



**Universidad Tecnológica de la Mixteca**

---

## Corrección activa del Factor de Potencia empleando el convertidor flyback

Tesis  
Para obtener el título de  
Ingeniero en electrónica  
Presenta  
Azucena Leal Ramírez

Asesores:

Dr. Jaime Arau Roffiel.  
M.en C. Elias Rodríguez Segura  
M.F. Hilario Flores Orta.

## **DEDICATORIA.**

A mis padres Ignacio Leal Ramírez y Felisa Ramírez de Leal, porque son personas que han estado a mi lado apoyando siempre incondicionalmente, a mis hermanos Ignacio Leal Ramírez y Sigfredo Leal Ramírez porque de ellos también he recibido un apoyo moral.

## **AGRADECIMIENTOS.**

Agradezco a mi universidad por todo el apoyo dado durante mi carrera y después de mi carrera, le agradezco que las veces que mi persona a necesitado de ella, siempre me acoge con su sombra y estoy segura que lo seguirá haciendo conmigo y con el resto de sus egresados.

Agradezco a el Dr. Jaime Arau y M. en C. Elias Rodríguez Segura por regalarme de su tiempo, alimentarme con sus conocimientos, por tenerme tanta paciencia y permitirme utilizar equipo, material, información, etc. del Centro Nacional de Investigación y Desarrollo Tecnológico.

G. T. M. 9100

## INDICE

	Pag.
Indice	i
Lista de figuras y tablas	iv
Objetivos y Resumen	vii
Introducción	ix
<b>Capítulo I. <u>Evolución de Sistemas de Alimentación para una buena Administración de la corriente eléctrica.</u></b>	
1.1 Fuentes de alimentación.	I-1
1.1.1 Esquema y funcionamiento de una fuente lineal tipo serie.	I-1
1.1.2 Esquema y funcionamiento de una fuente conmutada.	I-2
1.1.3 Comportamiento de los semiconductores en cada fuente.	I-4
1.2 Dispositivos semiconductores de potencia.	I-5
1.2.1 Características del dispositivo semiconductor de potencia.	I-8
1.3 Sistemas de alimentación.	I-8
1.3.1 Sistemas de alimentación centralizada.	I-9
1.3.2 Sistemas de alimentación distribuida.	I-10
<b>Capítulo II. <u>Efectos de alimentación sobre la red de corriente alterna</u></b>	
2.1 Problemas de operación con bajo factor de potencia.	II-1
2.2 factor de potencia.	II-3
2.3 Distorsión Armónica.	II-5
2.3.1 Efectos que se tiene en la red de distribución.	II-5
2.3.2 Etapa de entrada de una fuente conmutada.	II-10
<b>Capítulo III. <u>Topologías básicas de convertidores CD/CD.</u></b>	
3.1 Modos de Conducción.	III-1
3.1.1 Modo de Conducción Continuo.	III-1
3.1.2 Modo de Conducción Discontinuo.	III-1
3.2 Convertidor Reductor.	III-2
3.3 Convertidor Elevador.	III-4
3.4 Convertidor Reductor-Elevador.	III-7
3.4.1 Parámetros que afectan el Modo de Conducción Discontinuo en la topología Reductora-Elevadora.	III-8

3.4.2	Modo de Conducción Continuo en la topología. Reductora-Elevadora.	III-10
-------	--	--------

## **Capítulo IV. Aplicación de los convertidores CD/CD en la corrección del factor de potencia.**

4.1	Concepto de corrección del factor de potencia.	IV-1
4.1.1	Principio de operación de los sistemas de alimentación electrónicos con C.F.P.denominados emuladores de resistencia	IV-3
4.1.2	Concepto de emulador de resistencia.	IV-3
4.2	Topologías CD/CD sin aislamiento galvánico que pueden utilizarse para la corrección del factor de potencia	IV-10
4.2.1	Convertidor elevador.	IV-10
4.2.2	Convertidor Reductor elevador	IV-11
4.2.3	Convertidor Sepic.	IV-11
4.2.4	Convertidor Cuk	IV-12
4.3	Topologías con aislamiento glavánico con un transistor para corrección del factor de potencia	IV-12
4.4	Etapa de control.	IV-13
4.5	Circuito impulsor.	IV-15
4.6	Lazos de control para un emulador de resistencia.	IV-16
4.6.1	Control con multiplicador.	IV-16

## **Capítulo V. Descripción del método de control como seguidor de tensión.**

5.1	Control como seguidor de tensión.	V-1
5.2	Determinación de los limites entre los modos de conducción continuo y discontinuo en convertidores CD/CD (PWM) usados como reguladores con corrección del factor de potencia.	V-5
5.3	Conclusión de los convertidores como C.F.P. aplicando la técnica(P.W.M.).	V-8
5.4	Sistemas de alimentación orientados a la corrección del factor de potencia en el sector comercial e industrial.	V-9

## **Capítulo VI. Diseño del convertidor Flyback con corrección del factor de potencia aplicando la técnica PWM.**

6.1	Introducción.	VI-1
6.2	Selección de la topología a utilizar.	VI-1
6.3	Teoría del funcionamiento del convertidor Flyback orientado a la corrección del factor de potencia en modo de conducción discontinuo.	VI-3



6.4	Modos de operación del transformador del convertidor Flyback	VI-6
6.5	Diseño del convertidor Flyback con corrección del factor, de potencia en modo de conducción discontinuo.	VI-7
6.5.1	Justificación del diseño.	VI-7
6.5.2	Características de operación.	VI-8
6.5.3	Cálculo de los elementos del convertidor.	VI-8
6.5.4	Comprobación del modo de conducción discontinuo.	VI-9
6.5.5	Diseño del transformador del convertidor Flyback modo de transferencia de energía completa.	VI-10
6.5.6	Cálculo del transistor de potencia.	VI-14
6.5.7	Cálculo del capacitor de salida.	VI-15
6.5.8	Diseño de la etapa de control.	VI-15
6.6	Resultados que presenta el convertidor flyback.	VI-19
6.6.1	Tensión y corriente de entrada en el flyback.	VI-19
6.6.2	Tensión y corriente en el MOSFET del flyback.	VI-22
6.6.3	Eficiencia del flyback.	VI-26
6.6.4	Comportamiento de la distorsión armónica y el factor de potencia del flyback.	VI-26

## LISTA DE FIGURAS Y TABLAS

Figura.	Página.	
1.1	Fuente de alimentación lineal tipo serie.	I-2
1.2	Fuente de alimentación conmutada.	I-3
1.3	Modo de operación del transistor de una fuente lineal.	I-4
1.4	Modo de operación del transistor de una fuente conmutada.	I-5
1.5	Señales del comportamiento ideal del transistor en su función como interruptor.	I-6
1.6	Señales del comportamiento común del transistor en su función como interruptor.	I-7
1.7	Unidad de alimentación centralizada.	I-9
1.8	Sistemas de Alimentación distribuido.	I-11

### Tabla.

1.1	Tabla comparativa de los sistemas de alimentación.	I-13
-----	--	------

### Figura

2.1	Armónicas de la fundamental.	II-2
2.2	Función de una carga lineal.	II-2
2.3	Función de una carga no lineal.	II-3
2.4	Circuito 1.	II-8
2.5	Etapas de entrada de una fuente conmutada.	II-11
2.6	Formas de onda características en el puente rectificador con filtro.	II-12

### Tabla

2.1	Agrupamiento de los equipos que contiene a su entrada una etapa de conversión AC/DC.	II-9
2.2	Equipos sin la etapa AC/DC.	II-9

### Figura

3.1	Señales del Modo de Conducción Continuo.	III-1
3.2	Señales del Modo de Conducción Discontinuo.	III-2
3.3	Formas de onda del convertidor Reductor.	III-3
3.4	Proceso de inversión bilateral.	III-4
3.5	Formas de onda del convertidor Elevador.	III-5
3.6	Generación de los tres convertidores básicos por medio de la rotación de la inductancia en serie con el interruptor.	III-6
3.7	Formas de onda del convertidor Elevador-Reductor.	III-8

3.8	Convertidor Reductor-Elevador en Modo de Conducción Discontinuo.	III-9
3.9	Corriente promedio en el inductor Modo de Conducción Continuo.	III-10

figura

4-1	Señal del ángulo de defasamiento.	IV-2
4.2	Señal de corrección del ángulo defasado.	IV-2
4.3	Etapas de entrada de un sistema de alimentación.	IV-3
4.4	Diagrama general de un emulador de resistencia.	IV-4
4.5	Formas de onda del emulador de resistencia.	IV-7
4.6	Principales magnitudes eléctricas en un emulador de resistencia.	IV-9
4.7	Topologías con aislamiento galvánico.	IV-13
4.8	Diagrama a bloques de un convertidor CD/CD.	IV-14
4.9	Modulador por ancho de pulso (PWM). a) Diagrama a bloques. b) Comparador de señales.	IV-15
4.10	Diagrama general de un emulador de resistencia con control por multiplicador.	IV-17

figura

5.1	Corriente de entrada de un convertidor reductor-elevador en modo discontinuo.	V-2
5.2	Diagrama general de un emulador de resistencia con control como seguidor de tensión.	V-4
5.3	Dinámica de un lazo de tensión.	V-4
5.4	Etapas de medición técnica.	V-10

Tabla

5.1	Valores de los parámetros frontera entre los modos de conducción.	V-8
-----	---	-----

figura

6.1	Fuente conmutada con corrección del factor de potencia en una etapa.	VI-2
6.2	Convertidor Flyback.	VI-3
6.3	Circuito que se forma cuando el transistor está activado.	VI-3
6.4	Circuito que se forma cuando el transistor está desactivado.	VI-4
6.5	Circuito y señales asociadas al convertidor Flyback en modo de conducción discontinuo	VI-5
6.6	Señales asociadas al convertidor flyback.	VI-6
6.7	Señales de operación del transformador Flyback. a) Transferencia de energía completa. b) Transferencia de energía incompleta.	VI-7
6.8	Topología Flyback con un solo transistor.	VI-7
6.9	Circuito divisor de tensión.	VI-18

6.10	Formas de tensión y corriente de entrada con una potencia de salida de 50W a 91 Vrms	VI-19
6.11	Formas de tensión y corriente de entrada con una potencia de salida de 25W a 90.8 Vrms	VI-20
6.12	Formas de tensión y corriente de entrada con una potencia de salida de 5W a 90.2 Vrms	VI-21
6.13	Formas de onda de tensión y corriente de entrada del MOSFET con con un voltaje de entrada de 90 Vrms y un voltaje de salida de 48.08 a carga máxima.	VI-22
6.14	Formas de onda de tensión y corriente de entrada del MOSFET con con un voltaje de entrada de 127 Vrms y un voltaje de salida de 48.00 a carga máxima.	VI-23
6.15	Formas de onda de tensión y corriente de entrada del MOSFET con con un voltaje de entrada de 140 Vrms y un voltaje de salida de 48.7 a carga máxima.	VI-23
6.16	Muestra la multiplicación del voltaje y la corriente de entrada dando como resultado la potencia de entrada de 14.32W	VI-24

Tabla

6.1	Resultados del Flyback del factor de potencia y la distorsión armónica en modo de conducción discontinuo a 25W de salida.	VI-27
6.2	Resultados del Flyback del factor de potencia y la distorsión armónica en modo de conducción discontinuo a 50W de salida.	VI-28
6.3	Resultados del Flyback del factor de potencia y la distorsión armónica en modo de conducción discontinuo a 5W de salida.	VI-29

## OBJETIVOS

1.-Asimilación de la tecnología en torno a los convertidores CD/CD conmutados, con técnicas de control de Modulación por Ancho de pulso (PWM), para su aplicación en el diseño de sistemas de alimentación que incorporen la capacidad de corrección de FP.

2.-Análisis de las topologías óptimas para desarrollar lo que se denomina Fuente Conmutada.

3.-Estudio comparativo de las ventajas obtenidas en términos de un mejor aprovechamiento de la energía eléctrica en una fuente de alimentación conmutada al incorporar valores de FP próximos a la unidad atacando costo y eficiencia global.

4.-Diseño del prototipo de la fuente de alimentación, que incorpore la corrección del factor de potencia.

## RESUMEN

En el primer capítulo se describen los sistemas de alimentación, primeramente los sistemas tradicionales (Transformador, rectificador y filtro), en seguida los sistemas de alimentación conmutados. Se presenta una comparación entre las fuentes de alimentación lineal y las fuentes de alimentación conmutada y de la misma manera un resumen del comportamiento de los dispositivos semiconductores de potencia de cada fuente o sistema de alimentación.

Se aborda el tema de dispositivos semiconductores de potencia, así como las características que deben cubrir estos mismos, y se incluye el concepto de los esquemas de alimentación centralizados y distribuidos.

En el capítulo 2, se definen los conceptos de carga lineal, carga no lineal, así como contenido armónico, distorsión, distorsión armónica y distorsión armónica total (D.A.T) se incluye un análisis matemático. Se define el factor de potencia (F.P.) y se hace un análisis matemático para una señal puramente senoidal y una señal senoidal distorsionada (Desafortunadamente el uso de semiconductores de potencia origina señales con componentes armónicas, por esta razón, para estas señales, es necesario definir el factor de potencia).

Se incorpora un circuito que simula el voltaje de línea y dos tipos de cargas distintas, en el cual se desean calcular los valores de la potencia promedio entregada a cada una de las dos cargas, la potencia aparente suministrada por la fuente y el factor de potencia de las cargas combinadas; cuando las cargas están conectadas en paralelo con la fuente. Se comenta sobre los efectos que se tienen en la red de distribución con respecto a las señales senoidales distorsionadas y por último se realiza un estudio de ¿cual es el efecto problemático que se tiene en la red de distribución con respecto a la etapa de entrada de una fuente conmutada?.

En el capítulo 3, uno de los principales parámetros que deben ser establecidos, antes de diseñar una topología es el modo de conducción en el que va a operar el sistema. Para ello existen dos modos bajo los cuales una topología puede estar funcionando.

Así que se abordan los temas de Modo de Conducción Continuo (M.C.C.) y Modo de Conducción Discontinuo (M.C.D.).

En seguida hacemos mención de las topologías básicas junto con su modo de operar y como por diferentes conexiones se pueden obtener tres tipos de convertidores.

Se incluyen los parámetros que afectan el modo de conducción discontinuo en la topología Reductora-Elevadora y el modo de conducción continuo en la topología Reductora-Elevadora.

En el Capítulo 4, se ve la aplicación de los convertidores CD/CD en la corrección del factor de potencia, y como principio damos el concepto de corrección de factor de potencia (C.F.P) para una señal puramente senoidal, en seguida se aborda el tema sobre el principio de operación de los sistemas de alimentación de C.F.P. denominados emuladores de resistencia así, como el concepto de lo que es un emulador de resistencia y los motivos por los cuales se desarrollaron los "Emuladores de Resistencia". También se muestra un análisis matemático de las características que deben cumplir los convertidores CD/CD para su aplicación como "Emuladores de Resistencia". Se hace un análisis de topologías CD/CD que pueden utilizarse para la corrección del factor de potencia sin aislamiento galvánico, también se incluyen las características importantes de la modulación por ancho de pulso (PWM).

Como sabemos, las topologías con aislamiento galvánico se derivan de las topologías básicas sin aislamiento las cuales son ilustradas en este capítulo, además se mencionan las ventajas y desventajas de las topologías con aislamiento galvánico.

Se presentan dos tipos de lazos de control que pueden ser utilizados en la implementación de un "emulador de resistencia", así como sus ventajas y desventajas.

El Capítulo 5, se profundiza más sobre el lazo de control como seguidor de tensión por motivos del proyecto de esta tesis y se incluye la determinación de los límites entre los modos de conducción continuo y discontinuo en convertidores (PWM) usados como reguladores con C.F.P.

Se realiza una conclusión de los convertidores que corrigen el factor de potencia aplicando la técnica (PWM), finalmente se aborda el tema de los sistemas de alimentación orientados a la corrección del factor potencia en el sector comercial e industrial, haciendo una comparación de los métodos anteriormente aplicados con respecto a esta nueva tecnología.

En el capítulo 6, se realiza la selección de la topología a utilizar incluyendo, la teoría del funcionamiento del convertidor Flyback y teoría del funcionamiento del mismo, pero orientado a la corrección del factor de potencia en modo de conducción discontinuo, se mencionan los modos de operación del transformador (modo de transferencia de energía completa e incompleta). Después de aclarar estos puntos, se inicia el diseño del convertidor Flyback en modo de conducción discontinuo realizando lo siguiente: Justificación del diseño, características de operación, cálculo de los elementos del convertidor, comprobación del modo de conducción discontinuo, diseño del transformador modo transferencia de energía completa del convertidor flyback, cálculo del transistor de potencia cálculo del capacitor de salida y diseño de la etapa de control.

## INTRODUCCIÓN

Todos los equipos electrónicos con bajo factor de potencia ocasionan un considerable desperdicio de energía y si a esto agregamos distorsión armónica tenemos como consecuencia un alto contenido armónico inyectado a la red de corriente alterna.

Todo equipo electrónico con bajo factor de potencia y alta distorsión armónica para su buen funcionamiento necesitan de el doble de la energía necesaria.

Dicho en otras palabras si a este equipo se le aplicara corrección de factor de potencia se podría conectar a la red de corriente alterna el doble de estos aparatos sin necesidad de incrementar la producción de corriente eléctrica.

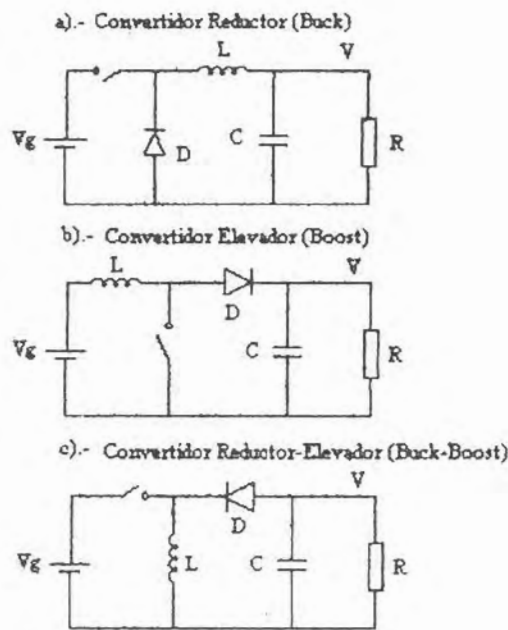
La incorporación de la corrección del factor de potencia, CFP, en equipos electrónicos es una estrategia que se ha venido introduciendo en otros países para lograr un uso mas eficiente de la energía eléctrica. Por lo tanto, se pretende diseñar un convertidor que tengan como característica principal la corrección del factor de potencia y niveles de distorsión armónica casi nulos para observar una buena administración de la corriente eléctrica.



Una desventaja importante del convertidor elevador se presenta cuando el ciclo de trabajo es grande, ya que el diodo tendrá que manejar corrientes muy grandes en periodos de tiempos pequeños, lo que provoca que el convertidor sea ineficiente.

El convertidor reductor solo puede producir un voltaje de salida menor al voltaje de entrada; en el convertidor elevador, el voltaje de salida solo puede ser mayor que el voltaje de entrada. De esta manera, es conveniente sintetizar estas dos funciones en un solo convertidor, que permita reducir o elevar el voltaje de salida con respecto al valor de entrada.

En los convertidores Reductor y Elevador se puede observar que durante la conmutación siempre existe un inductor entre la etapa de entrada y la parte de salida. Como se muestra en la **figura 3.6 a y b**, existe la posibilidad de que el inductor pueda ser cambiado de posición y de manera mas específica que este elemento sea conectado a tierra, resultando de esta forma el convertidor Reductor-Elevador (Buck-Boost), como se muestra en la **figura 3.6 c**.



**FIGURA 3.6** Generación de los tres convertidores básicos por Medio de la Rotación de la inductancia en serie con el interruptor.



## CAPITULO I.

# EVOLUCIÓN DE SISTEMAS DE ALIMENTACIÓN PARA UNA BUENA ADMINISTRACIÓN DE LA CORRIENTE ELÉCTRICA

### 1.1 Fuentes de alimentación

Los grandes adelantos en la tecnología de semiconductores y el surgimiento de dispositivos electrónicos de mayor potencia, han propiciado que la tendencia actual en el diseño de sistemas electrónicos, este encaminado a obtener equipos con un peso y volumen relativamente bajos a un costo razonable. Los avances en el campo de los sistemas de alimentación, han sido muy rápidos y satisfactorios, actualmente las fuentes de alimentación son mas eficientes y compactas, sin embargo, su diseño e implementación es relativamente complejo.

Anteriormente todos los equipos eran alimentados por fuentes lineales, este tipo de fuentes o sistemas de alimentación, se caracterizaron por ser muy pesados, voluminosos y extremadamente ineficientes. Esto se debe principalmente, a que estos sistemas de alimentación requieren de dispositivos y accesorios electrónicos de gran volumen; en la mayoría de los casos de un peso considerable. Los semiconductores en estos sistemas de alimentación operan en la región activa o zona de alta disipación y debido a esto tenemos pérdidas de energía transformada en calor, además estos dispositivos se comportan como resistencias variables y uniendo todos estos problemas tenemos que la eficiencia en este tipo de fuentes es muy baja, eficiencia que está dada alrededor de 0.5, pero ésta desventaja es tolerada en aplicaciones de baja potencia.

#### 1.1.1 Esquema y funcionamiento de una fuente lineal tipo serie.

Se le *denomina fuente lineal tipo serie*, porque el transistor de potencia llamado elemento de paso serie, se encuentra en serie con el circuito de carga y en estas condiciones desempeña la función de un resistor variable para regular la tensión de salida.

Como se muestra en la **figura 1.1**, en el primer bloque existe un *transformador* que se utiliza para aislar eléctricamente el sistema de la línea de alimentación. En su devanado secundario, tenemos un voltaje diferente al de la línea de corriente alterna.

El segundo bloque se compone de un *rectificador* y un *filtro*, el voltaje obtenido del devanado secundario es rectificado y filtrado para obtener un nivel CD.

En el tercer bloque se tiene un *elemento de paso serie*, el voltaje CD se aplica directamente a este elemento.

En el cuarto bloque existe un *laço de retroalimentación y control*, en este, una muestra de voltaje de salida es comparado con un voltaje de referencia fijo y la señal de error se utiliza para regular el voltaje de salida a través del transistor de potencia.

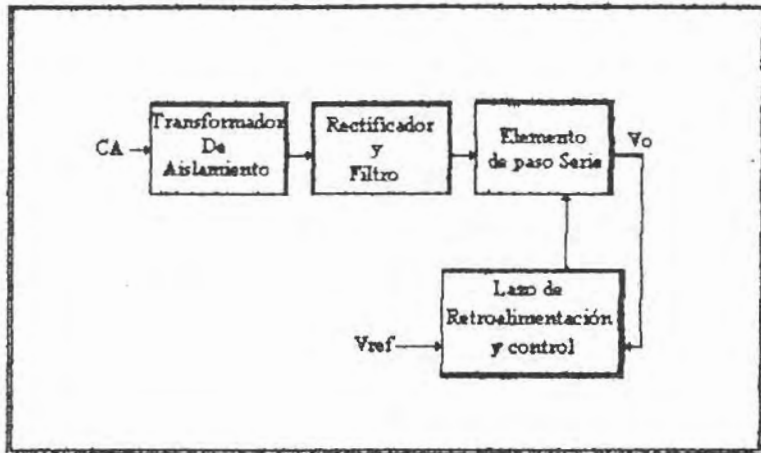


FIGURA 1.1. Fuente de alimentación lineal tipo serie.

### Ventajas y desventajas de una fuente lineal.

#### *Ventajas de una fuente lineal.*

-Regulación aceptable con bajos niveles de ruido y voltaje de rizado.

#### *Desventajas de una fuente lineal.*

- Requieren de transformadores de aislamiento relativamente grandes para reducir el voltaje CA (bajas frecuencias).
- Disipadores de calor voluminosos.
- Baja eficiencia.

### 1.1.2 Esquema y funcionamiento de una fuente conmutada.

A diferencia de las fuentes lineales, en las fuentes conmutadas los semiconductores operan como interruptores, es decir, se encuentran conmutando entre sus funciones de encendido (región de saturación) y apagado (región de corte); estos semiconductores jamás van a ser utilizados en la región activa, con lo cual se evitan pérdidas de energía de potencia y puede lograrse una eficiencia en este tipo de fuentes de 0.8 [1].

Como se muestra en la figura 1.2. El primer bloque representa a un *rectificador y filtro*, en el cual el voltaje de línea es rectificado directamente para producir un nivel CD.

El segundo bloque es un *elemento de conmutación* donde se transforma el voltaje, en onda cuadrada de alta frecuencia. Con un rango de frecuencias de (20 KHZ a 1MHZ).

En el tercer bloque existe un *transformador de aislamiento*, con este transformador se cambia el nivel de voltaje.

El cuarto bloque representa un *rectificador y filtro de salida*, el voltaje proporcionado por el transformador de aislamiento es rectificado y filtrado para producir el voltaje CD requerido.

El quinto bloque representa un *lazo de retroalimentación y control* en este bloque, se toma una muestra del voltaje de salida y se compara con un voltaje de referencia fijo, la señal de error obtenida se utiliza para controlar el encendido y el apagado del transistor.

