5K\Omega$ :  $f = \frac{1.8}{(R_T C_T)}$

#### 2.4.4 Selección adecuada del Transistor y Cálculo del Disipador.

Las potencias manejadas por los dispositivos semiconductores, transistores, reguladores de voltaje, etc., es en muchos casos de una magnitud considerable. Además, el problema se agrava teniendo en cuenta que el tamaño de tales dispositivos es muy pequeño, lo que dificulta la disipación del calor producido. Un cuerpo que conduce una corriente eléctrica pierde parte de energía en forma de calor por efecto Joule. En el caso de los semiconductores, se manifiesta principalmente en la unión PN, y si la temperatura aumenta lo suficiente, se produce la fusión térmica de la unión. Los dispositivos de potencia reducida, disipan el calor a través de su encapsulado hacia el ambiente, manteniendo un flujo térmico suficiente para evacuar todo el calor y evitar su destrucción.

En los dispositivos de más potencia, la superficie del encapsulado no es suficiente para poder evacuar adecuadamente el calor disipado. Por lo tanto, se recurre a la utilización de disipadores, que proporcionan una superficie adicional para el flujo térmico y ante los tipos de propagación como lo es la convección y conducción.

Las topologías empleadas en esta aplicación (UPS) y tratadas con anterioridad, usan por lo general, transistores de potencia tipo MOSFET. Los parámetros que hay que tomar en cuenta para la selección adecuada del transistor son el voltaje entre la unión [drain-source] ( $V_{DS}$ ), la corriente de drain ( $I_D$ ), y la resistencia que lo conecta con el source ( $R_{SD}$ ). Debido a que la topología Boost es un elevador de voltaje, necesitamos que el transistor sea capaz de procesar un voltaje alto de  $V_{DS}$  y una resistencia mínima en  $R_{SD}$  para minimizar las pérdidas por calor.

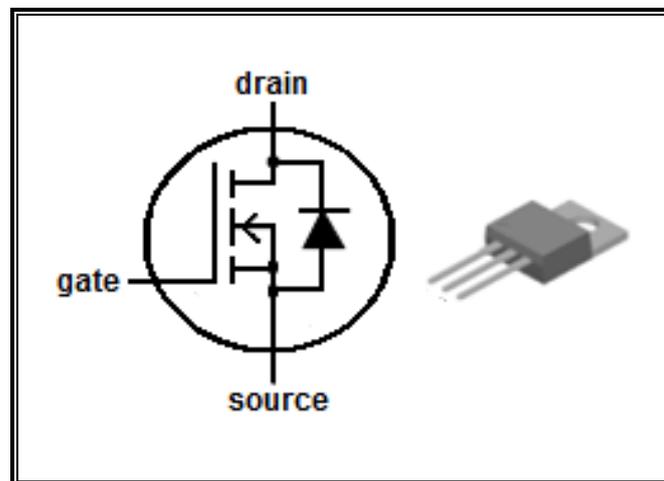


Fig. 4.2 Transistor MOSFET de poder. <sup>(34)</sup>

La mayoría de fabricantes de semiconductores proporcionan los datos suficientes para poder calcular el disipador que necesitamos, por ejemplo la temperatura máxima que puede alcanzar la unión del transistor. Esta temperatura no se deberá alcanzar en ningún caso, para no destruir el componente.

Normalmente el fabricante proporciona el rango de temperaturas al que opera el dispositivo e indica la temperatura máxima. Estos parámetros son la temperatura de unión ( $T_j$ ) y las resistencias térmicas ( $R_{th}$ ). El flujo de calor, desde la unión PN del transistor hasta el ambiente en el que opera tiene que atravesar varios medios, cada uno con diferente resistencia térmica, como se muestra en la figura 4.3, estas resistencias térmicas son:

- Resistencia unión–cápsula ( $R_{jc}$ )
- Resistencia cápsula–disipador ( $R_{cd}$ )
- Resistencia disipador–ambiente ( $R_{da}$ )

Para que un semiconductor disipe la potencia adecuada, hay que mantener la temperatura de la unión por debajo del máximo indicado por el fabricante.

El paso de la corriente eléctrica por un semiconductor, produce un aumento de la temperatura de la juntura o unión ( $T_j$ ). Para mantener la temperatura a un nivel seguro, tenemos que evacuar al exterior la energía calorífica generada por la unión, produciendo un flujo de energía calorífica de un punto a otro, generando una diferencia de temperaturas y logrando que el calor pase del punto más caliente al más frío. Cuando un circuito integrado funciona con una corriente apreciable, su temperatura de unión es elevada. Es importante cuantificar sus límites térmicos, para alcanzar el funcionamiento aceptable y la fiabilidad del dispositivo. Este límite es determinado por la suma de las partes individuales que generen una serie de cambios de temperatura en la unión del semiconductor de acuerdo con el medio ambiente.

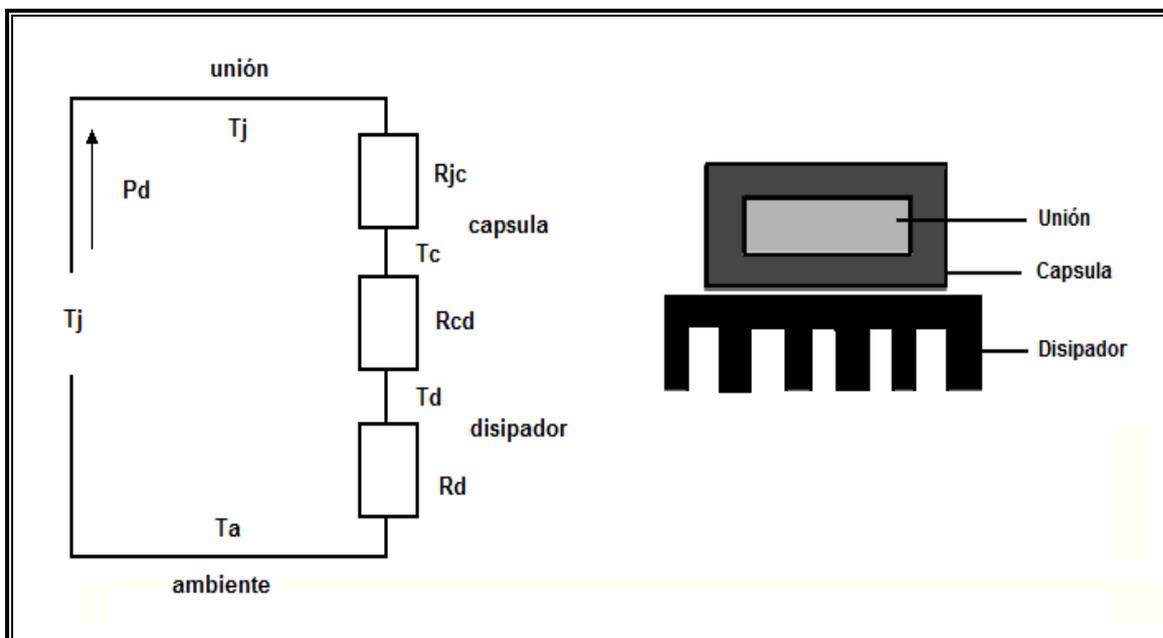


Fig. 4.3 Analogía térmica para el cálculo del disipador.

La resistencia  $R_{jc}$  viene dado en manuales y tablas, y depende de la construcción de la cápsula,  $R_{cd}$  depende del encapsulado y del aislamiento entre el componente y el disipador, y la resistencia  $R_{da}$ , es la que se debe de calcular.

Luego entonces, la temperatura se expresa de la siguiente forma:

$$T = T_j - T_a = W(R_{jc} + R_{cd} + R_{da})$$

Donde  $T_j$ : Temperatura de la unión

$T_a$ : Temperatura ambiente

$W$ : Potencia que disipará el componente

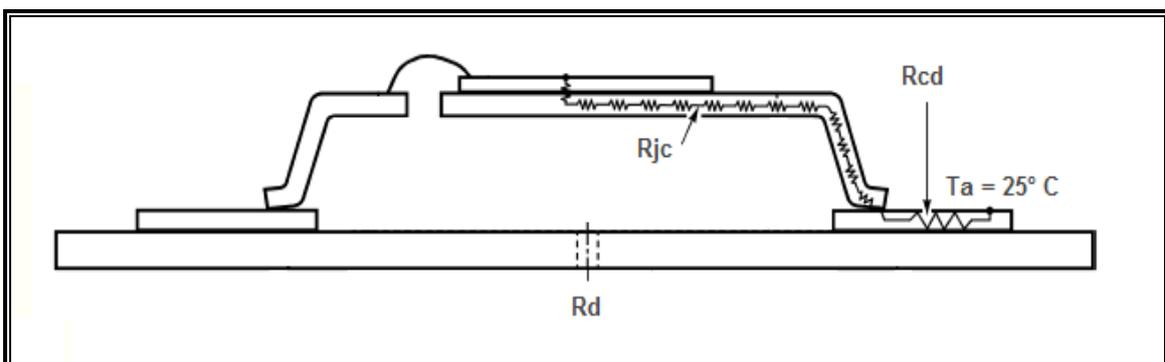
Se pueden tomar unos coeficientes de seguridad definidos por un parámetro  $k$  para mejorar y optimizar el diseño y la elección del disipador. Con el coeficiente  $k$ , y tomando la temperatura máxima de funcionamiento como  $T_j$ , definimos la siguiente expresión:

$$T = (K)T_j - T_a = W(R_{jc} + R_{cd} + R_{da})$$

La elección del coeficiente  $k$  es arbitraria. Podemos perfectamente elegir  $k=1$  pero nos arriesgamos mucho. Es preferible en este caso subir la temperatura ambiente de diseño a 30 ó 35 grados centígrados, o incluso más para evitar que se destruya. De igual forma, hay que tener en cuenta que si el dispositivo está dentro de una caja o algún armazón, la temperatura fácilmente sube a 40 grados o más, y de ahí la importancia del parámetro  $K$ .

Con  $k=0.5$  para un diseño normal con temperatura moderada.

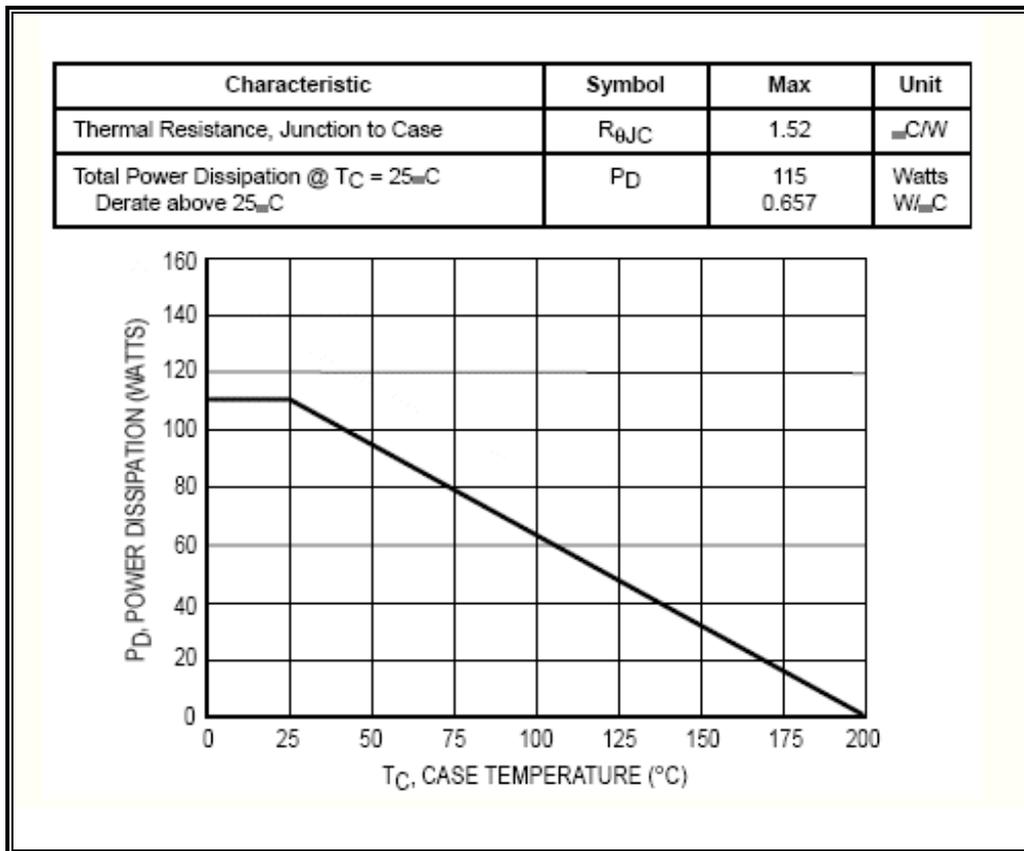
Con  $k=0.6$  para economizar en tamaño el disipador.



Los componentes que son metálicos, transfieren con mayor facilidad el calor que generan, debido a que disponen de una superficie mucho más conductora y por convección el calor se transfiere al aire que los rodea. Al mismo tiempo estos dispositivos nos permiten realizar un mejor acoplamiento con otros elementos

metálicos que a su vez absorben calor y además permiten una mayor superficie de contacto con el aire.

En la siguiente figura, se muestra el tipo de curva de reducción de potencia y características de las resistencias térmicas del disipador, que como ya se mencionó con anterioridad, la suministra el fabricante.



Las características de un disipador no solo dependen de un determinado perfil (estructura y diseño) y de la superficie del mismo, sino del material, y su posición dentro del circuito electrónico.

Una vez que se conocen todos los parámetros sobre el flujo de calor, resistencias térmicas y potencia disipada, se acude a los catálogos de disipadores, donde el fabricante ofrece una extensa gama a partir de las características antes mencionadas:

- El tipo de encapsulado y de material.
- El tipo de aplicación.
- Las dimensiones del disipador.
- La resistencia térmica.

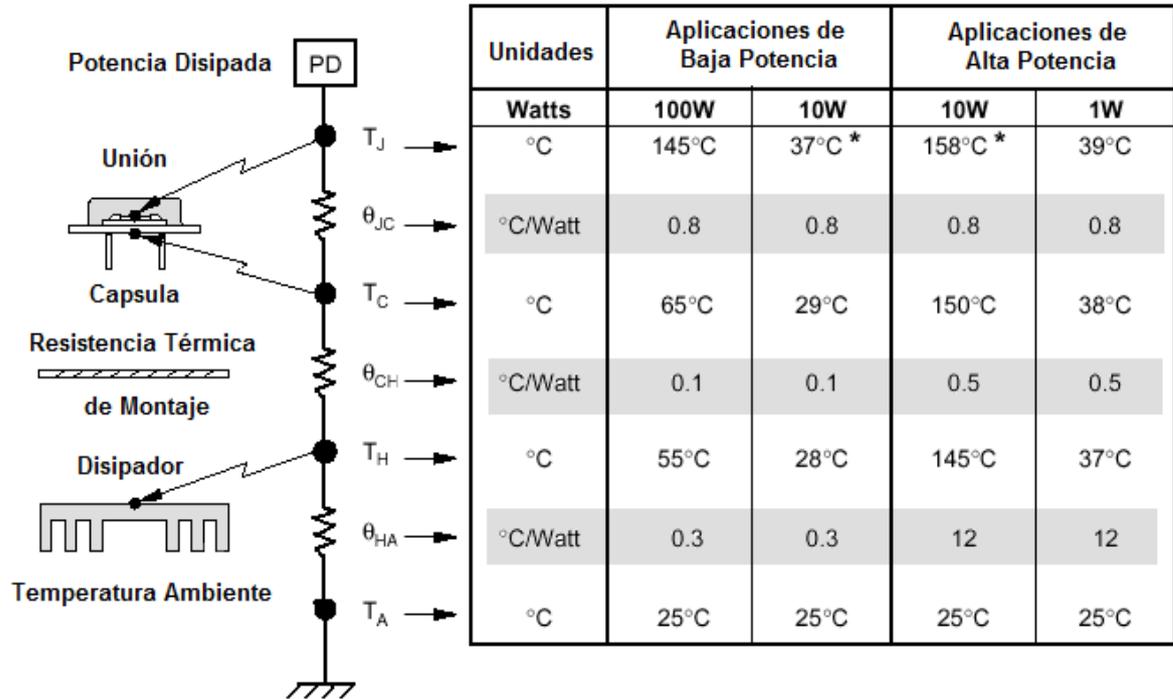


Fig. 4.4 Tipos de disipadores térmicos.

### 2.4.5 Diseño Magnético del Inductor.

Un inductor es usado en los UPS como un dispositivo almacenador de energía. Acumula energía en su campo magnético como flujos de corriente a través de este, y entonces transfiere toda o porción de esta dentro de un circuito electrónico, durante un cambio de ciclo en su etapa de control. El diseño magnético normalmente depende de características principales como son: tamaño, costo y pérdidas. La principal dificultad en el diseño del inductor es la densidad de flujo magnético, la cual no debe alcanzar la saturación del núcleo. La geometría del inductor, calidad y dimensiones intervienen en la determinación de la corriente de excitación requerida para mantener el flujo magnético deseado. Cuando se introduce en un inductor material ferro magnético adecuado (hierro-pulverizado, ferritas, etc.) aumenta su corriente de magnetización. Las ferritas son óxidos de materiales magnéticos de alta permeabilidad y pueden alcanzar un alto grado de magnetización.

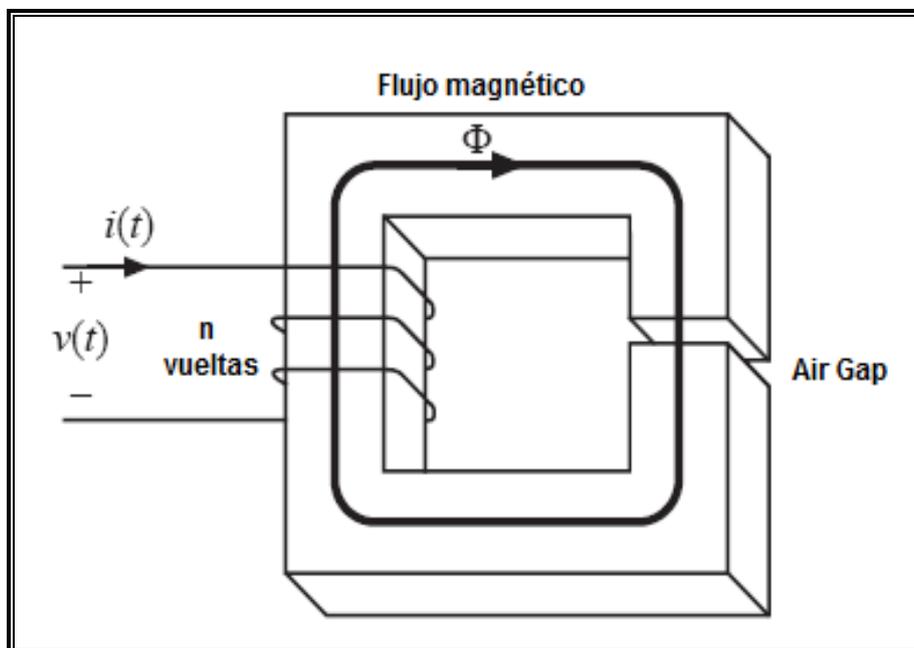


Fig. 4.5 Geometría del Inductor con núcleo ferro magnético.

Al introducir el material ferro magnético en el inductor, modifica la naturaleza del espacio que ocupa produciendo un aumento del flujo magnético y por lo tanto de la inductancia. La propiedad del espacio que se modifica se denomina permeabilidad ( $\mu$ ). Cada material tiene un valor de permeabilidad asociado, inclusive el vacío y el aire. El efecto que ejerce el núcleo ferro magnético sobre el inductor a partir de su geometría se le denomina permeabilidad efectiva ( $\mu_{ef}$ ) y se define como:

$$\mu_{ef} = \frac{\text{Inductancia con núcleo}}{\text{Inductancia sin núcleo}}$$

La permeabilidad efectiva será una característica del núcleo colocado en un inductor en particular. El valor de la permeabilidad efectiva suelen darlo algunos fabricantes de materiales magnéticos, lo cual permite calcular los inductores con mayor facilidad. Los inductores tienen la propiedad de oponerse a cualquier cambio en la corriente que lo atraviesa [i(t)], esta propiedad se llama Inductancia. La inductancia es la relación entre la cantidad de flujo magnético ( $\Phi$ ) que lo atraviesa, y la corriente (I) que circula por el inductor<sup>(35)</sup>:

$$L = \Phi / I \quad [\text{H}]$$

El valor de la inductancia viene determinado exclusivamente por las características del inductor y por la permeabilidad magnética del espacio donde se encuentra. La inductancia también depende de la frecuencia, es mayor a medida que aumenta la misma. Luego entonces, los parámetros y características que debemos definir y tomar en cuenta en el procedimiento del diseño de un inductor son las siguientes<sup>(36)</sup>:

- La resistencia del embobinado.

$$R = \rho \left( \frac{l_b}{A_w} \right) \quad [\Omega]$$

Donde:  $\rho$  es la resistividad del material conductor

$l_b$  es la extensión o longitud del cable

$A_w$  es el área de cable de enrollamiento del inductor

- El pico de corriente máxima del embobinado ( $I_{max}$ ) y el flujo de densidad magnética máximo del núcleo ( $B_{max}$ ).

$$I_{max} = \frac{[B_{max} (A_c R_g)]}{\pi} \quad [\text{A}]$$

Donde:  $A_c$  es el área del núcleo

$R_g$  es la reluctancia del núcleo.

\* La reluctancia magnética de un material, es la resistencia que éste posee al verse influenciado por un campo magnético, y está dada por:

$$R_g = \frac{l_c}{(\mu_c A_c)}; \quad l_c \text{ es la longitud del núcleo.}$$

$\mu_c$  es la permeabilidad del núcleo

- $n$  es la relación del número de vueltas, y se define como:

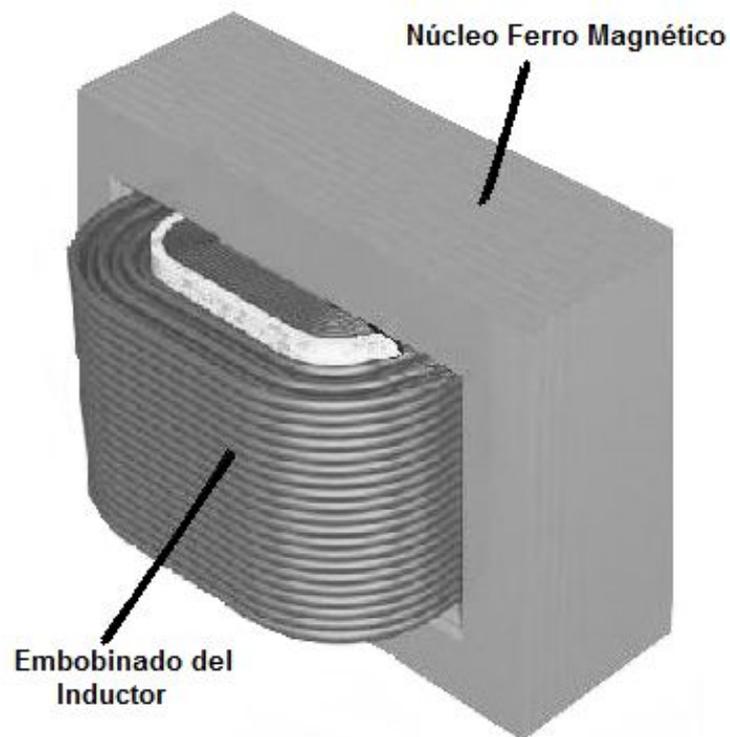
$$n = \left[ \frac{L (I_{max})}{(B_{max} A_c)} \right] \times 10^4$$

- La longitud del air gap ( $l_g$ ).

$$l_g = \left[ \frac{(\mu_0 L I_{max}^2)}{(B_{max}^2 A_c)} \right] \times 10^4$$

Donde:  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$  [H/m]

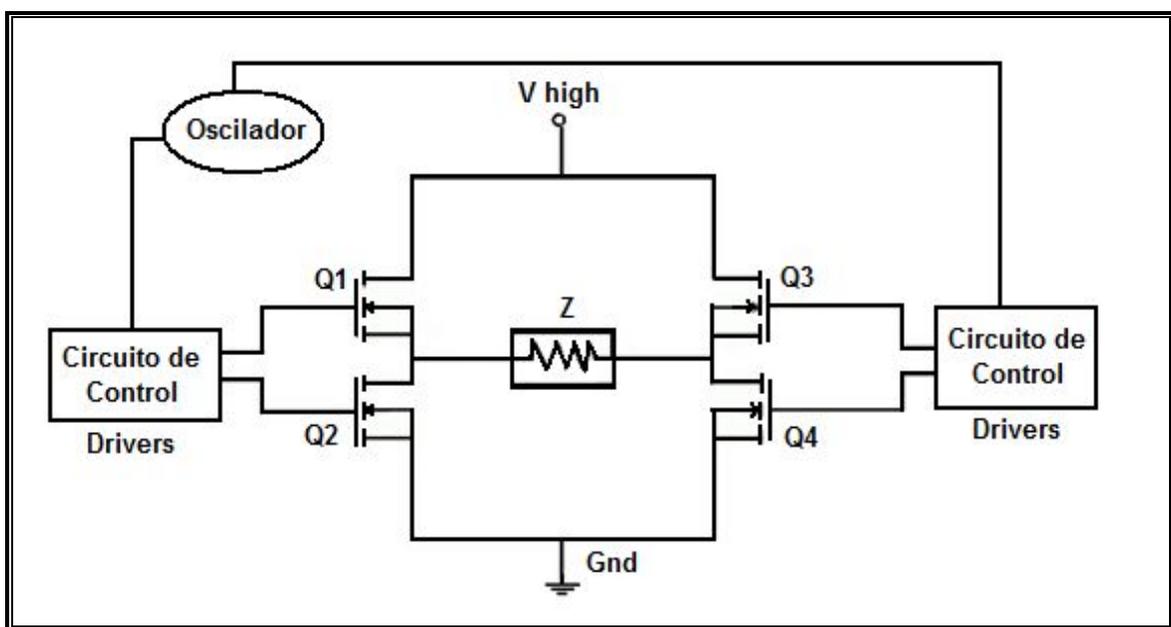
- Las dimensiones y el material ferro magnético del Núcleo.