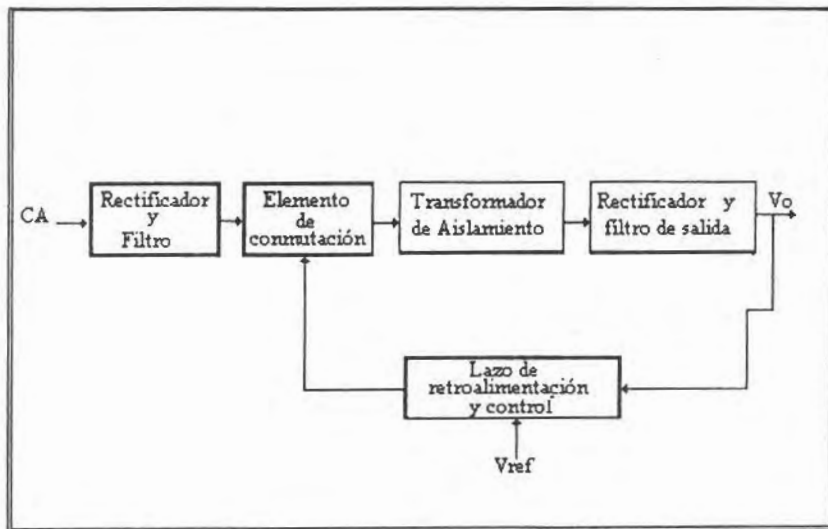


FIGURA 1. 2 Sistema de alimentación de una fuente conmutada.

### Ventajas y desventajas de una fuente conmutada

#### *Ventajas en una fuente conmutada*

- El transformador de potencia pequeño (altas frecuencias).
- Disipadores de calor pequeños.
- Inductancias relativamente pequeñas.
- Alta eficiencia
- En general una fuente de potencia ligera y compacta.

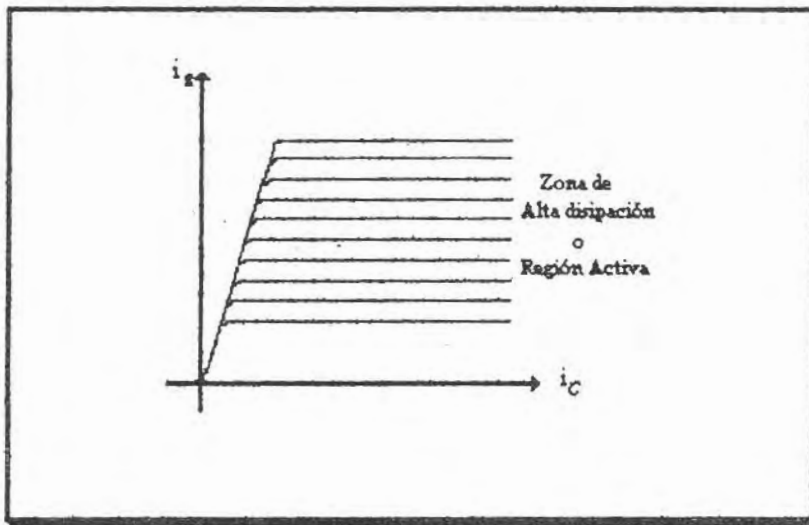
*Desventajas en una fuente conmutada*

-Altos niveles de voltaje de rizo y de ruido [2].

**1.1.3 Comportamiento de los semiconductores en cada fuente.**

*Dispositivo semiconductor de una fuente lineal.*

Este semiconductor de potencia (Transistor), siempre opera en la región activa o zona de alta disipación, como se muestra en la **figura 1.3**, por lo tanto se encuentra consumiendo energía todo el tiempo. Como consecuencia existe desperdicio de energía y esto es uno de los factores que provocan una mala eficiencia en la fuente lineal.



**FIGURA 1.3** Modo de operación del transistor de una fuente lineal.

*Dispositivo semiconductor de potencia en una fuente conmutada.*

El dispositivo semiconductor de potencia (Transistor) en una fuente conmutada opera como interruptor, es decir, en su etapa de conmutación: La función de encendido es en la región de saturación y la función de apagado en la región de corte. Este dispositivo a diferencia del dispositivo de la fuente lineal se encuentra consumiendo energía en intervalos de tiempo; además al evitar la región activa, como se muestra en la **figura 1.4**, se evitan pérdidas de energía de potencia o pérdidas de energía transformada en calor y por lo tanto tenemos una mejor eficiencia en la fuente conmutada en el caso del *funcionamiento ideal del transistor*.

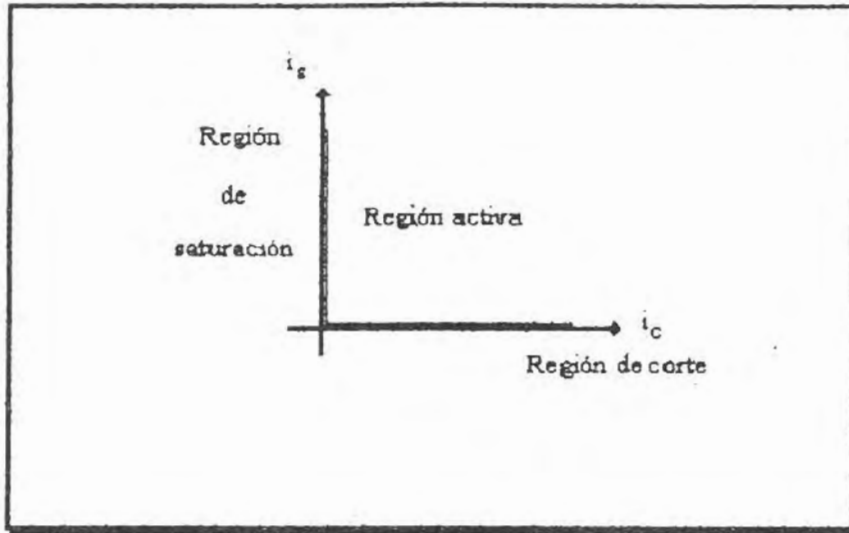


FIGURA 1. 4 Modo de operación ideal del transistor de una fuente conmutada de forma ideal.

## 1.2 Dispositivos semiconductores de potencia.

La forma en que operan estos dispositivos, es como interruptores; es de suma importancia dentro de un sistema de alimentación conmutado o fuente conmutada, ya que son los dispositivos, que actúan relevantemente dentro de estos sistemas de alimentación y por esta razón se aborda el tema de dispositivos semiconductores de potencia.

Los dispositivos semiconductores de potencia son :

- Diodos.
- Tiristores.
- Transistores BJT, Mosfets.

- *Diodos.*- Los estados de apagado y encendido, están controlados por el circuito de potencia.
- *Tiristores.*- El estado de encendido es dado por una señal de control y debe apagarlo el circuito de potencia
- *Interruptores controlados o transistores.*- Transistores bipolares BJT, MOSFET, el estado de encendido y apagado está dado por señales de control.

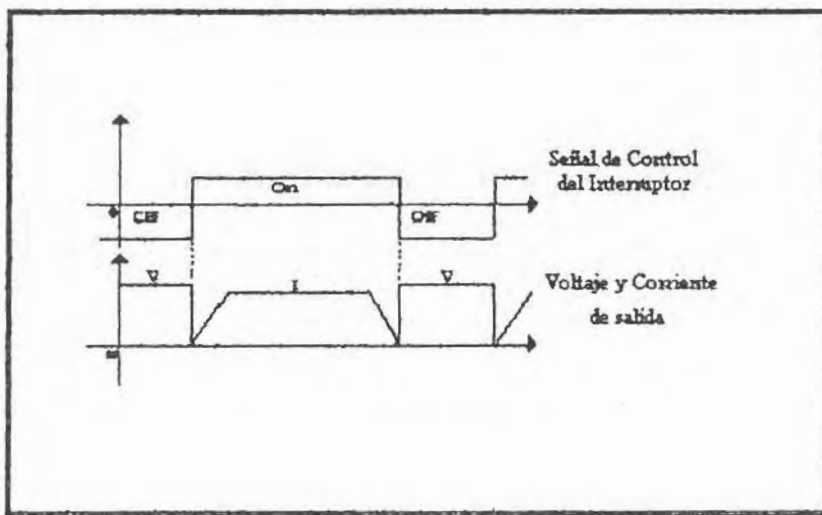
El semiconductor de potencia mas importante a analizar, con respecto a funciones de conmutación para este proyecto de tesis es el Mosfet.

De la familia de transistores los mas conocidos son: BJT, MOSFET, el

*funcionamiento ideal* en estos dispositivos sería:

- 1.-Bloquear grandes cantidades de voltaje con flujo nulo de corriente en el estado de apagado (región de corte).
- 2.-Que conduzca grandes cantidades de corriente con caída cero de voltaje en el estado de encendido (región de saturación).
- 3.-Que conmute de encendido a apagado o viceversa instantáneamente con respecto a la señal de disparo.
- 4.-Que la energía necesaria para disparar el interruptor sea despreciable.

En la **figura 1.5** se muestra el *comportamiento ideal*, de un transistor o interruptor controlado con respecto a su señal de control.



**FIGURA 1.5** Señales del *comportamiento ideal del transistor* en su función como interruptor.

Podemos decir entonces:

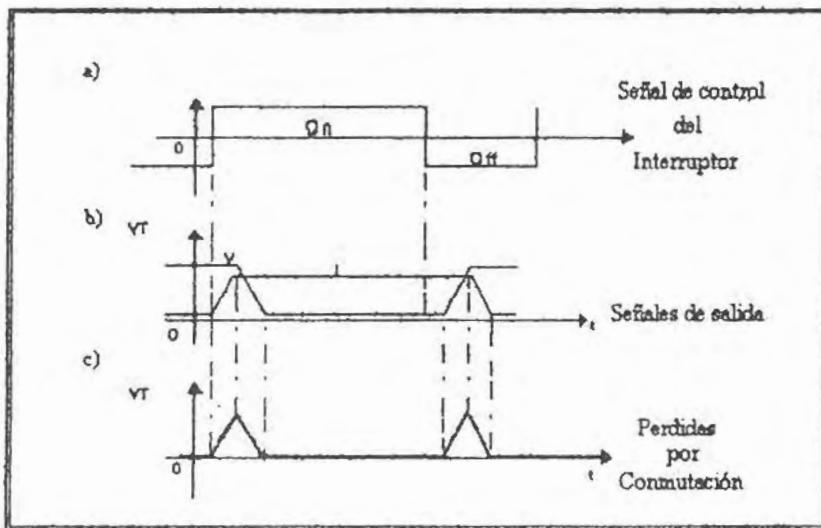
El ángulo que existe, entre el cambio de saturación a corte o viceversa, en la gráfica característica del transistor, es de  $90^\circ$ . Como consecuencia se evita la región activa disminuyendo pérdidas de energía de potencia o pérdidas de energía transformada en calor.

Desafortunadamente ningún dispositivo opera de forma ideal y la forma en la que normalmente opera el *interruptor controlado* es:

Como se observa en la **figura 1.6**, la función de conmutación, no es de manera instantánea como se ilustra en la **figura 1.6b**, cuando el estado de apagado finaliza existe todavía flujo de voltaje y mientras que al empezar el estado de encendido, instantáneamente tenemos un flujo de corriente y dentro del estado de encendido tenemos la caída del voltaje, que tiende a cero después del instante en el que se indico bloqueo de voltaje, la misma situación se tiene con el flujo de corriente en el estado de apagado, como conclusión se puede observar en la **figura 1.6c** que existen tiempos de caída y de subida y se forman unos picos que son las pérdidas por conmutación.

Entonces el ángulo que se tiene realmente en el cambio de saturación a corte no es de  $90^\circ$  y cuando realiza el cambio de saturación a corte pasa por la región activa, esta región no puede ser evitada y como consecuencia se siguen teniendo pérdidas de energía transformada en calor, de tal manera que según el tiempo que se tarde en pasar por la región activa, serán las pérdidas por conmutación, que son las pérdidas de energía de potencia; a mayor tiempo en la región activa, mayores pérdidas, a menor tiempo menores pérdidas.

Es por esta razón que se buscan *Transistores o interruptores controlados*, con una alta velocidad de conmutación.



**FIGURA 1.6** Señales del *comportamiento común del transistor*, en su función como interruptor.

En conclusión los BJT son dispositivos controlados por corriente, siendo sus parámetros sensibles a la temperatura.

Los BJT sufren por ruptura secundaria por lo que para reducir el tiempo de almacenamiento durante la desactivación requieren de corriente inversa de base, pero tienen un voltaje bajo de estado activo.



La ruptura secundaria que es un fenómeno destructivo, resulta del flujo de corriente a una pequeña porción de la base lo que produce puntos calientes localizados. Si la energía en estos puntos calientes es suficientemente grande, el calentamiento excesivo daña a el transistor. Por lo tanto, la ruptura secundaria es causada por un sobrecalentamiento térmico. Resultado de concentraciones altas de corriente en ciertas combinaciones de voltaje, corriente y tiempo. Dado que el tiempo está involucrado la ruptura secundaria es básicamente un fenómeno que depende de la energía

Durante la desactivación, el transistor, debe soportar una corriente y un voltaje altos, en la mayor parte de los casos con una unión base-emisor con polarización inversa.

Durante el estado Activo, la temperatura promedio de la unión y la ruptura secundaria limitan la capacidad de manejo de potencia del transistor.

A diferencia de los BJT, los MOSFET son dispositivos controlados por voltaje y sus parámetros son menos sensibles a la temperatura. No existe problema de ruptura y durante la desactivación no se requiere de voltaje de compuerta negativa

Haciendo un análisis sobre interruptores controlados, se deduce que, como solución a tiempos de conmutación se utiliza el MOSFET, debido a la alta velocidad de conmutación que observa además de otras ventajas que anteriormente se presentan con respecto a los BJT.

### **1.2.1 Características del dispositivo semiconductor de potencia MOSFET.**

- Control por tensión (VGS).
- Los tiempos de almacenamiento son reducidos.
- Alta velocidad de conmutación trabajando a frecuencias desde 20 KHZ hasta 1MHZ
- Características limite.
  - 1000V @ poca corriente (10 - 20A).
  - 100V @ poca tensión (50 - 100A).
- Fugas por temperatura mínimas.
- Alta potencia.

### **1.3 Sistemas de alimentación.**

Con el avance de la tecnología en dispositivos semiconductores (Transistores), y con el empleo de módulos de circuitos electrónicos se ha logrado que los sistemas actuales realicen funciones cada vez mas complejas. La modularidad ha permitido que estos sistemas sean bastante flexibles. Con la evolución de las fuentes de alimentación se ha logrado completar la funcionalidad de estos sistemas; sin embargo, se requiere determinar la forma de obtener el mejor beneficio en el sistema de alimentación al interconectar todos los módulos. Los esquemas de alimentación se dividen en centralizados y distribuidos.



### 1.3.1 Sistemas de alimentación centralizados.

En una unidad de alimentación centralizada, todas las técnicas de salida necesarias para un circuito electrónico particular, son generadas en el mismo bloque y distribuidas a través de diferentes líneas hacia las cargas, como se muestra en la figura 1.7.

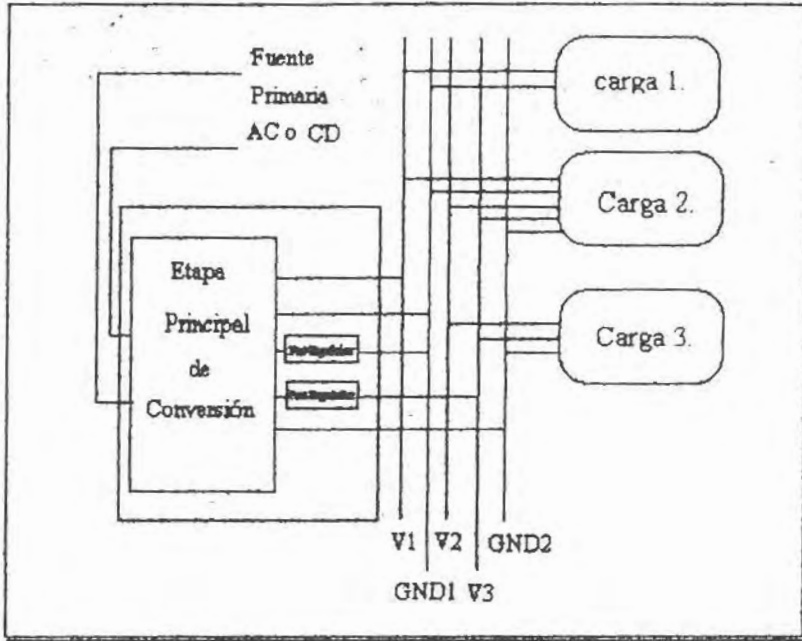


FIGURA 1.7 Unidad de alimentación Centralizada

Las principales características de esta configuración son las siguientes:

- Sólo existe una etapa de conversión, manejando la potencia total demandada por el sistema.
- En aplicaciones multisalida, son necesarios post-reguladores adicionales, y al incluirlos, prácticamente se requiere de una segunda etapa de conversión.
- La distribución a baja tensión en múltiples buses, implica costos adicionales en el cableado.
- Se obtiene una buena eficiencia y bajos costos en términos \$/Watt.
- Una falla en la unidad, implica una desconexión total en el sistema completo, el costo de conseguir redundancia local para cargas críticas es muy elevada.
- Para el caso de cargas remotas, no se puede garantizar una buena calidad de la fuente de alimentación por lo tanto, es necesario colocar una etapa de filtrado y otra de Post-Regulación local.

De acuerdo con sus características, esta solución presenta una buena eficiencia y bajo costo en la unidad de alimentación por si misma, siempre y cuando despreciemos los costos adicionales en cableado, post-reguladores locales y filtrado.

### 1.3.2 Sistemas de alimentación distribuida.

Las arquitecturas distribuidas para fuentes de alimentación no son nuevas. En el ambiente de telecomunicaciones se emplean sistemas con distribución de potencia a 48V de CD, incluyendo baterías por falla eventual de la red alterna. Pero el interés creciente en los sistemas de alimentación distribuida, es también, consecuencia de los últimos cambios de los circuitos electrónicos. Tanto en equipo de computo, como en los sistemas industriales de automatización, contiene decenas de tarjetas de circuitos impresos con cientos de circuitos lógicos de alta velocidad CMOS y ECL. El comportamiento dinámico de la carga y el costo del cableado obligan a que se deban desarrollar nuevas soluciones. Estas y muchas razones más, están haciendo cada vez mas popular las soluciones de alimentación distribuida.

La conexión clásica de alimentación distribuida se ilustra en la **figura 1.8**, donde una etapa primaria de conversión genera un bus de 40V a 50V, proporcionando el aislamiento entre la fuente primaria y la carga. Este bus de CD a un nivel intermedio de tensión permite la distribución de potencia utilizando cable con un calibre aceptable, evitando importantes pérdidas y un valor razonable de EMI en el bus. Por lo general, a este bus de CD se le conectan algunos convertidores secundarios en la misma tarjeta de circuito impreso.

A través de esta solución, se incrementa la modularidad y además proporcionan las siguientes ventajas:

- *Confiabilidad.* En caso de falla de cualquiera de los convertidores secundarios, el circuito dañado se puede aislar y reparar fácilmente, manteniendo la operación normal en el resto del sistema. es posible conseguir redundancia local para cargas críticas a bajos costos, por lo que en la solución centralizada, debe duplicarse el 100% de la potencia.
- *Ahorro de Energía.* Es posible conseguir un cierto ahorro de energía suministrando potencia solo a los módulos que están en operación.

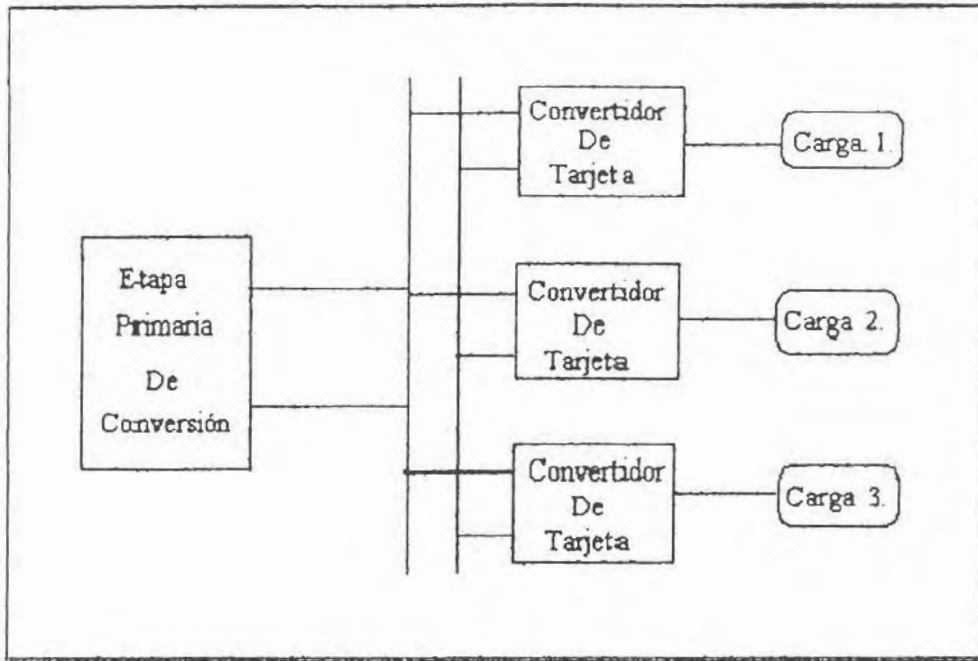


FIGURA 1.8 Sistema de alimentación distribuido.

- *Diseño Estándar.* Los convertidores secundarios pueden ser diseñados de una manera estándar, independientemente de los sistemas. Este concepto permite una reducción importante en los costos de diseño y manufactura. Por otro lado, el crecimiento del sistema se obtiene fácilmente por medio de la adición de convertidores secundarios a través de nuevas tarjetas de circuito. En base a todo esto, es obvio que el convertidor primario debe sobredimensionarse para cubrir estas necesidades.
- *Tamaño/Rendimiento.* Los convertidores secundarios entregan solo una parte de la potencia total en el sistema (por lo general, alrededor de 100W), lo cual permite la aplicación de topología de alta densidad y técnicas modernas de empaquetamiento, sobre todo en el caso de convertidores que manejan la totalidad de la potencia del sistema. Además, si muchos de los convertidores secundarios son idénticos, pueden ser diseñados y fabricados más cuidadosamente, optimizando su tamaño y eficiencia.
- *Disipación Térmica.* En un enlace centralizado, todas las pérdidas se encuentran localizadas en la unidad de potencia, por lo que la evacuación del calor es mas complicada, haciendo necesario en muchos casos el uso de grandes disipadores y sistemas de ventilación forzada. En la solución distribuida, el convertidor primario con una sola salida en alta tensión presenta mejor eficiencia y los problemas térmicos son mucho mas fáciles de resolver. Los convertidores secundarios se encuentran distribuidos a lo largo del sistema, distribuyendo las

pérdidas de potencia y sus correspondientes problemas térmicos. Por lo que los enlaces distribuidos son muy ventajosos en este punto.

*Regulación de carga.* En un enlace centralizado, la caída de tensión a lo largo de los buses de distribución, no puede ser compensada por el lazo de retroalimentación por lo que se tiene una pobre regulación de carga. Por el contrario, en las fuentes de alimentación distribuidas, las cargas se encuentran conectadas cerca de los convertidores secundarios, consiguiéndose una excelente regulación de carga. Por otro lado, como consecuencia del uso de múltiples convertidores secundarios en la conexión distribuida, los problemas de regulación cruzada se ven disminuidos, debido a que cambios en la carga de uno de los convertidores no afectan a los restantes en régimen permanente.

- *Cableado.* En las soluciones distribuidas tenemos solo un bus de distribución a una tensión razonable (40V a 50V). En consecuencia el costo del cableado, se reduce en comparación con el enlace centralizado, ya que por lo regular en ella se necesitan varios buses de CD a tensiones de 5V,  $\pm 15V$ , etc. con tamaños de cable mas grandes.

En la solución distribuida, al encontrarse los convertidores secundarios tan cerca de la carga, los buses secundarios son muy cortos, consecuentemente, el EMI que se genera es muy poco. De la misma manera, el ruido inducido desde cualquier parte del sistema es enormemente suavizado. En el bus de distribución, dependiendo de la topología empleada en los convertidores secundarios, demandando una corriente no pulsante, los problemas de EMI pueden ser similares o mucho menores que en la solución centralizada, donde generalmente presentan corrientes pulsantes en los buses de distribución [1].

En resumen, la principal característica de las fuentes de alimentación distribuidas es su modularidad y en consecuencia, ofrecen las ventajas del buen funcionamiento de los sistemas modulares. Particularmente cualquier diseño puede extenderse con módulos estándar, cambiando fácilmente de acuerdo a las necesidades futuras, agregando redundancia en la selección del diseñador, aunque esta gran presentación de flexibilidad se paga con una complejidad adicional. Pero estos pequeños costos adicionales pueden ser superados parcialmente con el desarrollo de módulos estándar optimizados y la reducción del tiempo de diseño de un sistema electrónico en particular.

Por otra parte, la complejidad del sistema de alimentación dependerá del comportamiento deseado en el bus de continua, teniendo dos principales variables:

- \*Se requiere independencia entre la entrada de alterna y las tensiones de salida.
- \*Y un alto factor de potencia en la línea de entrada de alterna.

En la siguiente tabla se agrupan, las diferentes características de los sistemas de alimentación (Centralizada y Distribuida).

<b>Alimentación Centralizada.</b>	<b>Alimentación Distribuida.</b>
-Mala fiabilidad	-Buena fiabilidad.
-Post-Reguladores.	-Diseño Estandar
-Dos etapas de conversión	-Una etapa de conversión
-Mala Regulación	-Buena Regulación
-Cables Gruesos.	-Cables Finos.
-Mala disipación Térmica.	-Buena disipación Térmica

**Tabla1.1** Tabla comparativa de los sistemas de alimentación.

En Resumen, lo que mejor administra corriente eléctrica es una **fente conmutada** y el dispositivo semiconductor de potencia que nos permite una mejor eficiencia en la fuente es el interruptor controlado **MOSFET**. Pero, a pesar de que las fuentes conmutadas ofrecen la ventaja de ser mucho mas eficientes que las fuentes lineales, las fuentes conmutadas siguen presentando bajos valores de factor de potencia y además contaminan la red de distribución de corriente alterna con alto contenido armónico debido a su comportamiento como cargas no lineales. En otras palabras el ahorro de energía eléctrica que pueda lograrse a través de este tipo de fuentes es **Corrigiendo el Factor de Potencia** en estas mismas.

## CAPITULO II.

### Efectos de alimentación sobre la red de corriente alterna.

#### 2.1 Problemas de operación con bajo factor de potencia.

El uso de equipos con bajos valores de factor de potencia (FP) ocasionan un considerable desperdicio de energía. En la última década se ha experimentado un incremento de aparatos electrónicos, conectados a la red de corriente alterna con bajos valores de factor de potencia y alta distorsión armónica. Como consecuencia, un alto contenido armónico es inyectado a la red de corriente alterna debido a su comportamiento como cargas no lineales.

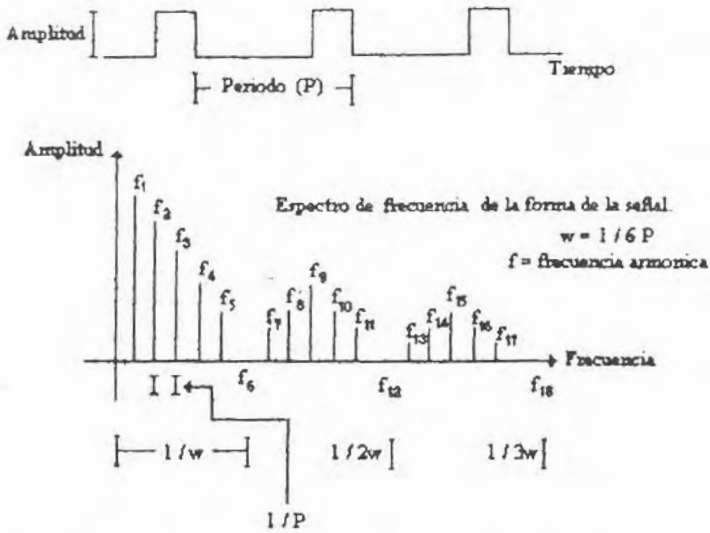
Con respecto a la distorsión armónica se sabe, que no todas las formas de onda de voltaje y corriente son puramente senoidales. Esta deformación de la señal senoidal, es equivalente a la suma de una o más señales senoidales de diferente frecuencia. En efecto cualquier forma de señal senoidal distorsionada, puede ser producida exactamente por la suma de una serie de señales senoidales de particular frecuencia, amplitud y por lo tanto puede ser descompuesta por el número de señales senoidales que se encuentran dentro [4].

A estas señales integradas se les conoce como armónicas de la señal fundamental; en frecuencias de 60 Hz la frecuencia de la segunda armónica tiene una frecuencia de 120 Hz y la tercer armónica es tres veces más grande o 180 Hz como se ilustra en la **figura 2.1**.

La *distorsión* es causada por la superposición o suma de armónicas en la señal senoidal y es determinado no únicamente por su frecuencia sino también por su amplitud, fase, de la relación de forma de la fundamental.

La *distorsión armónica* no es más que una distorsión o deformación de la onda a la salida debido a la presencia de armónicas de la onda de entrada, generadas por la no linealidad del circuito.

El *contenido armónico* es el número de armónicas contenidas en una onda compleja a la salida de un amplificador u otro dispositivo.



- 1) Espacio de armónica ( $f_1, f_2, f_3, -f_2, \text{etc.}$ ) =  $1/P$ , donde  $f_1$  es la fundamental.
- 2) Si  $w = 1/6 P$ , entonces  $f_6, f_{12}, f_{18}$  etc. Están en cero.
- 3) Para una onda cuadrada, donde  $w = 1/2P$  todas las armónicas pares son cero, quedando solo las armónicas impares

FIGURA 2.1 Armónicas de la señal fundamental.

Se considera que se tiene *una función de carga lineal* cuando la señal de salida de un circuito es equivalente a la señal de entrada como se muestra en la **figura 2.2**.

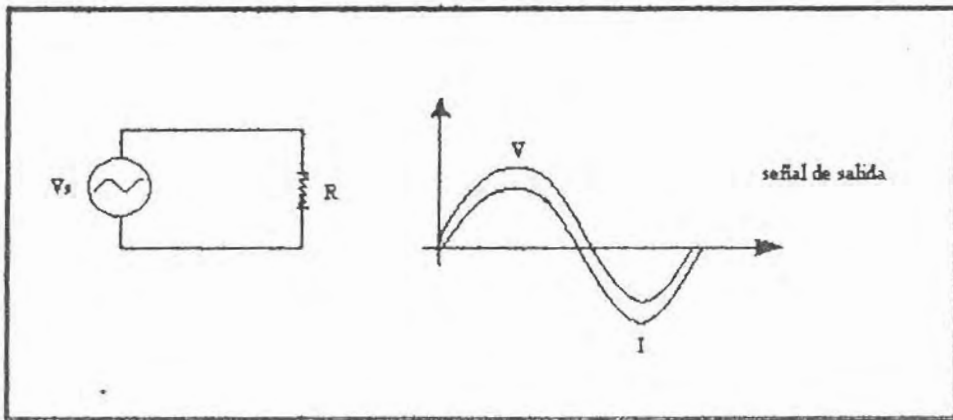


FIGURA 2.2 función de una carga lineal

Y una función de *carga no lineal* es cuando la señal de salida del circuito difiere de la señal de entrada como se muestra en la **figura 2.3**



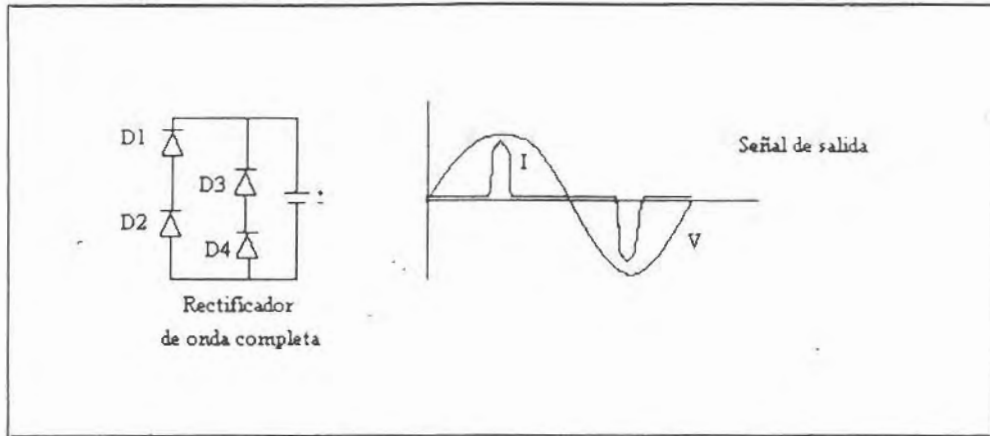


FIGURA 2. 3 Función de una carga no lineal.

## 2.2 Factor de potencia.

El *factor de potencia* es la medida de la eficiencia de transferencia de potencia de un circuito o también se le conoce, como el ángulo de defasamiento que existe entre el voltaje y la corriente.

La manera mas adecuada para cuantificar los efectos producidos por las "cargas electrónicas" sobre la corriente de la red de alterna consiste en valorar los dos parámetros siguientes:

- \*Factor de potencia.
- \*Distorsión armónica.

El *factor de potencia* se define matemáticamente como el cociente entre la potencia media en un periodo y el producto de los valores eficaces de la tensión y corriente. Designando con la letra "v" el valor de la tensión en cada instante y con la letra "i" el valor de la corriente, el factor de potencia (F.P.) puede expresarse como:



...(2-1)

$$F.P = \frac{1/t \int_0^t v i dt}{\left[ \sqrt{1/t \int_0^t v^2 dt} \right] \left[ \sqrt{1/t \int_0^t i^2 dt} \right]}$$

o bien

...(2-2)

$$F.P = \frac{iv \cos \theta}{iv} = \cos \theta$$

En el caso senoidal, el factor de potencia es simplemente  $\cos \theta$ , donde  $\theta$  es el ángulo en el cual el voltaje se adelanta a la corriente. Por esta razón se dice con frecuencia que el ángulo de  $\theta$  es el ángulo de factor de potencia.

En una carga puramente resistiva o carga lineal, el voltaje y la corriente están en fase, por lo que  $\theta$  es cero y el FP es unitario, es decir que la potencia aparente y la potencia promedio son iguales. Sin embargo, puede obtenerse un FP igual a uno para cargas que contengan inductancias y capacitancias, si los valores de los elementos y la frecuencia de operación se eligen para dar una impedancia con un ángulo de fase igual a cero.

Una *carga puramente reactiva* es, una carga que no contenga resistencias; Esta causará una diferencia de fase entre el voltaje y la corriente de mas o menos  $90^\circ$ , por lo que el FP será igual a cero.

Entre estos dos casos extremos están la mayoría de las cargas en las que el FP varia de cero a uno. Un FP de 0.5, por ejemplo, indica una carga cuya impedancia tiene un ángulo de fase de  $60^\circ$  o bien de  $-60^\circ$ , el primero describe una carga inductiva, ya que el voltaje se adelanta a la corriente por  $60^\circ$ ; mientras que el segundo describe una carga capacitiva. Entonces la naturaleza exacta de la carga indica si el FP se adelanta o retrasa, donde el adelanto o retraso se refieren a la fase de la corriente con respecto al voltaje.

### 2.3 Distorsión armónica.

La *distorsión armónica total* se define como, el total de armónicas que contiene una señal tomando como referencia una onda senoidal; se expresa matemáticamente como el cociente de la raíz cuadrada, de la sumatoria de los valores eficaces al cuadrado de cada una de las armónicas entre el valor eficaz de la armónica fundamental.

Designando a  $I_{ef1}$  como el valor eficaz de la componente fundamental de la corriente.  
e  $I_{ef2}, I_{ef3}, \dots, I_{efn}$  los valores de las distintas armónicas.

La distorsión armónica total (D.A.T.) se expresa entonces de la siguiente manera:  
...(2-3)

$$D.A.T. = \frac{\sqrt{I_{ef2}^2 + I_{ef3}^2 + \dots + I_{efn}^2}}{I_{ef1}}$$

$$D.A.T. (\%) = D.A.T. (100)$$

#### 2.3.1 Efectos problemáticos que se tiene en la red de distribución.

Como se ha mencionado anteriormente, trabajar con equipos con bajos valores de factor de potencia representa por un lado, un costo directo a las compañías generadoras de electricidad, debido entre otras cosas a que obliga a sobredimensionar su equipo; Y por otro lado se ocasiona un desperdicio de energía .

La mayoría de los equipos tradicionalmente consumidores, que se conectan a la red de distribución son:

Televisores, videocassetas, computadoras, microondas etc.

Otros aparatos cuya demanda está en aumento y que se conectan a la red de distribución son controles de intensidad luminosa, controles de temperatura, etc.

Desafortunadamente, con el uso de semiconductores de potencia y otros dispositivos, se originan señales con componentes armónicas, por esta razón, para estas señales distorsionadas es necesario definir el factor de potencia.

Y en términos del factor de distorsión, y el factor de desplazamiento, el FP se define de la siguiente forma:

$$FP = (\text{factor de distorsión}) * (\text{factor de desplazamiento})$$

- *Factor de distorsión.*- Es el resultado del efecto de las componentes armónicas del voltaje y la corriente, (grado de distorsión de la corriente de línea producida por la alinealidad de la carga incluyendo la acción de los semiconductores).

...(2-4)

$$F:Dist. = \frac{1}{\sqrt{1+DAT^2}}$$

- *Factor de desplazamiento.*- Es el resultado del efecto del desplazamiento entre el voltaje y la corriente de entrada.

...(2-5)

$$F.Des. = \cos \theta.$$

por lo tanto la formula del F.P es igual a:

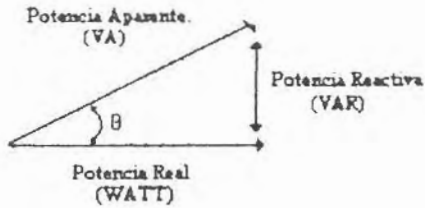
...(2-6)

$$F.P = \frac{\cos \theta}{\sqrt{1+DAT^2}}$$

El factor de desplazamiento será unitario si las formas de onda de voltaje y corriente de entrada a una fuente están en fase, y si además dichas formas de onda son idénticas también tendrán un factor de distorsión unitario; el factor de potencia será unitario, tal como ocurre cuando se alimentan a cargas (cargas resistivas).

*Potencia aparente, Potencia promedio, Potencia Reactiva.*

- *Potencia aparente.*- Esta potencia es producto de la corriente eficaz, se mide en Voltio-Amperios. Al multiplicar la potencia aparente por el Factor de potencia se obtiene la Potencia Promedio o Potencia Real la cual se mide en Watts.
- *Potencia promedio o Real.*- Es la potencia media absorbida por un circuito durante un periodo completo de la tensión aplicada al mismo.
- *Potencia Reactiva.*- Es el producto de la tensión eficaz por la componente de la corriente en cuadratura con ella. (Solo aplicable en el caso de circuitos recorridos por corrientes senoidales), ( Ver figura A1).



VA = Volts x Ampers.  
 VAR = VA Reactiva.  
 F.P. = Factor de Potencia  $\cos \theta$   
 $\theta$  = Angulo de fase entre voltaje y corriente.

- 1) Potencia Real o Promedio (Watt's) = VA x Cos  $\theta$   
 2) (Watt's)<sup>2</sup> + (VAR)<sup>2</sup> = (VA)<sup>2</sup>

FIGURA A1. Diagrama esquemático que nos ilustra la relación que existe entre las potencias.

En seguida se ilustra en la figura 2.4 un circuito que simula el voltaje de línea y dos tipos de cargas distintas, en el cual se desean calcular los valores de la potencia promedio entregada a cada una de las dos cargas, la potencia aparente suministrada por la fuente y el factor de potencia de las cargas combinadas, cuando las cargas están conectadas en paralelo con la fuente.

La fuente tiene un voltaje que está dado por  $169.7 \sin 77t$  donde el valor rms es  $120 \angle 0^\circ$  y la frecuencia de línea es 60Hz.

La primera carga simula una balastra para lampara fluorescente, la cual presenta la siguiente impedancia:  $47 + 165j \Omega$

Y la segunda carga simula la acción de un foco de 100W siendo su impedancia de  $161 \Omega$ .

La corriente  $I_s = I_1 + I_2$ .

donde la corriente  $I_1 = V_s / Z_1 = 120 / (47 + 165j) = 0.74 \angle -74.1$

e  $I_2 = V_s / Z_2 = 120 / 161 = 0.7453$ .

así  $I_s = 0.74 \angle -74.1 + 0.7453 = 1.1853 \angle -36.89$

por lo tanto, la fuente entrega una potencia aparente

$$PA = (Vs) (Is) = 120(1.1853) = 142.236 \text{ Volt-Amper}$$

y una potencia promedio

$$Pp = 142.236 \cos(0-36.89) = 113.758 \text{ Watts.}$$

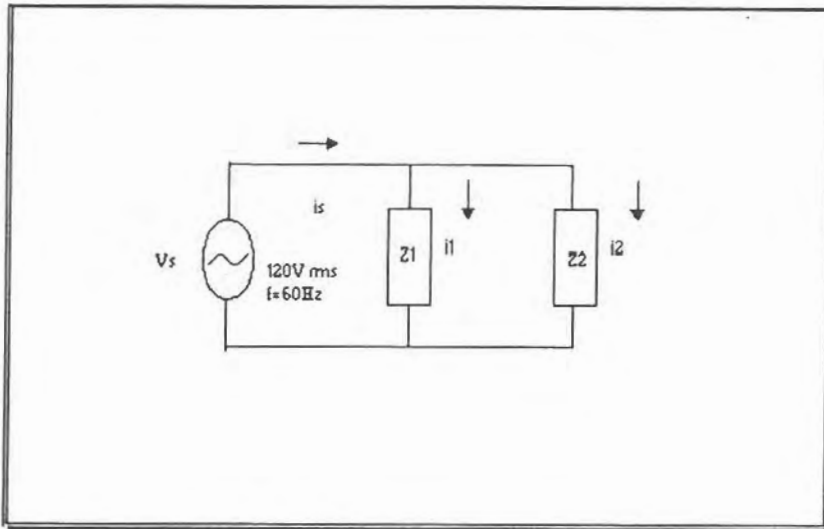


FIGURA 2.4 circuito

La carga Z1 recibe una potencia promedio de

$$P_{pZ1} = ((0.74) * (0.74)) * (47) = 25.73 \text{ Watts}$$

en la carga Z2 se obtiene una potencia promedio de

$$P_{pZ2} = (((0.7453) * (0.7453)) * (161)) = 80.43 \text{ Watts .}$$

Entonces, la fuente proporciona una potencia igual a 113.758 W, de los cuales 25.73W se disipan en la carga Z1 y 89.43W en la carga Z2, por tanto el factor de potencia (FP) es:

$$FP = 113.758 / 142.236 = 0.7997$$

Por otra parte, combinándose las dos cargas en paralelo, obtenemos una carga  $Z_3 = 83019 + 62.46j$  o bien  $104.04 \angle 36.89^\circ \theta$ , donde  $36.89^\circ$  es el ángulo del FP, por lo que se

tiene un FP igual a  $\cos 36.89^\circ = 0.7996$ , al mismo tiempo se observa que la carga combinada es inductiva.

Entonces, si el paralelo de las dos cargas consume 113.758W, la fuente Vs deberá generar aproximadamente:

113.758 VA	si	FP = 1.0
142.236 VA	si	FP = 0.8
227.516 VA	si	FP = 0.5

Si se considera la fuente Vs como la fuente de energía eléctrica y las cargas Z1 y Z2 los consumidores, se tendría que la fuente estaría generando mas potencia de la que están aprovechando las cargas conforme el factor de potencia disminuye.

Por lo tanto, al conectar un número elevado de cargas a la red eléctrica de diferente naturaleza (Inductiva, Capacitiva, Resistiva) es necesario obtener un factor de potencia cercano a la unidad, con el objetivo de aprovechar al máximo la capacidad del sistema eléctrico, de lo contrario, mientras mas grande sea la potencia aparente respecto a la potencia promedio, mayor será el sobredimensionamiento de las líneas de alimentación y los transformadores de distribución.

Hasta el momento no se ha considerado la distorsión armónica en el factor de potencia, por lo que a continuación se presentan dos tablas que corresponden a aparatos de uso cotidiano. En la tabla 2.1 están colocados los equipos que contienen en su entrada, una etapa de conversión de CA/CD, elaborada por un circuito rectificador tipo puente y un filtro.

	W	A	A		%
Computadora	70	1.05	0.68	0.65	124
Impresora	18	0.22	0.19	0.85	163
Televisor	40	0.50	0.33	0.66	134
Videocasseter a	24	0.22	0.17	0.77	69.2
Horno de Microondas	1100	8.66	5.60	0.80	124

**TABLA 2.1**

En la tabla 2.2 se agrupan los equipos que no necesitan de esta etapa CA/CD para su funcionamiento.

	W	A	A		%
Aspiradora	460	4.15	4.06	0.92	17.3
Cafetera	640	5.13	5.69	0.99	2.2
Plancha	688	5.72	5.69	0.88	2.4
Batidora	48	0.53	0.50	0.92	17.3
Taladro	118	1.10	0.97	0.85	26.8
Tostadora de pan	900	7.80	7.50	0.96	2.2

CIEP 93

**TABLA 2.2**

Estos resultados se obtuvieron aplicando el concepto de factor de potencia que involucra la distorsión armónica.

De la primera tabla se observa que presentan una distorsión armónica muy alta y un factor de potencia de 0.746, el cual es razonable debido a la forma de onda de la corriente en estos equipos, que se abordara en el siguiente tema.

La segunda tabla presenta una distorsión armónica bastante aceptable y un muy buen factor de potencia, debido principalmente a que no presenta ningún dispositivo semiconductor en su interior para el control de potencia.

De estas dos tablas podemos decir:

- ♦ Los aparatos electrodomésticos de la tabla 2.2, que funcionan con un motor o con un dispositivo térmico, presentan una distorsión armónica total muy baja lo cual no repercute demasiado en el factor de potencia.
- ♦ Los aparatos electrodomésticos de la tabla 2.1 que operan con una etapa de entrada de conversión de CA/CD y que utilizan un rectificador tipo puente y un filtro, el factor de potencia se ve afectado considerablemente por la distorsión armónica.

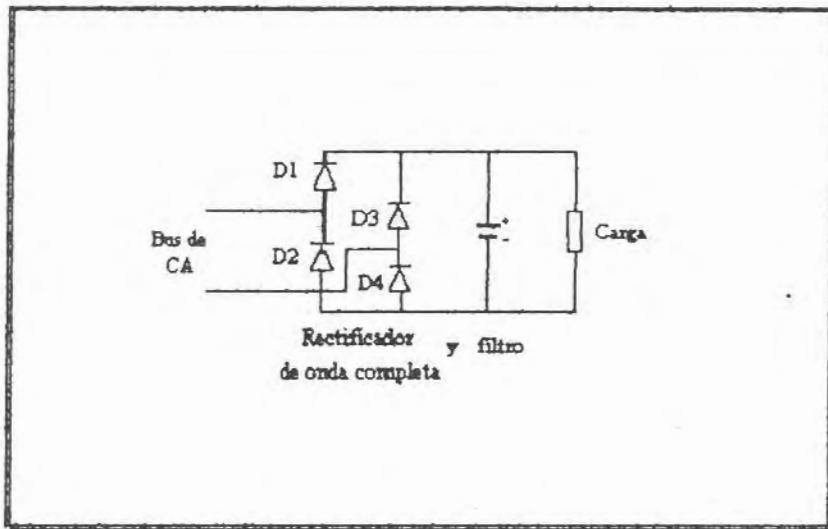
### **2.3.2 Etapa de entrada de una fuente conmutada.**

Como se menciono anteriormente, todos los equipos que tienen una etapa de conversión CA/CD, utilizando un puente rectificador y un filtro se ven afectados considerablemente por la distorsión armónica.

CIEP 93 Datos recopilados del artículo "Estudio del impacto de aparatos electrodomésticos en la línea de distribución de México" Autor Oscar Montéro, CIEP 93.

En una fuente conmutada el voltaje de línea de CA se rectifica directamente, sin la necesidad de utilizar un transformador de aislamiento entre la línea de alimentación y el rectificador como se muestra en la **figura 2.5**.

Este tipo de convertidor CA/CD provoca en la red CA una forma de onda de corriente como la que puede verse dibujada en la parte inferior de la **figura 2.6**. El factor de potencia obtenido en la red de alterna en estas condiciones es bajo y la distorsión armónica alta así, que el primero puede estar comprendido entre 0.6 y 0.8 mientras que la segunda parte puede superar el 100%.



**FIGURA 2.5** Etapa de entrada de una fuente conmutada.

En estas condiciones, el convertidor CA/CD de entrada de un sistema de alimentación, se convierte en un equipo con un comportamiento bastante negativo. y sus limitaciones son las siguientes :

- El voltaje de salida presentan un valor determinado que depende del valor pico de la tensión de entrada, por la capacidad del condensador y la corriente de carga.
- La forma de onda de la corriente alterna contiene un alto contenido armónico.
- La forma de onda de la corriente se debe a que los diodos rectificadores solo conducen durante intervalos de tiempo muy cortos. Dichos intervalos corresponden a aquellos en los que el condensador repone su carga y por lo tanto la tensión en el aumenta.



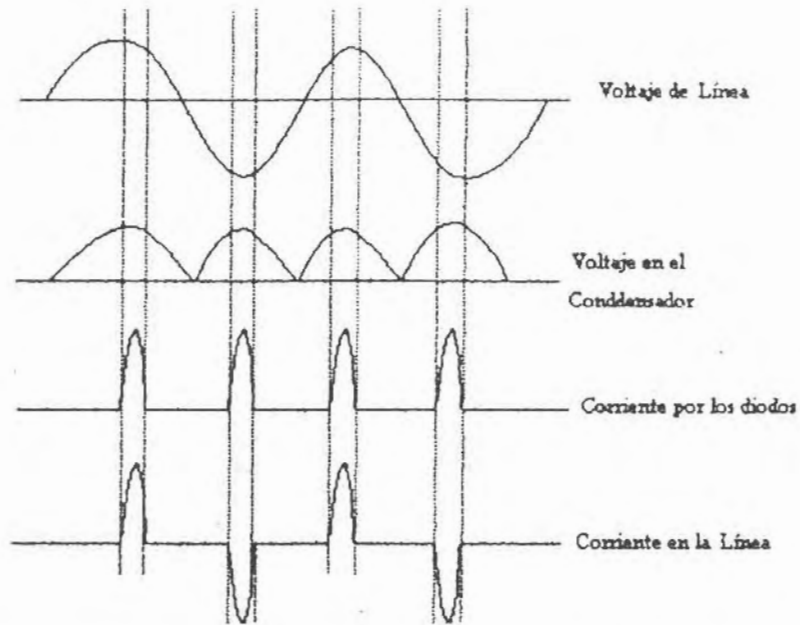


FIGURA 2.6 Formas de onda características en el puente rectificador con filtro.