## 2.5 Dispositivo Inversor.

### 2.5.1 Arreglo de transistores tipo Puente H.

El dispositivo inversor es un circuito electrónico que sirve para generar corriente alterna (AC) a partir de una corriente directa o continua (DC). Se le denomina puente H debido a que su configuración electrónica está formada por cuatro transistores de poder tipo MOSFET ( $Q_1$ ,  $Q_2$ ,  $Q_3$  y  $Q_4$ ) y una resistencia de carga ( $Z$ ), formando en composición una H. Los MOSFET son manejados por etapas de control a partir de semiconductores denominados drivers. El puente H se basa en un oscilador, el cual gestiona las etapas de control y define la forma de la señal de salida del dispositivo. La estructura del dispositivo inversor se muestra en la siguiente figura:



*Fig. 4.6 Dispositivo Inversor tipo Puente H.*

Las etapas de control regulan los ciclos de encendido y apagado de los MOSFETS en pares, para una primera etapa de operación se controlan  $Q_1$ - $Q_4$  y posteriormente  $Q_3$ - $Q_2$ , nunca se regulan MOSFETS del mismo lado del puente, debido a que si se llegaran a encender los transistores del mismo lado ( $Q_1$ - $Q_2$  ó  $Q_3$ - $Q_4$ ), estos crearían un corto circuito entre las terminales de  $V_{high}$  y  $Gnd$  (Tierra del dispositivo).

Para el primer ciclo de operación del puente H, los circuitos de control encienden a  $Q_1$  y  $Q_4$ , dejando fluir la corriente de manera positiva en el circuito y, mantienen en apagado a  $Q_2$  y  $Q_3$ ; para el segundo ciclo de operación  $Q_1$  y  $Q_4$  se apagan, y ahora se encienden y conducen el otro par  $Q_2$  y  $Q_3$ , permitiendo un flujo de corriente de manera inverso, o sea negativo<sup>(37)</sup>. La figura 4.7 muestra gráficamente este funcionamiento.

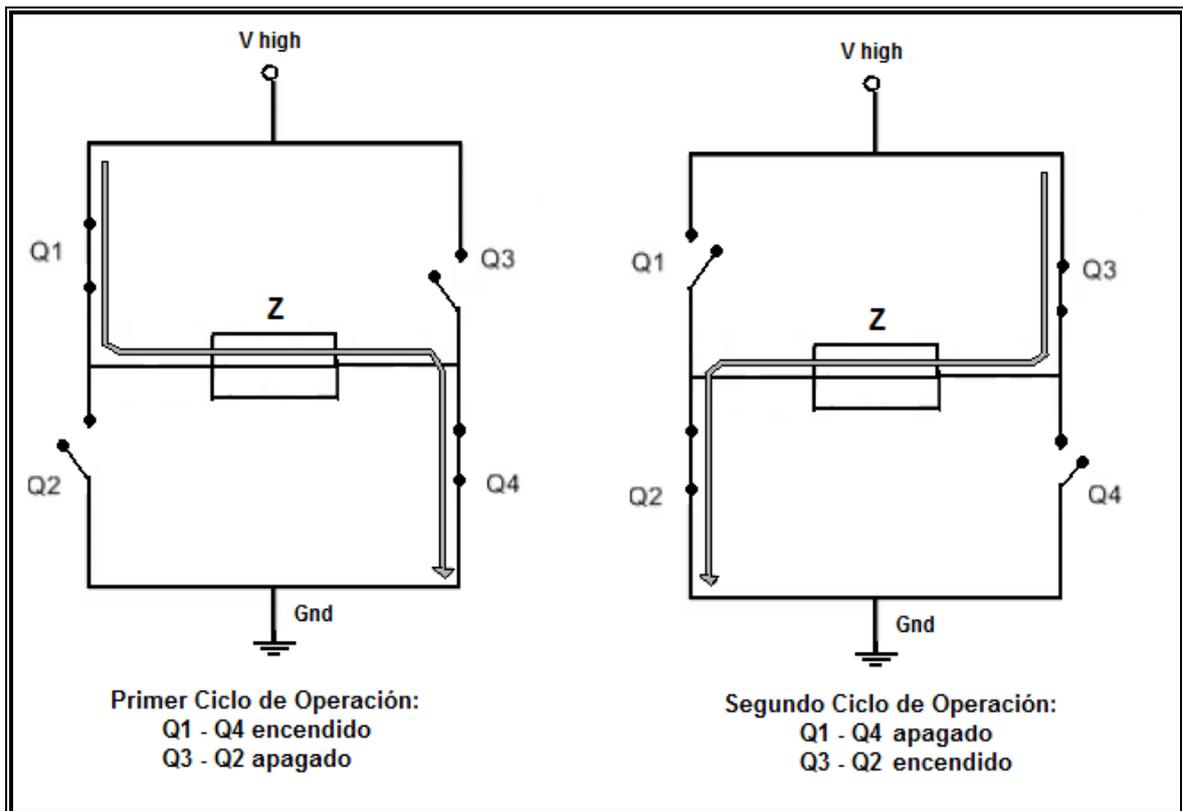
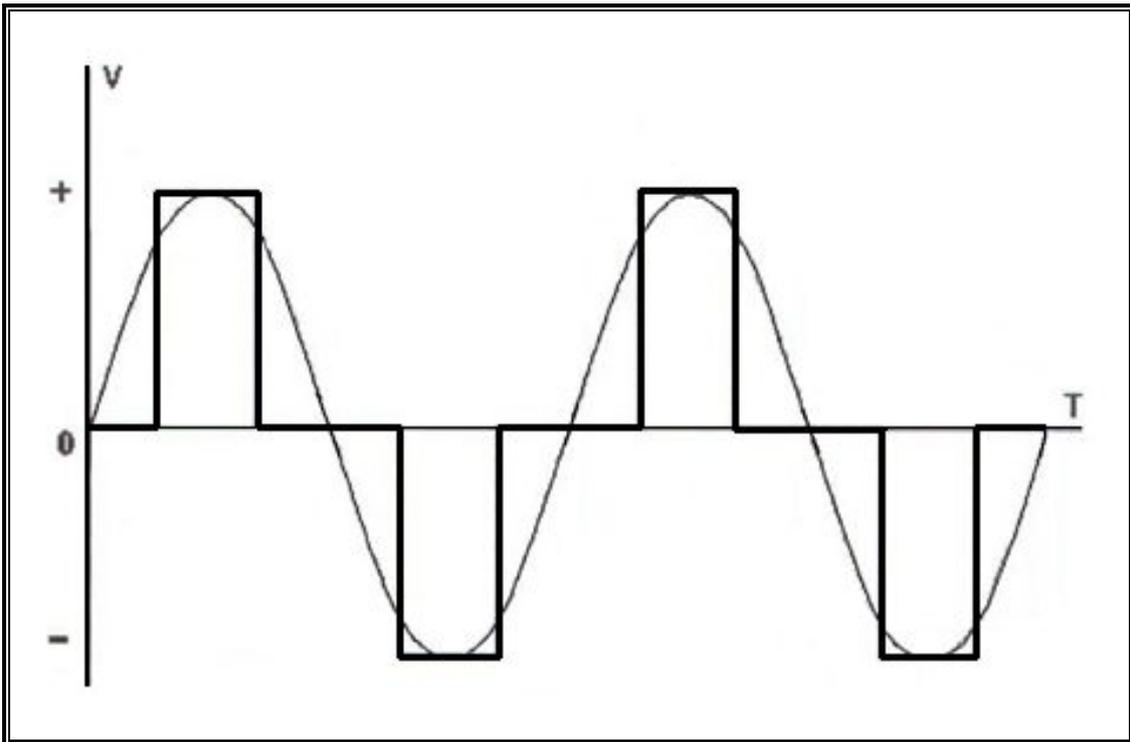


Fig. 4.7 Ciclos de operación del Puente H.

Haciendo uso de la tecnología digital, se ha utilizado un microcontrolador como el circuito oscilador del puente H, esto brinda ventajas como son: una gran estabilidad en la frecuencia de los pulsos, así como un ciclo de trabajo controlable y constante. La señal de salida generada por el puente H deberá ser de forma senoidal, esto para disminuir la distorsión armónica que puede llegar a influir en el correcto funcionamiento de distintos circuitos, motores, etc. Sin embargo, se ha optado por utilizar una forma de señal semi senoidal o también llamada de tres niveles, en primera instancia por su simplicidad para generarla y posteriormente por su buen desempeño en los equipos que pueden trabajar con ella. En la figura 4.8 muestra la señal de salida del puente H.

La utilización de transistores MOSFETS en la estructura del puente H es por una razón principal: mejorar la eficiencia del puente. Los MOSFETS tienen una resistencia entre el drain y el source cuando el transistor está encendido ( $R_{DS(on)}$ ), esta debe ser de valores muy bajos, esto para garantizar que las pérdidas de voltaje en cada transistor sean mínimas, incluso a altas corrientes. Naturalmente, mientras más bajo sea el valor de la  $R_{DS(on)}$  del transistor, el costo del semiconductor se eleva considerablemente.



*Fig. 4.8 Señal semi senoidal de tres niveles del Puente H.*

Los MOSFETS son extremadamente sensibles a la corriente estática y por ello es importante tener en cuenta que si se deja la compuerta (Gate) en circuito abierto, éste puede autodestruirse, debido a que el MOSFET es un dispositivo de alta impedancia (más de  $10\text{ M}\Omega$ ) y el ruido puede activarlo. Para utilizar el tipo adecuado de transistor debemos considerar que éste debe de trabajar en su área segura de operación, la cual está determinada por tres variables que forman los límites de una operación aceptable.

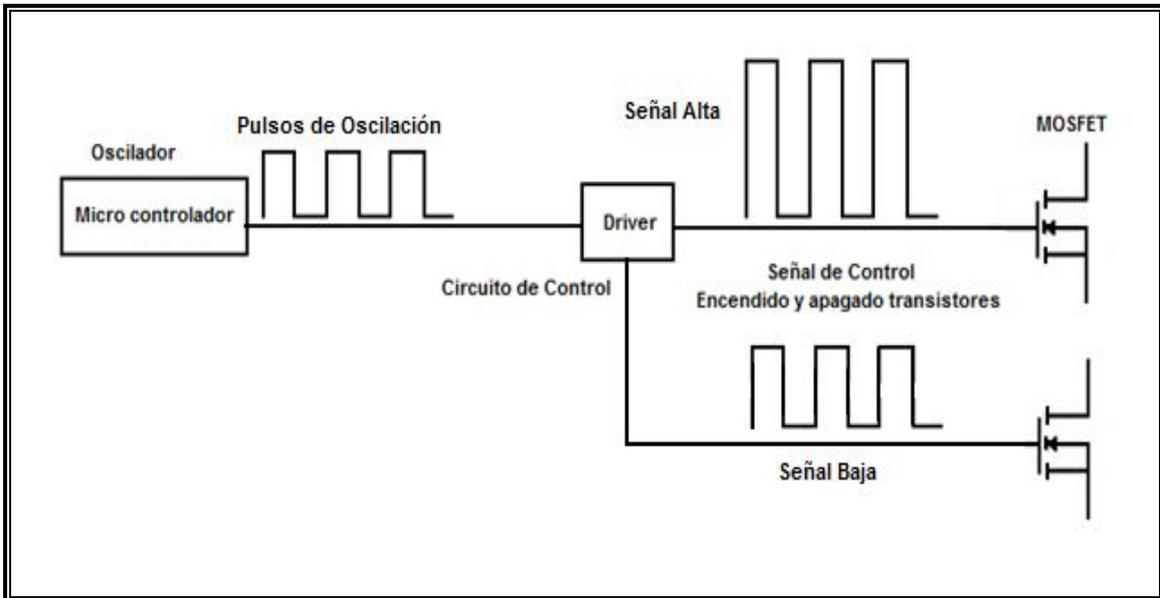
Estos límites son:

- La corriente máxima de drenaje.
- El voltaje máximo de drenaje - fuente.
- La temperatura máxima de unión.

### 2.5.2 Circuito de Control para manejo de MOSFETS (Drivers).

Se busca que el encendido de los MOSFET que conforman la estructura del puente H sea lo más rápido posible para minimizar las pérdidas por conmutación. Para lograr esto, el circuito de control acoplado y conectado a la compuerta (Gate) de los MOSFETS debe ser capaz de suministrar la suficiente corriente para incrementar rápidamente el voltaje al valor requerido, en donde el MOSFET se saturará completamente. Por otro lado, para lograr apagar un MOSFET es necesario reducir en acción inversa el voltaje compuerta-fuente a los especificados en el diseño para encenderlo.

Para controlar el encendido y apagado de los transistores en ambos lados de la estructura del puente H, debemos hacer uso de un circuito integrado llamado driver, el cuál será capaz de recibir las señales lógicas del micro controlador, que funge como oscilador, y a su vez generar una señal de salida que logrará el control hacia los transistores.



*Fig. 4.9 Etapa de control del MOSFET.*

En la figura 4.9 se muestra las señales de control generadas por el driver hacia los MOSFETS, estas en función del microcontrolador como pulsos a una frecuencia determinada de oscilación. El driver genera dos señales de salida, con la misma forma y frecuencia, pero a un nivel de voltaje diferente, una de un orden mayor (High output) y la otra a un nivel más bajo (Low output).

El arreglo funciona de manera que dos transistores cruzados funcionen a la vez, con una frecuencia de alternancia de 60[Hz] debido a que es la frecuencia de oscilación de la señal comercial, y así generar la corriente alterna a la salida de nuestro dispositivo inversor que buscamos. Luego entonces, la estructura del driver se muestra en la figura 5.1.

La elección de este tipo de controladores fue en base a su capacidad de soportar picos de voltaje de hasta 600[V] principalmente. El voltaje alto ( $V_{high}$ ) con el cuál son alimentados los MOSFETS como voltaje de referencia en su drain es generado por el convertidor de subida (Boost), este es un voltaje de 170[V<sub>pp</sub>] aproximadamente, el cuál debe estar en este nivel debido a que estamos buscando generar una señal de corriente alterna lo más parecido a la señal comercial (120[V<sub>pp</sub>] a 60[Hz]).

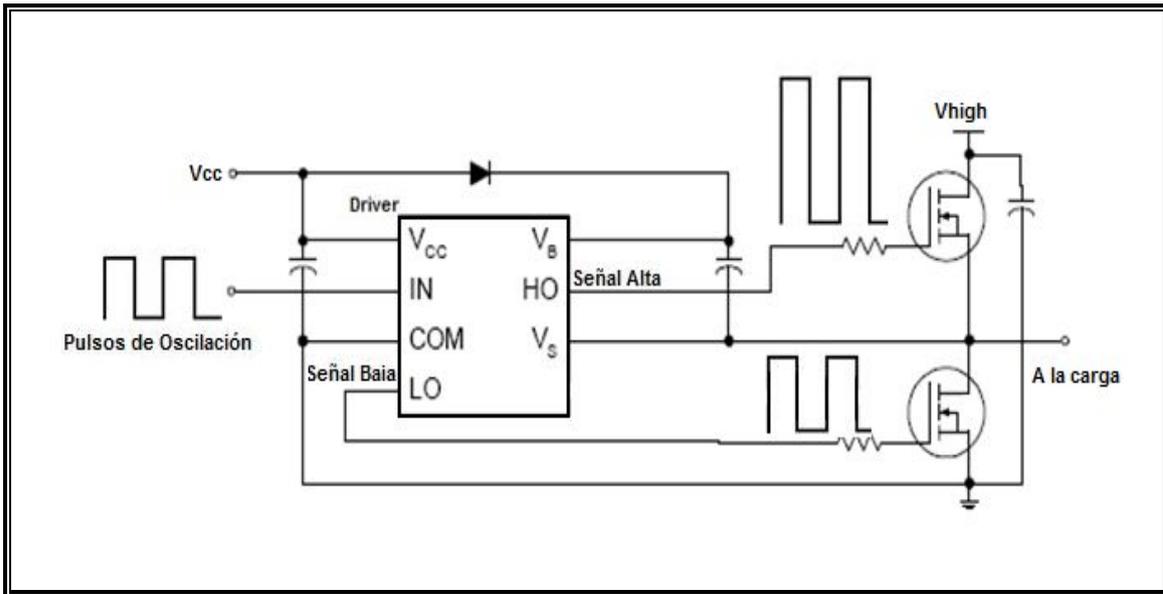


Fig. 5.1 Driver semiconductor ISR2111.

En la siguiente figura se muestra una simulación<sup>(38)</sup> del puente H y la señal de salida que generará el dispositivo inversor a la carga:

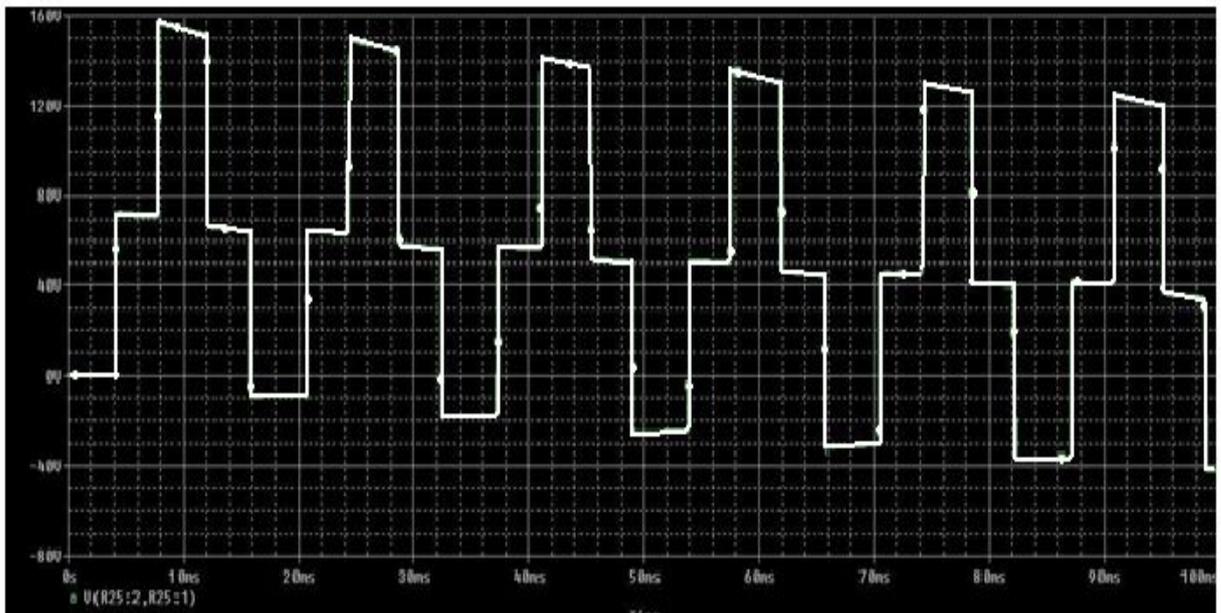


Fig. 5.2 Señal de tres niveles del dispositivo inversor tipo puente H.

### 2.5.3 Estructura del algoritmo y programación del Microcontrolador.

Las señales procedentes del microcontrolador están programadas para mantener una sincronía en el encendido y apagado de los MOSFETS, es por ello que deben de cumplir las características ideales para tal fin. Una de ellas es la frecuencia que debe mantener cada una, la cual será de 60[Hz], ya que es la frecuencia de la línea comercial (red eléctrica) para todos los aparatos electrodomésticos, y la cuál necesitamos emplear para que la señal que generemos de salida en el UPS sea lo más parecido a esta. Otra es el ciclo de trabajo del tren de pulsos (Señal de oscilación), el cual se estableció en 40[%] debido a su alta eficiencia de operación y a que nos permite mantener una guarda de protección, esto para que las señales (Pulsos) nunca se lleguen a transponer y de esta forma evitar corto circuitos en el flujo de corriente del dispositivo inversor.

Teniendo estas consideraciones en cuenta, y las características de polarización, configuración y conexión del microcontrolador, podemos proseguir a generar un algoritmo de programación que nos sirva para la generación de los pulsos de control en el microcontrolador PIC.

#### Algoritmo de programación

\* El primer paso consiste en establecer un ciclo que se encuentre constantemente generando pulsos de oscilación.

– Estos pulsos deben oscilar con periodos que cumplan con los tiempos correctos en sus dos estados (0 y 5  $V_{dc}$ , señales lógicas), los cuales para una frecuencia de 60[Hz] y un ciclo de trabajo al 40% son:

Pulso Alto: 6.66 [ms]

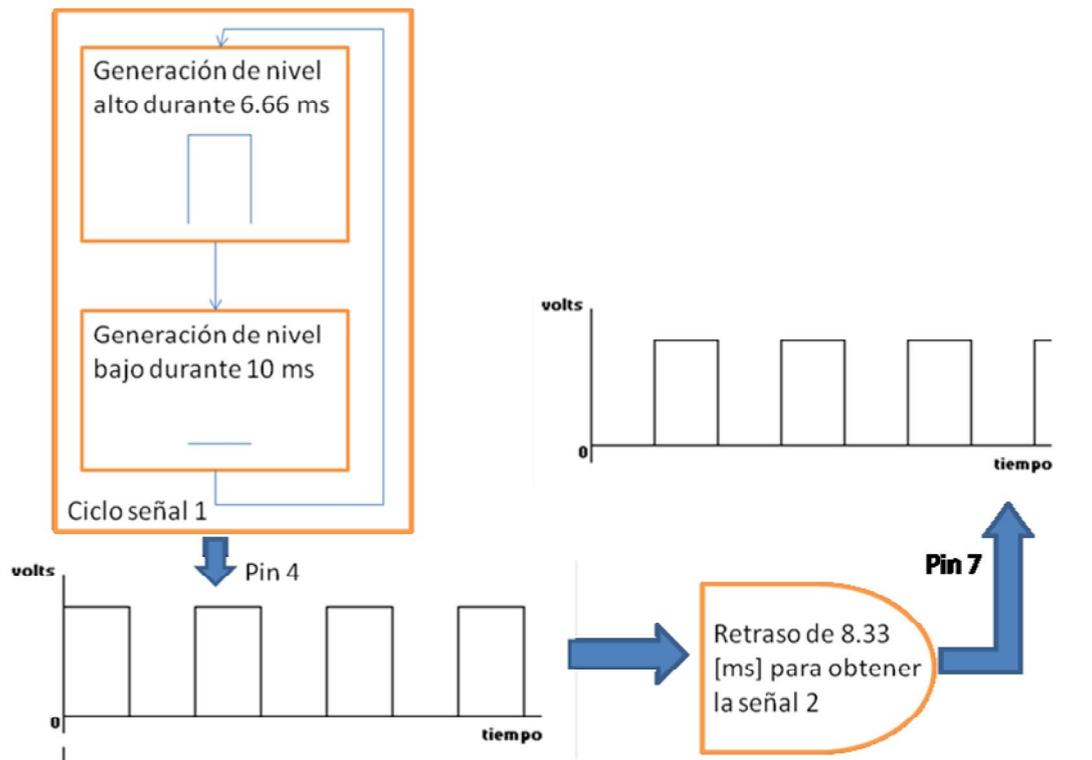
Pulso Bajo: 10 [ms]

\* Una vez obtenida ésta señal a través de una de las salidas del PIC, procedemos al segundo paso, que consiste en generar una segunda señal de oscilación.

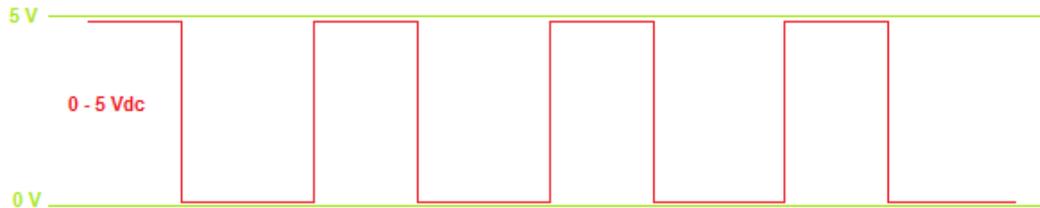
– Deberá tener una sincronía con la primera señal, teniendo un retraso y una separación entre pulsos de 1.67 [ms].

– Esto lo podemos obtener a partir de establecer un retraso en la primera señal de 8.33 [ms] y dirigiéndola a otro de los pines de salida del PIC.

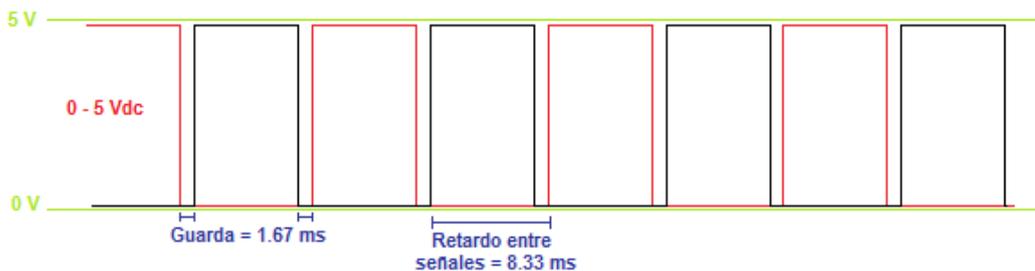
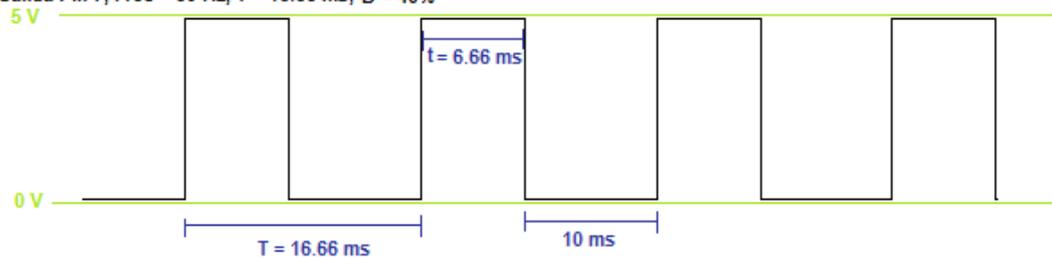
Diagrama de Flujo



Salida Pin 4, Frec = 60 Hz, T = 16.66 ms, D = 40%



Salida Pin 7, Frec = 60 Hz, T = 16.66 ms, D = 40%



## 2.6 Respaldo Energético en el UPS.

### 2.6.1 Circuito de recarga de baterías.

El UPS cuenta con una batería interna la cual suministra un apoyo energético al sistema en el momento en que la entrada de voltaje AC es interrumpida o perturbada, poniendo en modo de espera al dispositivo. Para cargar las baterías es necesario que superemos por lo menos un 10[%] aproximadamente el voltaje nominal al cual trabajan; en nuestro caso el UPS cuenta con una batería recargable de 12[V] y una corriente nominal de 2000[mAH]. Cuando el UPS está en operación normal proporciona un voltaje regulado DC a la batería, el cuál es generado por el convertidor de bajada tipo Flyback, este voltaje es igual a 13.7[V], cumpliendo con la característica de ser por lo menos 10% mayor al voltaje nominal de la batería. Luego entonces el circuito de recarga de baterías se muestra en la siguiente figura:

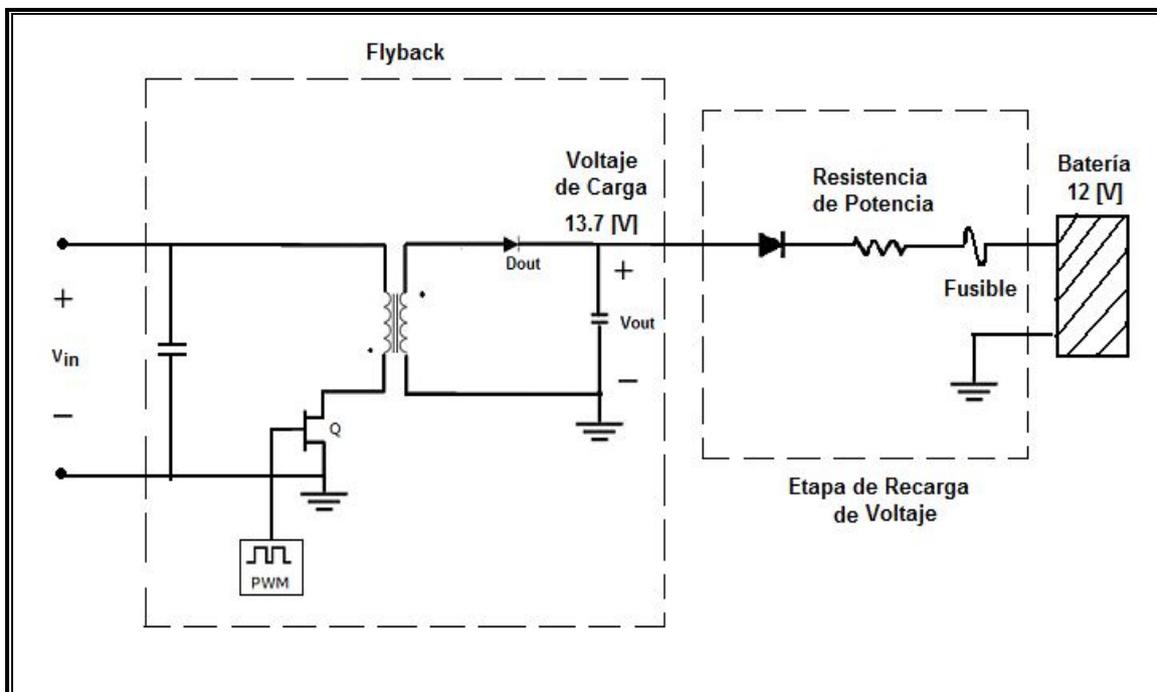


Fig. 5.3 Circuito de Recarga de Baterías.

La Fig. 5.3 muestra el enlace entre el convertidor de bajada de voltaje tipo Flyback y un acoplamiento dado por un diodo, una resistencia de potencia y un fusible como medio de protección, por el cual se proporciona el voltaje de recarga para la batería de respaldo del UPS. La batería interna del UPS consta de una serie de diez baterías Ni-MH tipo AA, de 1.2[V] y 2000[mAH], para generar un voltaje promedio de 12[V]. La recarga de energía es por medio de voltaje, como tal la corriente no sufre ninguna alteración y sigue siendo la misma. El tiempo de carga será de 9 a 13hrs como primera recarga, y posteriormente el UPS se recargara de 5 a 8hrs. Con este tiempo de recarga, el UPS nos brindará un tiempo de respaldo de 45 minutos a carga máxima (30[W]).

## 2.6.2 Alternativas de Aplicación para la recarga de baterías.

### **Apartado especial: Uso de la Energía Solar para recargar las baterías.**

En la actualidad, la mayor parte de generación de electricidad para satisfacer las necesidades de nuestros hogares e industrias proviene de las fuentes energéticas convencionales. Estas fuentes, además de ser contaminantes en su mayoría no son infinitas. Surge entonces la necesidad de buscar otras fuentes de energía que generen electricidad contribuyendo a la sostenibilidad<sup>(39)</sup>. Como tal pensamos en que nuestra aplicación (UPS) vaya de la mano de otras alternativas de energía y puede ser un dispositivo autónomo, el cuál pueda prescindir de la energía eléctrica para la recarga de su batería interna, y a su vez mantenerse en estado operativo a partir de una energía renovable como pudiera ser la energía solar. El aprovechamiento de la energía solar, se realiza principalmente mediante la utilización de dos tipos de tecnologías<sup>(40)</sup>:

- **Fotovoltaicas:** Convierten la energía solar en energía eléctrica por medio de celdas fotoeléctricas, hechas principalmente de silicio y que reaccionan con la luz.
- **Termosolares:** Usan la energía del sol para el calentamiento de fluidos, mediante colectores solares o concentradores, con los que se obtienen temperaturas de hasta 500[°C].

Nuestra alternativa de aplicación será en función de la tecnología fotovoltaica, que por sus características y en beneficio de la rentabilidad y costo se acopla más a nuestras necesidades y requerimientos para el UPS. En esta sección veremos la parte teórica para la elaboración del circuito encargado de recargar las baterías del UPS a partir de la energía solar, para lo cual, usaremos principalmente un panel fotovoltaico, el cual está conformado por numerosas celdas que convierten la energía solar en electricidad.



*Fig. 5.4 Panel solar fotovoltaico.*

Estas células fotovoltaicas se combinan de determinadas maneras para lograr la potencia y el voltaje deseados. La cantidad de energía que entrega un dispositivo fotovoltaico está determinada por el tipo y el área del material, y por otro lado, la intensidad y la longitud de onda de la luz del sol.

El funcionamiento de los paneles se basa en el efecto fotoeléctrico. Este efecto se produce cuando sobre materiales semiconductores incide la radiación solar para generar una carga negativa y una positiva, y con ello, producir un campo eléctrico capaz de generar una corriente, produciéndose electricidad.

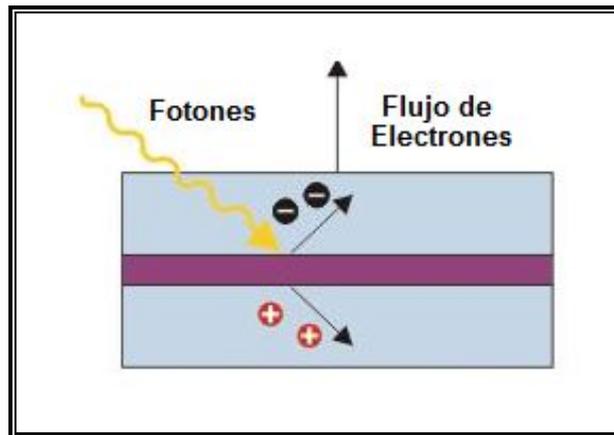


Fig. 5.5 Flujo de electrones en una Célula Solar. <sup>(41)</sup>

Los paneles fotovoltaicos están formados por dos tipos de material, generalmente silicio tipo p y silicio tipo n, cuando el panel queda expuesto a la radiación solar, los fotones contenidos en la luz transmiten su energía a los electrones de los materiales semiconductores del panel, luego entonces se rompe la barrera de potencial de la unión P-N (Célula Fotovoltaica), produciéndose así corriente eléctrica.

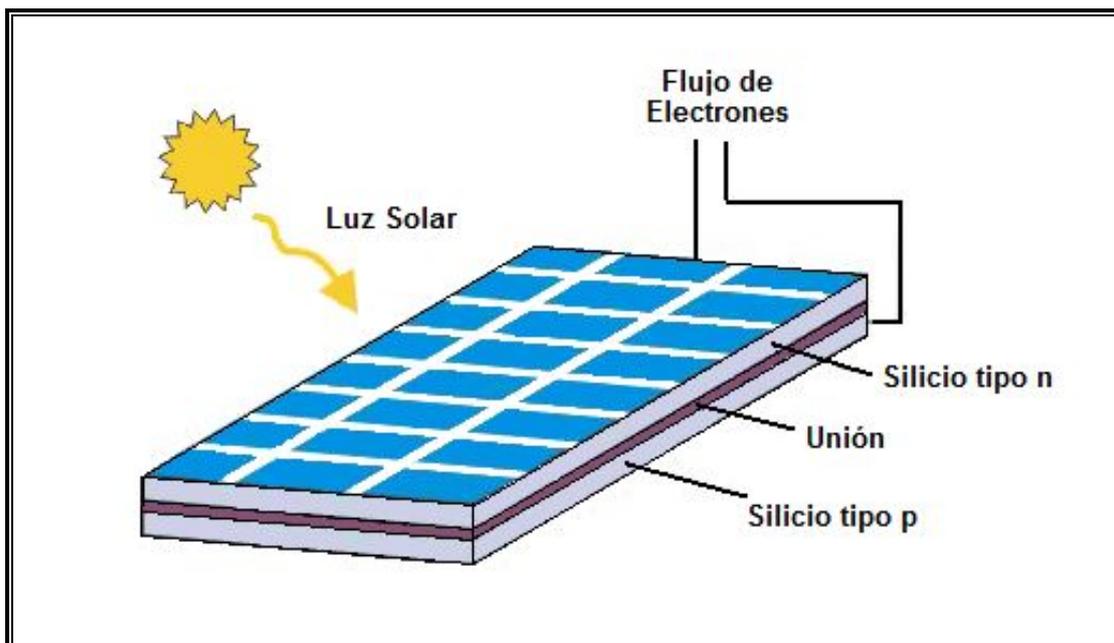


Fig. 5.6 Efecto Fotoeléctrico en un Panel Fotovoltaico. <sup>(42)</sup>

Para la selección del panel fotovoltaico, en el mercado actual existen una gran variedad de paneles con diferentes características en función de los materiales semiconductores y de los métodos de fabricación que se empleen. Sin embargo, hemos decidido utilizar los que más se ajusten a nuestras necesidades principalmente basándonos en el voltaje que nos brindan, ya que será fundamental para la carga de nuestras baterías.

Para cargar las baterías es necesario que superemos el voltaje nominal al cual trabajan (10% aprox.) como se había hecho mención con anterioridad, en nuestro caso tenemos una serie de 10 baterías AA recargables, con un voltaje promedio de 12[V] y 2000[mAh], en función de estas características optamos por elegir dos paneles fotovoltaicos de 7.2[V] con una corriente máxima de operación de 200[mA] hechos por PowerFilm<sup>(43)</sup>, modelo MP7.2-150. Cabe mencionar que este tipo de paneles son hechos específicamente para la carga de baterías tipo AA, luego entonces podemos utilizarlos sin necesidad de regular el voltaje ni la corriente que pudiera ocasionar una sobrecarga.

### Diseño del Circuito de Recarga

La configuración de los paneles que utilizaremos será en serie para que con esto nuestro voltaje llegue a ser de 14.4[V], estando con un valor muy adecuado y congruente con el que también se genero a partir del convertidor de bajada tipo Flyback, usado cuando existe voltaje AC de entrada en el UPS.

La corriente será la misma que maneja cada uno de los paneles debido a que se encuentran conectados en serie, la cual es 200[mA] y es ideal para nuestra carga ya que para una carga normal estándar en una batería de Ni-MH, se recomienda aplicar una corriente constante igual a la décima parte de la capacidad de la batería (medida en mAh). Esto es:

$$\text{Corriente de carga [mA]} = \frac{1}{10} \text{ Capacidad de la batería [mAh]}$$

Necesitaremos solamente un diodo que impida el paso de corriente hacia los paneles solares en el momento en el que las baterías se recargan por medio del convertidor de bajada (Flyback) o si en algún momento el voltaje llegara a ser mayor en las baterías que en los paneles. Para esto podemos utilizar un diodo de alta eficiencia, con lo que garantizaríamos muy poca pérdida de voltaje cuando nuestra corriente pase a través de él.

Para calcular el tiempo de carga, hay que considerar algunas condiciones climáticas del momento como son la intensidad de la luz solar.

Si cargamos nuestra batería tomando en cuenta que se encuentra totalmente descargada y con los paneles trabajando en pleno sol tenemos:

$$\frac{2000 \text{ [mAh]}}{200 \text{ [mA]}} = 10 \text{ [h]}$$

Pensando en que al día tenemos 8 horas de luz solar, tendríamos que recargar el sistema durante todo un día más 2 horas extras y así llegaríamos a una carga del 100%.

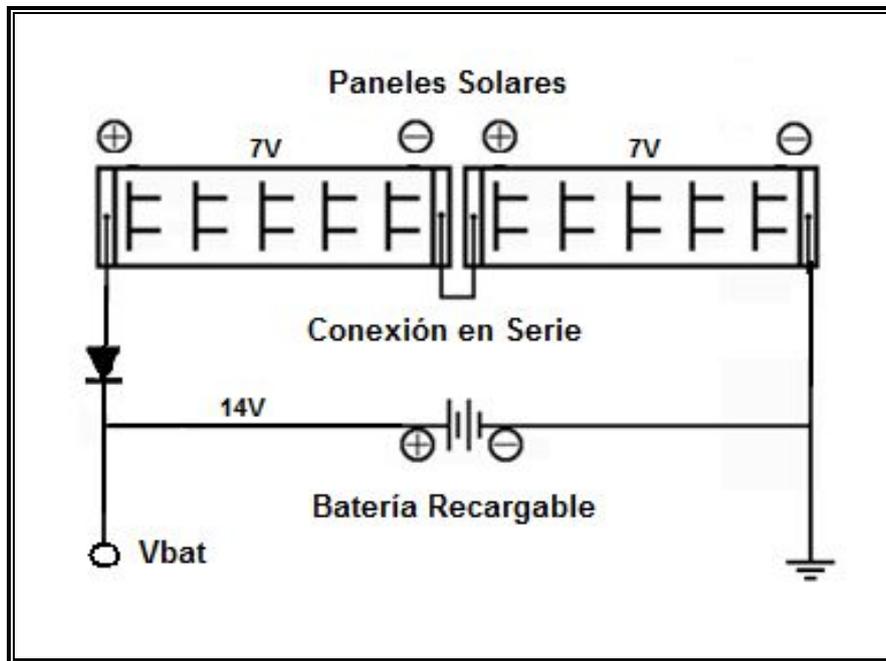


Fig. 5.7 Circuito de recarga con Paneles Solares.

Especificaciones técnicas de los paneles fotovoltaicos (Modelo: MP7.2-150) <sup>(44)</sup>

Voltaje	7.20V
Corriente	200mA (0.20A)
Voltaje (ca)	10.5V
Corriente (cc)	240mA (0.24A)
Espesor	0.6mm (24 mil)
Tamaño Total	5.9 x 10.0" (150 x 253mm)
Tamaño Apertura	5.9 x 9.5" (150 x 240mm)
Peso	0.9 oz (25.9 g)

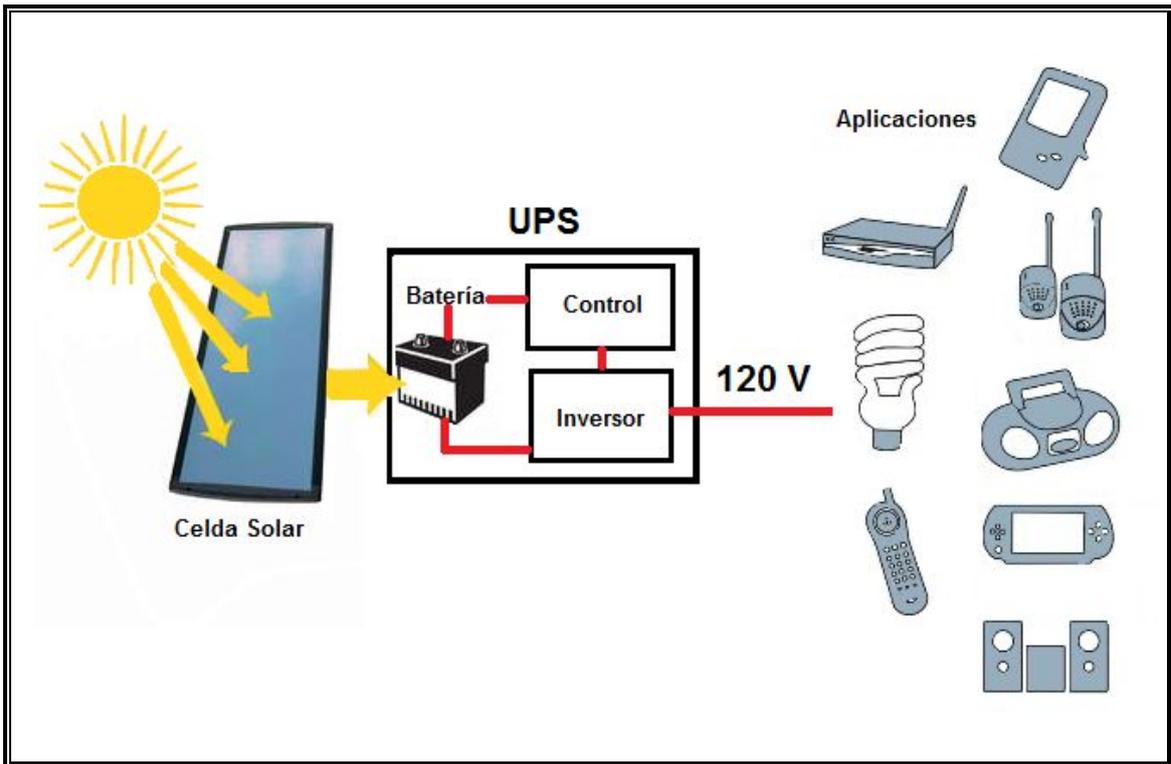
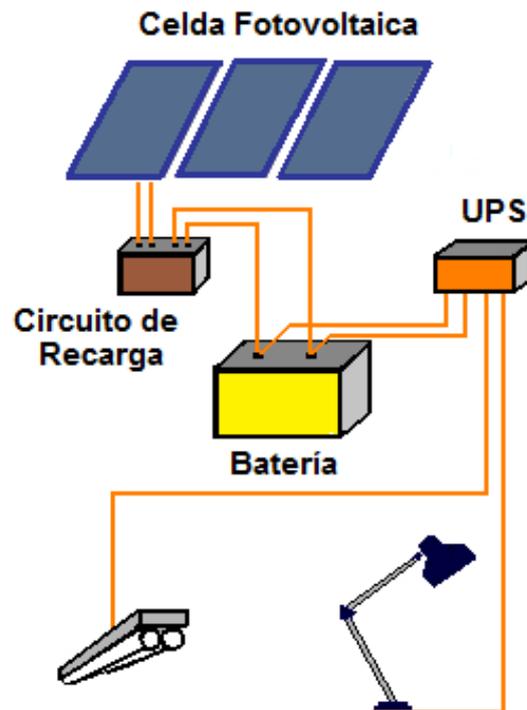


Fig. 5.8 Alternativa de aplicación del UPS para uso solar.



### 3.1 Procedimiento de Diseño.

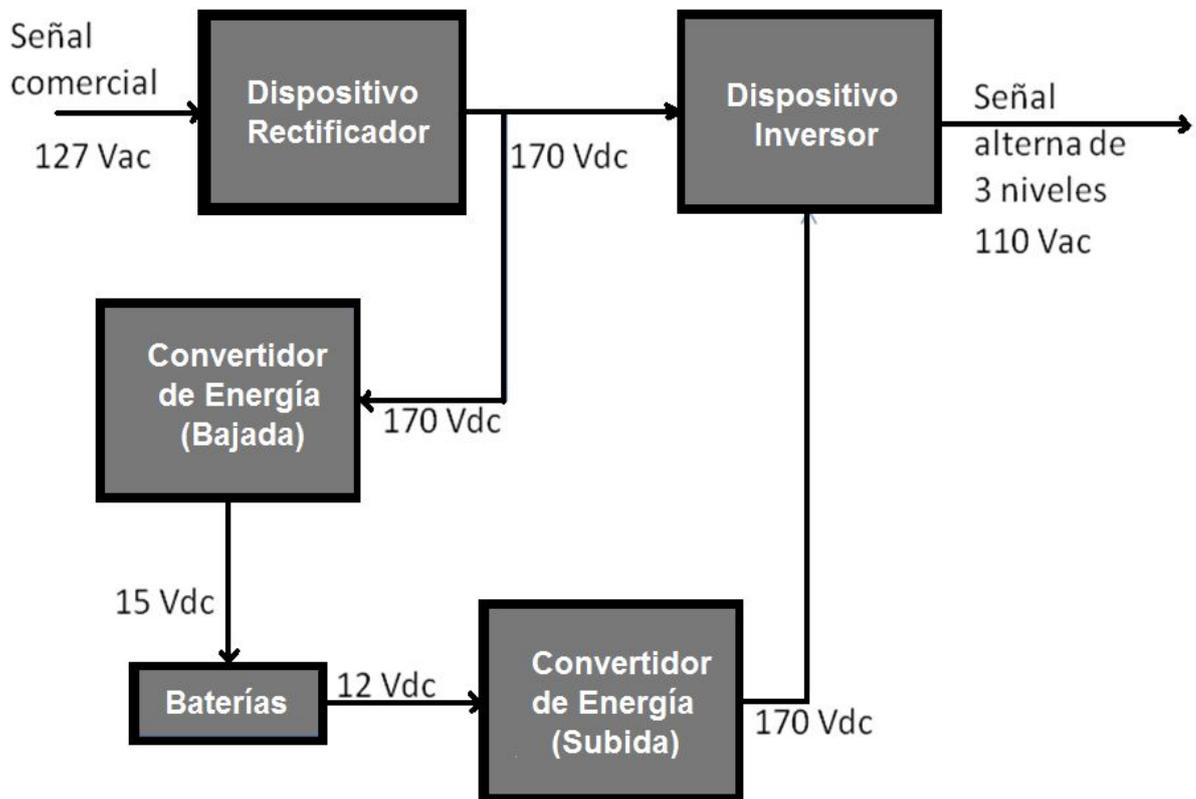
#### 3.1.1 Diseño de Esquemático.

**Objetivo:** Diseñar un dispositivo electrónico que suministre ininterrumpidamente energía eléctrica a equipos de baja potencia.

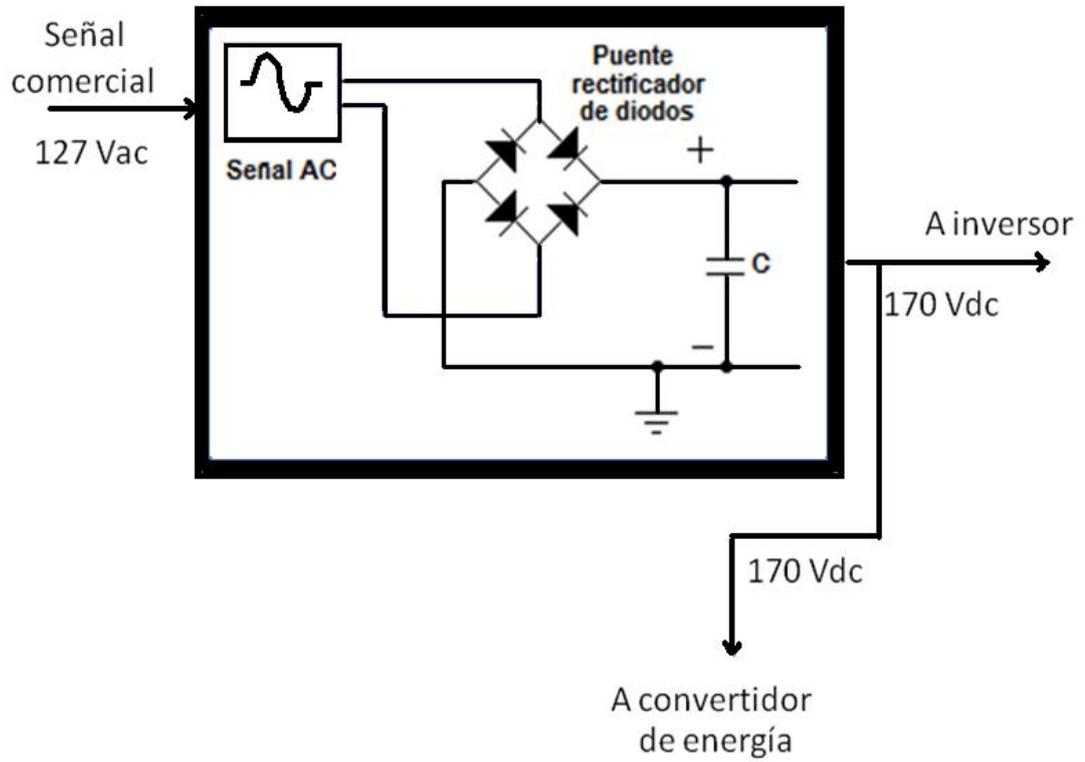
#### Niveles de Abstracción

Sistema de Energía Ininterrumpida (UPS).