Entonces el problema en la etapa de entrada de una fuente conmutada, se presenta cuando se produce un pico excesivo en la corriente de entrada, ocasionando un alto contenido armónico en la línea de alimentación, además de que se obtendrán valores de factor de potencia que oscilan entre 0.5 y 0.7.

## CAPITULO III.

### Topologías básicas de convertidores CD/CD.

#### 3.1 Modos de conducción.

Uno de los principales parámetros que deben ser establecidos, antes de diseñar una topología es el que se refiere al modo de conducción en el que va a operar el sistema. Para ello existen dos modos de operación, el Modo de Conducción Continuo (M.C.C.) y Modo de Conducción Discontinuo (M.C.D.).

##### 3.1.1 Modo de conducción continuo.

El modo de conducción de un convertidor es continuo, cuando la corriente promedio en la bobina empieza a aumentar de un valor determinado y es siempre mayor que cero. Con respecto a la operación de sus dispositivos, el diodo de la topología conduce, en el momento en que no lo hace el transistor principal, o viceversa, el transistor conduce en el momento en que el diodo no lo hace como se muestra en la **figura 3.1**.

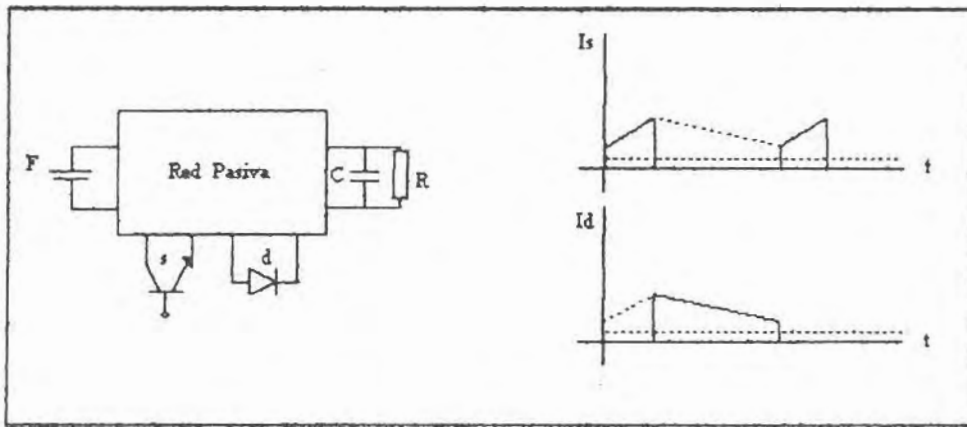


FIGURA 3.1 Señales del modo de conducción continuo

##### 3.1.2 Modo de conducción discontinuo.

El modo de conducción de un convertidor es discontinuo, cuando la corriente en la bobina inicia siempre tomando valores igual a cero. Con respecto al funcionamiento de sus dispositivos a diferencia del modo de conducción continuo existe un intervalo de tiempo en que ni el diodo ni el transistor conducen como se muestra en la **figura 3.2**.

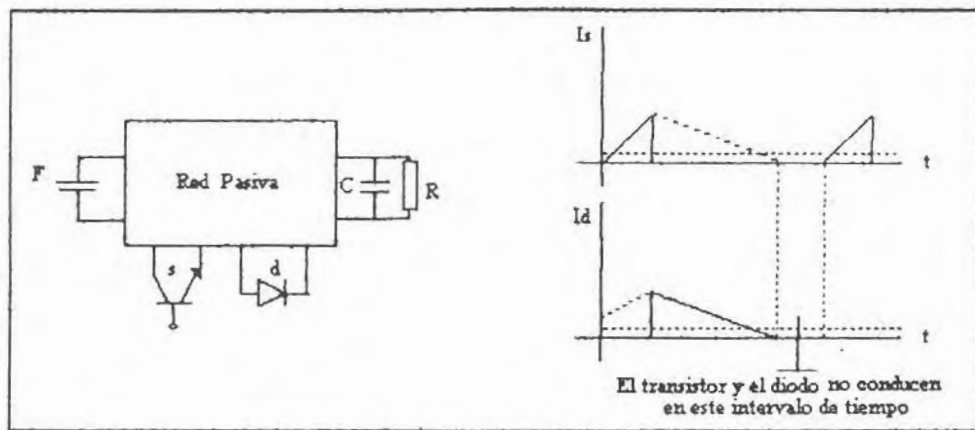


FIGURA 3.2 Señales del Modo de Conducción Discontinuo.

Una topología básica de un convertidor CD/CD está constituida por un interruptor, un inductor, un diodo y un capacitor. Y por diferentes conexiones se pueden obtener tres tipos de convertidores.

- Reductor.
- Elevador.
- Reductor-Elevador.

### 3.2 Convertidor Reductor (Buck).

La configuración mas simple, es el convertidor reductor (Buck), misma que se muestra en la figura 3.3a. En este tipo de convertidor el voltaje promedio de salida es menor que el voltaje de entrada y su funcionamiento se divide en dos modos:

#### Modo I

Cuando el transistor se activa como se muestra en la figura 3.3b, el diodo se encuentra polarizado inversamente, la corriente de entrada se almacena y fluye a través del inductor, capacitor y la resistencia de carga.

#### Modo II.

Cuando el transistor se apaga como se muestra en la figura 3.3c, el diodo está polarizado positivamente, la corriente almacenada en el inductor continua a través del capacitor y la corriente de carga; el inductor es quien se encarga de suministrar corriente a la resistencia de carga mientras el circuito no se encuentra alimentado.

Aplicando un criterio general para obtener el balance de energía (volt-seg) en el inductor  $L$ , se obtiene la ganancia en voltaje del convertidor reductor la cual se expresa de la siguiente manera:

$$\frac{V}{V_g} = D$$

Debido a la acción del diodo, el flujo de la corriente en el inductor solo puede tener un sentido, y el voltaje de salida una polaridad. Si el ciclo de trabajo  $D$  (definido como la razón del intervalo de tiempo en el que el transistor conduce ( $DT_s$ ) al total de tiempo de conmutación  $D' T_s$ ), permite que la corriente en el inductor nunca llegue a cero, el convertidor operará en modo de conducción continuo como se muestra en las **figuras 3.3 b,c**; por el contrario si el ciclo de trabajo permite que llegue a cero, ésta permanecerá ahí hasta que el transistor vuelva a ser encendido y bajo estas condiciones operara en modo de conducción discontinuo como se muestra en la **figura 3.3d** [6].

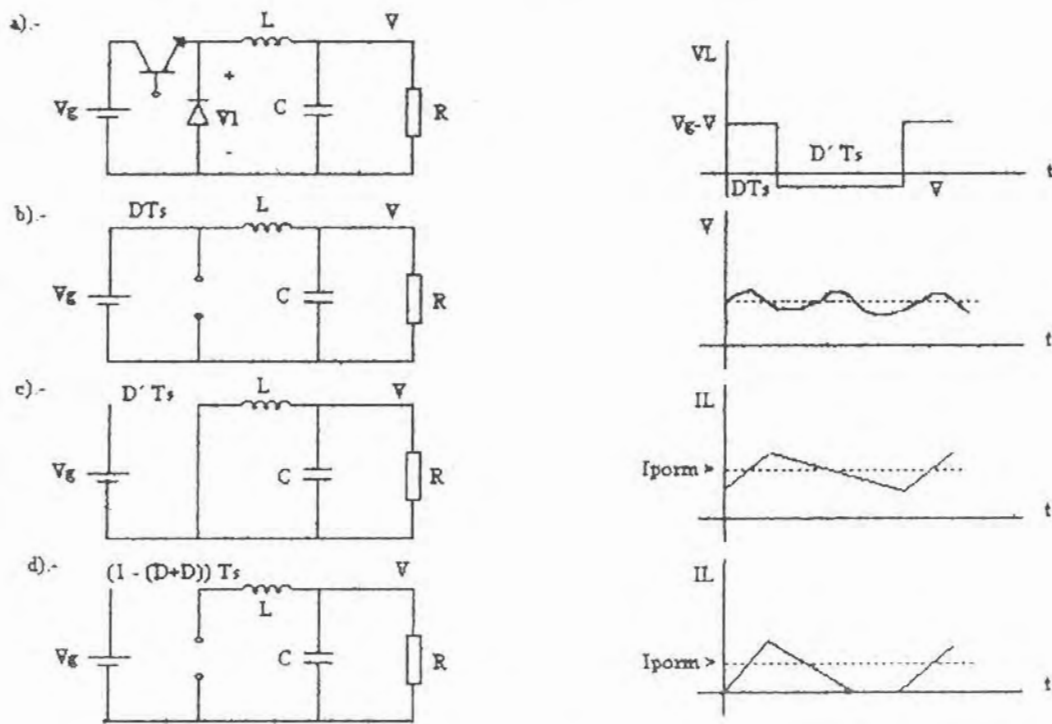


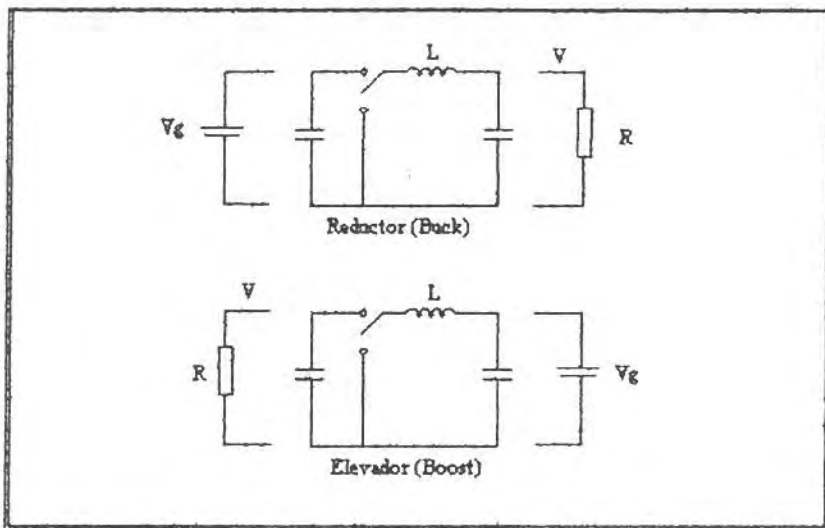
FIGURA 3.3 Formas de onda del Convertidor Reductor.

Es importante señalar que el modo de conducción de un convertidor, no depende solamente del ciclo de trabajo, sino también de otros factores como se verá posteriormente.

El convertidor reductor realiza una conversión del voltaje de CD muy eficiente, comparándolo con su contraparte lineal, pero conserva algunas limitaciones, y solamente es capaz de reducir el voltaje CD de entrada.

Sin embargo, se requiere un paso muy simple para obtener un convertidor elevador (Boost) a partir de un convertidor reductor. El convertidor reductor tiene una corriente de entrada pulsante, por lo que requiere un filtro para suavizar la variación de la corriente que retorna a la fuente  $V_g$ .

Un simple intercambio de la fuente y la carga (inversión bilateral), genera un convertidor elevador a partir de un convertidor reductor, como se muestra en la **figura 3.4**.



**FIGURA 3.4** Proceso de inversión bilateral.

### 3.3 Convertidor Elevador.

Una realización práctica del convertidor elevador, utiliza un transistor bipolar npn como dispositivo de control y un diodo, como se muestra en la **figura 3.5**. Nuevamente, la conversión es realizada por el mismo número de componentes: el interruptor, el inductor, el diodo y un capacitor.

En un regulador elevador el voltaje de entrada es menor que el voltaje de salida, su funcionamiento se puede dividir en dos modos:

#### Modo I

Cuando se activa el transistor como se muestra en el **figura 3.5b**, la corriente de entrada fluye a través del inductor y se almacena, el diodo está polarizado inversamente por lo tanto no fluye corriente por el resto del circuito.

Modo II

Cuando se desactiva el transistor como se muestra en al **figura 3.5c**, la corriente que estaba fluyendo por el inductor y el transistor, únicamente, fluirá ahora por L,C,D y la resistencia de carga, debido a que el diodo está polarizado directamente. mientras el circuito no se encuentra alimentado, quien se encarga de suministrar energía a la carga, es el inductor.

La ganancia en voltaje del convertidor elevador se obtiene al realizar el balance de energía en el inductor L, y se indica en la siguiente expresión:

$$\frac{V}{V_g} = \frac{1}{(1 - D)}$$

Al igual que el convertidor reductor, si el ciclo de trabajo no permite que la corriente en el inductor llegue a cero, entonces el convertidor operará en modo de conducción continuo como se muestra en las **figuras 3.5 b,c**, y si el ciclo de trabajo permite que la corriente en el inductor llegue a cero, el convertidor operará en modo de conducción discontinuo como se muestra en la **figura 3.3 d**, ya que la corriente  $I_L$  permanecerá en cero hasta que el transistor se encienda nuevamente.

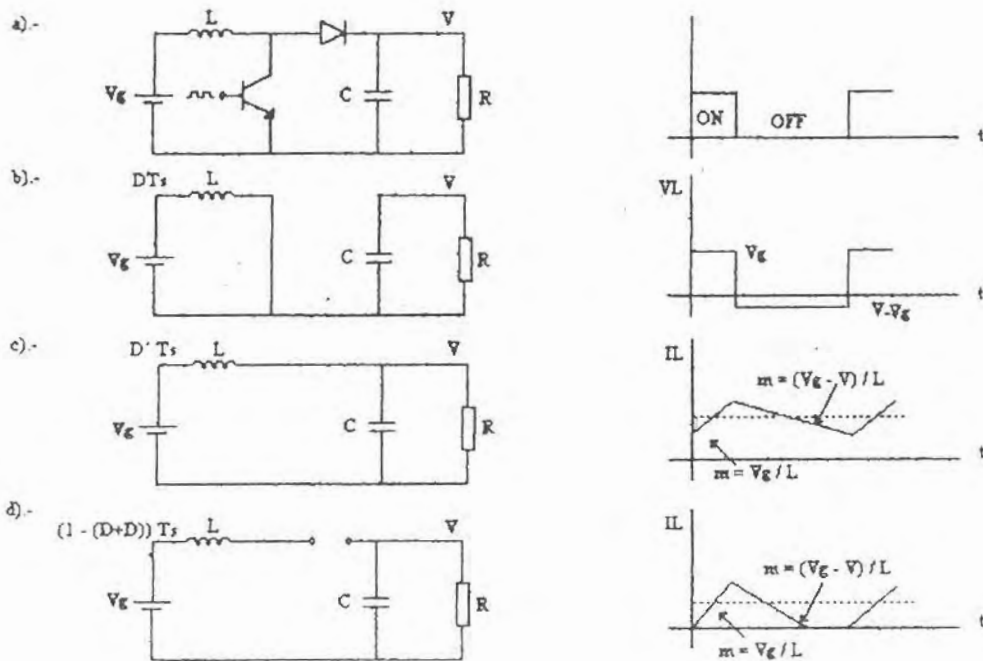


FIGURA 3.5 Formas de onda del convertidor elevador.

### 3.4 Convertidor Reductor-Elevador (Buck-Boost).

El convertidor Reductor-Elevador como se muestra en la **figura 3.7 a**, suministra un voltaje de salida que puede ser menor o mayor que el voltaje de entrada.

La operación de este convertidor se puede dividir en dos modos:

#### Modo I

Cuando el transistor está activado como se muestra en la **figura 3.7 b**, el diodo está polarizado inversamente, la corriente de entrada que se eleva fluye a través del inductor L y del transistor

#### Modo II

Cuando el transistor está desactivado como se muestra en la **figura 3.7 c**, la corriente que flúa a través del inductor L fluirá ahora a través de L,C,D y la carga.

La energía almacenada en el inductor L se transferirá a la resistencia de carga y también alimentará a el capacitor, para que cuando el transistor se active, sea el capacitor quien alimente a la carga.

Realizando el balance de energía volt-seg en estado estable, se obtiene que la ganancia en el voltaje del convertidor Reductor-Elevador es:

$$\frac{V}{V_g} = \frac{D}{(1 - D)}$$

Entonces, en el mismo convertidor se puede obtener una función elevadora ( $D > 0.5$ ) o reductora ( $D < 0.5$ ) dependiendo del valor de D, siendo ésta la principal característica de esta topología.

De la misma forma que en los convertidores reductor y elevador, el modo de conducción depende principalmente del ciclo de trabajo, así como de otros factores. Si el ciclo de trabajo permite que la corriente en el inductor no llegue a cero, el convertidor operará en modo de conducción continuo como se muestra en las **figuras 3.7 b,c**, Y si la corriente en el inductor llega a cero el convertidor operará en modo de conducción discontinuo como lo muestra la **figura 3.7 d**.

La principal desventaja del convertidor Reductor-Elevador, es que la corriente de entrada es pulsante; además el voltaje de salida presenta una polaridad inversa al voltaje de entrada.

Sus ventajas son:

- Tiene alta eficiencia.
- En caso de falla en el transistor la corriente de falla queda limitada por protecciones y el inductor de la topología.
- Admite aislamiento galvánico.

Un ejemplo común del comportamiento de un convertidor Reductor-Elevador es la topología Flyback, sin embargo, existen otros convertidores como, el Cuk, y Sepic por mencionar algunos que también pertenecen a ésta familia.

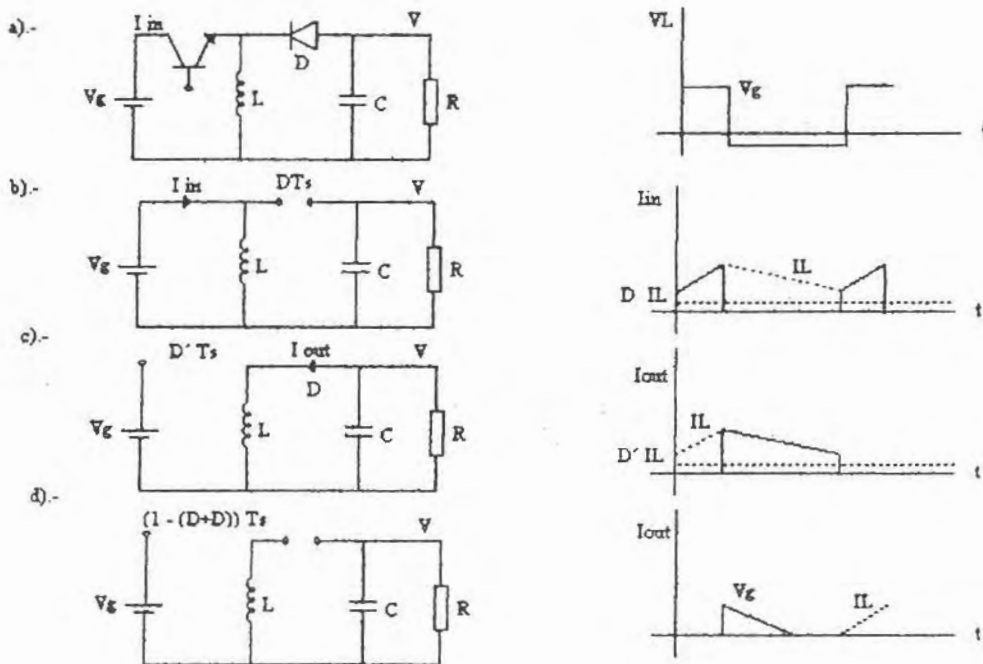


FIGURA 3.7 Formas de onda del convertidor Reductor-Elevador.

### 3.4.1 Parámetros que afectan el modo de conducción discontinuo en la topología Reductora-Elevadora.

En la práctica, la corriente en la carga puede cambiar en un amplio rango, desde carga mínima a carga máxima.



Al incrementarse la resistencia de carga, la magnitud de la corriente de salida disminuye y en consecuencia la corriente promedio en el inductor es continuamente reducida, al seguir disminuyendo la corriente, no podrá obtenerse, la forma de onda deseada. Esto requiere que la corriente en el inductor cruce por cero y permanezca por debajo de este valor durante el tiempo en el que el transistor está apagado y en forma práctica esto no es posible ya que el diodo es un elemento de corriente unidireccional por lo tanto, no puede conducir corriente en sentido inverso.

La corriente en el inductor, después de alcanzar el valor de cero durante el intervalo  $D_2T_s$ , permanece en este nivel durante una parte del intervalo  $D_2T_s - D_3T_s$ , dando como resultado una tercera malla en M.C.D. como se muestra en la figura 3.8, la cual se obtiene cuando el diodo y transistor están apagados.

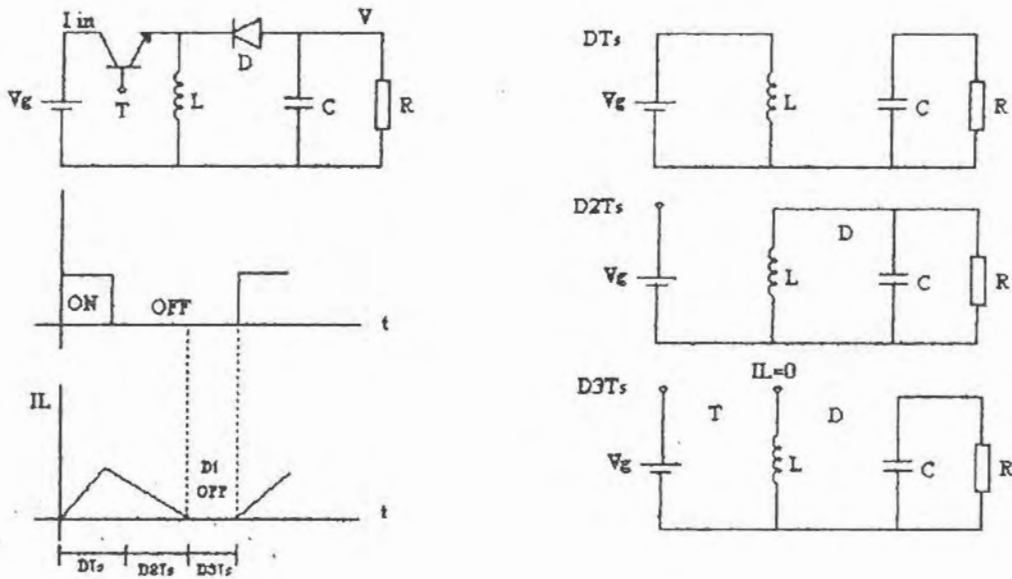


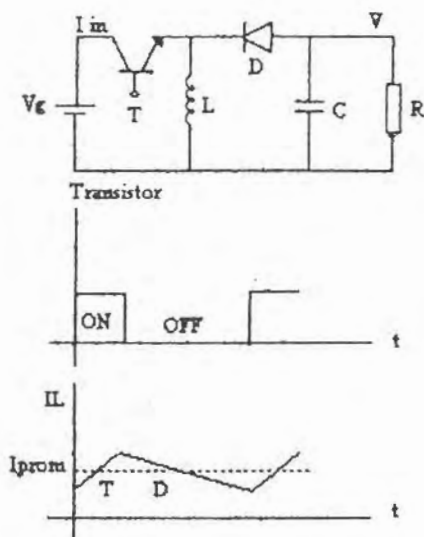
FIGURA 3.8 Convertidor Reductor-Elevador en Modo de Conducción Discontinuo.

Además del incremento en la resistencia de carga existen otros parámetros que afectan:

El nivel de rizo en la corriente del inductor.

### 3.4.2 Modo de conducción continuo en la topología Reductora-Elevadora.

La corriente promedio en el inductor nunca llega a tomar el valor de cero como se muestra en la **figura 3.9**, debido a que al dejar de conducir el transistor, la corriente suministrada al diodo en estado estable nunca se libera totalmente, de manera que cuando el transistor comienza a conducir, la corriente promedio en el inductor empieza a aumentar de un valor determinado. Así el transistor y el diodo actúan en forma sincrónica.



**FIGURA 3.9** Corriente promedio en el inductor  
Modo de Conducción Continuo.

De las topologías que se han mencionado en esta sección, concluimos que por diferentes conexiones obtenemos cada una de ellas.

Para cualquiera de estas topologías el modo de conducción dependerá de su ciclo de trabajo, si el ciclo de trabajo permite que la corriente tome un valor de cero, el modo de conducción será discontinuo y si el ciclo de trabajo permite que la corriente tome un valor diferente de cero el modo de conducción será continuo.

Con respecto a sus voltajes de salida, en una topología reductora el voltaje de entrada siempre va a ser mayor que el voltaje de salida, a diferencia de una reductora, en una topología elevadora el voltaje de entrada siempre va a ser menor que el voltaje de salida y en una topología reductora-elevadora, el voltaje de salida puede ser menor o mayor a el voltaje de entrada.

## CAPITULO IV.

### Aplicación de los convertidores CD/CD en la Corrección del Factor de Potencia

#### 4.1 Concepto de Corrección del factor de potencia.

El factor de potencia en el caso de ondas puramente senoidales se define como:

$$F.P. = \cos \theta$$

Donde  $\cos \theta$ ; es el ángulo de defasamiento que existe entre la señal de corriente de entrada con respecto a la señal de voltaje de entrada, como se muestra en la **figura 4.1**.

Para mejorar el F.P. de los equipos electrónicos, es necesario hacer que la señal de corriente de entrada siga la señal de voltaje de entrada y además se encuentren en fase.

Entonces *Corrección de Factor de Potencia* (C.F.P.) es:

La corrección del ángulo de defasamiento que existe entre el voltaje de entrada, con respecto a la corriente de entrada. Como se muestra en la **figura 4.2** además de que las señales tengan la misma forma y amplitud.

*Un Factor de Potencia Unitario*, nos permite un uso mas eficiente de la corriente eléctrica, debido a que se tiene una eficiencia que está dada por el 100%, dicho en otras palabras no existen pérdidas de energía en el sistema de alimentación.