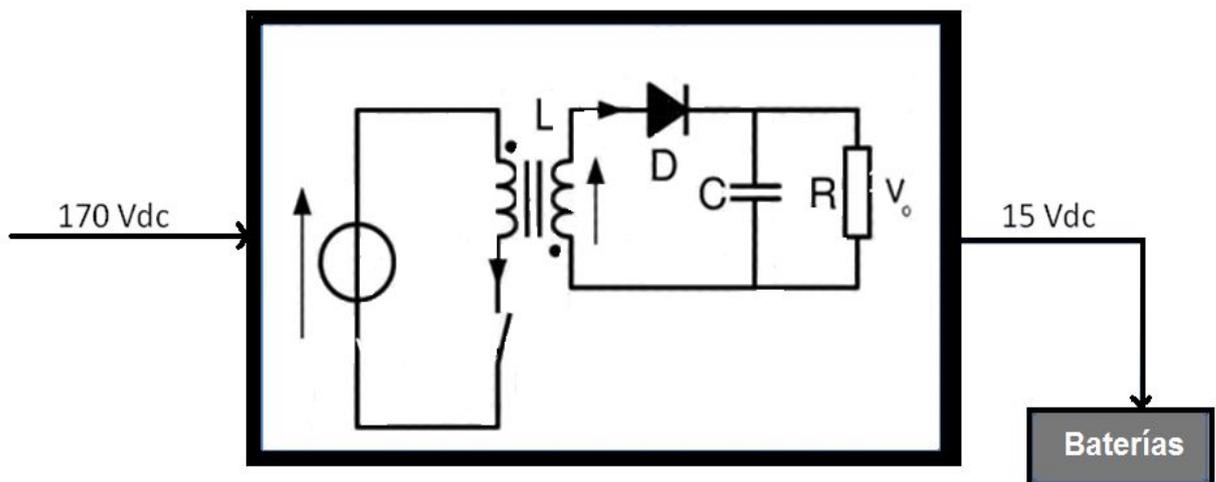
#### 1er nivel de abstracción



2do nivel de abstracción

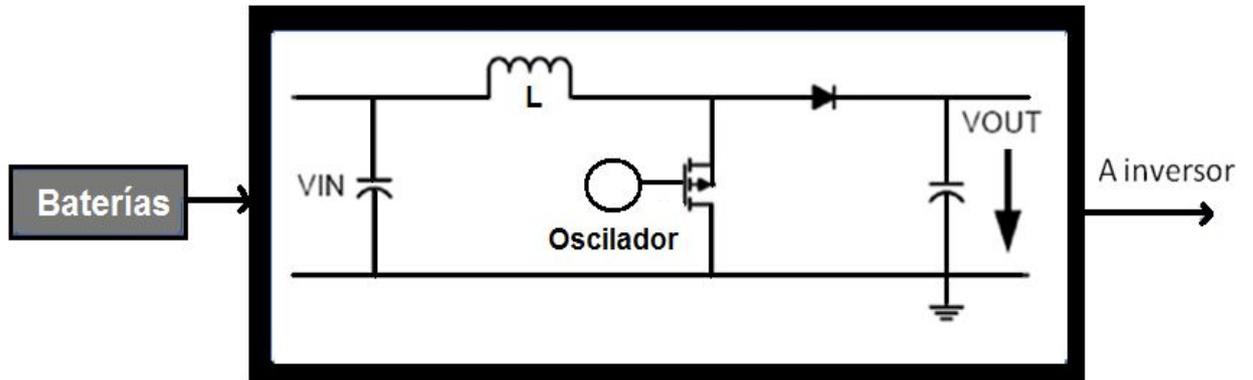


Convertidor de bajada tipo Flyback

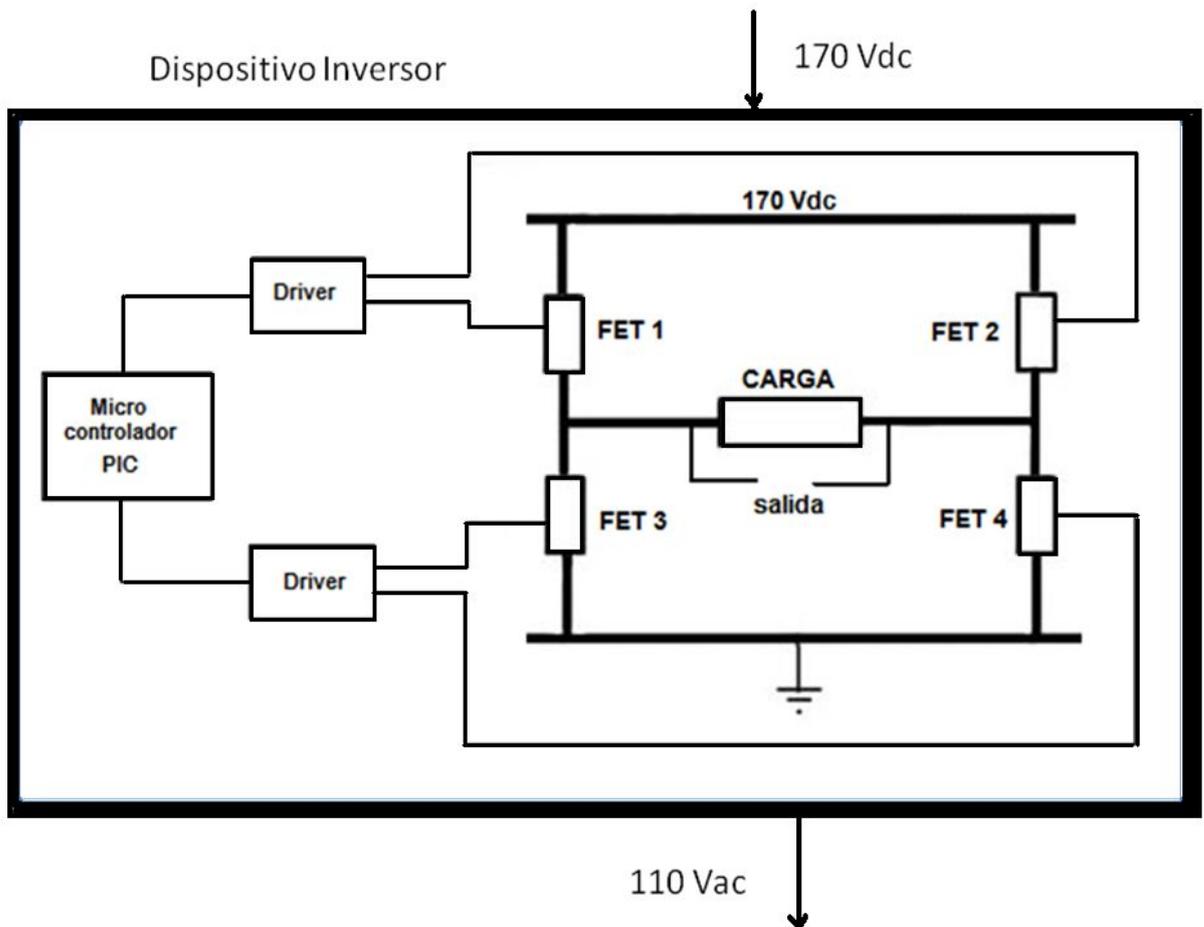


2do nivel de abstracción

Convertidor de subida tipo Boost

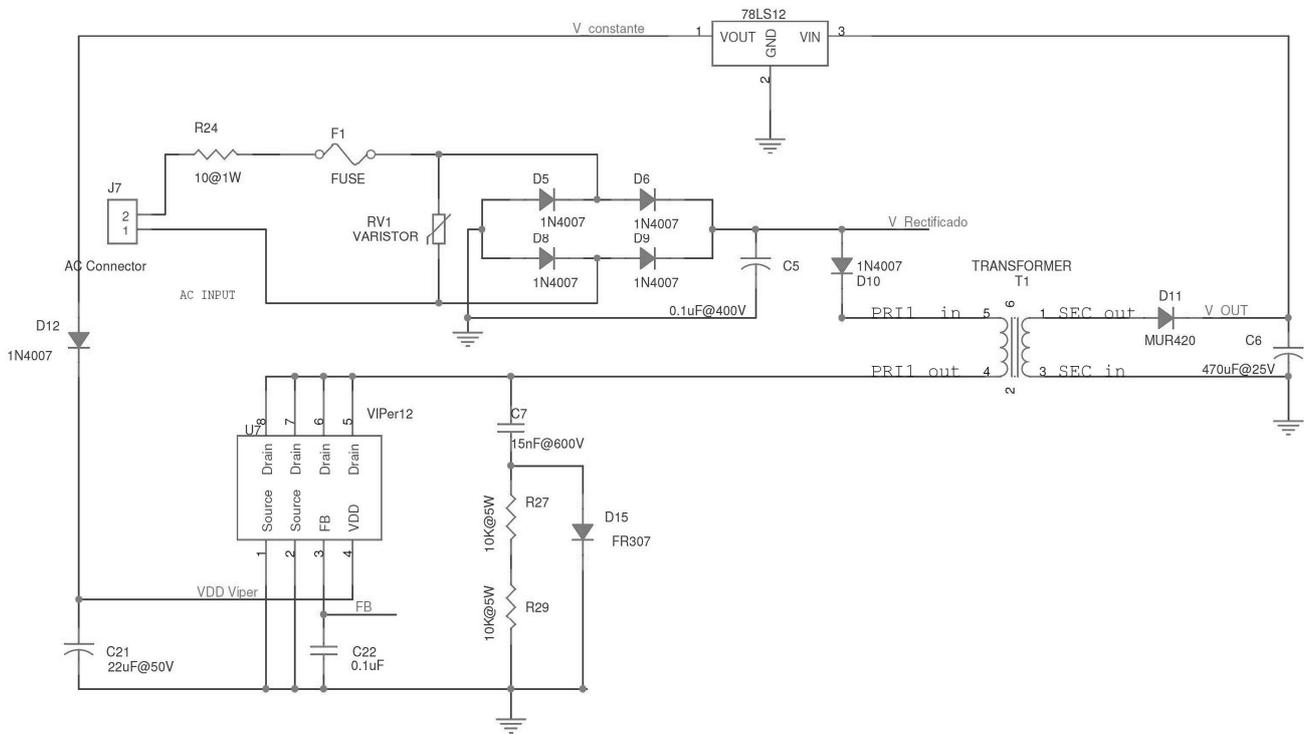


Dispositivo Inversor

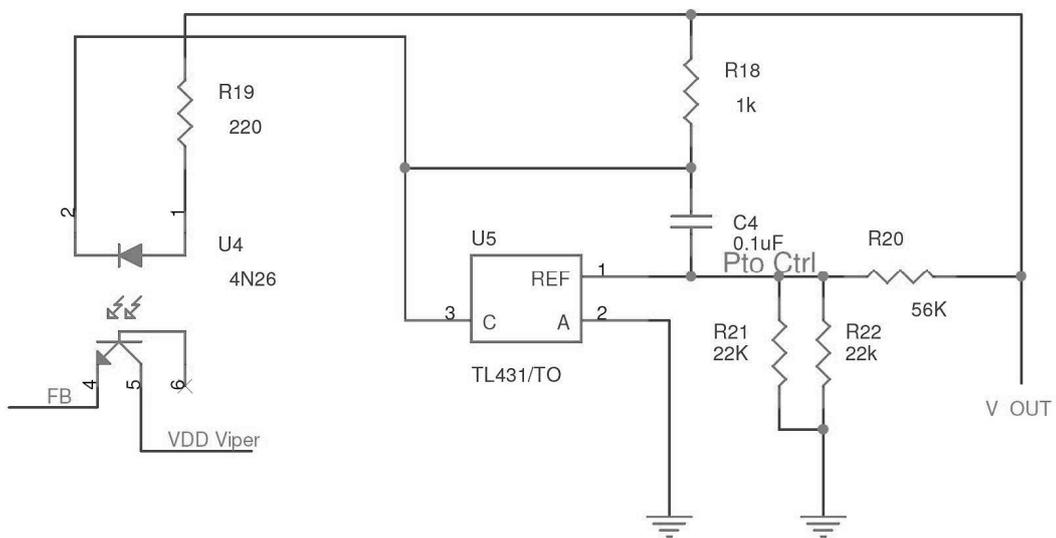


### 3.2 Circuito Electrónico Final.

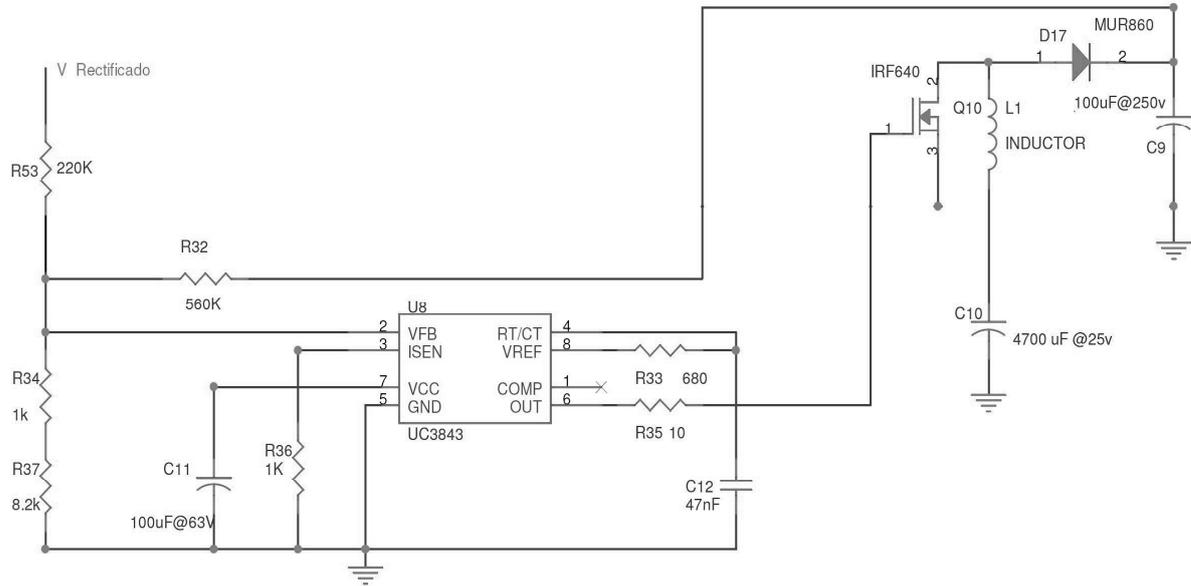
#### Convertidor de Bajada tipo Flyback



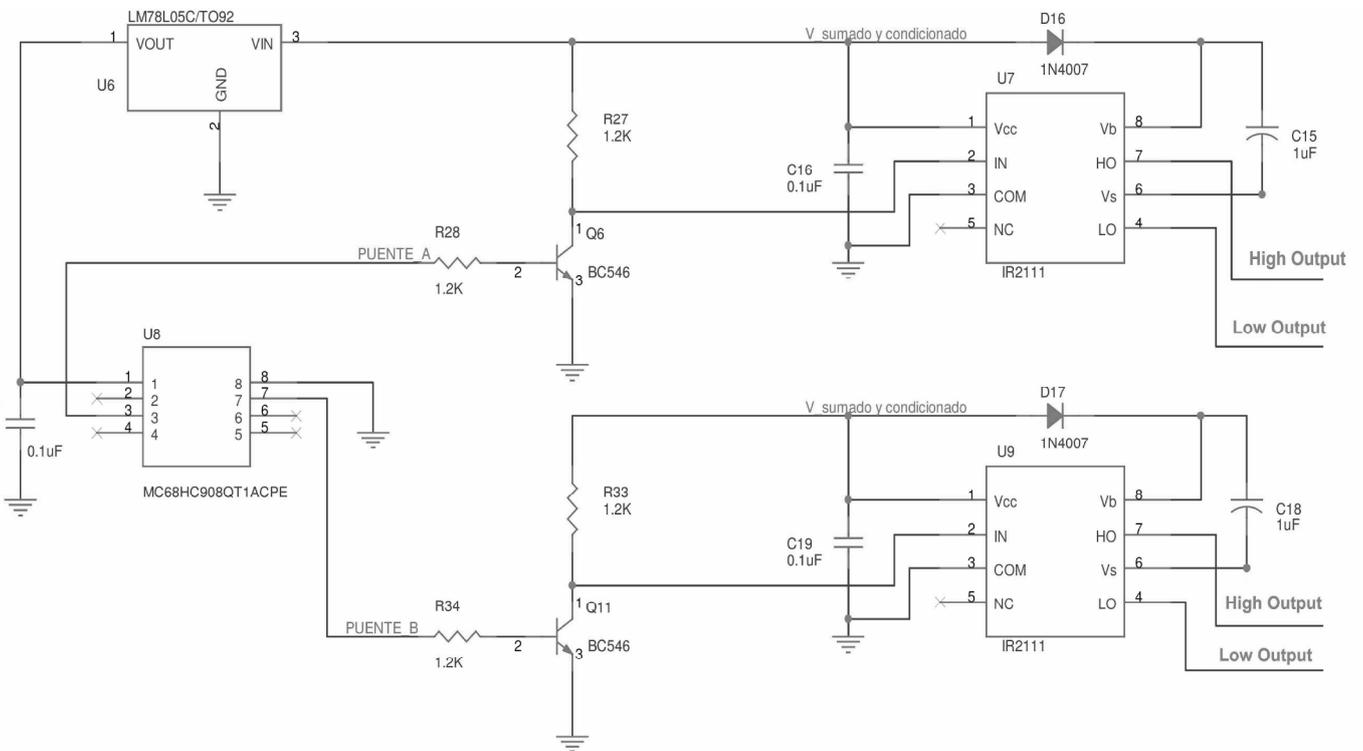
#### Circuito de Retroalimentación del Viper



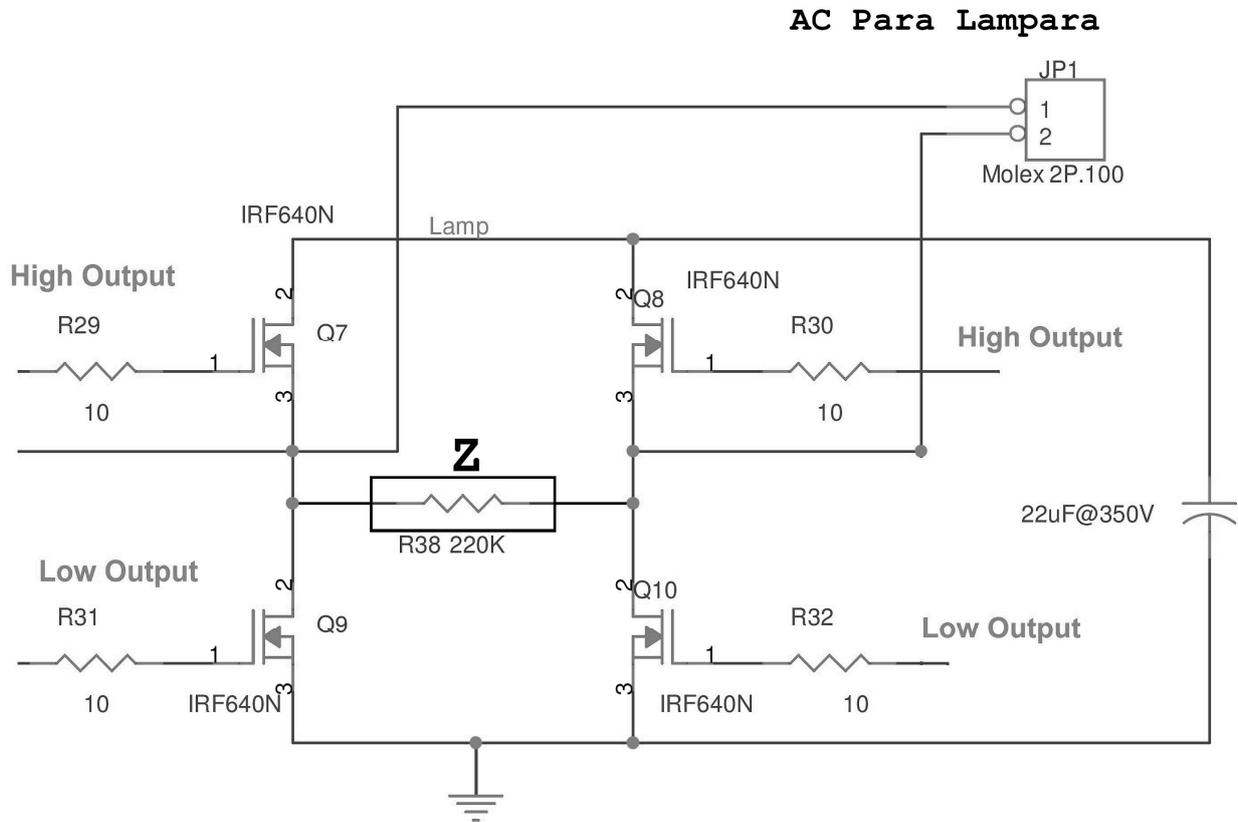
**Convertidor de Subida tipo Boost**



**Circuito de Control del Puente H por medio de Drivers**



**Dispositivo Inversor tipo Puente H**

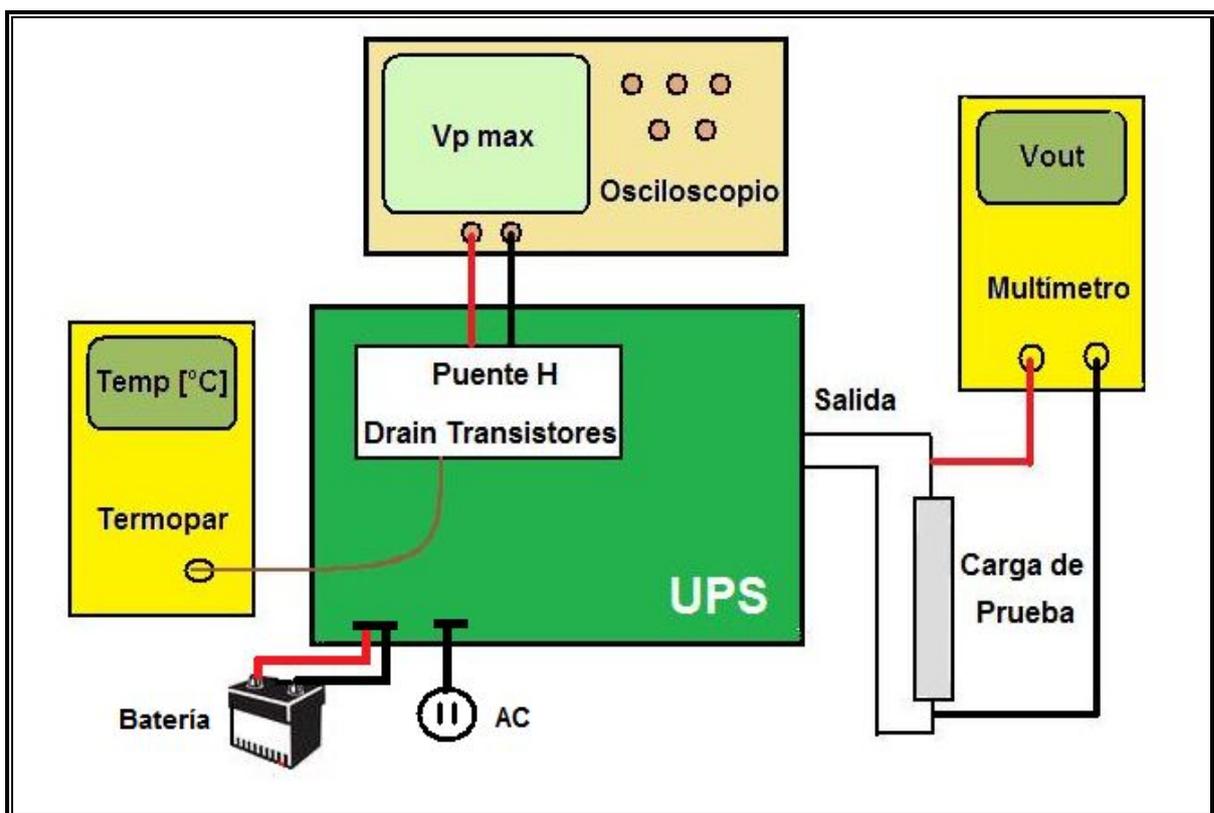


Debido a que las fuentes de energía se vuelven cada día más escasas y costosas, la eficiencia eléctrica se está convirtiendo en el factor más importante en la especificación y selección de equipos electrónicos. La eficiencia del UPS va en función de cuanta energía consume para hacer su trabajo, mantener el voltaje de salida dentro de los límites aceptables y respaldar mediante baterías durante interrupciones de la red eléctrica.

Uno de los factores más importantes que influye en la eficiencia de un UPS es el nivel de carga con el cual trabaja. La mayoría de los UPS presentan mejor nivel de eficiencia cuando trabajan entre el 50 y 100% de su capacidad. Las principales áreas donde se desperdicia la energía en un UPS son en el inversor y el transformador, debido al control con transistores en las etapas de potencia.

En función de esto, las pruebas que el UPS tendrá como evaluación son:

- Temperatura
- Voltaje de pico máximo ( $V_{p_{max}}$ )
- Voltaje de salida con carga
- Potencia máxima
- Tiempo de respaldo energético



*Fig. 5.9 Diagrama de Conexión para Pruebas de Temperatura, Voltaje y Potencia máxima del UPS.*

**Análisis de Resultados.****Temperatura, Voltaje y Potencia Máxima.****Para la prueba de 30 watts**

$$P = V * I$$

$$P = 110[V] * I[A] = 30[\text{watts}]$$

$$I[A] = 30 / 110 = 0.27[A]$$

Carga necesaria:

$$R = P / I^2$$

$$R = 30 / (0.27)^2$$

$$R = 30 / 0.0729$$

$$R = 411.5[\Omega]$$

$$R_{\text{común}} = 390[\Omega] + 22[\Omega]$$

Tiempo [min]	Vp max Drain [V]	Temp Drain [°C]	Vout [Vrms]
10	163	37	108
25	164	41	108
40	165	43	108
60	165	44	108

**Para la prueba de 40 watts**

$$P = 110V * I[A] = 40[\text{watts}]$$

$$I[A] = 40 / 110 = 0.36[A]$$

Carga necesaria:

$$R = 40 / (0.36)^2$$

$$R = 40 / 0.1296$$

$$R = 308.6[\Omega]$$

$$R_{\text{común}} = 270[\Omega] + 33[\Omega]$$

Tiempo [min]	Vp max Drain [V]	Temp Drain [°C]	Vout [Vrms]
10	173	43	107
25	175	45	107
40	176	48	106.2
60	176	49	106.1

**Para la prueba de 50 watts**

$$P = 110V * I[A] = 50[\text{watts}]$$

$$I[A] = 50 / 110 = 0.45[A]$$

Carga necesaria:

$$R = 50 / (0.45)^2$$

$$R = 50 / 0.2025$$

$$R = 246.9[\Omega]$$

$$R_{\text{común}} = 220[\Omega] + 22[\Omega]$$

Tiempo [min]	Vp max Drain [V]	Temp Drain [°C]	Vout [Vrms]
10	182	51	106.2
25	183	55	106
40	185	57	105.8
60	186	58	105.8

El UPS se sometió a cargas que generan como máximo una potencia de 50[W], operando en modo normal (Corriente alterna AC – Red comercial eléctrica) y modo stand by (Corriente directa DC – Baterías) a lo largo de diferentes intervalos de tiempo.

Para potencias mayores a 50[W], el pico de voltaje en el drain se acerca considerablemente al límite máximo que puede soportar el MOSFET (definido en su especificación) y teniendo como resultado un daño en el dispositivo, y como tal en el sistema general. Por lo tanto, no es recomendable utilizar aparatos electrónicos que consuman potencias que superen este límite, y teniendo en cuenta que la mejor eficiencia de un UPS se da cuando el dispositivo trabaja en el intervalo del 50 –100% de su capacidad (Como se menciona con anterioridad), definimos como potencia máxima del dispositivo 30[W], garantizando la mayor eficiencia posible.

**Tiempo de Respaldo Energético (Baterías).**

Para definir el tiempo de respaldo que proporcionan las baterías del UPS, se realiza un trabajo de cargas simultáneamente conectadas en paralelo a su salida, como pueden ser focos ahorradores de luz fluorescente con las siguientes características:

Alimentación: 120[V]

Frecuencia: 60[Hz]

Potencia: 13[W]



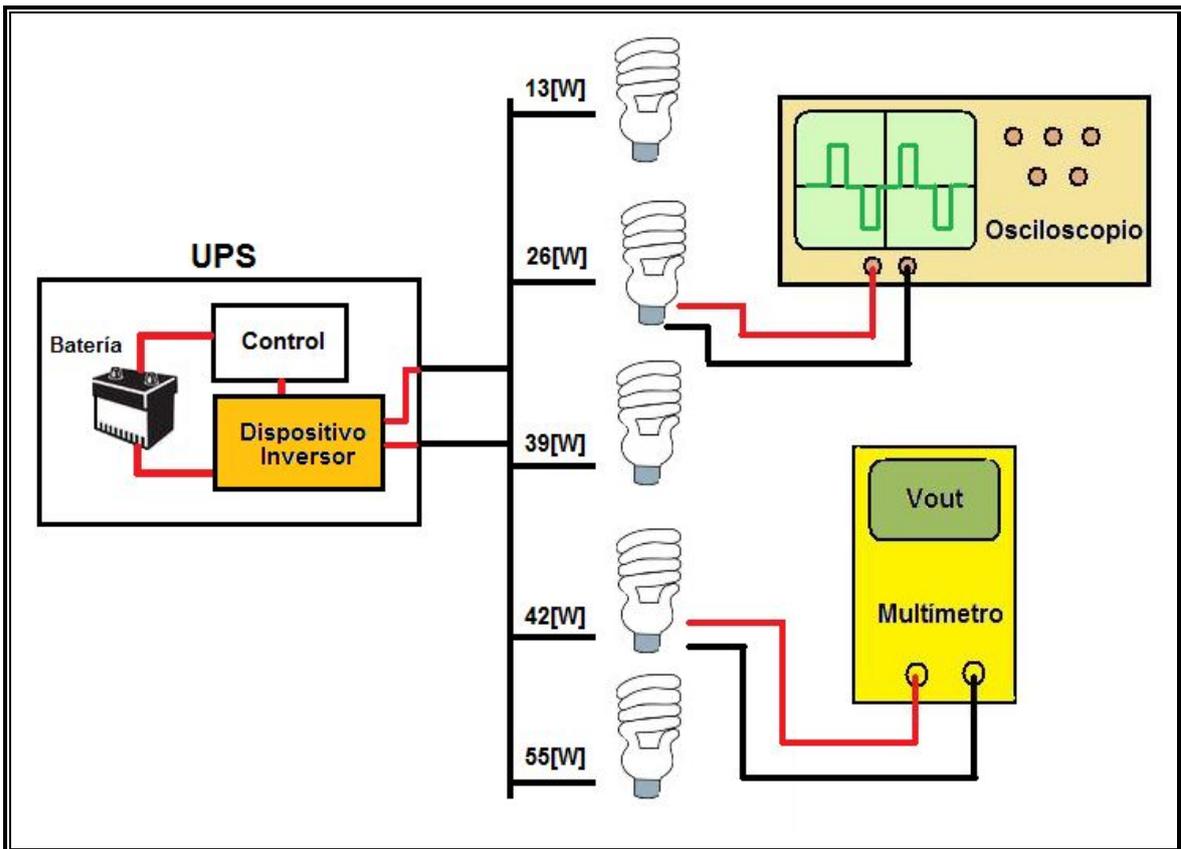


Fig. 6.1 Diagrama de Conexión para Pruebas de tiempo de respaldo energético del UPS

Cuando el UPS se encuentra con recarga máxima de baterías, la cual va en función del uso del dispositivo, se podrá evaluar adecuadamente el tiempo de respaldo. Para una primera recarga, esta deberá ser de 10hrs aproximadamente, posteriormente y de acuerdo con la descarga en la que se encuentre la batería interna del UPS, con 5hrs de recarga aproximadamente se tendrá una carga entre el 80 y 100% de su capacidad.

Mientras la carga conectada a la salida del UPS aumenta, el tiempo de respaldo disminuye. Cuando se encuentran en funcionamiento 3 cargas al mismo tiempo (39[W]), el UPS se comporta en óptimas condiciones, brindando un tiempo de respaldo en promedio de 45 minutos. Los resultados obtenidos se muestran en la siguiente tabla:

Potencia [W]	Tiempo de Respaldo [min]	Vout [V]
13	87	110
26	54	110
39	46	110
42	31	110
55	22	110

De la presente investigación se desprenden una serie de conclusiones, algunas de ellas para entender el papel de la electrónica de potencia como aplicación doméstica de nuestra vida cotidiana, y por otro lado, aquellas de naturaleza y carácter electrónico con las cuales se cumplió el objetivo principal, logrando diseñar un dispositivo electrónico proveedor de energía eléctrica de forma ininterrumpida.

Los sistemas de energía ininterrumpida, o también conocidos como UPS, representan lo más fino en conversión de energía actualmente. Utilizando tecnología de semiconductores, es el nuevo estándar en diseños de electrónica de potencia. Las aplicaciones de esta disciplina con este tipo de dispositivos son muy extensas, debido a que se consigue adaptar y transformar la electricidad, con la finalidad de alimentar otros equipos o el control de los mismos. A partir de esto, los electrodomésticos son el principal objetivo a abordar, y en particular dispositivos electrónicos de baja potencia que sean de un uso recurrente en el hogar y en algunos casos en la industria. De tal modo que sea factible brindarles un respaldo energético, pues una de las características principales de la electrónica de potencia es el procesamiento de energía con la máxima eficiencia posible.

Por otro lado, las contribuciones más relevantes de este proyecto se dieron en las técnicas de conmutación empleadas, en el procesamiento de la energía en las diferentes etapas de conversión dentro del circuito, así como la protección y optimización del sistema. La aplicación de la topología Boost como convertidor de energía de subida, la topología Flyback como convertidor de bajada de energía y el dispositivo inversor de tipo puente H; con esto, el desarrollo de diversas estrategias y algoritmos de control para la estabilización del voltaje de salida hacia un valor constante y especificado según los requerimientos de diseño. Estas se describen a continuación:

- La estrategia de control con el convertidor DC-DC de tipo Flyback por medio de un circuito integrado llamado Viper, así como el proceso de retroalimentación del circuito a partir de un optoacoplador.
- Un análisis teórico y el diseño de control para convertidores DC-DC tipo Boost, sobre la base de un esquema de regulación por modulación del ancho de pulsos (PWM). Desarrollado a partir de un circuito integrado y en función de la programación de su frecuencia y el ciclo de trabajo, lo cual brinda una mayor estabilidad y eficiencia en el circuito final.
- En función de la naturaleza del convertidor DC-AC de tipo puente H con MOSFET, se define el dispositivo inversor. El análisis, diseño de operación (el cual es a partir de un microcontrolador tipo PIC) y su etapa de control, por medio de circuitos integrados tipo drivers como interface de gestión entre el microcontrolador y el puente H. La elección adecuada de los MOSFET en la estructura del dispositivo inversor tiene que ser precisa, escogiendo el transistor más conveniente para lograr la mayor eficiencia en la última etapa de conversión de energía del circuito.

- El diseño magnético tanto del transformador para la topología flyback, como el inductor para la topología Boost, incluye el uso de núcleos de ferrita para minimizar pérdidas por efecto joule y reducir los riesgos de saturación por frecuencia.
- El desarrollo de un esquema que contempla la posibilidad de obtener controladores basados en la modulación de frecuencia de pulsos, obteniéndose igualmente un control implícito para llevar a cabo la estabilización del voltaje a la salida de los modelos derivados DC-DC y AC-DC hacia diferentes topologías de conversión de energía.

La protección eficiente del circuito electrónico ante altas de voltaje, corto circuito e inclusive ante el sobrecalentamiento de elementos sometidos a transferencias de energía o manejo de frecuencias. El sistema está diseñado para brindar soporte energético a dispositivos de baja potencia, como se menciono con anterioridad y haciendo hincapié en que el rango de baja potencia definido es menor o igual a 30[W] de carga, en un uso comercial de esta aplicación es normal que el usuario llegue a conectar cargas mayores al estándar, luego entonces se define un circuito de protección a la entrada del sistema el cuál propicia la abertura del mismo exactamente a la entrada en el momento que sea expuesto a cargas superiores a la estandar, evitando ningún otro daño en las siguientes etapas de control y procesamiento de la energía, haciendo fácil su mantenimiento y de económica reparación. Para disminuir el sobre calentamiento de los dispositivos de potencia, el sistema incluye un circuito de protección tipo snubber, así como disipadores de calor y una distribución idónea de los dispositivos en el circuito electrónico final.

La operación del sistema cubre los aspectos más importantes en el desarrollo y funcionamiento de esta tecnología, generando una señal de voltaje de tipo alterno (AC) semisenoidal a la salida, con características ideales para el empleo de la misma en un uso comercial. De igual forma, el sistema brinda un soporte de energía de 45 minutos para una carga máxima de 30[w]. El tiempo de respaldo puede incrementar si la carga conectada al sistema demanda menor potencia. Este sistema incluye una batería interna para el respaldo de energía, la cual se recarga cuando el dispositivo está conectado a la toma de corriente e inclusive cuando está encendido y operando, el proceso de carga de baterías se encuentra activo. Cuando el dispositivo está sin conexión alguna a la toma de corriente, puede ser un equipo portátil, que opere de forma inalámbrica.

Los rangos de temperatura para la operación del sistema son amplios y su desempeño es eficiente para un intervalo de temperaturas de 0 – 50[°C]. Este sistema de energía ininterrumpida ofrece una opción eficiente en el control y procesamiento de la transferencia directa de energía eléctrica a la carga y una extensa gama de aplicaciones comerciales.

**DATOS TECNICOS UPS**

<b>Voltaje de entrada</b>	<b>120 [VAC]</b>
<b>Voltaje de salida</b>	<b>110 [VAC] Semisenoidal</b>
<b>Potencia Máxima de salida</b>	<b>30 [W]</b>
<b>Tiempo de respaldo aprox.</b>	<b>45 [min]</b>
<b>Rango de temperaturas de operación</b>	<b>0 - 50 [°C]</b>

### 6.1.1 Definiciones y Terminología.

#### Varistor.

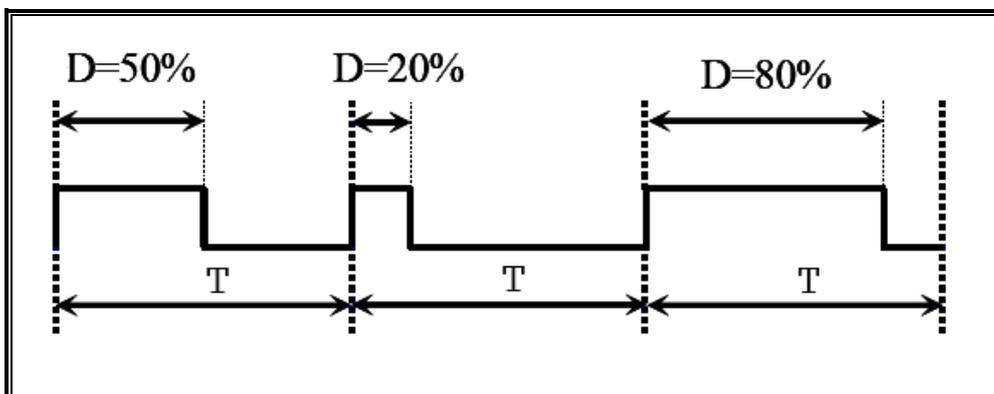
Un varistor es un componente que protege a los circuitos electrónicos de variaciones y picos bruscos de tensión, cuya resistencia óhmica disminuye cuando el voltaje que se le aplica aumenta. Se coloca en paralelo al circuito y de esta forma absorbe todos los picos transitorios mayores a su tensión nominal. El varistor tiene un tiempo de respuesta rápido y proporcionan una protección fiable y económica.

#### Características:

- Amplia gama para el manejo de voltajes – desde 14V a 550V.
- Alta capacidad de absorción de energía respecto a las dimensiones del componente.
- El tiempo de respuesta es instantáneo, absorbiendo el transitorio en el momento que ocurre.
- Tiene buena disipación de energía.
- Alto grado de aislamiento.

#### PWM (Pulse Wide Modulation).

El PWM (Modulador de ancho de pulso) es un circuito de control de frecuencia y corriente, por medio de una señal de onda cuadrada modulada para transmitir información a través de un canal de comunicaciones o para controlar la cantidad de energía que se envía a una carga. Los parámetros fundamentales del PWM son la frecuencia de oscilación ( $f$ ), el periodo ( $T$ ) y el ciclo de trabajo ( $D$ ).



## Viper.

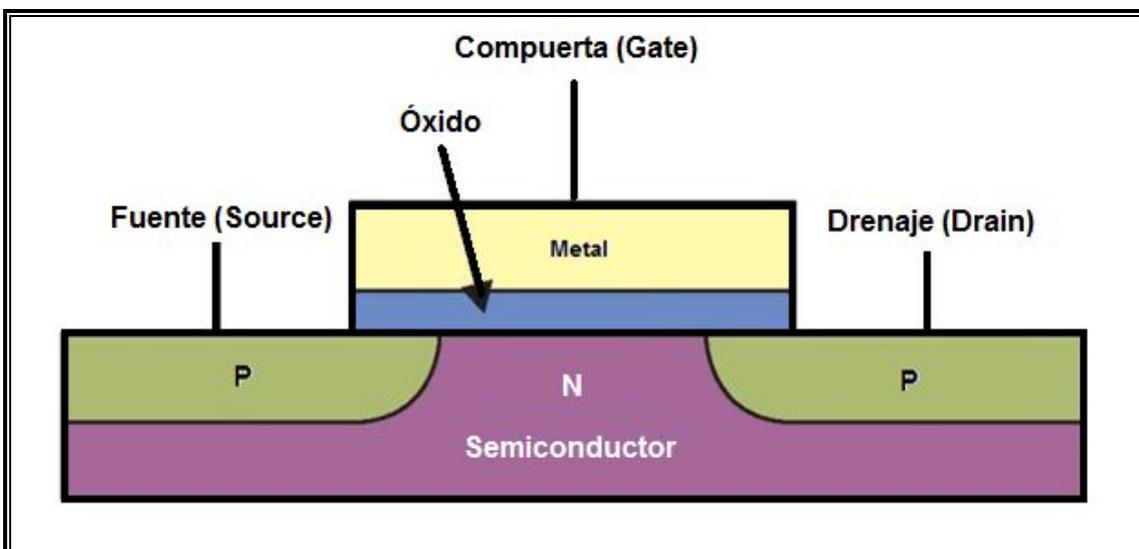
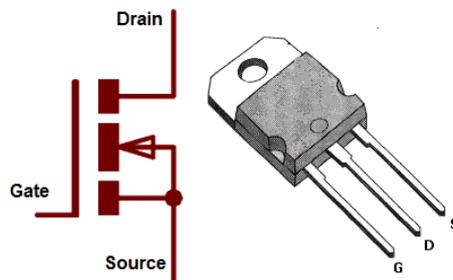
El viper es un dispositivo semiconductor que combina un modo de corriente especializado controlado por un PWM y un MOSFET de alto poder en el mismo circuito integrado. Su control interno de circuitos ofrece los siguientes beneficios:

- Amplio rango de voltaje de entrada.
- Modo de control de corriente.
- Protección contra sobre temperatura, corriente y voltaje.

## MOSFET.

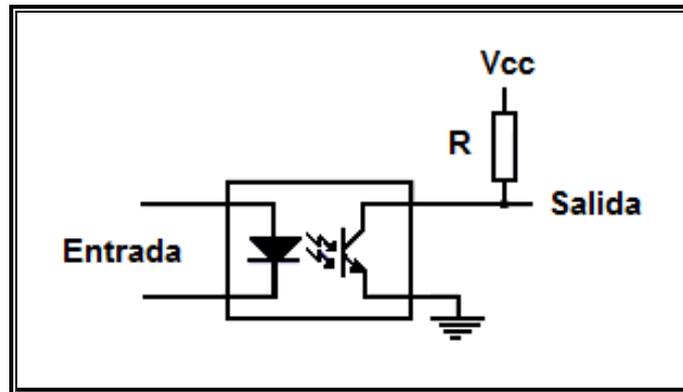
Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor.

Es un transistor de efecto de campo basado en la estructura MOS, consiste en un condensador cuya armadura es metálica y se le conoce como compuerta (Gate), el dieléctrico se forma con un óxido del semiconductor del sustrato, y la otra armadura es un semiconductor, que llamaremos sustrato tipo especial de transistor FET que tiene una versión NPN y otra PNP.



### Optoacoplador.

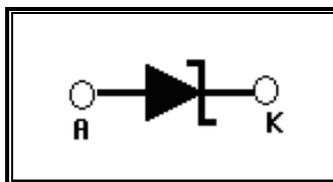
El Optoacoplador es un dispositivo de emisión y recepción de luz, que funciona como un interruptor; se compone de un diodo LED y un fototransistor, de manera de que cuando el diodo LED emite luz, ilumine el fototransistor y conduzca. Estos dos elementos están acoplados de la forma más eficiente posible.



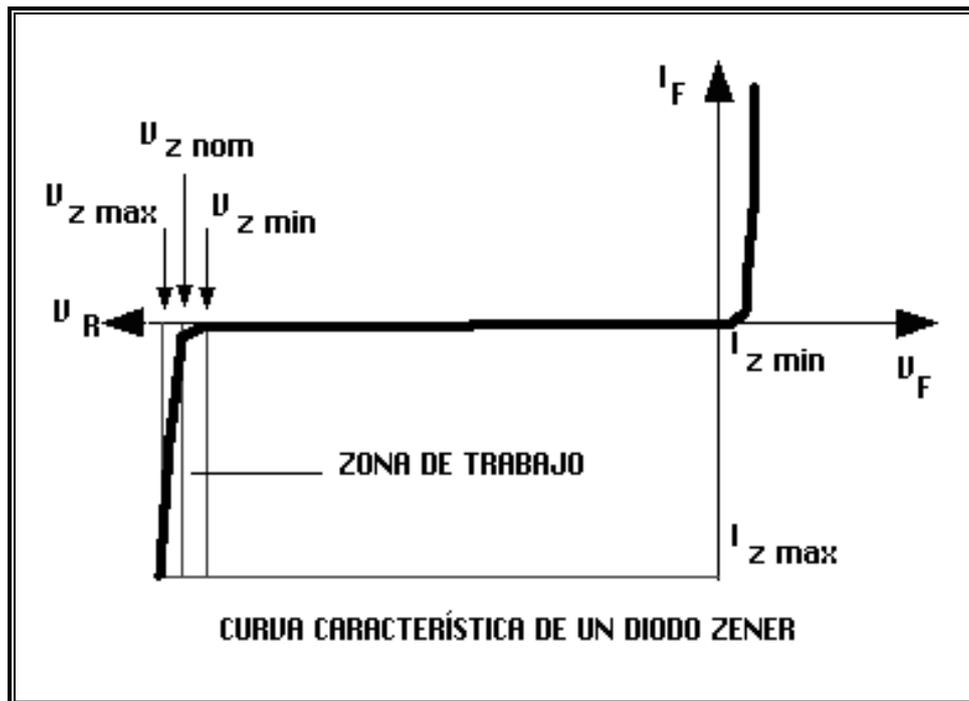
La corriente de salida  $I_C$  del optocoplador (corriente de colector del fototransistor) es proporcional a la corriente de entrada  $I_F$  (corriente en el diodo LED). La relación entre estas dos corrientes se llama razón de transferencia de corriente (CTR) y depende de la temperatura ambiente. A mayor temperatura ambiente,  $I_C$  es mayor para la misma corriente  $I_F$ . El optoacoplador es un dispositivo sensible a la frecuencia y el CTR disminuye al aumentar ésta.

### ZENER.

Es un tipo de diodo que funciona exclusivamente en la zona de ruptura; esta tensión de ruptura depende de las características de construcción del diodo. Polarizado en directa actúa como un diodo normal y por tanto no se utiliza en dicho estado.



El efecto zener se basa en la aplicación de tensiones inversas que originan fuertes campos eléctricos que causan la ruptura de los enlaces entre átomos, dejando así electrones libres capaces de establecer la conducción.

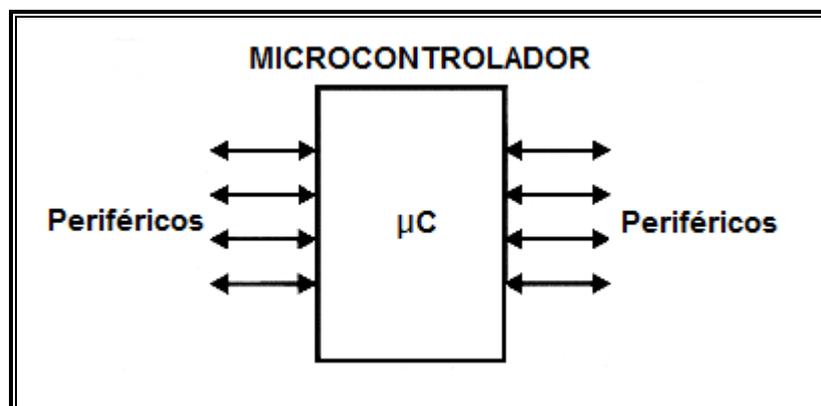


### Drivers.

Un driver es un software o dispositivo electrónico que sirve de intermediario entre el hardware y el sistema operativo. Su finalidad como software es la de permitir extraer el máximo de las funciones del dispositivo para el cual ha sido diseñado. El driver como dispositivo electrónico es un circuito integrado, el cual gestionará instrucciones de control para diferentes aplicaciones.

### Microcontrolador.

Un microcontrolador es un dispositivo electrónico capaz de llevar a cabo procesos lógicos, en un solo circuito integrado que contiene: la unidad de proceso, la memoria RAM, memoria ROM, puertos de entrada, salida y otros periféricos. Estos procesos o acciones son programados a partir de un algoritmo y en función de algún lenguaje de programación por el usuario.



6.1.2 Hojas de Especificación (Data Sheet).



VIPer12ADIP  
VIPer12AS

LOW POWER OFF LINE SMPS PRIMARY SWITCHER

TYPICAL POWER CAPABILITY

Mains type	SO-8	DIP8
European (195 - 265 Vac)	8 W	13 W
US / Wide range (85 - 265 Vac)	5 W	8 W

- FIXED 60 KHZ SWITCHING FREQUENCY
- 9V TO 38V WIDE RANGE  $V_{DD}$  VOLTAGE
- CURRENT MODE CONTROL
- AUXILIARY UNDERVOLTAGE LOCKOUT WITH HYSTERESIS
- HIGH VOLTAGE START UP CURRENT SOURCE
- OVERTEMPERATURE, OVERCURRENT AND OVERVOLTAGE PROTECTION WITH AUTORESTART

DESCRIPTION

The VIPer12A combines a dedicated current mode PWM controller with a high voltage Power



SO-8



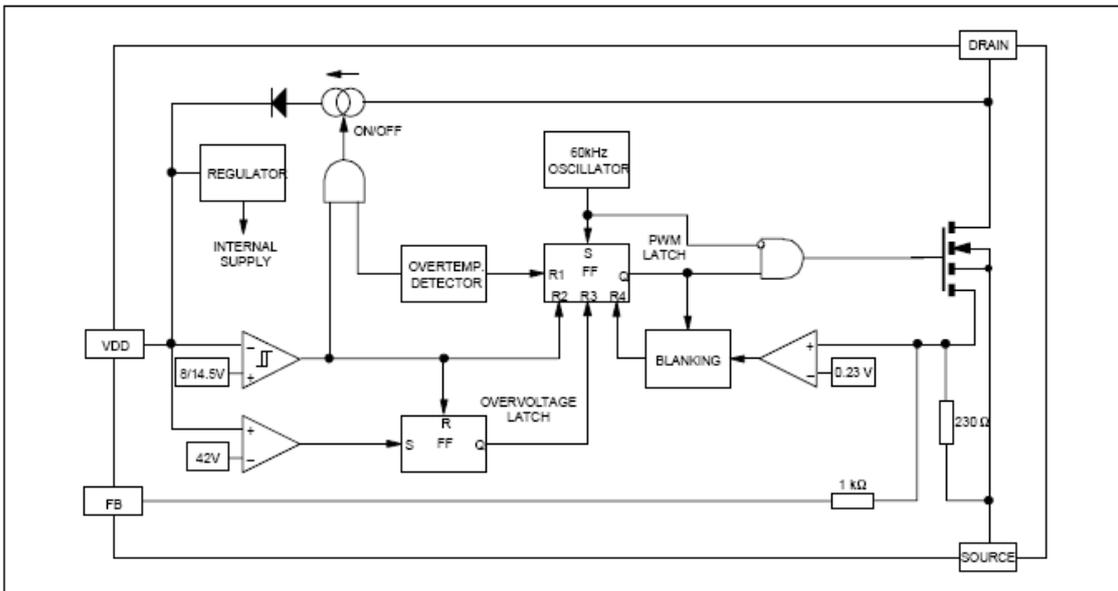
DIP-8

ORDER CODES		
PACKAGE	TUBE	T&R
SO-8	VIPer12AS	VIPer12AS13TR
DIP-8	VIPer12ADIP	

MOSFET on the same silicon chip. Typical applications cover off line power supplies for battery charger adapters, standby power supplies for TV or monitors, auxiliary supplies for motor control, etc. The internal control circuit offers the following benefits:

- Large input voltage range on the  $V_{DD}$  pin accommodates changes in auxiliary supply voltage. This feature is well adapted to battery charger adapter configurations.
- Automatic burst mode in low load condition.
- Overvoltage protection in hiccup mode.