Para mejorar el F.P. se han venido empleando tradicionalmente sistemas pasivos. Estos sistemas de (C.F.P.), consisten básicamente en agregar un filtro LC a la entrada del rectificador, la ventaja de este método es la simplicidad de su circuito pero sus desventajas son:

- 1.- No se obtiene F.P muy próximos a la unidad.
- 2.- Por trabajar a la frecuencia de línea los elementos de filtrado son grandes y de costo elevado.
- 3.- No se cuenta con una buena regulación.
- 4.- Es necesario contar con un transformador de selector de derivaciones (tap) para que se pueda emplear en distintos países (Tensión Universal).

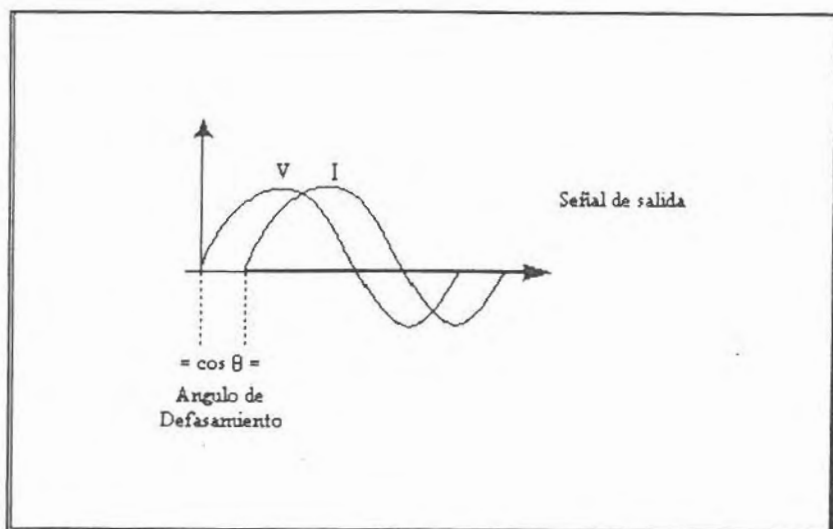


FIGURA 4. 1 Señal del ángulo de defasamiento.

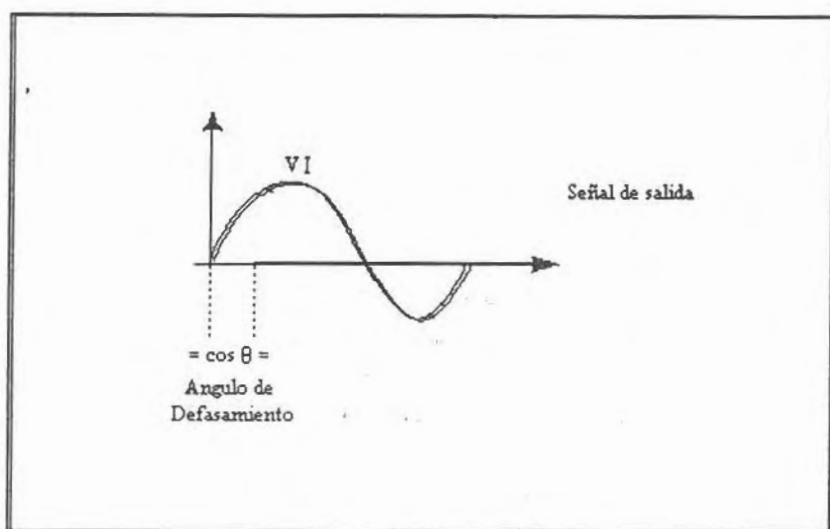


FIGURA 4. 2 Señal de la Corrección del ángulo defasado.

Con la finalidad de obtener valores de F.P prácticamente unitarios, disminuir el tamaño de los elementos de filtrado, mejorar la regulación y poder alimentar a los equipos con una tensión de (96 a 240 Vca) se han desarrollado los emuladores de resistencia los cuales emplean un rectificador y un filtro.

#### 4.1.1 Principio de operación de los sistemas de alimentación electrónicos con C.F.P. denominados Emuladores de Resistencia.

La mayoría de los sistemas de alimentación tienen como fuente primaria de energía la red de distribución de corriente alterna, normalmente ésta ha de sufrir dos transformaciones energéticas:

Una transformación *Corriente Alterna - Corriente Directa* y una segunda transformación es *Corriente Directa-Corriente Directa*.

Esta última transformación es normalmente la mas compleja, es la que se encarga de garantizar la tensión de salida deseada y constante. La primera, por el contrario, ha venido siendo una etapa sencilla compuesta exclusivamente por un rectificador y un filtro por condensador. Este esquema provoca en la red de corriente alterna una forma de corriente pulsante, el factor de potencia obtenido en la red de corriente alterna en estas condiciones es bajo y la distorsión armónica bastante alta; este primero puede estar comprendido entre 0.6 y 0.8 mientras que la segunda puede superar el 100%.

En estas condiciones el esquema de entrada de un sistema de alimentación, se convierte en un equipo con un comportamiento bastante negativo, visto desde de la red de corriente alterna como se muestra en la **figura 4.3**.

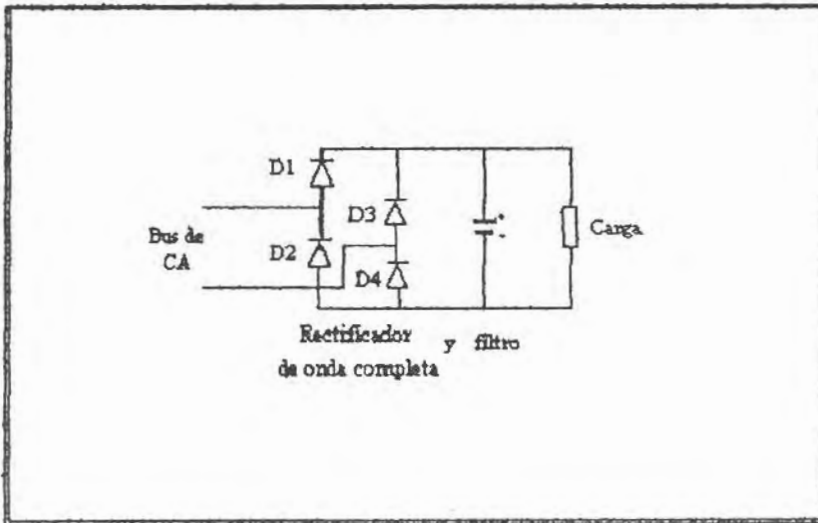


FIGURA 4. 3 Etapa de entrada de un sistema de alimentación.

#### 4.1.2 Concepto de emulador de Resistencia.

En el esquema de la figura anterior se coloca un convertidor CD/CD entre la salida del puente de diodos y el capacitor de filtrado como se muestra en la **figura 4.4**, si queremos que

este convertidor CD/CD sea capaz de corregir el factor de potencia este debe operar de modo tal, que el puente de diodos vea a este convertidor como una carga resistiva. Por esta razón el sistema electrónico de corrección de factor de potencia se le denomina "Emulador de resistencia".

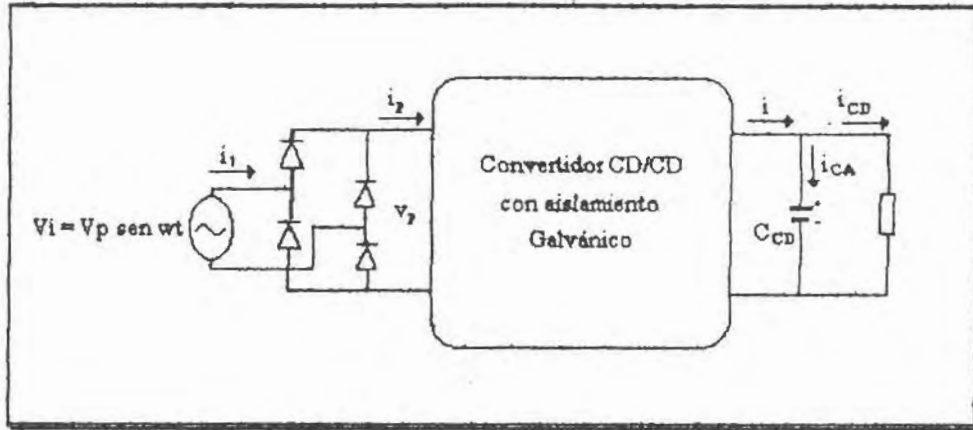


FIGURA 4. 4 Diagrama general de un emulador de resistencia.

donde

$V_i$  es el voltaje de entrada al rectificador (voltaje de la red de distribución de corriente alterna).

$V_p$  es el voltaje pico de dicho voltaje.

Es decir:

$$V_i = V_p \text{ sen } \omega t \quad (4-1)$$

donde  $\omega = 2\pi f$ .

Debido a que el emulador de resistencia es visto por el puente de diodos como una resistencia, el voltaje  $V_p$  y la corriente  $i_p$  en su entrada estarán relacionadas por la siguiente ecuación:

$$i_p = \frac{V_p}{R_i} \quad (4-2)$$

Donde  $R_i$ , sería precisamente el valor de esa hipotética resistencia.

En estas condiciones, cada pareja de diodos opuestos del puente rectificador conduce  $180^\circ$  de la senoide de entrada, con lo que el voltaje  $V_p$  será una senoide rectificada en onda completa que se podrá expresar de la siguiente forma:

$$V_p = V_p | \text{ sen } \omega t | \quad (4-3)$$

Como la corriente  $i_p$  a la salida del rectificador está relacionada con el voltaje  $V_p$  por medio de la ecuación (4-2), se deduce que la corriente  $i_p$  va a ser una senoide rectificada en onda completa, representada por la siguiente ecuación:

$$i_p = \frac{V_p |\text{sen } \omega t|}{R_i} = I_p |\text{sen } \omega t| \quad (4-4)$$

donde  $i_p$  es el valor pico de la corriente  $I_p$ . En estas condiciones la corriente de entrada  $i_i$ , será una senoide pura:

$$i_i = I_p \text{sen } \omega t \quad (4-5)$$

Por lo tanto, al ver  $v$ , e  $i$ , dos senoides en fase, el FP será la unidad y la distorsión armónica nula.

Existen dos consideraciones importantes sobre la propia naturaleza del emulador de resistencia que deben tener en cuenta.

En primer lugar, tratándose de un convertidor conmutado, en condiciones ideales no presenta pérdidas.

En segundo lugar conviene recordar que su frecuencia de conmutación es mucho mas alta que la frecuencia de red.

La frecuencia de red es de 50 o 60 Hertz, y la frecuencia de  $V_p$ , será justo el doble de ésta frecuencia; mientras que la conmutación estará comprendida típicamente entre 40 y 200 KHz (en el caso del convertidor PWM). Por lo cual, entre la frecuencia del voltaje  $V_p$  de entrada al emulador de resistencia y la frecuencia de todas las señales eléctricas de voltaje y corriente en el interior del emulador, existirá una diferencia del orden de tres décadas. Por esta razón resulta factible asumir que el voltaje de entrada prácticamente no varía en un ciclo de conmutación.

Cabe mencionar que los elementos reactivos del emulador de resistencia se calculan en función de la frecuencia de conmutación, por lo cual solo son capaces de almacenar energía eléctrica en periodos del orden del de conmutación, sin ser capaces de hacerlo en periodos tan largos como los de la red de distribución de CA.

Con estas consideraciones, la potencia instantánea de entrada al emulador será:

$$p_i = v_p * i_p = V_p * I_p \text{sen}^2 \omega t \quad (4-6)$$

Esta potencia debe ser igual a la salida del emulador, lo cual; utilizando la misma nomenclatura de la figura 4-4, puede expresarse de la siguiente forma:

$$p_o = iv \quad (4-7)$$

Debido a que se desea generar un bus de CD a la salida del emulador, debe haber un elemento adicional que sea capaz de conseguir que el voltaje en el bus de CD sea prácticamente constante; este elemento es el capacitor  $C_{CD}$ . Admite que el valor de este capacitor es suficientemente grande como para que su voltaje sea constante ( $v = V = \text{constante}$ ) e igualando las potencias de entrada y salida del emulador, tenemos:

$$i = \frac{V_{plp}}{V} \text{sen}^2 \omega t \quad (4-8)$$

Esta ecuación también puede expresarse de la siguiente forma.

$$i = \frac{V_{plp}}{2V} - \frac{V_{plp}}{2V} \cos 2\omega t \quad (4-9)$$

donde aparece una componente de CD:

$$i_{CD} = \frac{V_{plp}}{2V} \quad (4-10)$$

$$i_{CA} = \frac{V_{plp}}{2V} \cos 2\omega t \quad (4-11)$$

La componente de  $i_{CD}$  circulará por el bus de CD, mientras que la componente  $i_{CA}$ , si el capacitor  $C_{CD}$  ha sido calculado correctamente, circulará casi exclusivamente por él. En la **figura 4-5** pueden verse las formas de onda de  $v_p$ ,  $i_p$ ,  $i$ ,  $i_{CD}$ ,  $i_{CA}$ . Nótese que en los periodos de tiempo en los que "i" es mayor que  $i_{CD}$  y que  $i_{CA}$  es positiva, el capacitor repone energía, mientras que en los periodos en que "i" es menor que  $i_{CD}$  el capacitor entrega energía.



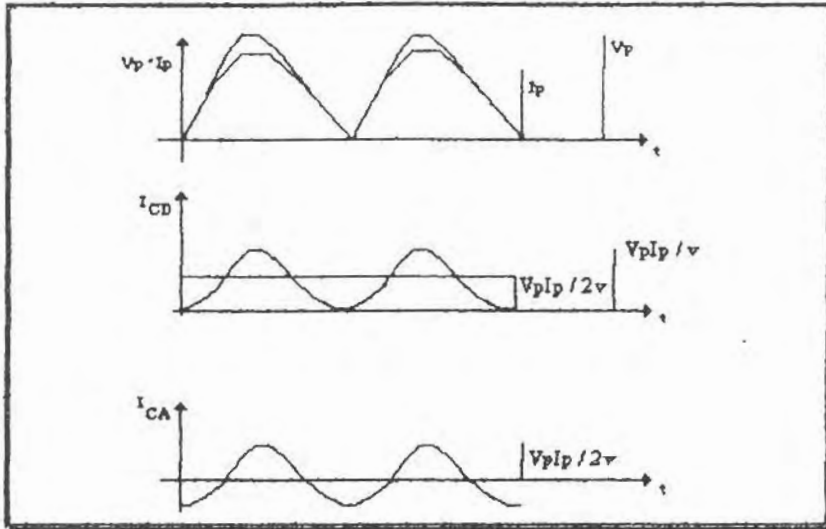


FIGURA 4. 5 Formas de onda del emulador de Resistencia.

Definiendo la resistencia de carga del bus de CD ( $R_{CD}$ ) como el cociente entre la tensión y la corriente en dicho bus, se obtiene:

$$R_{CD} = \frac{V}{i_{CD}} \quad (4-12)$$

Eliminando  $i_{CD}$  entre las ecuaciones (4-10) y (4-12) tenemos:

$$\frac{V_{pIp}}{V} = \frac{2V}{R_{CD}} \quad (4-13)$$

sustituyendo la ecuación (4-13) en la ecuación (4-8) tenemos:

$$i = \frac{2V}{R_{CD}} \text{sen}^2 \omega t \quad (4-14)$$

Si definimos la "Resistencia vista por el emulador",  $r(\omega t)$ , como el cociente entre el voltaje  $V$  a su salida y la corriente  $I$ , tenemos:

$$r(\omega t) = \frac{V}{i} = \frac{R_{CD}}{2 \text{sen}^2 \omega t} \quad (4-15)$$

Esta ecuación representa una conclusión muy importante: El emulador de resistencia ve a su salida una resistencia de carga que es distinta a la resistencia del bus de continua. Ambas

están relacionadas por la ecuación (4-15), de tal forma que el emulador ve valores muy variables de carga, comprendidos entre un mínimo de  $R_{CD}/2$  y un máximo de infinito.

Por otra parte, existe otra particularidad muy importante que es preciso tener en cuenta en los emuladores de resistencia. Consideremos la relación de transformación del convertidor  $m(\omega t)$  definida como cociente entre el voltaje constante de salida  $V$ , y el voltaje variable de entrada,  $V_p$ , es decir:

$$m(\omega t) = \frac{V}{V_p} \tag{4-16}$$

Pero, sustituyendo la ecuación (4-3) en la ecuación (4-16), obtenemos:

$$m(\omega t) = \frac{M}{\text{sen } \omega t} \tag{4-17}$$

donde  $M=V/V_g$  es el cociente entre el voltaje de salida y el valor pico del voltaje de entrada. De la ecuación (4-17) puede deducirse que la relación de transformación de un emulador de resistencia varia constantemente, presentando un valor mínimo  $M$  y un valor máximo infinito.

Entonces concluimos que las circunstancias a las que se ve sometido un convertidor CD/CD cualquiera, cuando los lazos de control le obligan a trabajar como un emulador de resistencia son dos:

- 1.- Relación de transformación instantánea con la que opera el convertidor.

$$m(\omega t) = \frac{M}{\text{sen } \omega t} \tag{4-17}$$

- 2.-Carga instantánea que ve el convertidor.

$$r(\omega t) = \frac{V}{i} = \frac{R_{CD}}{2 \text{ sen}^2 \omega t} \tag{4-15}$$

Estas ecuaciones son muy importantes porque acotan perfectamente el funcionamiento de un emulador de resistencia, dentro del conjunto de los convertidores CD/CD, en la figura 4.6 se muestran las principales magnitudes eléctricas en un emulador de resistencia.

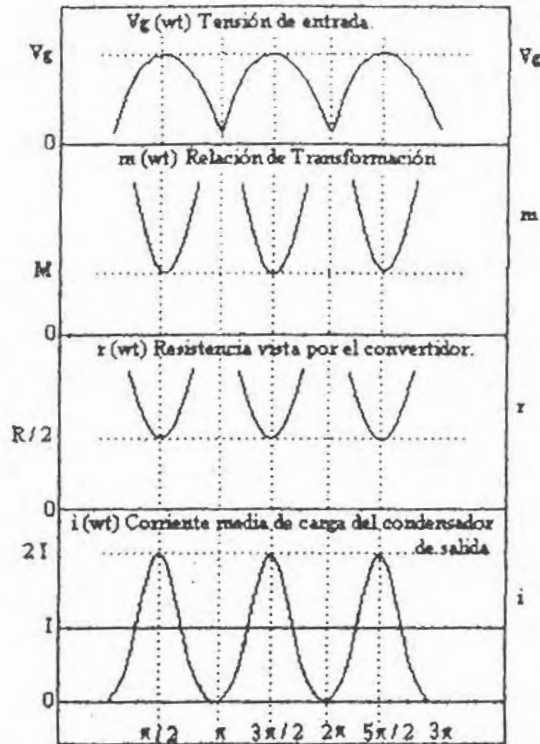


FIGURA 4.6 Principales magnitudes eléctricas en un emulador de Resistencia.

Para trabajar como emulador de resistencia no es apto cualquier convertidor CD/CD solo aquellos que puedan satisfacer las ecuaciones ( 4.17 ) y ( 4.15 ) [9].

Además de que nos garantiza que es apto para ser usado como emulador de resistencia ideal, sirven para estudiar algunos de los aspectos del funcionamiento interno de los emuladores de resistencia.

Un emulador de resistencia debe satisfacer las siguientes condiciones:

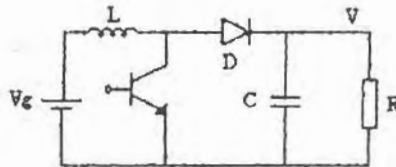
- 1.- Que la forma de onda de corriente en su entrada sea una senoide rectificada en onda completa.
- 2.-Que el valor de dicha corriente sea la adecuada para que la tensión aplicada a la carga conectada a la salida del convertidor sea la deseada.

## 4.2 Topologías CD/CD sin aislamiento galvánico que pueden utilizarse para la corrección del factor de potencia

Algunas topologías CD/CD no son aptas idealmente para trabajar como emulador de resistencia, como la topología reductora que tiene una relación de transformación restringida, a ser siempre menor que la unidad. Pero existen otras topologías que sí cubren los requerimientos necesarios para la corrección del factor de potencia y cada una de estas ofrecen diferentes ventajas y desventajas para esta aplicación. A continuación se enlistan cada una de las topologías y sus diferentes características:

- Convertidor Elevador (Boost).
- Convertidor Reductor-Elevador (Buck-Boost).
- Convertidor Sepic.
- Convertidor Cuk.
- Convertidor Reductor (Buck), no apto.

### 4.2.1 Convertidor Elevador.



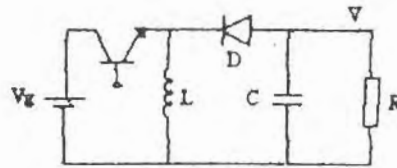
#### Ventajas.

- Corriente no pulsante en la entrada .
- El transistor tiene su emisor o fuente a tierra.
- La colocación de la bobina en serie a la entrada, facilita la realización de los lazos de control.

#### Desventajas.

- La tensión de la salida siempre es mayor que la de entrada.
- No admite protección:
  - Arranque suave.
  - Sobrecorriente.
  - Cortocircuito.

#### 4.2.2 Convertidor Reductor-Elevador (Buck-Boost).



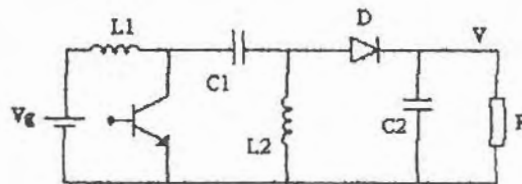
Ventajas.

- Admite protección:
  - Arranque suave.
  - Cortocircuito.
- La tensión de salida no es necesariamente mayor que la tensión de entrada.
- Admite aislamiento galvánico.

Desventajas.

- Corriente pulsante en la entrada.
- El transistor no tiene su emisor o drenaje a tierra.
- El transistor deberá soportar tensiones, colector-emisor o drenaje-fuente, iguales a la tensión de entrada más la tensión de salida.
- No se puede implementar un modo corriente.
- Tensión invertida a la salida.

#### 4.2.3 Convertidor Sepic.



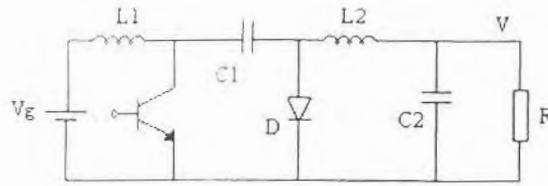
Ventajas.

- La corriente por la entrada no es pulsante.
- El transistor está referido a tierra.
- Admite protección.
- Admite aislamiento galvánico.
- La tensión de salida puede ser mayor que la de entrada.

Desventajas.

- Usa dos elementos reactivos adicionales.
- El transistor debe soportar tensiones de  $v_i + v_o$  y de  $v_i + v_{on}$  (con transformador)

#### 4.2.4 Convertidor Cuk



Ventajas.

- Las mismas que el Sepic además:
  - Bajo rizado de corriente en el condensador de alta frecuencia.

Desventajas.

- Las mismas que el Sepic además:
  - Tensión invertida en la salida.

#### 4.3 Topologías con Aislamiento Galvánico con un transistor para corrección del factor de potencia.

Las topología con aislamiento galvánico se derivan de las topología básicas sin aislamiento, como se muestran en las **figuras 4.9 a,b,c,d**.

Las ventajas de las topología con aislamiento galvánico son:

- Posibilidad de estructurar un sistema de alimentación distribuida con una tensión.
- Y por lo tanto, posibilidad de conexión de baterías para emergencias.
- Posibilidad de uso de convertidores reguladores sin aislamiento galvánico.

Desventajas.

- Mas elementos reactivos.
- Mayores sollicitaciones eléctricas en semiconductores.
- Efectos negativos de los elementos parásitos del transformador.

$$\frac{R_2 V_o}{(R_1 + R_2)} = 5$$

Se propone  $R_1 = 10K$

$$R_2 = \frac{5R_1}{(V_{out} - 5)}$$

$$R_2 = \frac{5(10K)}{(48 - 5)}$$

$$R_2 = \frac{50 \times 10^3}{43}$$

$$R_2 = 1.1 K\Omega$$

Considerando que el divisor de voltaje puede ser visto como una carga por el convertidor, el valor de esta red de resistencias debe ser más grande con respecto a la impedancia de carga máxima que puede admitir el convertidor, con el fin de que no demande energía que en un momento pueda ser entregado a la carga  $R_1$ .

Con respecto a  $R_2$  se propone sea un trimpot debido a pequeñas desviaciones en su valor y de esta manera se pueda ajustar la amplitud de la muestra del voltaje de salida.

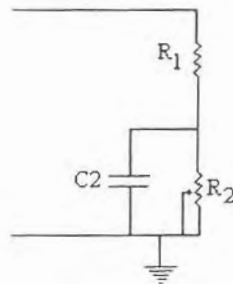


FIGURA 6.9 Circuito divisor de tensión

## 6.8 Resultados que presenta el convertidor Flyback.

### Pruebas a lazo cerrado.

La configuración a lazo abierto se utiliza para ver que la topología cumpla con las características de diseño.

una vez ajustado el prototipo se realizaron las siguientes mediciones a lazo cerrado.

### 6.8.1 Tensión y corriente de entrada en el flyback

En la **Figura 6.10**, se muestran las formas de onda de voltaje y corriente de entrada, con una potencia de salida de 50W y una tensión de entrada de 90 Vrms, en ella se observa que la corriente es una senoide en fase con respecto al voltaje de entrada. En el APENDICE C se muestran las formas de onda de voltaje y corriente ver **Figuras A.1, A.2, A.3, A.4**, con la misma carga, misma potencia de salida pero a diferente tensión de entrada.