BLOCK DIAGRAM

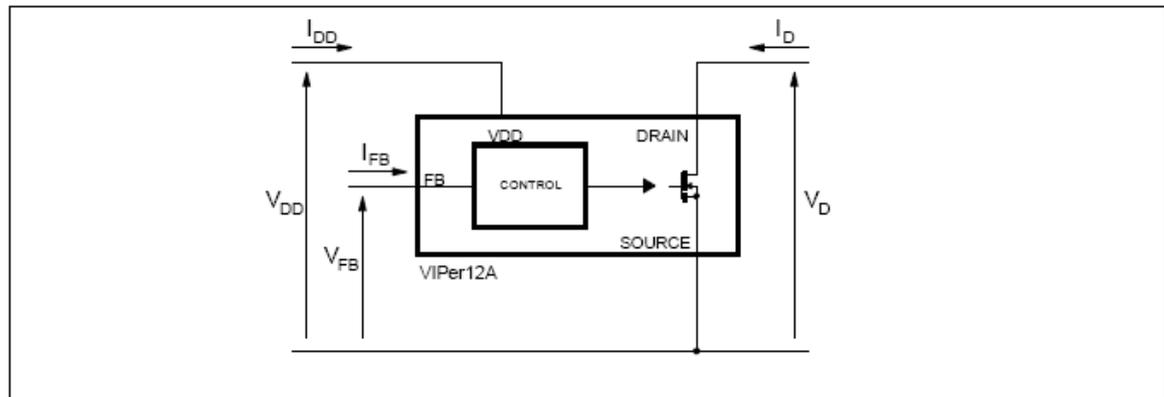


VIPer12ADIP / VIPer12AS

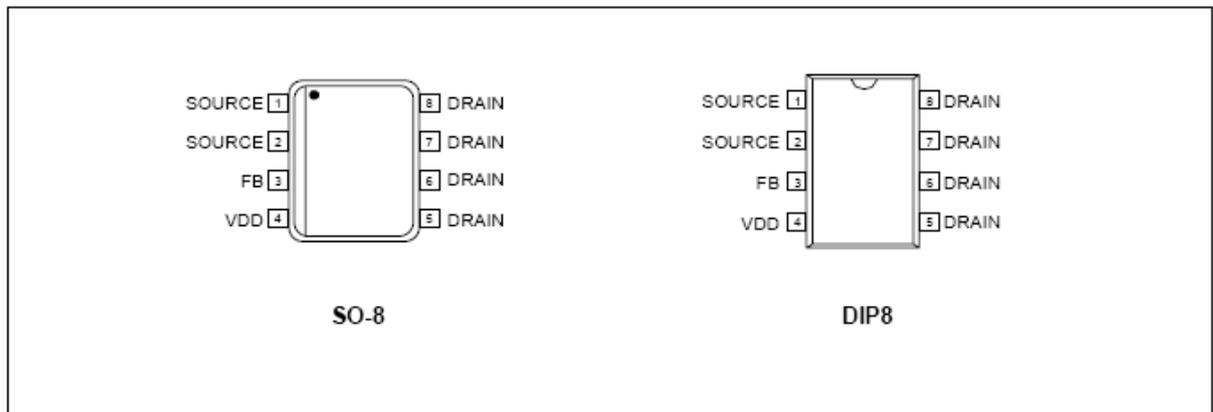
**PIN FUNCTION**

Name	Function
V <sub>DD</sub>	Power supply of the control circuits. Also provides a charging current during start up thanks to a high voltage current source connected to the drain. For this purpose, an hysteresis comparator monitors the V <sub>DD</sub> voltage and provides two thresholds: - V <sub>DDon</sub> : Voltage value (typically 14.5V) at which the device starts switching and turns off the start up current source. - V <sub>DDoff</sub> : Voltage value (typically 8V) at which the device stops switching and turns on the start up current source.
SOURCE	Power MOSFET source and circuit ground reference.
DRAIN	Power MOSFET drain. Also used by the internal high voltage current source during start up phase for charging the external V <sub>DD</sub> capacitor.
FB	Feedback input. The useful voltage range extends from 0V to 1V, and defines the peak drain MOSFET current. The current limitation, which corresponds to the maximum drain current, is obtained for a FB pin shorted to the SOURCE pin.

**CURRENT AND VOLTAGE CONVENTIONS**



**CONNECTION DIAGRAM**



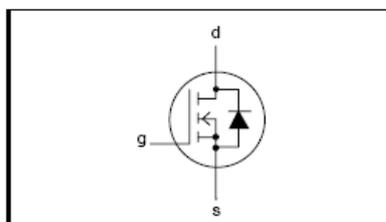
**N-channel TrenchMOS™ transistor**

**IRF640, IRF640S**

**FEATURES**

- 'Trench' technology
- Low on-state resistance
- Fast switching
- Low thermal resistance

**SYMBOL**



**QUICK REFERENCE DATA**

$V_{DSS} = 200\text{ V}$
$I_D = 16\text{ A}$
$R_{DS(ON)} \leq 180\text{ m}\Omega$

**GENERAL DESCRIPTION**

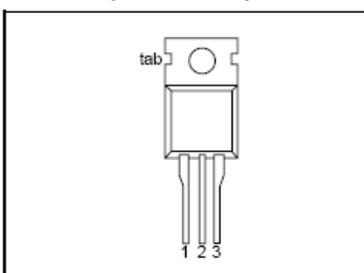
N-channel, enhancement mode field-effect power transistor using **Trench** technology, intended for use in off-line switched mode power supplies, T.V. and computer monitor power supplies, d.c. to d.c. converters, motor control circuits and general purpose switching applications.

The IRF640 is supplied in the SOT78 (TO220AB) conventional leaded package.  
The IRF640S is supplied in the SOT404 (D<sup>2</sup>PAK) surface mounting package.

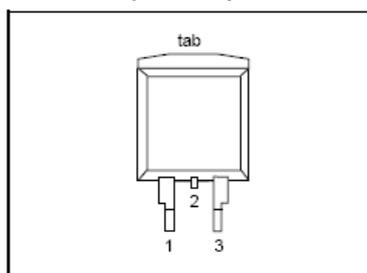
**PINNING**

PIN	DESCRIPTION
1	gate
2	drain <sup>1</sup>
3	source
tab	drain

**SOT78 (TO220AB)**



**SOT404 (D<sup>2</sup>PAK)**



**LIMITING VALUES**

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
$V_{DSS}$	Drain-source voltage	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ to $175\text{ }^\circ\text{C}$	-	200	V
$V_{DGR}$	Drain-gate voltage	$T_j = 25\text{ }^\circ\text{C}$ to $175\text{ }^\circ\text{C}$ ; $R_{GS} = 20\text{ k}\Omega$	-	200	V
$V_{GS}$	Gate-source voltage		-	$\pm 20$	V
$I_D$	Continuous drain current	$T_{mb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$ ; $V_{GS} = 10\text{ V}$	-	16	A
		$T_{mb} = 100\text{ }^\circ\text{C}$ ; $V_{GS} = 10\text{ V}$	-	11	A
$I_{DM}$	Pulsed drain current	$T_{mb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-	64	A
$P_D$	Total power dissipation	$T_{mb} = 25\text{ }^\circ\text{C}$	-	136	W
$T_j, T_{stg}$	Operating junction and storage temperature		- 55	175	$^\circ\text{C}$

## N-channel TrenchMOS™ transistor

IRF640, IRF640S

**AVALANCHE ENERGY LIMITING VALUES**

Limiting values in accordance with the Absolute Maximum System (IEC 134)

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	MAX.	UNIT
$E_{AS}$	Non-repetitive avalanche energy	Unclamped inductive load, $I_{AS} = 6.2$ A; $t_b = 720$ $\mu$ s; $T_j$ prior to avalanche = 25°C; $V_{DD} \leq 25$ V; $R_{GS} = 50$ $\Omega$ ; $V_{GS} = 10$ V; refer to fig.14	-	580	mJ
$I_{AS}$	Peak non-repetitive avalanche current		-	16	A

**THERMAL RESISTANCES**

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$R_{th\ j-mb}$	Thermal resistance junction to mounting base	SOT78 package, in free air SOT404 package, pcb mounted, minimum footprint	-	-	1.1	K/W
$R_{th\ j-a}$	Thermal resistance junction to ambient		-	60	-	K/W
			-	50	-	K/W

**THERMAL RESISTANCES**

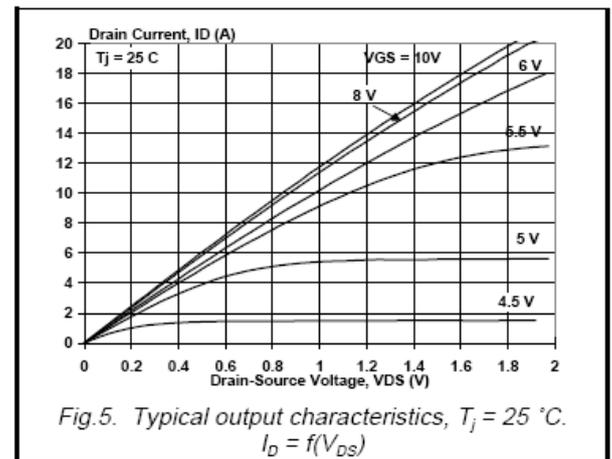
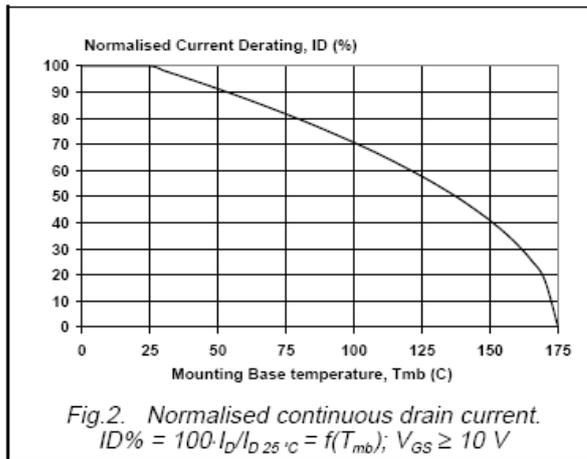
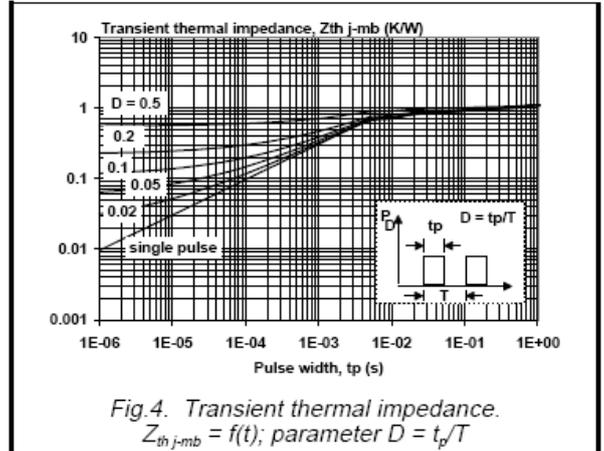
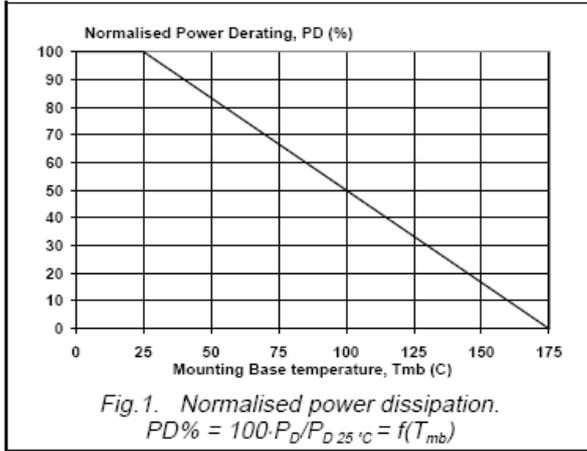
SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$R_{th\ j-mb}$	Thermal resistance junction to mounting base	SOT78 package, in free air SOT404 package, pcb mounted, minimum footprint	-	-	1.1	K/W
$R_{th\ j-a}$	Thermal resistance junction to ambient		-	60	-	K/W
			-	50	-	K/W

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** $T_j = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified

SYMBOL	PARAMETER	CONDITIONS	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
$V_{(BR)DSS}$	Drain-source breakdown voltage	$V_{GS} = 0$ V; $I_D = 0.25$ mA; $T_j = -55^\circ\text{C}$	200 178	-	-	V V
$V_{GS(TO)}$	Gate threshold voltage	$V_{DS} = V_{GS}$ ; $I_D = 1$ mA $T_j = 175^\circ\text{C}$ $T_j = -55^\circ\text{C}$	2 1	3	4	V V V
$R_{DS(ON)}$	Drain-source on-state resistance	$V_{GS} = 10$ V; $I_D = 8$ A $T_j = 175^\circ\text{C}$	-	130	180	m $\Omega$ m $\Omega$
$I_{GSS}$	Gate source leakage current	$V_{GS} = \pm 20$ V; $V_{DS} = 0$ V	-	10	100	nA
$I_{DSS}$	Zero gate voltage drain current	$V_{DS} = 200$ V; $V_{GS} = 0$ V; $V_{DS} = 160$ V; $V_{GS} = 0$ V; $T_j = 175^\circ\text{C}$	-	0.05	10	$\mu$ A $\mu$ A
$Q_{g(tot)}$	Total gate charge	$I_D = 18$ A; $V_{DD} = 160$ V; $V_{GS} = 10$ V	-	-	63	nC
$Q_{gs}$	Gate-source charge		-	-	12	nC
$Q_{gd}$	Gate-drain (Miller) charge		-	-	35	nC
$t_{d\ on}$	Turn-on delay time	$V_{DD} = 100$ V; $R_D = 5.6$ $\Omega$ ; $V_{GS} = 10$ V; $R_G = 5.6$ $\Omega$ Resistive load	-	12	-	ns
$t_r$	Turn-on rise time		-	45	-	ns
$t_{d\ off}$	Turn-off delay time		-	54	-	ns
$t_f$	Turn-off fall time		-	38	-	ns
$L_d$	Internal drain inductance	Measured tab to centre of die	-	3.5	-	nH
$L_d$	Internal drain inductance	Measured from drain lead to centre of die (SOT78 package only)	-	4.5	-	nH
$L_s$	Internal source inductance	Measured from source lead to source bond pad	-	7.5	-	nH

N-channel TrenchMOS™ transistor

IRF640, IRF640S





# UC3842/UC3843/UC3844/UC3845

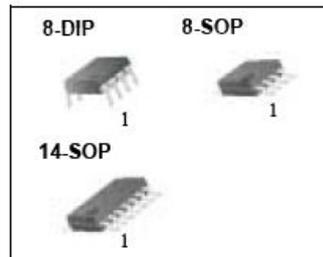
## SMPS Controller

### Features

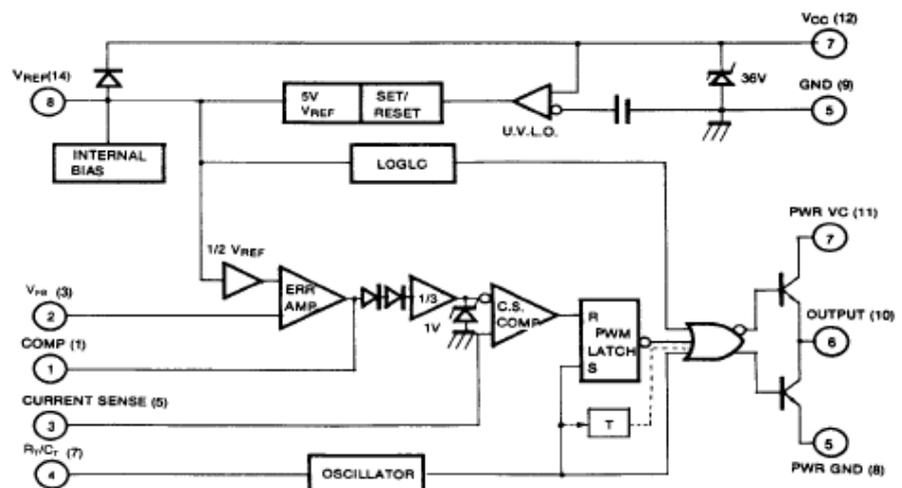
- Low Start up Current
- Maximum Duty Clamp
- UVLO With Hysteresis
- Operating Frequency up to 500KHz

### Description

The UC3842/UC3843/UC3844/UC3845 are fixed frequency current-mode PWM controller. They are specially designed for Off-Line and DC to DC converter applications with minimum external components. These integrated circuits feature a trimmed oscillator for precise duty cycle control, a temperature compensated reference, high gain error amplifier, current sensing comparator and a high current totempole output for driving a Power MOSFET. The UC3842 and UC3844 have UVLO thresholds of 16V (on) and 10V (off). The UC3843 and UC3845 are 8.5V(on) and 7.9V (off). The UC3842 and UC3843 can operate within 100% duty cycle. The UC3844 and UC3845 can operate with 50% duty cycle.



### Internal Block Diagram

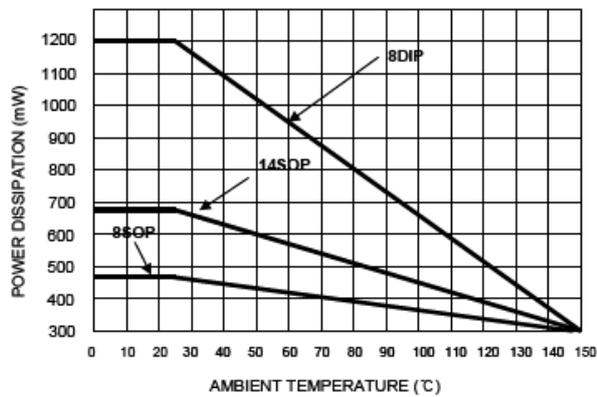


UC3842/UC3843/UC3844/UC3845

### Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	VCC	30	V
Output Current	IO	±1	A
Analog Inputs (Pin 2,3)	V(ANA)	-0.3 to 6.3	V
Error Amp Output Sink Current	ISINK (E.A)	10	mA
Power Dissipation at TA≤25°C (8DIP)	PD(Note1,2)	1200	mW
Power Dissipation at TA≤25°C (8SOP)	PD(Note1,2)	460	mW
Power Dissipation at TA≤25°C (14SOP)	PD(Note1,2)	680	mW
Storage Temperature Range	TSTG	-65 ~ +150	°C
Lead Temperature (Soldering, 10sec)	TLEAD	+300	°C

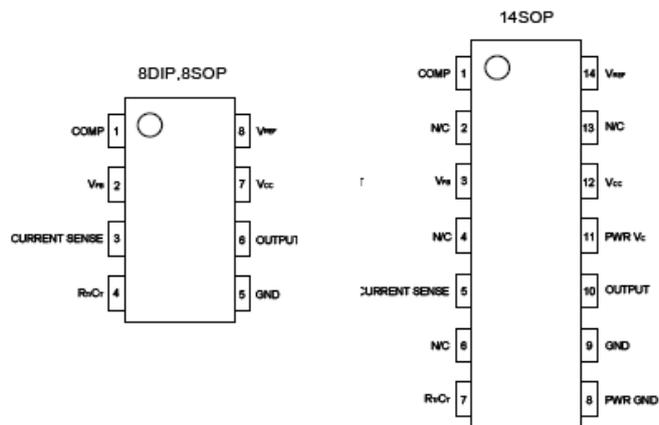
### Power Dissipation Curve



### Thermal Data

Characteristic	Symbol	8-DIP	8-SOP	14-SOP	Unit
Thermal Resistance Junction-ambient	Rthj-amb(MAX)	100	265	180	°C/W

### Pin Array



### Electrical Characteristics

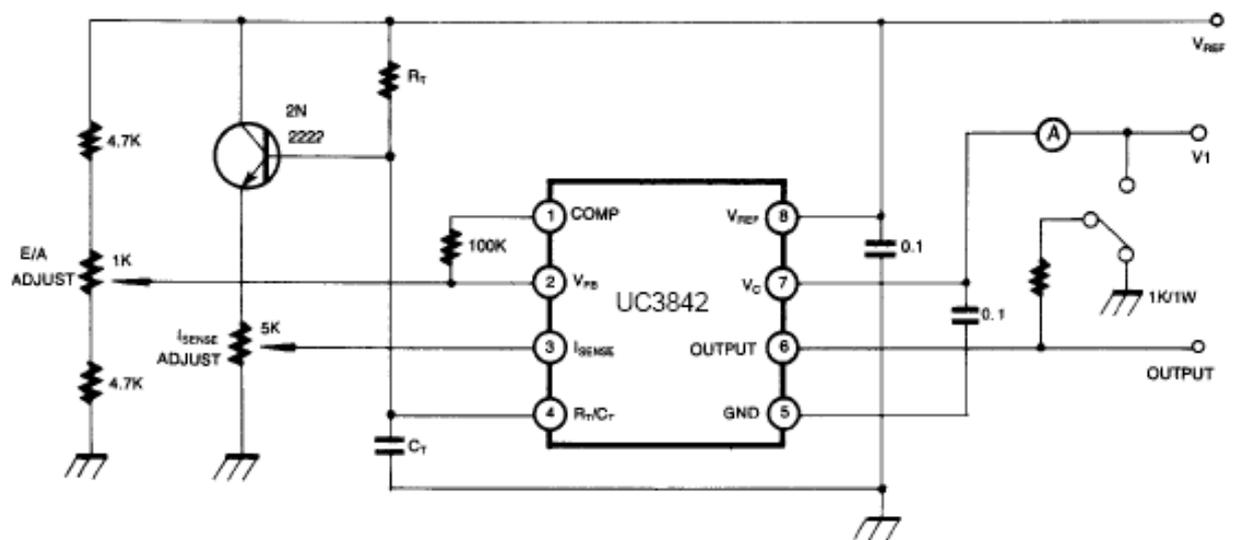
( $V_{CC}=15V$ ,  $R_T=10k\Omega$ ,  $C_T=3.3nF$ ,  $T_A=0^\circ C$  to  $+70^\circ C$ , unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
<b>REFERENCE SECTION</b>						
Reference Output Voltage	$V_{REF}$	$T_J = 25^\circ C$ , $I_{REF} = 1mA$	4.90	5.00	5.10	V
Line Regulation	$\Delta V_{REF}$	$12V \leq V_{CC} \leq 25V$	-	6	20	mV
Load Regulation	$\Delta V_{REF}$	$1mA \leq I_{REF} \leq 20mA$	-	6	25	mV
Short Circuit Output Current	ISC	$T_A = 25^\circ C$	-	-100	-180	mA
<b>OSCILLATOR SECTION</b>						
Oscillation Frequency	f	$T_J = 25^\circ C$	47	52	57	kHz
Frequency Change with Voltage	$\Delta f/\Delta V_{CC}$	$12V \leq V_{CC} \leq 25V$	-	0.05	1	%
Oscillator Amplitude	$V_{OSC}$	-	-	1.6	-	V <sub>P-P</sub>

### Electrical Characteristics (Continued)

( $V_{CC}=15V$ ,  $R_T=10k\Omega$ ,  $C_T=3.3nF$ ,  $T_A=0^\circ C$  to  $+70^\circ C$ , unless otherwise specified)

Parameter	Symbol	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
<b>PWM SECTION</b>						
Max. Duty Cycle	D(Max)	UC3842/UC3843	95	97	100	%
	D(Max)	UC3844/UC3845	47	48	50	%
Min. Duty Cycle	D(MIN)	-	-	-	0	%
<b>TOTAL STANDBY CURRENT</b>						
Start-Up Current	IST	-	-	0.45	1	mA
Operating Supply Current	ICC(OPR)	$V_{pin3}=V_{pin2}=ON$	-	14	17	mA
Zener Voltage	VZ	ICC = 25mA	30	38	-	V



MC68HC908QY4A  
Rev. 0  
12/2005



## General Description

### Introduction

The MC68HC908QY4A is a member of the low-cost, high-performance M68HC08 Family of 8-bit microcontroller units (MCUs). All MCUs in the family use the enhanced M68HC08 central processor unit (CPU08) and are available with a variety of modules, memory sizes and types, and package types.

Table 1-1. Summary of Device Variations

Device	FLASH Memory Size	ADC	Pin Count
MC68HC908QT1A	1536 bytes	—	8 pins
MC68HC908QT2A	1536 bytes	6 channel, 10 bit	8 pins
MC68HC908QT4A	4096 bytes	6 channel, 10 bit	8 pins
MC68HC908QY1A	1536 bytes	—	16 pins
MC68HC908QY2A	1536 bytes	6 channel, 10 bit	16 pins
MC68HC908QY4A	4096 bytes	6 channel, 10 bit	16 pins

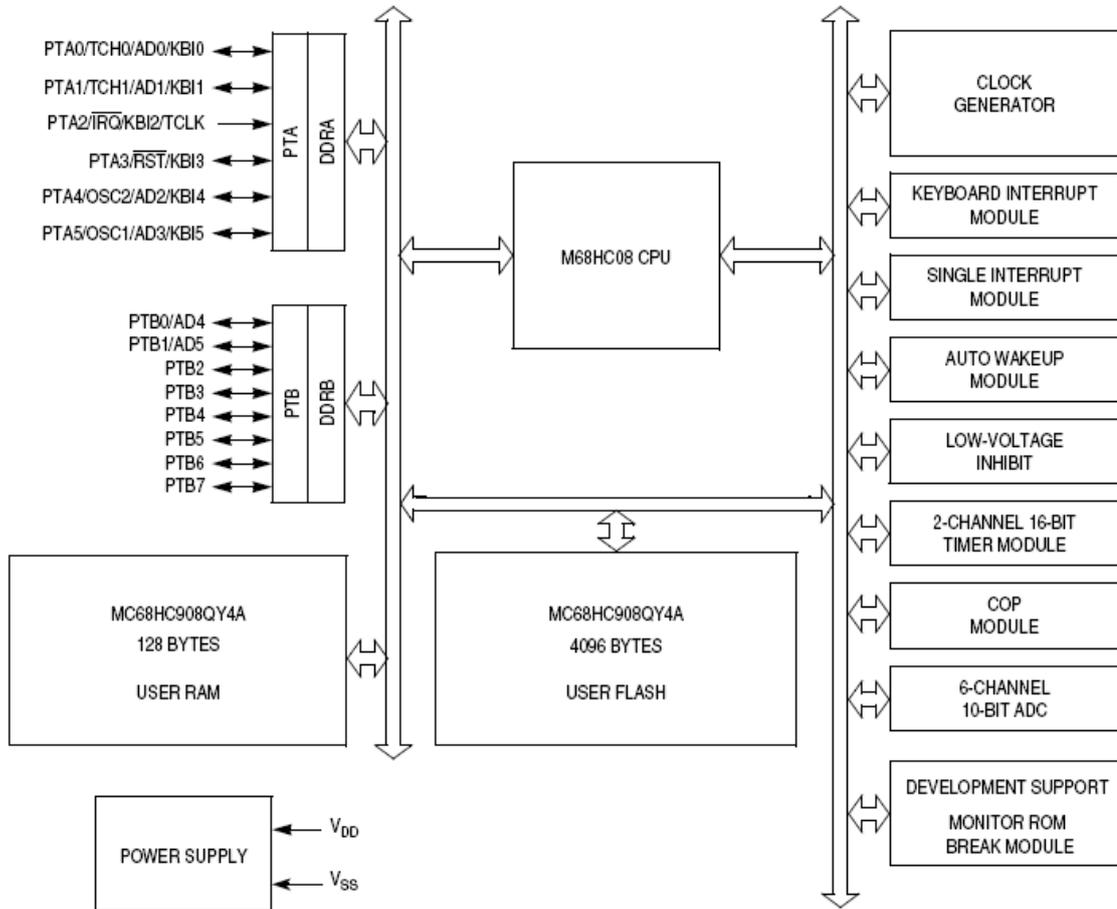
## Features

Features include:

- High-performance M68HC08 CPU core
- Fully upward-compatible object code with M68HC05 Family
- 5-V and 3-V operating voltages ( $V_{DD}$ )
- 8-MHz internal bus operation at 5 V, 4-MHz at 3 V
- Trimmable internal oscillator
  - Software selectable 1 MHz, 2 MHz, or 3.2 MHz internal bus operation
  - 8-bit trim capability
  - $\pm 25\%$  untrimmed
  - Trimmable to approximately 0.4%<sup>(1)</sup>
- Software selectable crystal oscillator range, 32–100 kHz, 1–8 MHz and 8–32 MHz
- Software configurable input clock from either internal or external source
- Auto wakeup from STOP capability using dedicated internal 32-kHz RC or bus clock source
- On-chip in-application programmable FLASH memory
  - Internal program/erase voltage generation
  - Monitor ROM containing user callable program/erase routines
  - FLASH security
- On-chip random-access memory (RAM)
- 2-channel, 16-bit timer interface (TIM) module
- 6-channel, 10-bit analog-to-digital converter (ADC) with internal bandgap reference channel (ADC10)

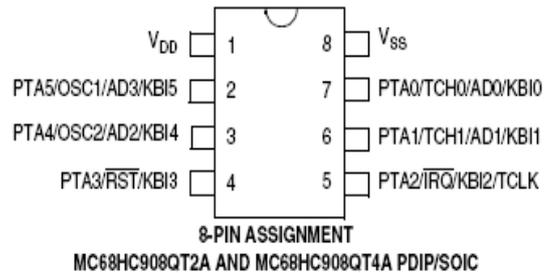
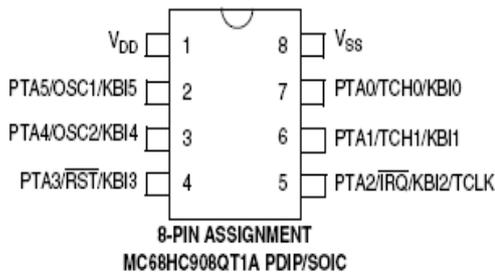
## MCU Block Diagram

shows the structure of the MC68HC908QY4A.

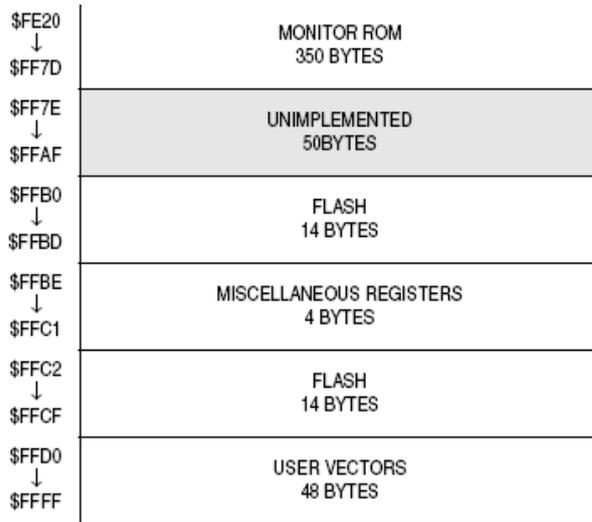
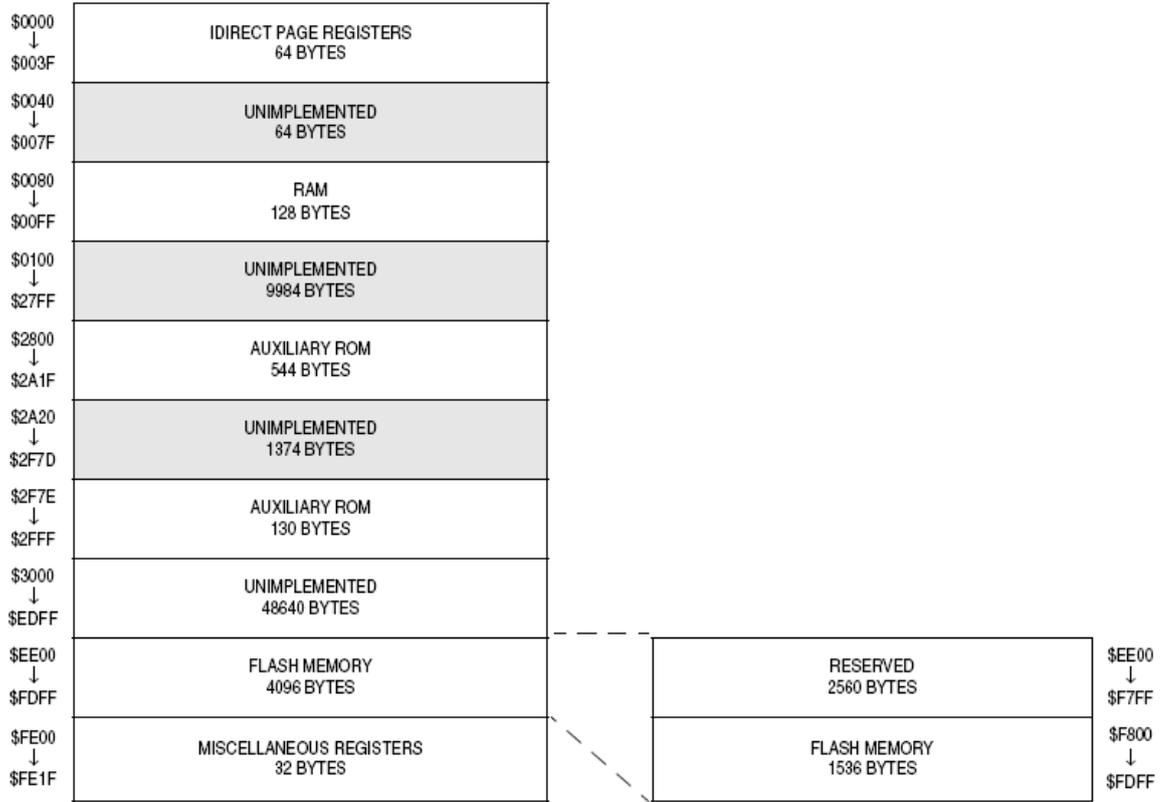


## Pin Assignments

The MC68HC908QT8 is available in 8-pin packages and the MC68HC908QB8, MC68HC908QB4 and MC68HC908QY8 in 16-pin packages. shows the pin assignment for these packages.



**Memory**



MC68HC908QY4A, MC68HC908QT4A  
Memory Map

MC68HC908QT1A, MC68HC908QT2A,  
MC68HC908QY1A, and MC68HC908QY2A  
Memory Map

# IR2111

## HALF-BRIDGE DRIVER

### Features

- Floating channel designed for bootstrap operation  
Fully operational to +600V  
Tolerant to negative transient voltage  
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Matched propagation delay for both channels
- Internally set deadtime
- High side output in phase with input

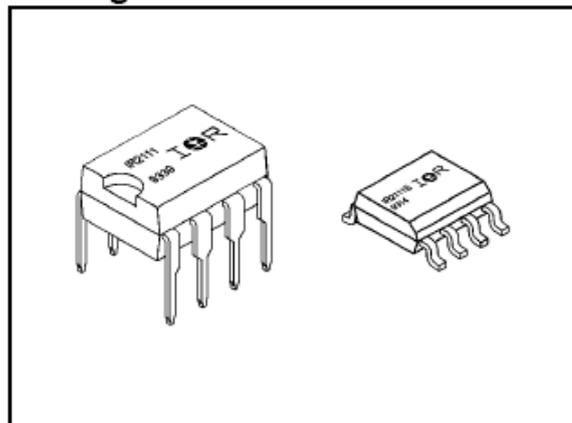
### Description

The IR2111 is a high voltage, high speed power MOSFET and IGBT driver with dependent high and low side referenced output channels designed for half-bridge applications. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic input is compatible with standard CMOS outputs. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Internal deadtime is provided to avoid shoot-through in the output half-bridge. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 600 volts.

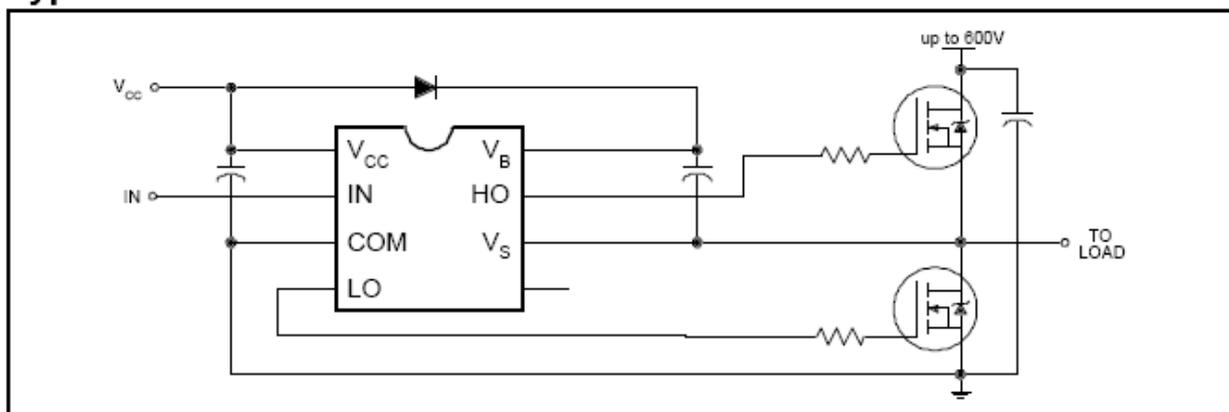
### Product Summary

$V_{\text{OFFSET}}$	600V max.
$I_{\text{O+/-}}$	200 mA / 420 mA
$V_{\text{OUT}}$	10 - 20V
$t_{\text{on/off (typ.)}}$	850 & 150 ns
Deadtime (typ.)	700 ns

### Packages



### Typical Connection



## IR2111

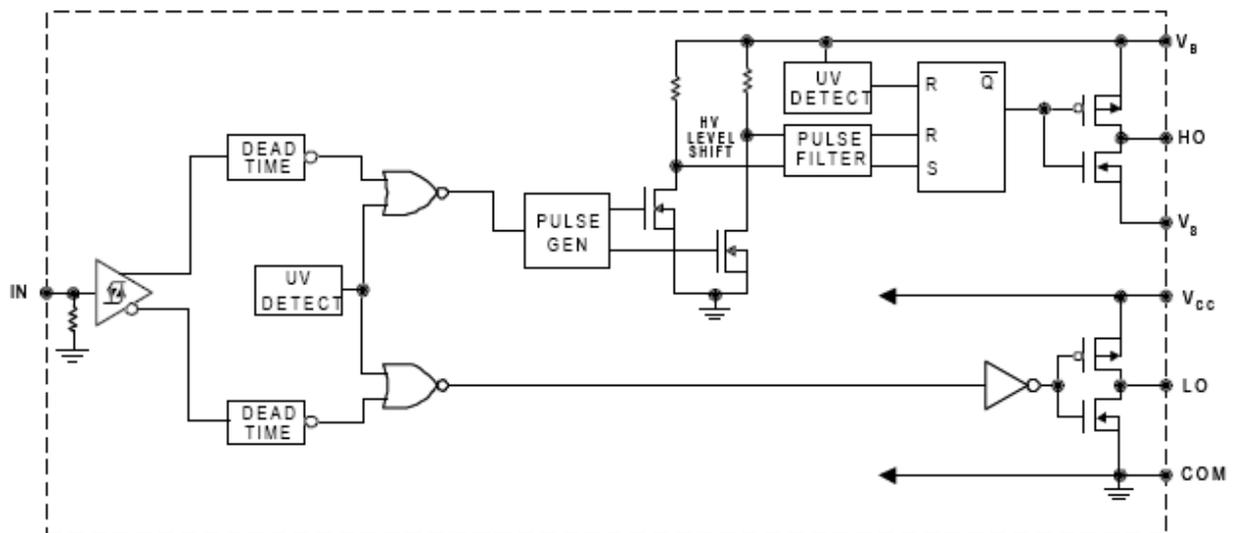
IR Rectifier

## Absolute Maximum Ratings

Absolute Maximum Ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The Thermal Resistance and Power Dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 7 through 10.

Symbol	Parameter Definition	Value		Units	
		Min.	Max.		
$V_B$	High Side Floating Supply Voltage	-0.3	625	V	
$V_S$	High Side Floating Supply Offset Voltage	$V_B - 25$	$V_B + 0.3$		
$V_{HO}$	High Side Floating Output Voltage	$V_S - 0.3$	$V_B + 0.3$		
$V_{CC}$	Low Side and Logic Fixed Supply Voltage	-0.3	25		
$V_{LO}$	Low Side Output Voltage	-0.3	$V_{CC} + 0.3$		
$V_{IN}$	Logic Input Voltage	-0.3	$V_{CC} + 0.3$		
$dV_g/dt$	Allowable Offset Supply Voltage Transient (Figure 2)	—	50	V/ns	
$P_D$	Package Power Dissipation @ $T_A \leq +25^\circ\text{C}$	(8 Lead DIP)	—	1.0	W
		(8 Lead SOIC)	—	0.625	
$R_{\theta JA}$	Thermal Resistance, Junction to Ambient	(8 Lead DIP)	—	125	$^\circ\text{C/W}$
		(8 Lead SOIC)	—	200	
$T_J$	Junction Temperature	—	150	$^\circ\text{C}$	
$T_S$	Storage Temperature	-55	150		
$T_L$	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	—	300		

## Functional Block Diagram



# IR2111

IR Rectifier

## Lead Assignments

<p>8 Lead DIP</p> <p><b>IR2111</b></p>	<p>SO-8</p> <p><b>IR2111S</b></p>
<b>Part Number</b>	

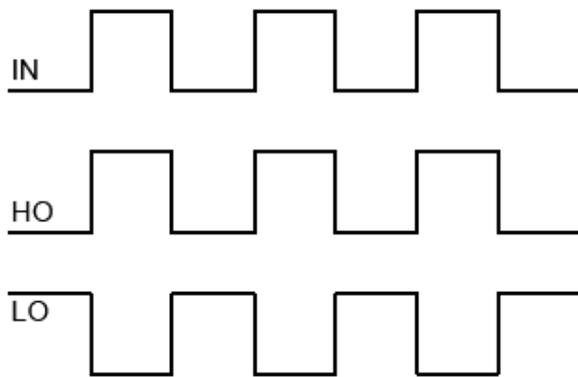


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

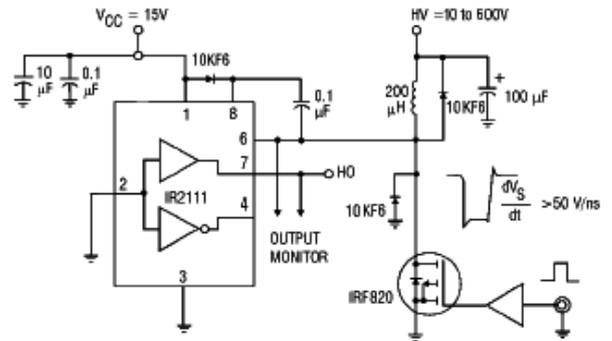


Figure 2. Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

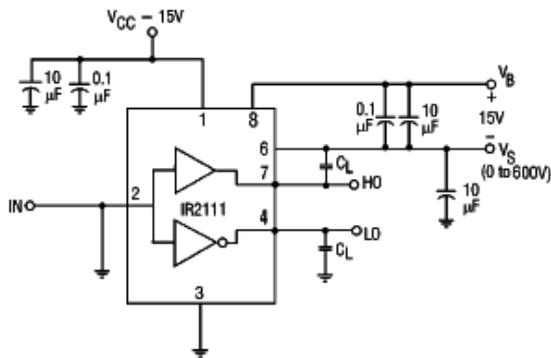


Figure 3. Switching Time Test Circuit

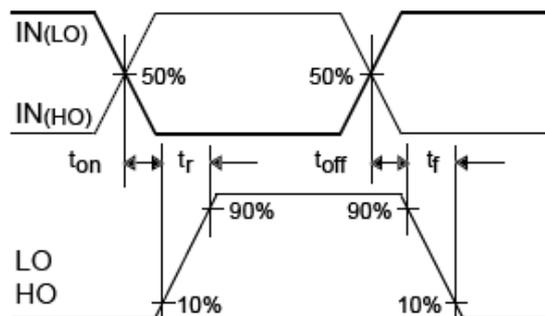


Figure 4. Switching Time Waveform Definition



## GENERAL PURPOSE 6-PIN PHOTOTRANSISTOR OPTOCOUPLEDERS

4N25  
4N37

4N26  
H11A1

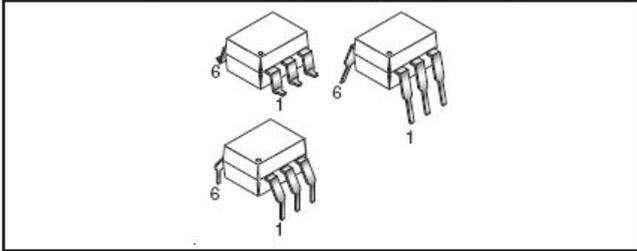
4N27  
H11A2

4N28  
H11A3

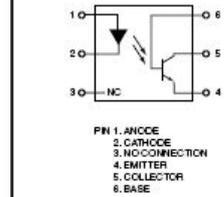
4N35  
H11A4

4N36  
H11A5

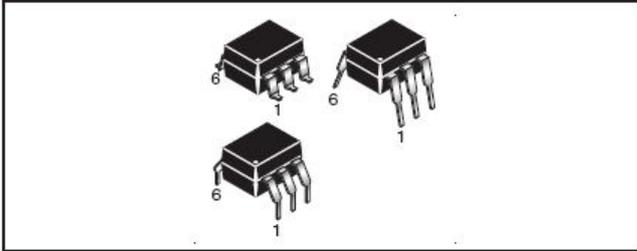
### WHITE PACKAGE (-M SUFFIX)



### SCHEMATIC



### BLACK PACKAGE (NO -M SUFFIX)



## DESCRIPTION

The general purpose optocouplers consist of a gallium arsenide infrared emitting diode driving a silicon phototransistor in a 6-pin dual in-line package.

## FEATURES

- Also available in white package by specifying -M suffix, eg. 4N25-M
- UL recognized (File # E90700)
- VDE recognized (File # 94766)
  - Add option V for white package (e.g., 4N25V-M)
  - Add option 300 for black package (e.g., 4N25.300)

## APPLICATIONS

- Power supply regulators
- Digital logic inputs
- Microprocessor inputs



## GENERAL PURPOSE 6-PIN PHOTOTRANSISTOR OPTOCOUPLEDERS

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)			
Parameter	Symbol	Value	Units
<b>TOTAL DEVICE</b>			
Storage Temperature	$T_{STG}$	-55 to +150	$^\circ\text{C}$
Operating Temperature	$T_{OPR}$	-55 to +100	$^\circ\text{C}$
Wave solder temperature (see page 14 for reflow solder profiles)	$T_{SOL}$	260 for 10 sec	$^\circ\text{C}$
Total Device Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	250 3.3 (non-M), 2.94 (-M)	mW
<b>EMITTER</b>			
DC/Average Forward Input Current	$I_F$	100 (non-M), 60 (-M)	mA
Reverse Input Voltage	$V_R$	6	V
Forward Current - Peak (300 $\mu\text{s}$ , 2% Duty Cycle)	$I_F(\text{pk})$	3	A
LED Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	150 (non-M), 120 (-M) 2.0 (non-M), 1.41 (-M)	mW mW/ $^\circ\text{C}$
<b>DETECTOR</b>			
Collector-Emitter Voltage	$V_{CEO}$	30	V
Collector-Base Voltage	$V_{CBO}$	70	V
Emitter-Collector Voltage	$V_{ECO}$	7	V
Detector Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above $25^\circ\text{C}$	$P_D$	150 2.0 (non-M), 1.76 (-M)	mW mW/ $^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified)						
INDIVIDUAL COMPONENT CHARACTERISTICS						
Parameter	Test Conditions	Symbol	Min	Typ*	Max	Unit
<b>EMITTER</b>						
Input Forward Voltage	( $I_F = 10\text{ mA}$ )	$V_F$		1.18	1.50	V
Reverse Leakage Current	( $V_R = 6.0\text{ V}$ )	$I_R$		0.001	10	$\mu\text{A}$
<b>DETECTOR</b>						
Collector-Emitter Breakdown Voltage	( $I_C = 1.0\text{ mA}$ , $I_F = 0$ )	$BV_{CEO}$	30	100		V
Collector-Base Breakdown Voltage	( $I_C = 100\ \mu\text{A}$ , $I_F = 0$ )	$BV_{CBO}$	70	120		V
Emitter-Collector Breakdown Voltage	( $I_E = 100\ \mu\text{A}$ , $I_F = 0$ )	$BV_{ECO}$	7	10		V
Collector-Emitter Dark Current	( $V_{CE} = 10\text{ V}$ , $I_F = 0$ )	$I_{CEO}$		1	50	nA
Collector-Base Dark Current	( $V_{CB} = 10\text{ V}$ )	$I_{CBO}$			20	nA
Capacitance	( $V_{CE} = 0\text{ V}$ , $f = 1\text{ MHz}$ )	$C_{CE}$		8		pF



# GENERAL PURPOSE 6-PIN PHOTOTRANSISTOR OPTOCOUPLEDERS

## TYPICAL PERFORMANCE CURVES

Fig. 1 LED Forward Voltage vs. Forward Current (Black Package)

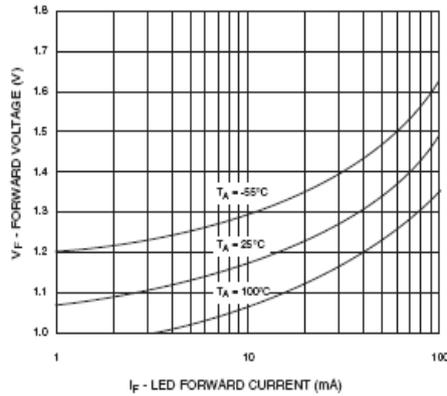


Fig. 2 LED Forward Voltage vs. Forward Current (White Package)

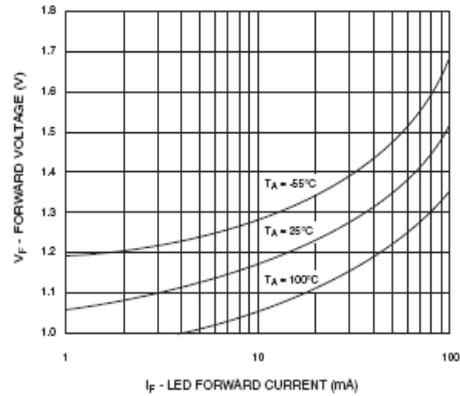


Fig.3 Normalized CTR vs. Forward Current (Black Package)

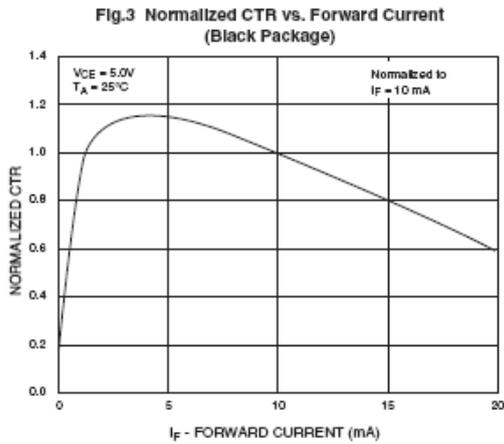


Fig.4 Normalized CTR vs. Forward Current (White Package)