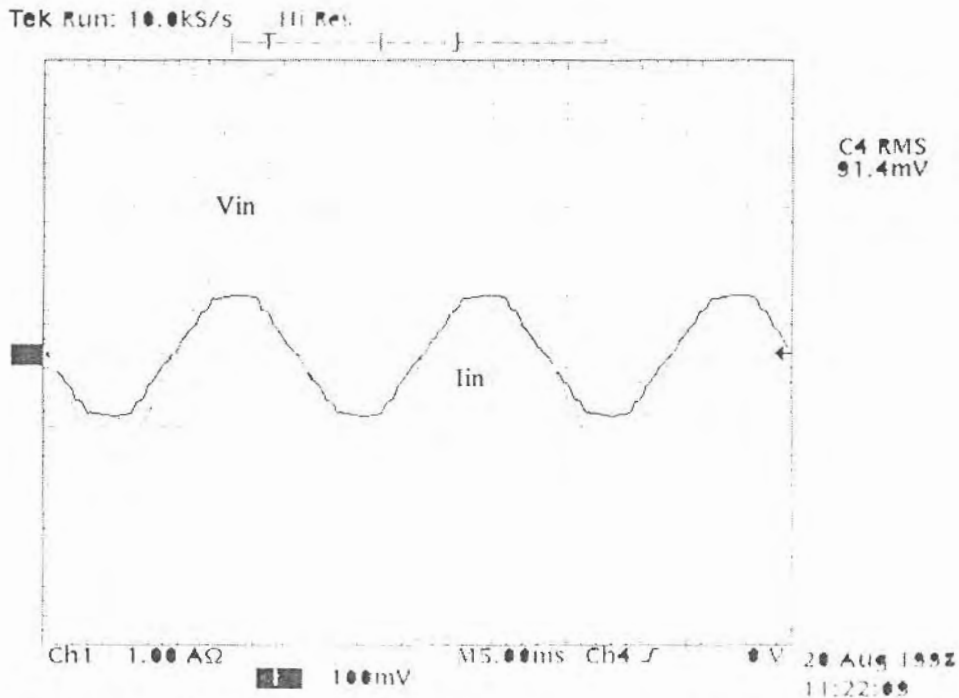


Figura 6.10 Formas de tensión y corriente de entrada con una potencia de salida de 50W a 91Vrms



Además se realizaron pruebas a diferente potencia de salida, 25W ver **Figura 6.11** Y 10W ver **Figura 6.12** también con tensión de entrada de 90 Vrms en ellas se observa que la corriente es una senoide en fase con respecto al voltaje de entrada. En el APENDICE C se muestran las señales de corriente y voltaje de entrada ver **Figuras B.1, B.2, B.3, B.4, B.5**, con una carga de  $92.16\Omega$ , una potencia de salida de 25W y diferente voltaje de alimentación. En este mismo APENDICE se muestran también las señales de corriente y voltaje de entrada ver **Figuras C.1,C.2,C.3,C.4,C.5**, con una carga de  $230.4\Omega$ , una potencia de salida de 10W y diferente voltaje de alimentación.

Obteniendo como resultado que la corriente es una senoide en fase con respecto a la tensión de entrada en cada una de ellas, sin importar la carga con la que se trabaje.

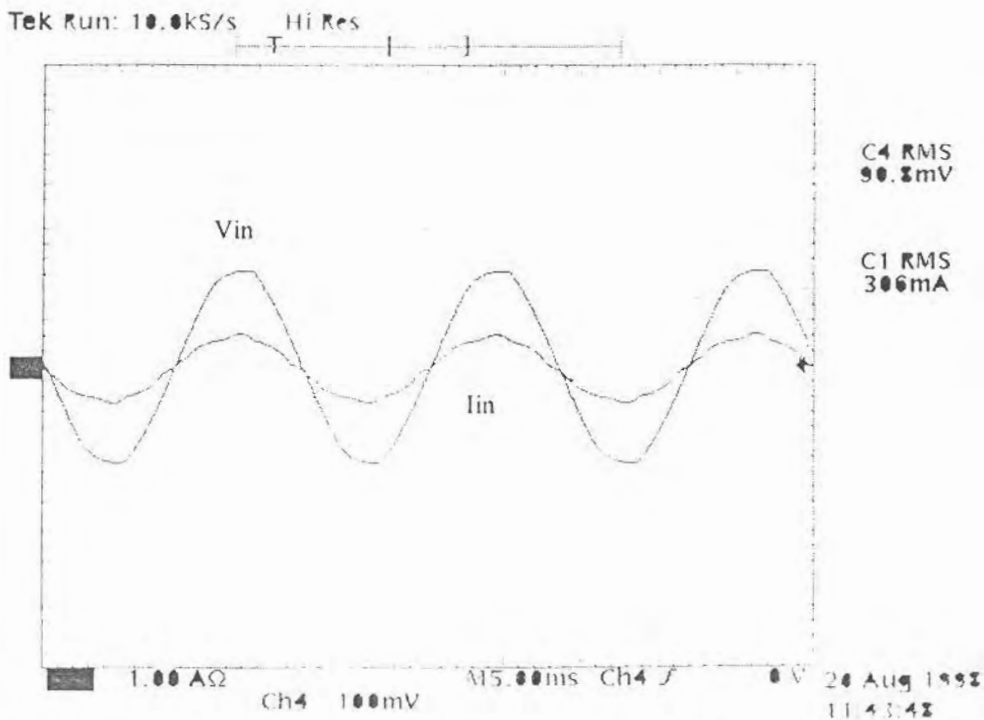


Figura 6.11 Formas de tensión y corriente de entrada con una potencia de salida de 25W a 90.8Vrms

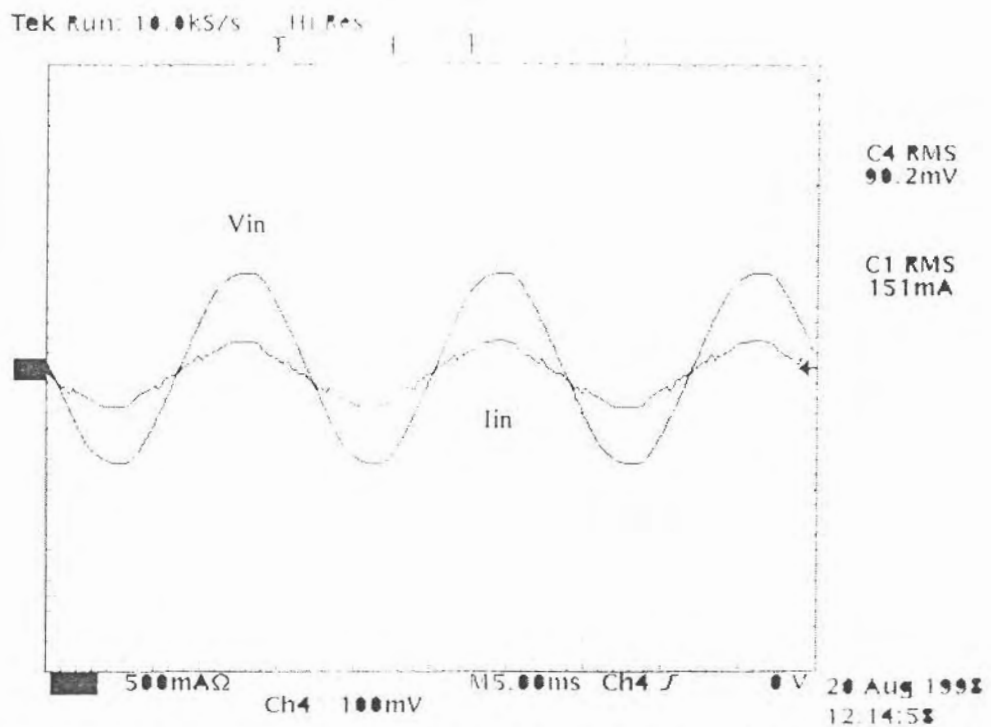


Figura 6.12 Formas de tensión y corriente de entrada con una potencia de salida de 5W a 90.2Vrms

### 6.8.2 Tensión y corriente en el MOSFET del flyback

Como se observa en las Figuras 6.13, 6.14, 6.15, la señal de corriente en el MOSFET indica que el convertidor está operando en modo de conducción discontinuo y haciendo la comparación de la señal de tensión con la señal de corriente de cada una de las figuras, se puede observar que las pérdidas por conmutación son muy pocas.

Estas pruebas se realizaron a carga máxima a diferente tensión de entrada, observando que ha mayor tensión de entrada mas se remarca el modo de conducción discontinuo.

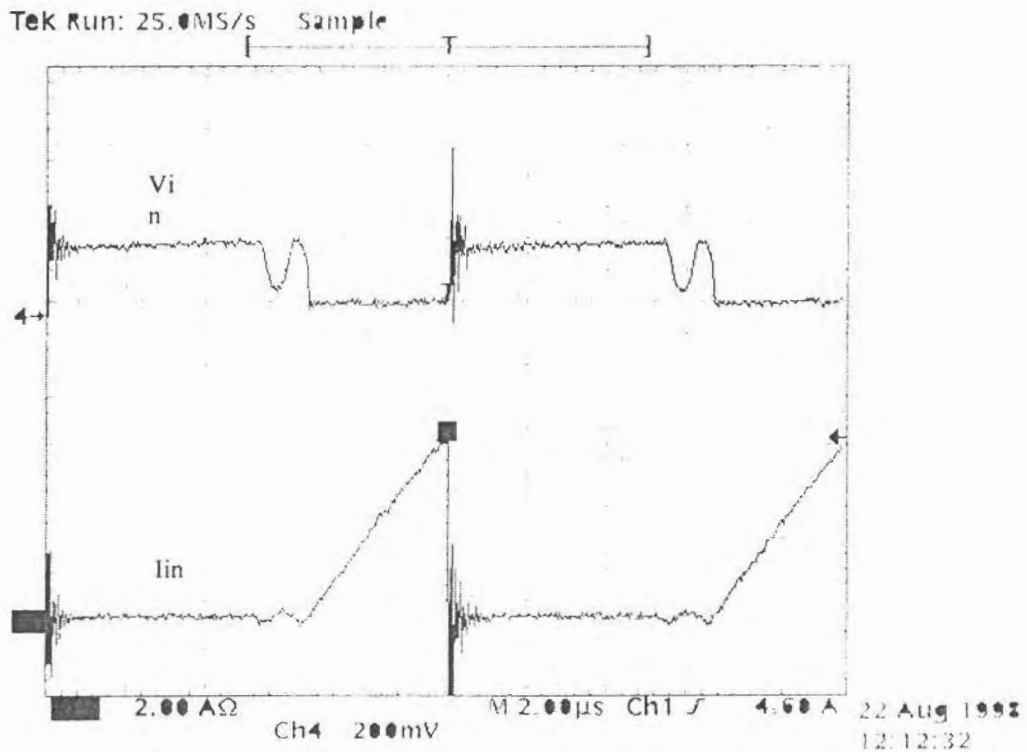


Figura 6.13 Formas de onda de tensión y corriente de entrada del MOSFET con un voltaje de entrada de 90Vrms y un voltaje de salida de 48.08 a carga máxima.

## APENDICE A

### Mosfet de potencia.

Aunque el transistor de efecto de campo (FET), ha sido utilizado por mucho tiempo en el estudio de circuitos, en la actualidad el transistor semiconductor de metal oxido de efecto de campo (MOSFET), se ha presentado para realizar diseños de productos electrónicos de potencia comerciales.

Este dispositivo opera en un rango de frecuencia de 20 KHz a 1MHz superando considerablemente las limitaciones de los transistores bipolares, como lo es, en la velocidad de conmutación, pérdidas por temperatura, alta potencia y tiempos de almacenamiento.

### Consideraciones de disparo del Mosfet.

El transistor bipolar es un dispositivo que es disparado por corriente, es decir, se aplica una cierta cantidad de corriente en la base para producir un flujo de corriente en el colector, el cual es directamente proporcional a la ganancia del transistor. El Mosfet por el contrario es disparado por voltaje, una cierta cantidad de voltaje en compuerta-fuente produce un flujo de corriente en el drenaje. Dado que la terminal de compuerta fuente está aislada eléctricamente de la fuente por una capa de oxido de silicon, se produce un flujo de corriente al aplicar un voltaje a la terminal de compuerta.

De esta forma el Mosfet tiene una ganancia extremadamente grande y una impedancia alta.

Para que el Mosfet sea encendido se necesita un pulso de voltaje compuerta-fuente, para proporcionar corriente suficiente para cargar el capacitor de entrada en intervalos de tiempos pequeños.

La conmutación del Mosfet involucra la carga y descarga del capacitor y el valor de esta capacitancia está dada alrededor de 1-2nF. Una tensión de 6V es suficiente para activar el Mosfet, sin embargo una tensión mayor es necesaria compuerta-fuente para reducir la resistencia del encendido del Mosfet.

A una frecuencia de 50 ns y un voltaje de 10V y una capacitancia de 2nF son necesarias para que el circuito impulsor trabaje con corriente pico de 0.5 Amp, solo durante tiempos de conmutación.

Requerimientos de potencia del impulsor compuerta-fuente se pueden calcular a partir de la siguiente ecuación:

$$P_G = Q_G * V_{GS} * f$$

f- frecuencia de conmutación.

$Q_G$ - Carga máxima de la compuerta.

$V_{GS}$ - Voltaje máximo de compuerta fuente

Para determinar de forma aproximada la impedancia que se genera y así encontrar la corriente para el encendido del Mosfet se calculan:

$$R_G = \frac{T_r}{2.2C_{ISS}} \quad e \quad I_G = C_{ISS} \frac{dV}{dT}$$

Donde

$R_G$ - Impedancia generada.

$C_{ISS}$ - Capacitancia de entrada del Mosfet.

$\frac{dV}{dT}$  - Razón de cambio del generador de voltaje.

*La capacitancia de entrada del Mosfet.*- Es la suma de los capacitores formados por la estructura de Metal-Oxido de la compuerta, con la compuerta-fuente y la compuerta-drenaje. De esta forma, un pulso en la entrada observa una impedancia muy pequeña que ocasiona que el transistor alcance altas velocidades de operación.

La impedancia del circuito de disparo no deberá ser tan grande, para que exista la posibilidad de que el Mosfet se encienda por  $dV/dT$ . El encendido por  $dV/dT$  puede ocurrir si se presentan cambios abruptos en el voltaje compuerta-fuente.

### Características de operación estáticas del Mosfet.

La curva característica del Mosfet se ilustra en la **figura. A.1**, en ella se observa las dos regiones de operación distintas, resistencia constante y corriente constante.

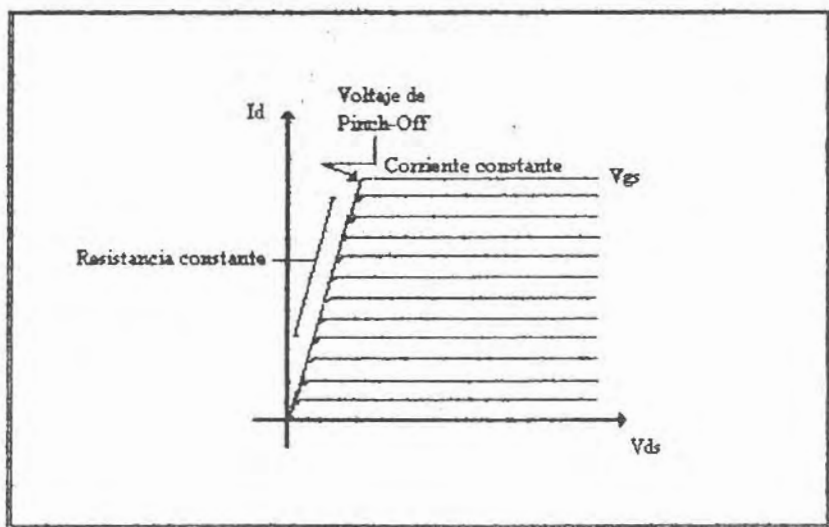


FIGURA A. 1 Curvas características del Mosfet.

Si el voltaje de drenaje-fuente crece la corriente se incrementa en forma proporcional hasta que un voltaje de drenaje-fuente llamado pinch-off es superado.

Después de este voltaje un incremento de voltaje en drenaje-fuente produce una corriente de drenaje constante.

Cuando el Mosfet es utilizado como un interruptor, un pequeño voltaje entre las terminales compuerta-fuente es proporcional a la corriente drenaje, el Mosfet opera en la región de resistencia constante y por lo tanto se comporta como elemento resistivo.

### Consideraciones de diseño del driver del Mosfet.

Existen básicamente dos reglas que están asociadas para obtener diseños simples con Mosfet's en ciertas aplicaciones, las cuales evitan que el dispositivo oscile cuando se trabaje a frecuencias altas. Se recomienda minimizar todos los conductores que van a las terminales del Mosfet, especialmente el conductor de compuerta. Si no es posible obtener conductores cortos, entonces el diseñador puede utilizar un trozo de ferrita o un resistor pequeño en serie con el Mosfet, de tal forma que cuando estos elementos se colocan en la compuerta del transistor se eliminaran las oscilaciones parásitas.

Una aproximación de los tiempos de subida y de bajada se obtiene por medio de la siguiente expresión:

$$t_f \text{ o } t_r = 2.2R_g C_{gs}$$

donde:

- $t_f$  Es el tiempo de bajada del Mosfet, en ns.
- $t_r$  Es el tiempo de subida del Mosfet, en ns.
- $R_g$  Es la impedancia de salida del impulsor.
- $C_{gs}$  Es la capacitancia de entrada del Mosfet, en pf.

### Circuitos mas empleados en el disparo del Mosfet's.

#### Driver con UC3524

Se puede encender el Mosfet directamente con un un dispositivo de la familia UC3524 pero esto no es recomendable ya que el transistor opera en el región lineal por un tiempo, y por esta razón el encendido no es el adecuado.

Un circuito muy simple, consiste de una etapa, en configuración de emisor complementario, usado entre la compuerta UC3524 y el Mosfet como se muestra en la figura. A.2. Aquí los transistores Q1 y Q2 deben ser seleccionados para que presenten una ganancia elevada en corriente, con el objetivo de proporcionar la corriente que se les demanda durante el encendido y el apagado del transistor de potencia.

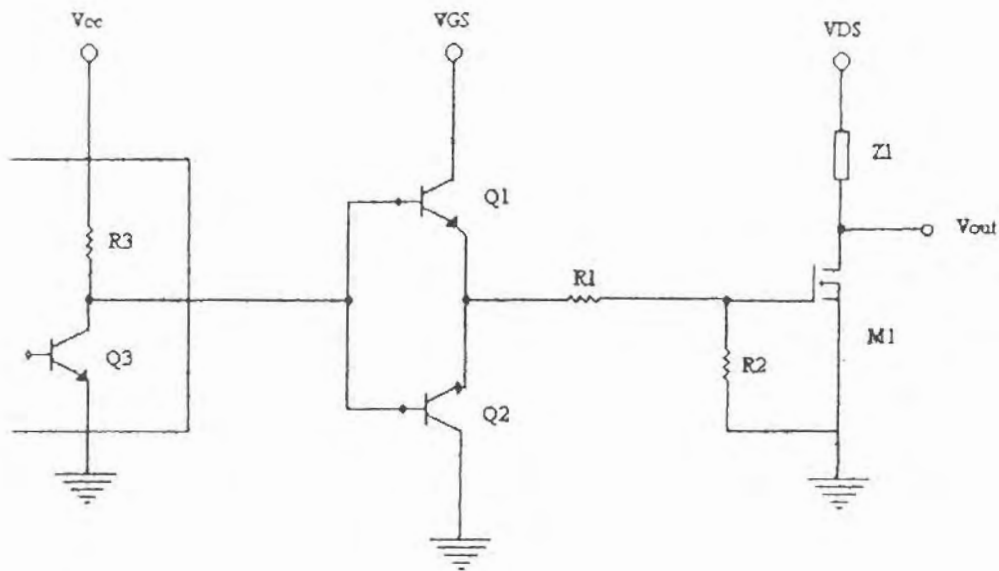


FIGURA A. 2 Etapa de seguidor emisor complementario usado entre la compuerta UC3524 y el Mosfet

### Disparo de Mosfet con compuertas CMOS. 74HC00.

Dado que el Mosfet presenta una impedancia de entrada grande, este puede ser disparado por medio de un circuito CMOS como se muestra en la **figura. A.3**, obteniendo tiempos de subida y de caída cercanos a los 60ns.

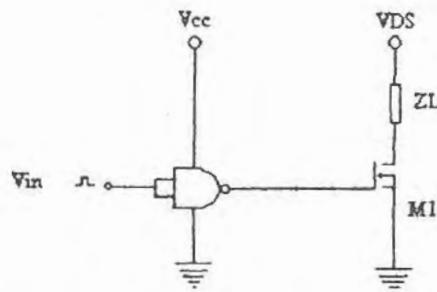


FIGURA A. 3 Transistor Mosfet disparado por una compuerta CMOS 74HC00.

Para obtener tiempos de conmutación menores, se puede utilizar un buffer seguidor-emisor o mas de una compuerta CMOS conectada en paralelo para incrementar la corriente disponible en la entrada del Mosfet como se muestra en la **figura. A.4**.

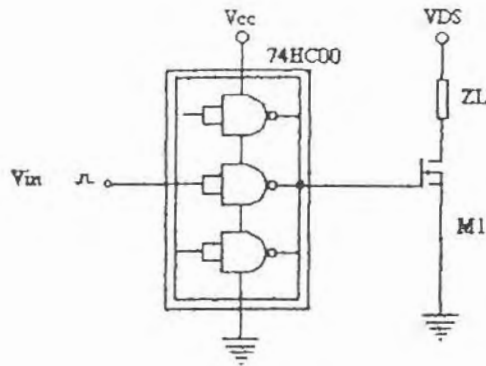


FIGURA A. 4 Para mejorar la conmutación del Mosfet, se pueden conectar dos o mas copuertas CMOS en paralelo.

### Disparo del Mosfet con circuitos lineales.

El amplificador operacional en configuración seguidor de emisor, nos sirve para el disparo del Mosfet y es capaz de proporcionar una corriente de salida grande, pero su limitante del amplificador de potencia es el bajo slew rate (rapidez de respuesta), lo cual obliga a trabajar al transistor de potencia a frecuencias menores de 25 KHz. Para mejorar el ancho de banda y el slew rate, elevando la frecuencia de conmutación del transistor se utiliza un buffer seguidor-emisor esto es; un circuito de disparo típico que utiliza un amplificador de potencia que se presenta en la figura. A.5.

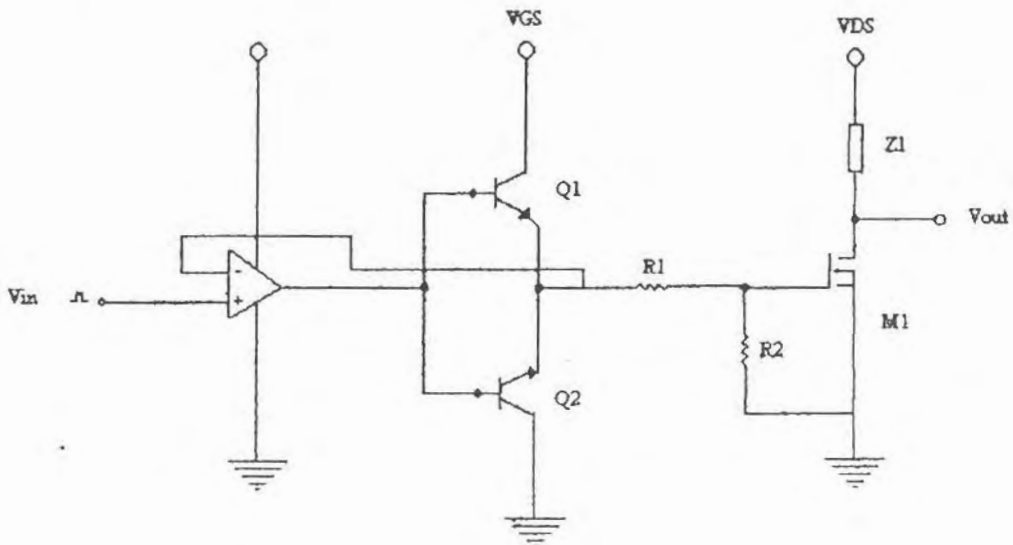


FIGURA A. 5 Amplificador operacional en configuración de seguidor -emisor para el disparo de un Mosfet.



# ML4813

## Flyback Power Factor Controller

### GENERAL DESCRIPTION

The ML4813 is a PWM controller designed for use in a discontinuous "flyback" or "buck-boost" type power factor correction (PFC) system for low power, low cost applications.

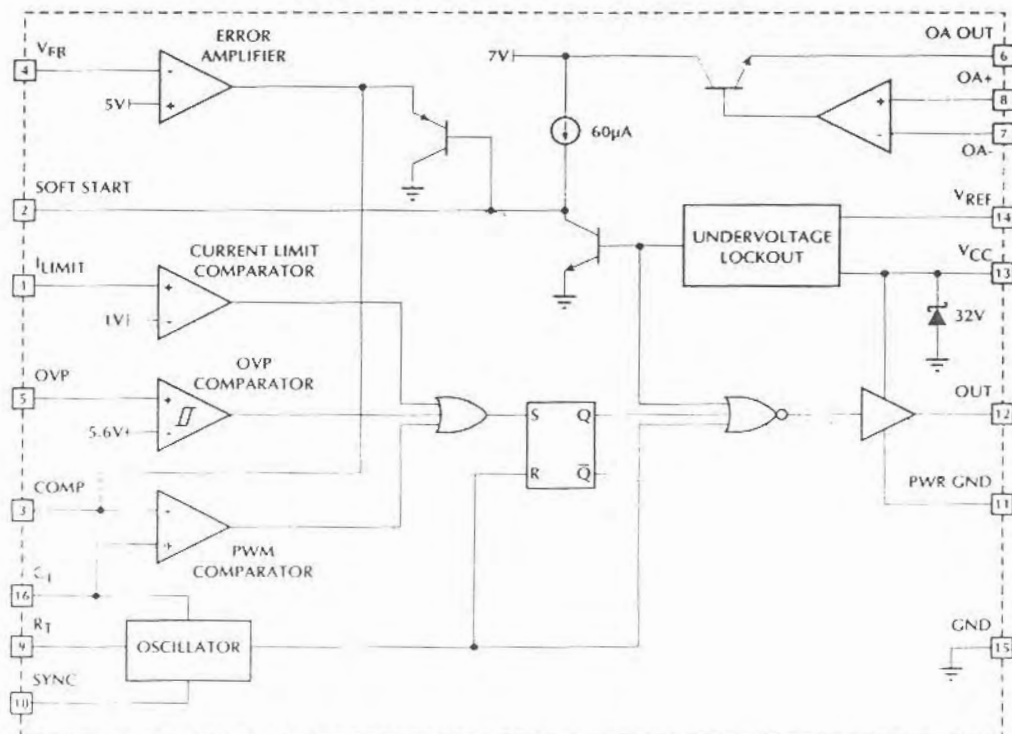
The circuit includes a precision reference, oscillator, error amplifier, over-voltage comparator, over-current comparator, and an extra op-amp as well as a high current output. In addition, start-up is simplified by an under-voltage lockout circuit.

In a typical application, the ML4813 functions as a voltage mode regulator. By maintaining a constant duty cycle, the current follows the input voltage, making the impedance of the entire circuit appear purely resistive. With the flyback circuit, power factors of 0.99 are easily achievable with a small output inductor and a minimum of external components.

### FEATURES

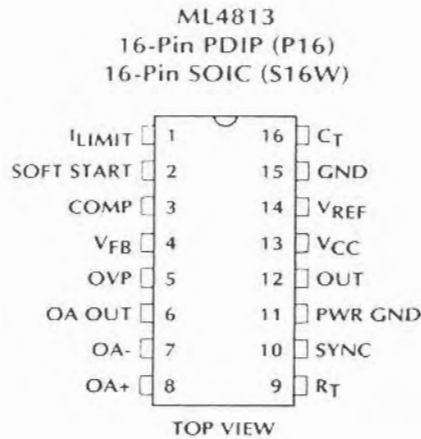
- Precision buffered 5V reference
- Extra op-amp for output voltage instrumentation amplifier
- Overcurrent comparator for switch protection
- Soft start and under-voltage lockout for easy low surge off-line starting
- 1A peak current Totem-pole output drive
- Overvoltage comparator eliminates output "runaway" due to load removal
- Large oscillator amplitude for better noise immunity

### BLOCK DIAGRAM



# ML4813

## PIN CONFIGURATION



## PIN DESCRIPTION

PIN	NAME	FUNCTION	PIN	NAME	FUNCTION
1	I <sub>LIMIT</sub>	Current limit sense pin which is normally connected to the sense resistor. When I <sub>LIMIT</sub> exceeds 1V, the PWM cycle is terminated	9	R <sub>T</sub>	Connection for the oscillator timing resistor
2	SOFT START	Connection for the soft start capacitor	10	SYNC	Input for synchronizing the oscillator to an external source
3	COMP	Output of error amplifier and input to the PWM comparator	11	PWR GND	Return for the high current output transistors
4	V <sub>FB</sub>	Control loop feedback voltage	12	OUT	High current driver output
5	OVP	Overshoot comparator input	13	V <sub>CC</sub>	Power supply input
6	OA OUT	Output of the uncommitted op amp	14	V <sub>REF</sub>	Buffered reference output
7	OA-	Inverting input of the uncommitted op amp	15	GND	Analog signal ground
8	OA+	Non-inverting input of the uncommitted op amp	16	C <sub>T</sub>	Connection for the oscillator timing capacitor

## ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Absolute maximum ratings are those values beyond which the device could be permanently damaged. Absolute maximum ratings are stress ratings only and functional device operation is not implied.

Supply Current .....	40mA
OUT Current .....	$\pm 1A$
OUT Energy (capacitive load, per cycle).....	5 $\mu$ J
COMP Sink Current .....	10mA
C <sub>T</sub> Charging Current .....	5mA
Analog Input Voltage (pins 1, 3-8) ....	GND - 0.3V to 5.5V
Junction Temperature .....	150°C
Storage Temperature Range .....	-65°C to 150°C

Lead Temperature (Soldering, 10 sec) .....	260°C
Thermal Resistance ( $\theta_{JA}$ ) .....	
PDIP .....	88°C/W
SOIC .....	105°C/W

## OPERATING CONDITIONS

Temperature Range .....	
ML4813CX .....	0°C to 70°C
ML4813IX .....	-40°C to 85°C

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Unless otherwise specified, R<sub>T</sub> = 14k $\Omega$ , C<sub>T</sub> = 1nF, T<sub>A</sub> = Operating Temperature Range (Notes 1, 2)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>OSCILLATOR</b>					
Initial Accuracy	T <sub>J</sub> = 25°C	90	97	104	kHz
Voltage Stability	12V < V <sub>CC</sub> < 18V		0.3		%
Temperature Stability			2		%
Total Variation	Line, temp	88		108	kHz
Ramp Valley			1.0		V
Ramp Peak			4.3		V
R <sub>T</sub> Voltage		4.8	5.0	5.2	V
Discharge Current	T <sub>J</sub> = 25°C, V(C <sub>T</sub> ) = 2V	7.5	8.4	9.3	mA
	V(C <sub>T</sub> ) = 2V	7.2	8.4	9.5	mA
SYNC Threshold		0.8	1.4	2.0	V
SYNC Bias Current			350	800	$\mu$ A
<b>REFERENCE</b>					
Output Voltage (V <sub>REF</sub> )	T <sub>J</sub> = 25°C, I <sub>REF</sub> = 1mA	4.95	5.00	5.05	V
Line Regulation	12V < V <sub>CC</sub> < 25V		6	20	mV
Load Regulation	1mA < I <sub>REF</sub> < 20mA		3	20	mV
Temperature Stability			0.4		%
Total Variation	Line, load, temp	4.9		5.1	V
Output Noise	10Hz to 10kHz		50		$\mu$ V
Long Term Stability	T <sub>J</sub> = 125°C, 1000 hours		5	25	mV
Short Circuit Current	V <sub>REF</sub> = GND	-30	-85	-180	mA

# ML4813

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>ERROR AMPLIFIER</b>					
Input Offset Voltage		-15		15	mV
Input Bias Current			-0.1	-1.0	$\mu$ A
Open Loop Gain	$1V < COMP < 5V$	60	75		dB
PSRR	$12V < V_{CC} < 25V$	60	70		dB
Output Sink Current	$COMP = 1.1V, V_{FB} = 6.2V$	2	12		mA
Output Source Current	$COMP = 5V, V_{FB} = 4.8V$	-0.5	-1.0		mA
Output High Voltage	$I_{COMP} = -0.5mA, V_{FB} = 4.8V$	5.3	6.4		V
Output Low Voltage	$I_{COMP} = 2mA, V_{FB} = 6.2V$		0.5	1.0	V
Unity Gain Bandwidth			1.0		MHz
<b>UNCOMMITTED OP AMP</b>					
Input Offset Voltage		-10		10	mV
Input Bias Current			-0.1	-2.0	$\mu$ A
Input Offset Current		-350		350	nA
Open Loop Gain			90		dB
PSRR		80	125		dB
Output High Voltage	$I_{COMP} = -10mA$	6.5	8		V
Output Low Voltage	$R_L = 10k\Omega$		200	500	mV
<b>I<sub>LIMIT</sub> COMPARATOR</b>					
Input Trip Point		0.8	1.0	1.2	V
Input Bias Current			-2	-15	$\mu$ A
Propogation Delay Time			150		ns
<b>OVP COMPARATOR</b>					
Input Trip Point		5.4	5.55	5.7	V
Hysteresis			100		mV
Input Bias Current			-0.3	3	181A
<b>PWM COMPARATOR</b>					
Input Common Mode Range		-0.2		5.5	V
Input Bias Current			-2	-10	$\mu$ A
Propogation Delay Time			150		ns
<b>SOFT START</b>					
Soft Start Current	$V_{SOFT START} = 1V$	40	65	90	$\mu$ A

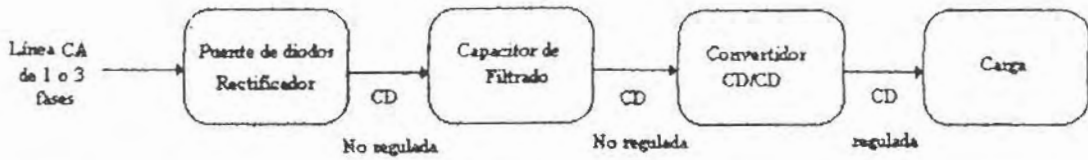


FIGURA 4.8 Diagrama a bloques de un convertidor CD/CD

En los convertidores CD/CD el voltaje de salida CD, debe ser regulado a un nivel deseado, aunque ocurran variaciones de voltaje de entrada y la carga de salida. Los convertidores CD/CD conmutados utilizan uno o mas transistores de potencia operando como interruptores para transformar un voltaje CD de un nivel a otro. En un convertidor CD/CD con un voltaje de entrada dado el voltaje de salida es regulado a través del control de los tiempos de encendido y apagado del transistor.

Existen varios métodos para regular el voltaje de salida a través del control del transistor de potencia, uno de estos métodos se caracteriza por:

Controlar el tiempo de encendido del transistor a frecuencia constante significa, que el periodo  $T = t_{on} + t_{off}$  se mantiene constante, este método es llamado modulación por ancho de pulso (P.W.M).

En un control (P.W.M) la señal de control es generada por la comparación de un voltaje de control ( $V_{control}$ ) y una forma de onda repetitiva como se muestra en las figuras 4.8a y b.

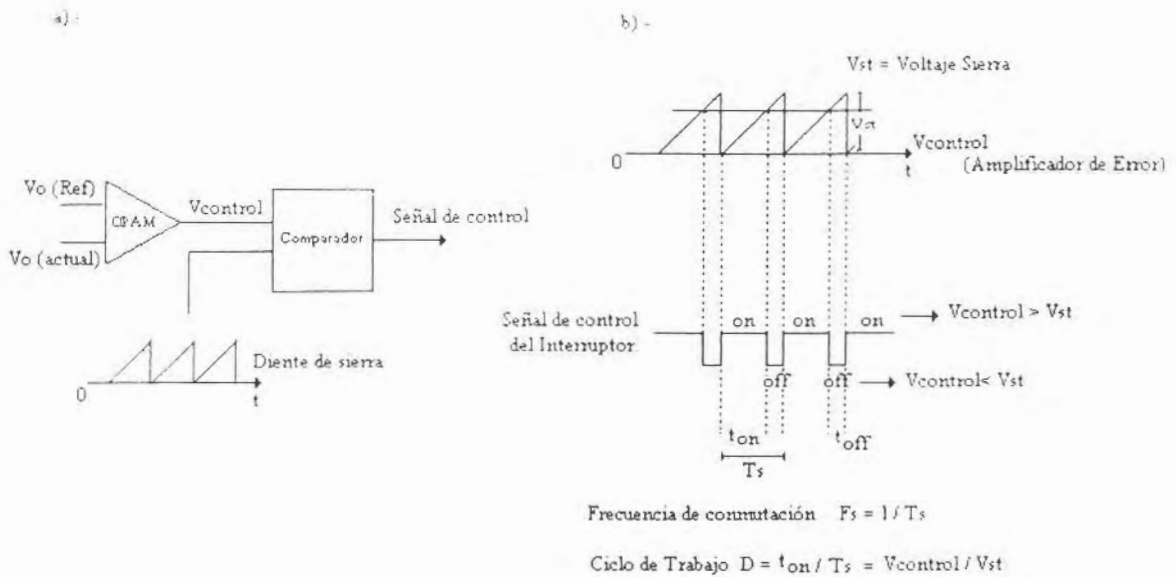


FIGURA 4.8 Modulador por ancho de pulso (PWM). a) Diagrama a Bloques. b) Comparador de señales.

La señal de voltaje de control generalmente es obtenida por el amplificador (la diferencia del voltaje de salida actual y el voltaje de referencia).

La frecuencia de la onda repetitiva con pico constante (diente de sierra), establece la frecuencia de conmutación del convertidor la cual debe permanecer constante.

El tiempo durante el cual  $V_{control}$  sea mayor que la forma de onda diente de sierra, la señal de control tendrá un nivel de voltaje alto y el transistor permanecerá encendido. Mientras que el tiempo restante del periodo el transistor permanecerá apagado.

#### 4.5 Circuito impulsor.

El transistor MOSFET es encendido por una cierta cantidad de voltaje compuerta-fuente y esto produce un flujo de corriente en la terminal de drenaje, el flujo de corriente es debido a que la terminal compuerta-fuente se encuentra aislada por una capa de silicon y es por esto que se tiene una ganancia extremadamente grande y una impedancia alta en el MOSFET.

Una tensión de 6 volts es suficiente para activar el transistor, sin embargo, una tensión mayor es necesaria en la compuerta-fuente para reducir la impedancia del encendido del MOSFET.

De aquí la necesidad de circuitos impulsores, ver APENDICE A, que logren proporcionar la corriente que se les demanda durante el encendido y apagado del transistor.

En este proyecto de tesis no se incluye esta etapa debido a las características de la etapa de control.

## 4.5 Lazos de control para un emulador de resistencia.

El control de un emulador de resistencia debe satisfacer dos condiciones:

En primer lugar debe lograr, que la corriente de entrada del emulador sea una senoide rectificada en onda completa, esta condición puede satisfacerse de dos formas distintas:

1.- Mediante la realización física de un lazo de retroalimentación de la corriente de entrada, cuya referencia sea una senoide rectificada en onda completa, este sistema no exige alguna característica especial a la topología CD/CD que se desee utilizar.

2.- En algunas topologías CD/CD que operan en modo de conducción discontinuo, se puede conseguir, por la naturaleza misma del convertidor, que la corriente de entrada al emulador de resistencia tenga la misma forma de onda que su voltaje de entrada, y al ser este ultimo una senoide rectificada en onda completa, la corriente de entrada tendrá esta misma forma de onda, sin necesidad de implementar algún lazo de retroalimentación de corriente.

En segundo lugar, que el voltaje de salida siempre sea el deseado, en este caso siempre será necesario implementar algún lazo de retroalimentación de voltaje de salida.

De lo anterior se deduce que existen dos formas de realizar físicamente el control de un emulador de resistencia:

-Control con lazo de corriente y lazo de voltaje, también llamado control con multiplicador [9].

-Control con lazo de voltaje y modo de conducción discontinuo, también llamado control como seguidor de voltaje [9]

### 4.5.1 control con multiplicador.

- \*Dos lazos de retroalimentación.
- \*Necesidad de un multiplicador analógico.
- \*Necesidad de un divisor analógico.
- \*Necesidad de circuitos integrados de propósito general.
- \*Valido para cualquier modo de conducción (continuo o discontinuo) en el convertidor.
- \*Valido para cualquier topología de potencia.

En la técnica de control por multiplicador se utilizan lazos de retroalimentación, como se ilustra en la **figura 4.10**. El lazo de retroalimentación de corriente se emplea para que las variaciones del ciclo de trabajo del transistor de conmutación se realicen con respecto a la



corriente  $I_{ref}$ . Esta señal de referencia se obtiene al multiplicar una muestra del voltaje de línea rectificado ( $V_r$ ), obtenido mediante un divisor de voltaje constante  $V_c$ . Así, la corriente de entrada al emulador de resistencia será una onda senoidal rectificada cuya amplitud dependerá del voltaje  $V_c$ .

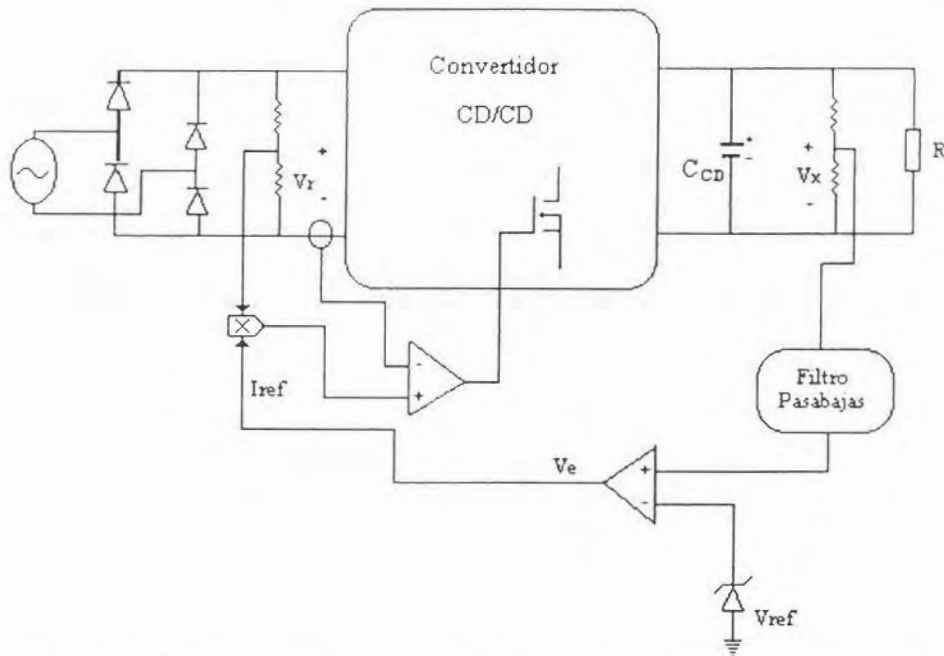


FIGURA 4. 10 Diagrama general de un emulador resistencia con control por multiplicador.

De esta manera, con el lazo de retroalimentación de corriente, se asegura que la corriente de entrada al convertidor sea una señal senoidal rectificada y por medio del lazo de retroalimentación de voltaje se puede conseguir que la tensión de salida sea constante.

Como se ha venido mencionando anteriormente  $V_c$  debe ser constante, ya de no ser así, la corriente de entrada al emulador no sería una onda senoidal rectificada y aumentaría la distorsión armónica total de la red.

Para conseguir que la tensión  $V_c$  sea constante en cada semiciclo de la tensión de red, es preciso colocar un filtro pasabajas que elimine, el rizo de la muestra del voltaje de salida  $V_x$ , sin embargo la presencia de un filtro pasabajas en el lazo de retroalimentación de voltaje ocasiona que la respuesta del control sea lenta.



## CAPITULO V

### Descripción del método de control como seguidor de tensión.

#### 5.1 Control como seguidor de tensión.

*puntos importantes de los que consta este control:*

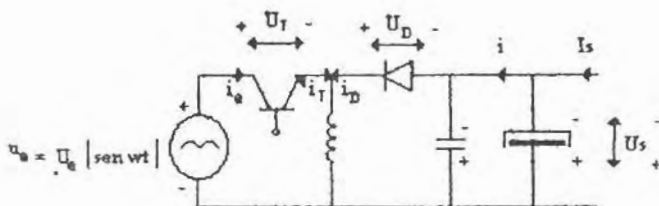
- 1.\* Un solo lazo de retroalimentación .
- 2.\* Uso de circuitos integrados de propósito general.
- 3.\* Solo es valido en modo discontinuo
- 4.\* Factor de potencia unidad, solo con algunas topologías.

1. Este método de control se basa principalmente de un lazo de retroalimentación de voltaje en modo de conducción discontinuo, en el cual una muestra del voltaje de salida se obtiene a través de un arreglo de resistencia que al ser comparado en el amplificador de error con un voltaje de referencia fijo, permite obtener una señal de error que se utiliza para regular el valor del voltaje de salida. (Ver figura 5.2)

3. Ciertas topologías de convertidores de CD/CD presentan la propiedad de que al trabajar en modo de conducción discontinuo o en la frontera de el modo continuo y el discontinuo, el valor medio de la corriente en su entrada es proporcional a la tensión de entrada siempre que se mantenga constante el tiempo de conducción del transistor.

La topología Reductora-Elevadora (Buck-Boost) como se muestra la figura 5.1 es un ejemplo típico de este comportamiento.

Modo Discontinuo



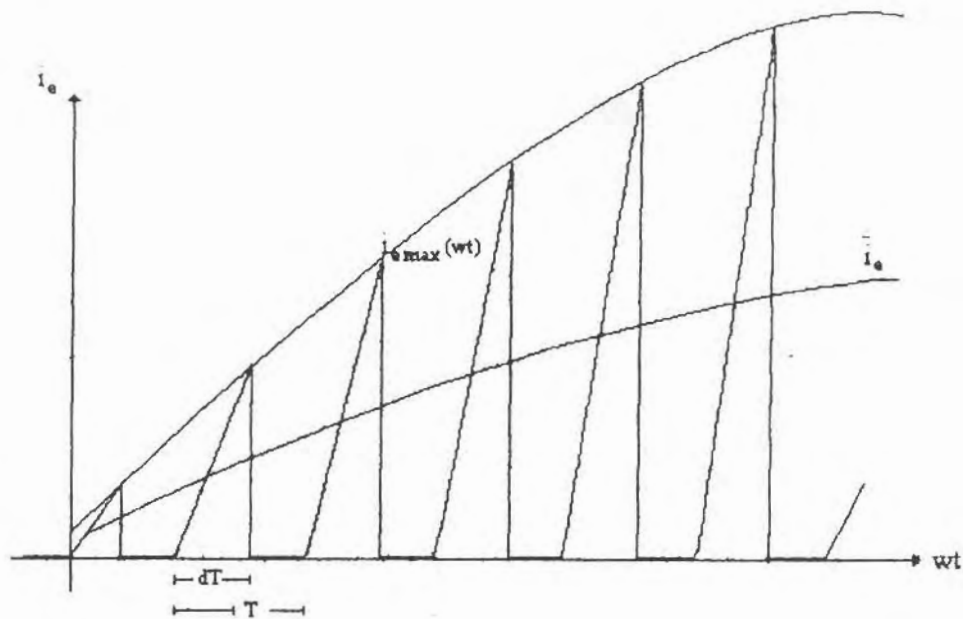


FIGURA 5. 1 Corriente de entrada de un convertidor Reductor-Elevador en modo discontinuo.

De la ley de faraday se obtiene:

$$i_{e\max}(wt) = \frac{dT}{L} U_e(wt)$$

como  $u_e(wt) = U_e |\text{sen } wt| \therefore$

$$i_{e\max}(wt) = \frac{dT}{L} U_e |\text{sen } wt|$$

y el valor medio de  $i_e$  será:

$$i_e = \frac{d^2 T U_e}{2L} |\text{sen } wt|$$

La propiedad de que la corriente media demandada por el convertidor Reductor-Elevador en modo de conducción discontinuo es proporcional a la tensión de entrada, se cumple también en los convertidores Flyback, Sepic y Cuk.

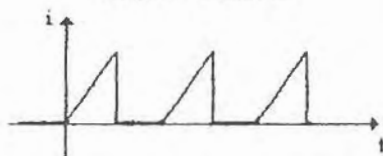
Esta propiedad determina que estas topologías sean “Emuladores de resistencia naturales”. En efecto:

- \*Si la tensión de entrada varía siguiendo una senoide rectificada, y la corriente media obtenida en la entrada, filtrando componentes de la frecuencia de conmutación, siga también una evolución de senoide rectificada.
- \*Si el ciclo de trabajo y la frecuencia de conmutación se mantienen constantes durante un semiperiodo de la senoide de red, el valor medio de la corriente pulsante de entrada seguirá automáticamente la misma función de la tensión, es decir una semisenoide.

La **figura 5.2** muestra el esquema general de un control como seguidor de tensión y en la **figura 5.3** las señales de la dinámica del lazo de tensión.

En este esquema se ha dibujado un condensador  $C_{in}$  (colocado a la entrada del emulador de resistencia), cuya misión es filtrar las componentes de alta frecuencia de la corriente  $i_g$ . También se observa la existencia de un lazo de tensión único, que determinara el valor del parámetro de control (ciclo de trabajo o tiempo de conducción según el caso). Para que el emulador corrija “naturalmente” el factor de potencia, es preciso que este parámetro sea constante; entonces, es necesario filtrar el rizado de la frecuencia que se encuentra presente a la salida del emulador de resistencia (al doble de la red). Para este fin se utilizan un filtro pasabajas en el lazo de retroalimentación de voltaje. Sin embargo este filtro provoca que el lazo sea lento al igual que el control por multiplicador.

Control seguidor de Tensión  
Corriente de Entrada.