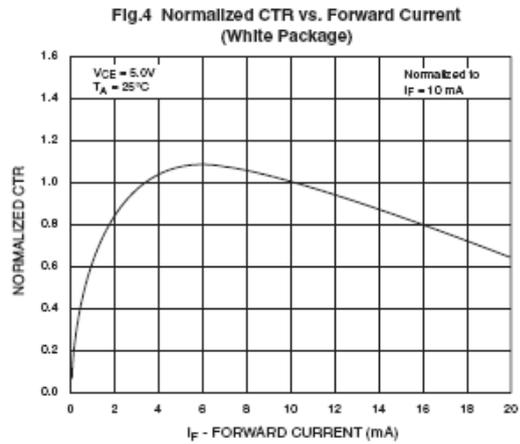


Fig. 5 Normalized CTR vs. Ambient Temperature (Black Package)

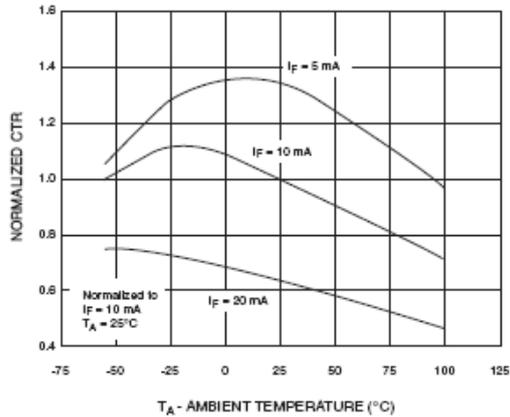
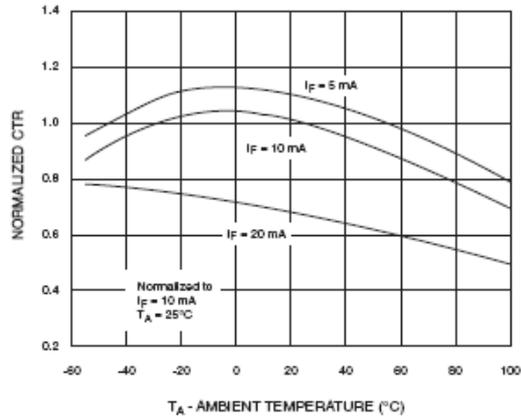


Fig. 6 Normalized CTR vs. Ambient Temperature (White Package)



**MOTOROLA**  
**SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA**

 Order this document  
 by MUR420/D

**SWITCHMODE™ Power Rectifiers**

... designed for use in switching power supplies, inverters and as free wheeling diodes, these state-of-the-art devices have the following features:

- Ultrafast 25, 50 and 75 Nanosecond Recovery Times
- 175°C Operating Junction Temperature
- Low Forward Voltage
- Low Leakage Current
- High Temperature Glass Passivated Junction
- Reverse Voltage to 600 Volts

**Mechanical Characteristics:**

- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 1.1 gram (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead and Mounting Surface Temperature for Soldering Purposes: 220°C Max. for 10 Seconds, 1/16" from case
- Shipped in plastic bags, 5,000 per bag
- Available Tape and Reeled, 1500 per reel, by adding a "RL" suffix to the part number
- Polarity: Cathode indicated by Polarity Band
- Marking: U420, U460


**MUR420**  
**MUR460**

 MUR420 and MUR460 are  
 Motorola Preferred Devices

**ULTRAFAST**  
**RECTIFIERS**  
**4.0 AMPERES**  
**200-600 VOLTS**

 CASE 267-03  
 PLASTIC

**MAXIMUM RATINGS**

Rating	Symbol	MUR		Unit
		420	460	
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	$V_{RRM}$ $V_{RWM}$ $V_R$	200	600	Volts
Average Rectified Forward Current (Square Wave) (Mounting Method #3 Per Note 1)	$I_{F(AV)}$	4.0 @ $T_A = 80^\circ\text{C}$	4.0 @ $T_A = 40^\circ\text{C}$	Amps
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions, half wave, single phase, 60 Hz)	$I_{FSM}$	125	70	Amps
Operating Junction Temperature and Storage Temperature	$T_J, T_{stg}$	-65 to +175		°C

**THERMAL CHARACTERISTICS**

Maximum Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	See Note 1	°C/W
---	-----------------	------------	------

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS**

Maximum Instantaneous Forward Voltage (1) ( $i_F = 3.0$ Amps, $T_J = 150^\circ\text{C}$ ) ( $i_F = 3.0$ Amps, $T_J = 25^\circ\text{C}$ ) ( $i_F = 4.0$ Amps, $T_J = 25^\circ\text{C}$ )	$V_F$	0.710 0.875 0.890	1.05 1.25 1.28	Volts
Maximum Instantaneous Reverse Current (1) (Rated dc Voltage, $T_J = 150^\circ\text{C}$ ) (Rated dc Voltage, $T_J = 25^\circ\text{C}$ )	$i_R$	150 5.0	250 10	$\mu\text{A}$
Maximum Reverse Recovery Time ( $I_F = 1.0$ Amp, $di/dt = 50$ Amp/ $\mu\text{s}$ ) ( $I_F = 0.5$ Amp, $i_R = 1.0$ Amp, $I_{REC} = 0.25$ Amp)	$t_{rr}$	35 25	75 50	ns
Maximum Forward Recovery Time ( $I_F = 1.0$ A, $di/dt = 100$ A/ $\mu\text{s}$ , Recovery to 1.0 V)	$t_{fr}$	25	50	ns

MUR420

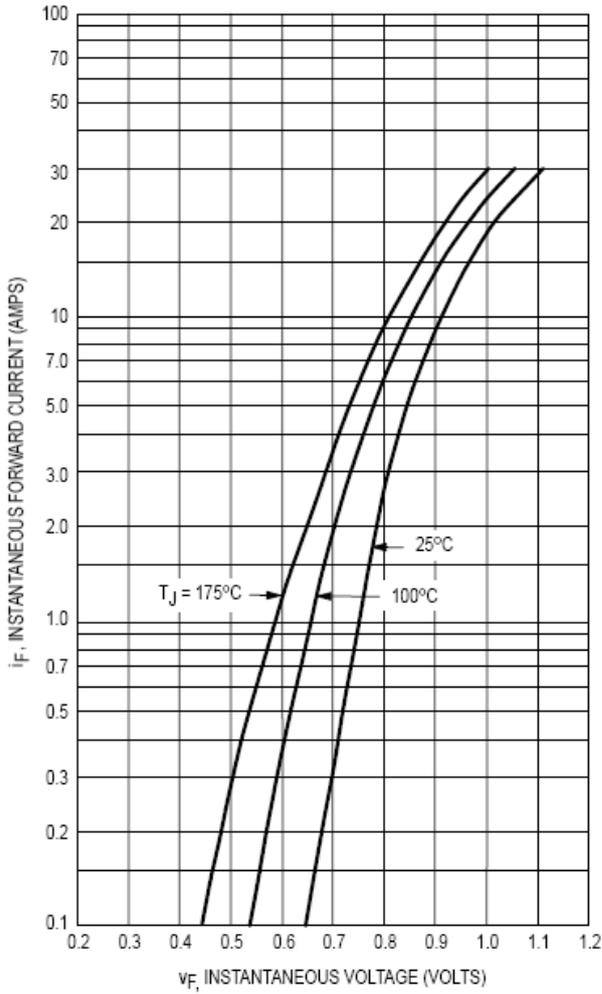


Figure 1. Typical Forward Voltage

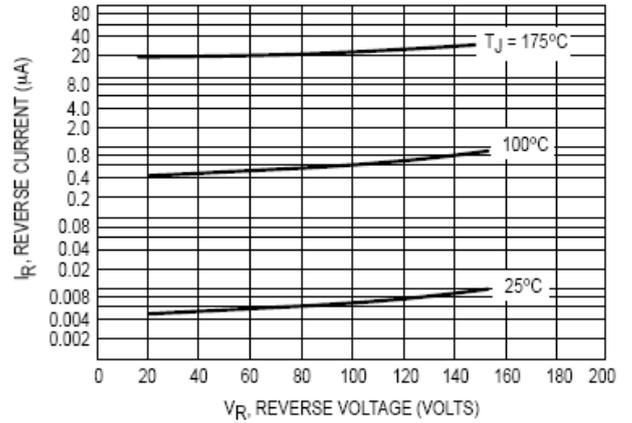


Figure 2. Typical Reverse Current

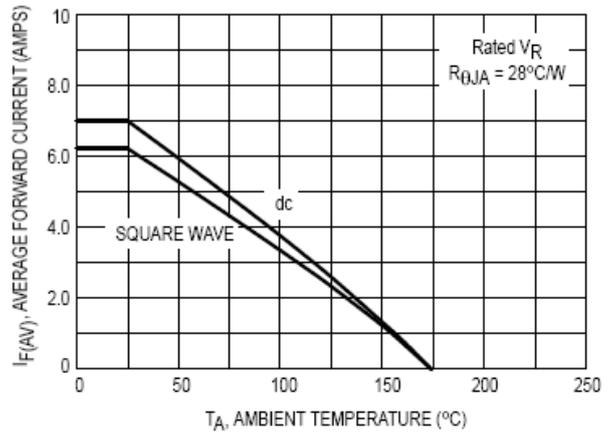


Figure 3. Current Derating (Mounting Method #3 Per Note 1)

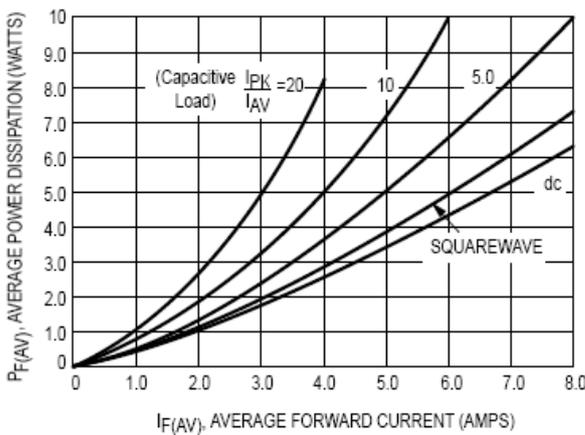


Figure 4. Power Dissipation

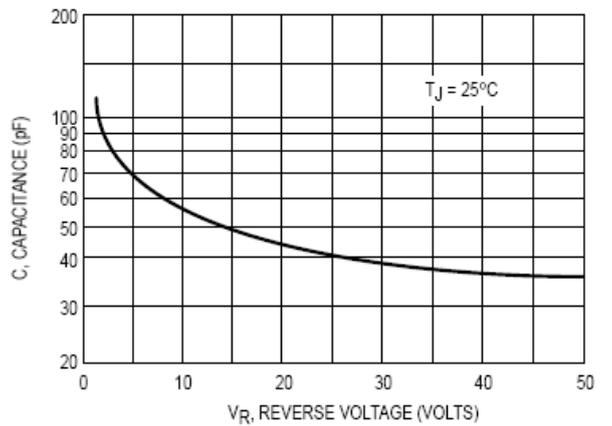


Figure 5. Typical Capacitance



## Programmable Precision References

The TL431, A, B integrated circuits are three-terminal programmable shunt regulator diodes. These monolithic IC voltage references operate as a low temperature coefficient zener which is programmable from  $V_{REF}$  to 36 V with two external resistors. These devices exhibit a wide operating current range of 1.0 mA to 100 mA with a typical dynamic impedance of 0.22  $\Omega$ . The characteristics of these references make them excellent replacements for zener diodes in many applications such as digital voltmeters, power supplies, and op amp circuitry. The 2.5 V reference makes it convenient to obtain a stable reference from 5.0 V logic supplies, and since the TL431, A, B operates as a shunt regulator, it can be used as either a positive or negative voltage reference.

- Programmable Output Voltage to 36 V
- Voltage Reference Tolerance:  $\pm 0.4\%$ , Typ @ 25°C (TL431B)
- Low Dynamic Output Impedance, 0.22  $\Omega$  Typical
- Sink Current Capability of 1.0 mA to 100 mA
- Equivalent Full-Range Temperature Coefficient of 50 ppm/°C Typical
- Temperature Compensated for Operation over Full Rated Operating Temperature Range
- Low Output Noise Voltage

## TL431, A, B Series

### PROGRAMMABLE PRECISION REFERENCES

#### SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

LP SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 29  
(TO-92)



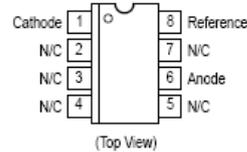
Pin 1. Reference  
2. Anode  
3. Cathode



P SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 626



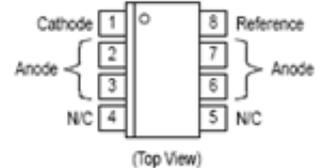
DM SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 846A  
(Micro-8)



### ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
TL431CLP, ACLP, BCLP	$T_A = 0^\circ \text{ to } +70^\circ\text{C}$	TO-92
TL431CP, ACP, BCP		Plastic
TL431CDM, ACDM, BCDM		Micro-8
TL431CD, ACD, BCD		SOP-8
TL431ILP, AILP, BILP	$T_A = -40^\circ \text{ to } +85^\circ\text{C}$	TO-92
TL431IP, AIP, BIP		Plastic
TL431IDM, AIDM, BIDM		Micro-8
TL431ID, AID, BID		SOP-8

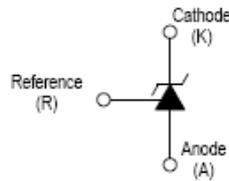
D SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 751  
(SOP-8)



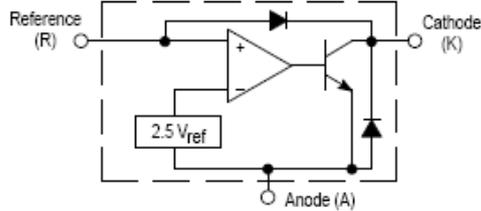
SOP-8 is an internally modified SO-8 package. Pins 2, 3, 6 and 7 are electrically common to the die attach flag. This internal lead frame modification decreases power dissipation capability when appropriately mounted on a printed circuit board. SOP-8 conforms to all external dimensions of the standard SO-8 package.

### TL431, A, B Series

**Symbol**

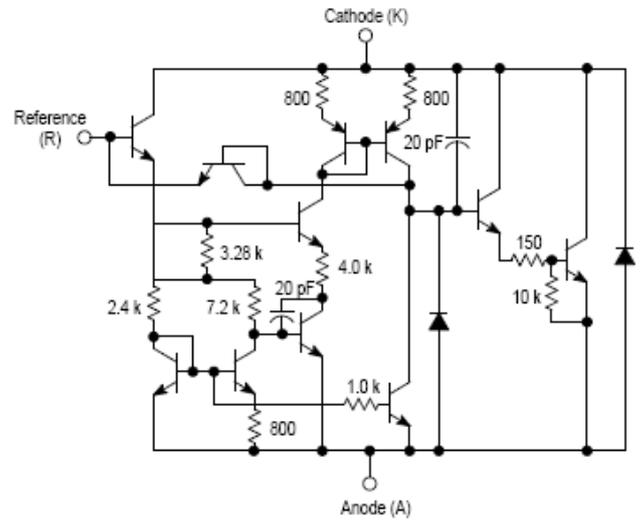


**Representative Block Diagram**



**Representative Schematic Diagram**

Component values are nominal



This device contains 12 active transistors.

**MAXIMUM RATINGS** (Full operating ambient temperature range applies, unless otherwise noted.)

Rating	Symbol	Value	Unit
Cathode to Anode Voltage	$V_{KA}$	37	V
Cathode Current Range, Continuous	$I_K$	-100 to +150	mA
Reference Input Current Range, Continuous	$I_{ref}$	-0.05 to +10	mA
Operating Junction Temperature	$T_J$	150	°C
Operating Ambient Temperature Range TL431I, TL431AI, TL431BI TL431C, TL431AC, TL431BC	$T_A$	-40 to +85 0 to +70	°C
Storage Temperature Range	$T_{stg}$	-65 to +150	°C
Total Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C Ambient Temperature D, LP Suffix Plastic Package P Suffix Plastic Package DM Suffix Plastic Package	$P_D$	0.70 1.10 0.52	W
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C Case Temperature D, LP Suffix Plastic Package P Suffix Plastic Package	$P_D$	1.5 3.0	W

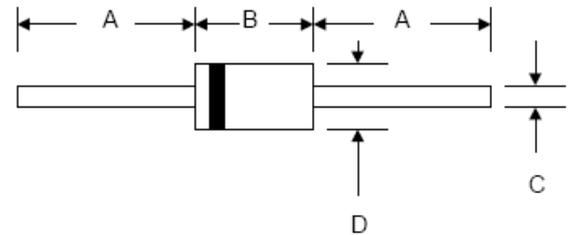


# FR301 – FR307

## 3.0A FAST RECOVERY RECTIFIER

### Features

- Diffused Junction
- Low Forward Voltage Drop
- High Current Capability
- High Reliability
- High Surge Current Capability



### Mechanical Data

- Case: Molded Plastic
- Terminals: Plated Leads Solderable per MIL-STD-202, Method 208
- Polarity: Cathode Band
- Weight: 1.2 grams (approx.)
- Mounting Position: Any
- Marking: Type Number
- Epoxy: UL 94V-O rate flame retardant

DO-201AD		
Dim	Min	Max
A	25.4	—
B	8.50	9.50
C	1.20	1.30
D	5.0	5.60
All Dimensions in mm		

### Maximum Ratings and Electrical Characteristics @T<sub>A</sub>=25°C unless otherwise specified

Single Phase, half wave, 60Hz, resistive or inductive load.  
For capacitive load, derate current by 20%.

Characteristic	Symbol	FR301	FR302	FR303	FR304	FR305	FR306	FR307	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage	V <sub>RRM</sub>	50	100	200	400	600	800	1000	V
Working Peak Reverse Voltage	V <sub>RWM</sub>								
DC Blocking Voltage	V <sub>R</sub>								
RMS Reverse Voltage	V <sub>R(RMS)</sub>	35	70	140	280	420	560	700	V
Average Rectified Output Current (Note 1) @T <sub>A</sub> = 55°C	I <sub>o</sub>	3.0							A
Non-Repetitive Peak Forward Surge Current 8.3ms Single half sine-wave superimposed on rated load (JEDEC Method)	I <sub>FSM</sub>	150							A
Forward Voltage @I <sub>F</sub> = 3.0A	V <sub>FM</sub>	1.2							V
Peak Reverse Current @T <sub>A</sub> = 25°C At Rated DC Blocking Voltage @T <sub>A</sub> = 100°C	I <sub>RM</sub>	10 150							μA
Reverse Recovery Time (Note 2)	t <sub>rr</sub>	150				250	500		nS
Typical Junction Capacitance (Note 3)	C <sub>j</sub>	60							pF
Operating Temperature Range	T <sub>j</sub>	-65 to +125							°C
Storage Temperature Range	T <sub>STG</sub>	-65 to +150							°C

(1): International Rectifiers tutorials.

(2): Apuntes de protección para circuitos electrónicos.

(3): Power Electronics Handbook, Rashid.

(4): Power Electronics Handbook, Rashid. Flyback Regulators.

(5), (6) y (7): Switching Power Supply Design, Pressman. Flyback converter topologies.

(8), (9), (10), (11), (12), (13) y (14): Datasheet VIPer12 Specifications.

(15): Switching Power Supply Design, Pressman. Turnon, Turnoff of switching losses and Snubbers.

(16): Design of snubbers for Power Circuits Tutorial. Rudy Severns.

(17): Switching Power Supply Design, Pressman. Turnon, Turnoff switching losses and Snubbers.

(18): Power designs, Power Electronics Technology.

(19), (20) y (21): Switching Power Supply Design, Pressman. Flyback magnetics.

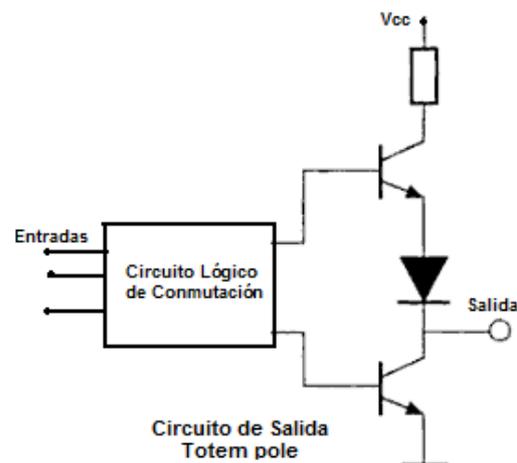
(22): Switching Power Supply Design, Pressman. Magnetic Design.

(23): Power designs, Power Electronics Technology.

(24), (25): Switching Power Supply Design, Pressman. Magnetic Design. Ferroxcube catalog.

(26), (27) y (28): Switching Power Supply Design, Pressman. Boost and Inverter topologies.

(29): Para conseguir una mayor capacidad de corriente en la salida, se utiliza el circuito de salida conocido como Totem pole. Esto permite una mayor corriente de salida, y una más rápida descarga de la capacidad en la carga en los circuitos de conmutación.



(30): Data sheet UC3843 Controller, FAIRCHILD Semiconductors.

(31), (32),(33): Data sheet UC3843 Controller, FAIRCHILD Semiconductors.

(34): Data sheet IRF640 Power MOSFET Semiconductor.

(35), (36): Inductor design, Fundamentals of Power Electronics

(37): H-Bridge theory & practice, Tutorials and robotic notebook

(38): El software de diseño para llevar a cabo la simulación fue el ORCAD-PSPICE.

(39): Característica o estado con la cual se pueden satisfacer las necesidades de la población actual sin comprometer la capacidad de generaciones futuras de satisfacer sus necesidades.

(40): Energías renovables – Energía Solar: Comisión Nacional para el uso Eficiente de Energía.

(41): Power Film Solar tutorial.

(42): Sitio solar – energías renovables.

(43), (44): Power Film Solar [[www.powerfilmsolar.com](http://www.powerfilmsolar.com)]

- Switching Power Supply Design, Abraham I. Pressman, McGraw-Hill Professional, Second Edition. 1998.
- Power Electronics Handbook, Muhammad H. Rashid, Editor-in-chief. Second Edition. 2007.
- Fundamentals of Power Electronics. Erickson, Robert W. Maksimovic, Dragan. Second Edition. 2001.
- Power semiconductor circuits, DEWAN, S. B. y Straughen A., Wiley Interscience, 1975.
- Power Supply Cookbook, Marty Brown, Second Edition, Newnes, 2001.
- Switchmode Power Supply Handbook, Keith Bellings, Second Edition, McGraw-Hill Handbooks, 1999.
- Electrónica de Potencia, circuitos, dispositivos y aplicaciones, MUHAMMAD Harunur Rashid, 2a. edición, Prentice-Hall, 1995.
- Ingenios Solares, José Manuel Jiménez. Sexta edición, Editorial Pamiela, 2009.
- Pulse Frequency Modulation Control of Derived DC-to-DC Power converters. IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems.
- Dynamical Piecewise Unstable PWM Regulation of DC-to-DC Power Converters. IEEE Transactions on Circuits and Systems.
- Ferrites, Data Book, Siemens.
- Apuntes y Teoría de: Electrónica de Potencia, Electrónica Digital, Electrónica para Telecomunicaciones y Sistemas Electrónicos. Facultad de Ingeniería, UNAM.

## URL's & Website Networks.

- IEEE Power Electronics Society publications.  
<http://www.pels.org/>
- The effects of leakage inductance on switching power supply performance.  
Lloyd H. Dixon, Jr.  
<http://focus.ti.com/lit/ml/slup199/slup199.pdf>
- Designing an Environmentally-Friendly AC to DC Power Supply.  
Oscar Freitas, Fairchild Semiconductors.  
[http://www.analogzone.com/grnpowt\\_0214.pdf](http://www.analogzone.com/grnpowt_0214.pdf)
- Power designs, Power Electronics Technology.  
[www.powerelectronics.com](http://www.powerelectronics.com)
- Aplicaciones de la Conversión CC-CC Fuentes Conmutadas.  
Electrónica de Potencia.  
Antonio Nachez.  
[http://www.eie.fceia.unr.edu.ar/~potencia/Fuentes%20conmutadas/SMPS%20Version%201\\_1.pdf](http://www.eie.fceia.unr.edu.ar/~potencia/Fuentes%20conmutadas/SMPS%20Version%201_1.pdf)
- MOSFET H-Bridge schematic & Theory of operation.  
[www.cs.uwa.edu.au/maf/robot/blanch-h-bridge.html](http://www.cs.uwa.edu.au/maf/robot/blanch-h-bridge.html)
- UPS technical seminar terms and definition.  
<http://rep.mgeups.com/edg/edg/technote/upsterms.pdf>
- Expedite Transformer Calculations for Flyback, Design Engineer Data-tronics,  
Kirby Creel.  
<http://www.tuks.nl/pdf/Aether%20Vortex%20Energy%20Converter/801PET22.pdf>
- Common Power Supply Topologies.  
[www.coolpowersolutions.fi](http://www.coolpowersolutions.fi)
- Power Electronic Circuit, Design and Theory.  
<http://scholar.lib.vt.edu/theses/available/etd-011199-231941/unrestricted/THREE.PDF>
- H-Bridge theory and Practice, Chuck's Robotics Notebook.  
[www.mcmains.com/chucks/robotics/tutorials](http://www.mcmains.com/chucks/robotics/tutorials)

- Modulación del Ancho de Pulso, EURobotics.  
[www.eurobotics.org](http://www.eurobotics.org)
- Hojas de datos de la firma Amidon Associates, Fair-Rite Products, y Micrometals Inc.  
<https://www.amidoncorp.com/>
- Sitio Solar – Energías renovables  
<http://www.sitiosolar.com/paneles%20fotovoltaicas.htm>
- Power Film Solar Tutorials  
[www.powerfilmsolar.com](http://www.powerfilmsolar.com)
- Comisión Nacional para el uso eficiente de Energía.  
<http://www.conae.gob.mx/wb/>
- Datasheets and Technical Especifications.  
[www.alldatasheet.com](http://www.alldatasheet.com)