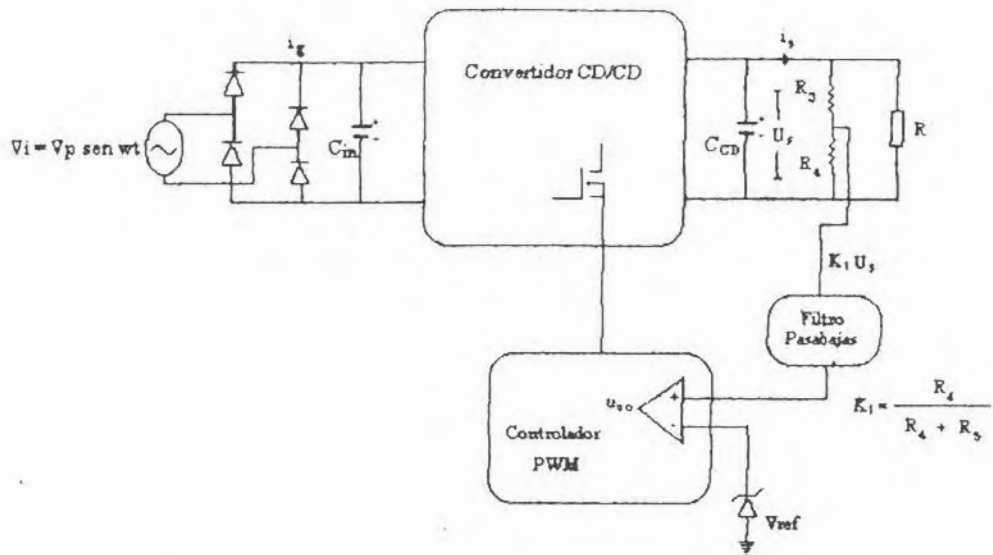


FIGURA 5. 2 Diagrama general de un emulador de resistencia con control como seguidor de tensión.

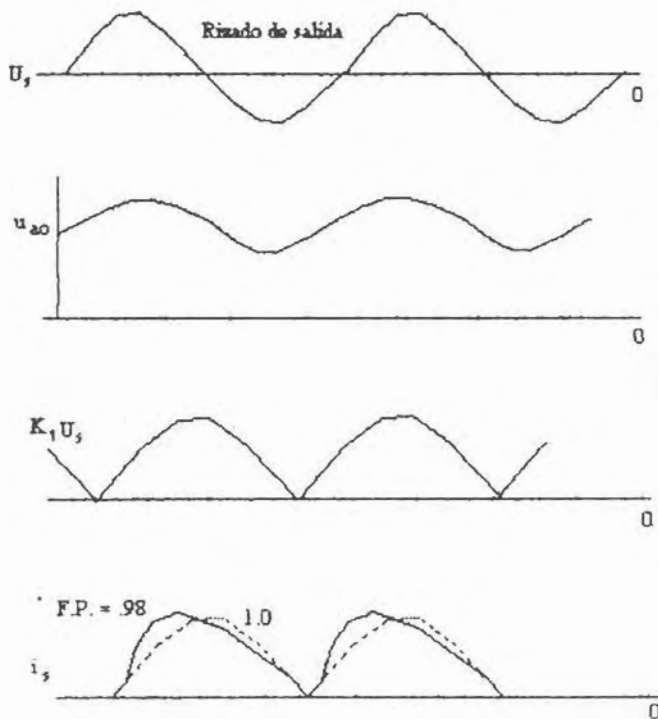


FIGURA 5. 3 Dinámica del lazo de tensión.

La ventaja principal del control como seguidor de voltaje es su simplicidad, la cual permite evitar el sensado de la corriente de entrada y todo su tratamiento posterior. Además, debido a que con este control no es necesario realizar operaciones analógicas (multiplicaciones, divisiones), el emulador puede funcionar en redes de distribución con frecuencias mas altas que las típicas de la red de CA, a bajos costos; al operar un convertidor CD/CD en modo discontinuo, se tiene los problemas bien conocidos: Altos valores de los esfuerzos de corriente, altas pérdidas en la salida de conmutación del transistor y en la entrada en conducción del diodo y necesidad de mayores filtros en la entrada.

El nombre de control como "seguidor de tensión" se justifica plenamente, ya que la corriente de entrada, "sigue a la tensión" de la entrada en forma natural.

Para poder usar el control "Seguidor de Tensión" el convertidor debe operar en modo de conducción discontinuo, pero, ¿como se asegura el modo de conducción discontinuo?. A continuación se presenta un estudio de la determinación de la frontera entre los modos de conducción continuo y discontinuo

## **5.2 Determinación de los limites entre los modos de conducción continuo y discontinuo en convertidores CD/CD (PWM) usados como Reguladores con Corrección del Factor de Potencia.**

El modo de conducción de un convertidor depende del valor relativo del parámetro  $K=2L/RT$  donde  $K$  (función, por lo tanto de la carga  $R$  que ve el convertidor)  $L$  la inductancia,  $R$  la resistencia de carga  $T$  periodo de conmutación y de  $K_{crit}$ (función, de la relación de transformación  $M$  con la que opera). Esto es valido para el trabajo en aplicaciones "normales" (distintas al uso del convertidor como Pre-Regulador). Sin embargo, cuando el convertidor trabaja como Pre-Regulador corrector del factor de potencia, tanto la carga vista por el convertidor ecuación (4.15), como la relación de transformación ecuación (4.17), están variando constantemente en cada semiciclo de la tensión de línea. Por lo tanto, también estarán cambiando constantemente los valores de  $K$  y de  $K_{crit}$ , que dependen de la carga vista ( $r(wt)$  en vez de  $R$  en este caso) y de la relación de transformación ( $m(wt)$  en vez de  $M$ ).

Por lo tanto, el valor  $K_{crit}$  en un convertidor CD/CD que opere como emulador de resistencia, puede expresarse como:

$$K_{crit} = K_{crit}[m(wt)] \quad (5-1)$$

y el de  $K$  como:

$$k = k(\omega t) = \frac{2L}{r(\omega t)T} = 2 \frac{2L}{RT} \text{sen}^2 \omega t \quad (5-2)$$

Expresión en la que se ha utilizado la ecuación 4.15.

Vamos a definir el valor aparente de la constante K en un convertidor CD/CD que opere como emulador de resistencia, a la siguiente cantidad:

$$K_a = \frac{2L}{RT} \quad (5-3)$$

Por lo tanto, la expresión (2) puede escribirse como sigue.

$$K(\omega t) = 2K_a \text{sen}^2 \omega t \quad (5-4)$$

En estas circunstancias, la condición de trabajo en modo de conducción continuo puede escribirse de la siguiente forma:

$$K(\omega t) > K_{\text{crit}}[m(\omega t)] \quad (5-5)$$

Desigualdad que, teniendo en cuenta la ecuación (4) puede expresarse como sigue:

$$K_a > \frac{K_{\text{crit}}[m(\omega t)]}{2\text{sen}^2 \omega t} \quad (5-6)$$

A la vista de esta desigualdad, se puede redefinir un nuevo valor frontera  $K'_{\text{crit}}$  de la siguiente forma:

$$K'_{\text{crit}}(\omega t) = \frac{K_{\text{crit}}[m(\omega t)]}{2\text{sen}^2 \omega t} \quad (5-7)$$

De esta manera, es posible calcular fácilmente el modo de conducción de cualquier convertidor CD/CD que opera como emulador de resistencia. Bastara calcular el valor aparente del parámetro frontera  $K_a$ , definido de la misma forma que en todos los convertidores CD/CD (ver ecuación 3), y ver si se cumple la desigualdad:

$$K_a > K'_{\text{crit}}(\omega t) \quad (5-8)$$

lo que implicara modo de conducción continuo para los valores  $\omega t$  para los que se verifique, por otro lado si se verifica la desigualdad:

$$K_a < K'_{\text{crit}}(\omega t) \quad (5-9)$$

Esto implica un modo de conducción discontinuo para los valores  $\omega t$  para los que hacen que se cumpla.

Los valores  $K'_{crit}(\omega t)$  son específicos de cada convertidor. A continuación se realizará el cálculo de dicho parámetro para el convertidor Flyback. El convertidor Flyback, en aplicaciones distintas a las de emulador de resistencia presenta un valor de  $K_{crit}$ . Cuando opera como emulador de resistencia, el valor de  $K'_{crit}(\omega t)$  se calcula sustituyendo en la primera parte de la siguiente ecuación  $K_{crit} = \frac{1}{(n+M)^2}$ ,  $M$  por  $M/|\sin \omega t|$ .

El valor de  $K'_{crit}(\omega t)$  se obtendrá fácilmente a partir la ecuación 7, donde:

$$K'_{crit}(\omega t) = \frac{1}{2(M+n|\sin \omega t|)^2} \quad (5-10)$$

El parámetro  $K'_{crit}(\omega t)$  varía en función de  $\omega t$ , siendo una función monótona decreciente con respecto a este parámetro. Su valor mínimo  $K'_{crit \min}(\omega t)$ , ocurre cuando  $\sin \omega t = 1$  por lo tanto:

$$K'_{crit \min} = \frac{1}{2(M+n)^2} \quad (5-11)$$

Mientras que su valor máximo  $K'_{crit \max}$  se tiene cuando  $\sin \omega t = 0$ .

$$K'_{crit \max} = \frac{1}{2M^2} \quad (5-12)$$

En estas circunstancias, si diseñamos el convertidor de forma que en todo el margen de variación de carga el parámetro  $K_a$  cumpla con la desigualdad.

$$K_a > K'_{crit \max} \quad (5-13)$$

Entonces el convertidor trabajará en modo de conducción continuo en todos los instantes de la senoide rectificada de tensión de entrada. De igual forma, si garantizamos que siempre se verifique la desigualdad.

$$K_a > K'_{crit \min} \quad (5-14)$$

Resultando que el convertidor operará en modo de conducción discontinuo en todo instante.

**TABLA 5.1** Valores de los parámetros frontera  $K'_{crit}$  ( $Wt$ ),  $K'_{crit max}$ ,  $K'_{crit min}$  entre modos de conducción para algunos de los principales convertidores CD/CD usados como emuladores de resistencia.

Convetidor	$K'_{crit}$ ( $Wt$ )	$K'_{crit max}$	$K'_{crit min}$
Reductor-Elevador (Buck-Boost), Sepic y Cuk	$\frac{1}{2(M +  \text{sen } \omega t )^2}$	$\frac{1}{2M^2}$	$\frac{1}{2(M+1)^2}$
(Flyback), Sepic y Cuk con Transformador	$\frac{1}{2(M + n \text{sen } \omega t )^2}$	$\frac{1}{2M^2}$	$\frac{1}{2(M+n)^2}$
Elevador (Boost)	$\frac{M -  \text{sen } \omega t }{2M^3}$	$\frac{1}{2M^2}$	$\frac{M-1}{2M^3}$
Reductor (Buck)	$\frac{ \text{sen } \omega t  - M}{2 \text{sen } \omega t ^3} u(M)$	$\bullet M < 2/3 \frac{2}{27M^2} u(M)$ $\bullet 2/3 < M < 1 - \frac{1-M}{2} u(M)$	0

$$V_g = V_g |\text{sen } \omega t| \quad M = V/V_g$$

$n$  Es la relación de vueltas del transformador

$$u(M) = \frac{\pi - 2\text{sen}^{-1}M + 2M\sqrt{1-M^2}}{\pi} \quad (\text{solo convertidores derivados del reductor})$$

### 5.3 Conclusión de los convertidores como C.F.P. aplicando la técnica P.W.M.

Entonces dentro de las topologías ya estudiadas, las que operan de esta manera prácticamente son todas a excepción de la topología reductora.



Aplicando la técnica PWM, se presentan siempre dos desventajas:

- \*Reducción del ancho de banda.
- \*Rizo de línea en el voltaje de salida.

Sin embargo, estas dos desventajas serian eliminadas al utilizar dos etapas de conversión. La primera, como ya se estableció, que corrija el factor de potencia, y la segunda que se encargue de la regulación del voltaje de salida y entregue un voltaje de CD mas abajo que la tensión entregada por la primera etapa. Por lo tanto, se tendrá una fuente conmutada que corrija el factor de potencia, con buena regulación de línea y de carga, y con aislamiento galvánico entre la entrada y la salida.

Cabe mencionar que existen otras topologías que pueden elevar el voltaje como son la Push-Pull, la Forward, El puente completo, entre otras, pero debido a la posición del inductor, no son aplicables.

#### **5.4 Sistemas de alimentación orientados a la corrección del factor de potencia en el sector comercial e industrial.**

Anteriormente se hizo un análisis de una red sencilla donde se cálculo el factor de potencia (Cap.2), también se hizo mención de una de las técnicas tradicionales que se han venido empleando para mejorar el factor de potencia (Cap.4).

Se retoma este tema (métodos tradicionales) para conocer los beneficios que se tienen en el sector comercial e industrial de los métodos tradicionales utilizados, en comparación con la nueva tecnología, (Emuladores de Resistencia orientados a la corrección del factor de potencia). Para poder entender se hará un análisis mas afondo de:

1. Como realiza las mediciones de Factor de Potencia, Comisión Federal de Electricidad con respecto a la industria.
2. Como clasifica Comisión Federal de Electricidad las energías que mide.
3. Como opera Comisión Federal de Electricidad con respecto a un alto o bajo factor de potencia.

1. Las mediciones de factor de potencia realizadas por C.F.E. son de dos formas, una es por "facturación" y la otra por "Medición Técnica".

Los elementos esenciales de una *facturación* entre otros son:

Consumo.	Que está dado por	KW
Demanda.	Que está dada por	KW/H.

Ejemplo:

Balasta para una lampara fluorescente.

*Consumo.* La cantidad de potencia que nos ofrece la lampara KW.

*Demanda.* La cantidad que consume la lampara en determinado tiempo KW/H.

*Factor de Potencia.* Alto .98

o

Bajo .89

El factor de potencia ocupa un papel muy importante en los costos tema que mas adelante se aclarará.

Entonces, dentro de la facturación a las empresas, se buscan datos estadísticos de tiempos pasados alrededor de tres años y se grafican con respecto al factor de potencia, además se utiliza una formula también para calcular el F.P.

Con esto se obtiene la capacidad adecuada del equipo a utilizar para iniciar un monitoreo con respecto a los meses críticos.

Podemos llamar a los meses críticos como los puntos pico donde se tiene un bajo factor de potencia, o en su caso el tiempo total con bajo factor de potencia.

Los elemento que tienen que ver con un bajo factor de potencia no sólo es la distorsión armónica, una etapa de entrada CA/CD en un sistema de alimentación, etc. Sino también el medio ambiente en el que se encuentren los equipos.

Después de obtener los tiempos picos de bajo factor de potencia y la capacidad adecuada del equipo a utilizar, se tiene la etapa de "Medición Técnica" como se ilustra en la **figura 5.4**.

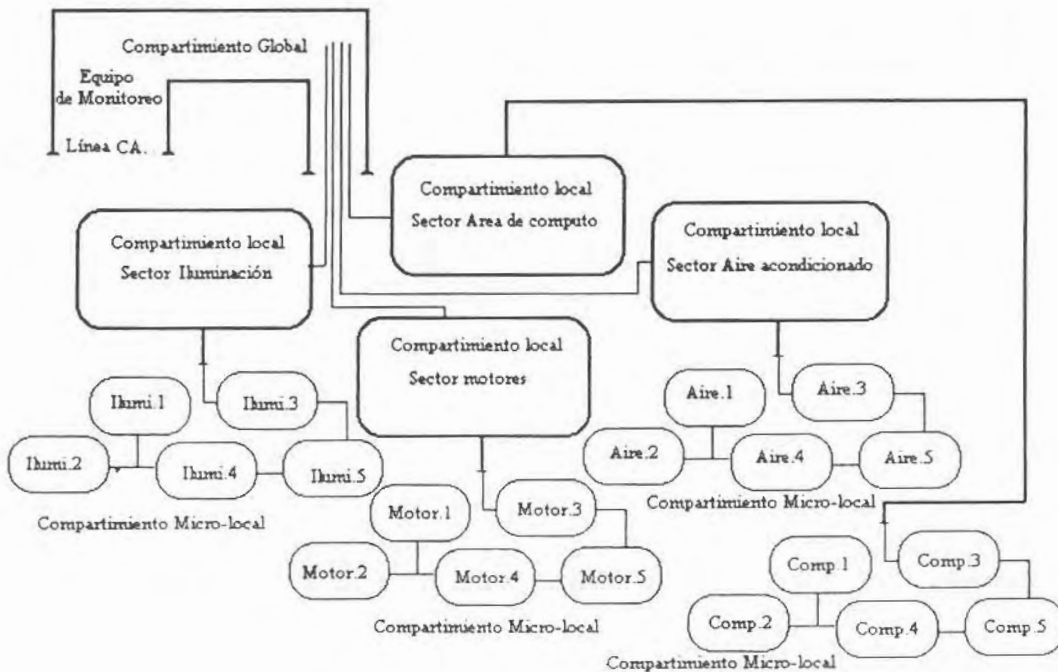


FIGURA 5. 1 Etapa de medición técnica.

Para la corrección del factor de potencia se instala el equipo de medición a la entrada de la línea de corriente alterna CA. y se inicia un monitoreo. Este consta de un comportamiento Anual: Mes\*Mes, Día\*Día, Hora\*Hora.

El monitoreo es Global, Local, Micro-local, es decir:

Un monitoreo *Global*, significa que se estudian todas las zonas es decir, el sector iluminación, los sector motores, el sector área de computo etc. En conclusión todos los sectores que componen una empresa con respecto al consumo de energía eléctrica.

En monitoreo *Local*, se restringe monitorear exclusivamente el sector de iluminación, el sector de motores etc.

En un monitoreo *Micro-local*, por ejemplo, dentro del sector de motores, este se efectúa únicamente a determinado motor, porque probablemente a causa de su ineficiencia es el que induce un bajo factor de potencia a todo el sector de motores, teniendo impacto en el monitoreo global.

Concluimos entonces que la Corrección del Factor de Potencia puede ser global, local.o micro-local.

2. La clasificación de energía que C.F.E realiza son dos:

Energía Activa.

Energía Reactiva.

La *Energía Activa*, no es mas que la energía simple que consume una resistencia.

La *Energía Reactiva*, es aquella energía que se tiene después de un transformador.

3. La C.F.E. con respecto a un alto o bajo factor de potencia opera de la siguiente manera.

La formula de F.P bonifica o castiga a la empresa es decir:

Si la empresa opera con un factor de potencia de 0.9 La C.F.E. no la bonifica pero tampoco la castiga.

Si la empresa opera por debajo de 0.9 la C.F.E. castiga a la empresa cobrándoles según la ineficiencia con la que ésta trabaje.

Si la empresa opera por encima de 0.9 la C.F.E. reitera como recompensa o premio, una bonificación.

## CAPITULO VI.

### Diseño del convertidor Flyback con corrección del factor de potencia aplicando la técnica (PWM).

#### 6.1 Introducción.

En la actualidad, la mayoría de los equipos electrónicos se alimentan desde la red de distribución de CA a través de una fuente de alimentación conmutada. Dicha fuente consiste básicamente de un puente rectificador monofásico de entrada, un capacitor de filtrado y un convertidor CD/CD conmutado con aislamiento galvánico, y es en buena medida, la principal responsable de que la forma de onda de la corriente de entrada en los equipos electrónicos modernos sea prácticamente pulsante, lo que a su vez implica un bajo factor de potencia y una potencial deformación del voltaje de la red de distribución de CA como se menciona en el (Cap.2).

Debido a que la etapa de entrada de las fuentes conmutadas son las principales responsables del bajo FP y la elevada distorsión armónica total de los equipos electrónicos modernos, el tema de la incorporación de la corrección del FP a través de la fuente de alimentación tiene una gran importancia no sólo por contribuir a resolver los problemas antes mencionados, sino también porque ayuda a lograr un mejor aprovechamiento de la energía eléctrica, además de que la corrección del Factor de Potencia a través de la fuente de alimentación, pueden incorporarse prácticamente en cualquier equipo electrónico.

#### 6.2 Selección de la topología a utilizar.

En los convertidores presentados en el capítulo 3, algunos presentan ciertas características los cuales los hacen mas populares sobre los otros, para ser utilizados como correctores de factor de potencia.

*El convertidor elevador presenta las siguientes ventajas:*

El transistor está referido a tierra y la sencillez de su naturaleza, le convierten en la topología mas adecuada para la aplicación.

La corriente en el inductor y la corriente de entrada son la misma, por lo que la bobina proporciona un filtrado al voltaje de línea y minimiza el ruido y la generación de EMI.

La implementación del modo de control en corriente es muy sencilla, ya que se manipula directamente la corriente de entrada.

Sin embargo, presenta las siguientes desventajas:

El voltaje de salida es muy grande con respecto al valor pico del voltaje de entrada.

El aislamiento entre la entrada y la salida no puede obtenerse de manera sencilla.

Como no existe un interruptor entre las etapas de entrada y de salida, no se tiene control del sistema en condiciones de sobre-carga y corto circuito.

*La topología Flyback supera los problemas mencionados anteriormente.*

El diseño de una fuente conmutada que incorpore la C.F.P. debe lograr:

- Por un lado, que la forma de onda de la corriente en su entrada tenga la misma forma senoidal del voltaje de entrada.
- Y por otro lado debe ser capaz de entregar los voltajes necesarios para alimentar un equipo.

En el diseño de las topologías PWM de una sola etapa, como se muestra en la **figura 6.1**, ofrece mejores características para su utilización aquellas que por su configuración facilitan su implementación con aislamiento galvánico, como lo es el caso del convertidor Flyback, este convertidor ofrece algunas ventajas: Simplicidad y menor costo en (comparación con un diseño de dos etapas).

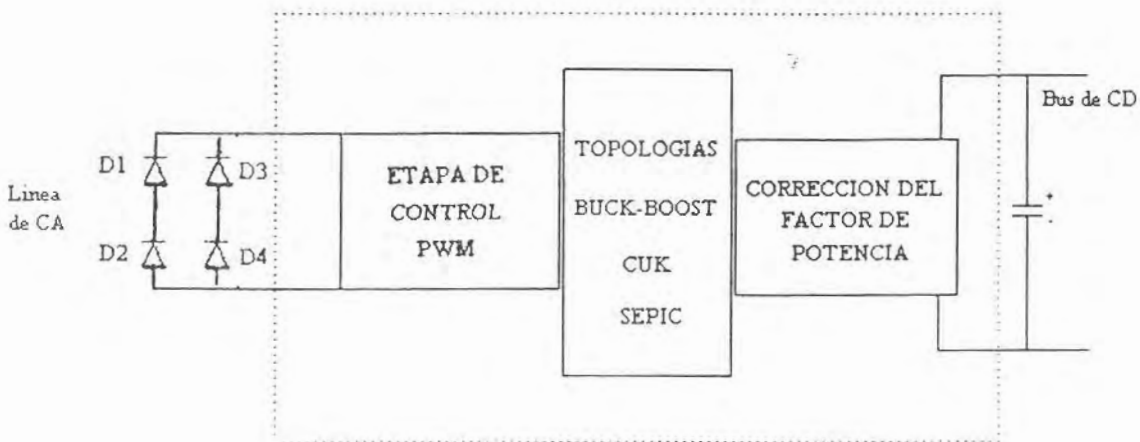
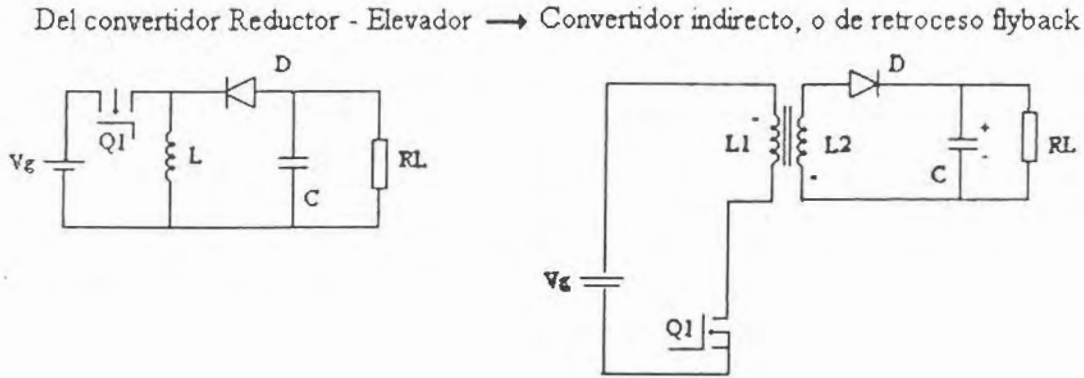


FIGURA 6. 1 Fuente conmutada con corrección del FP en una etapa.

Esta topología corrige de manera natural el factor de potencia al trabajar en Modo de Conducción Discontinuo, permitiendo que el lazo de retroalimentación de voltaje en modo seguidor de tensión sea bastante sencillo.

### 6.3 Teoría del funcionamiento del convertidor Flyback orientado a la corrección del factor de potencia en modo de conducción discontinuo.

Como anteriormente se mencionó, de las topologías que corrigen el factor de potencia sin aislamiento galvánico se derivan las topologías que corrigen factor de potencia con aislamiento galvánico, que es el caso de la topología Flyback, misma que se muestra en la **figura 6.2**.



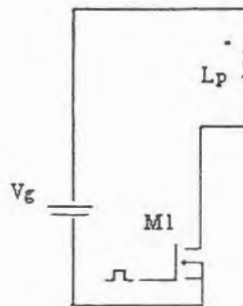
**FIGURA 6. 2** Convertidor Flyback.

El funcionamiento de este convertidor lo vamos a dividir en dos modos:

Modo I.

· Cuando el transistor se activa, como se muestra en la **figura 6.3**, el devanado primario almacena energía proporcional al voltaje de entrada, como se muestra en la **figura 6.5a**.

El diodo se encuentra polarizado inversamente con respecto a el devanado primario y toda la corriente de carga de salida es suministrada por el capacitor.

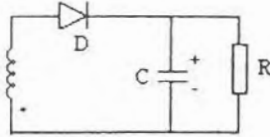


**FIGURA 6. 3** Circuito que se forma cuando el transistor está activado

Modo II.

Como el transistor se encuentra desactivado como se ilustra en la **figura 6.4**, la corriente almacenada en el devanado primario es transferida a el devanado secundario.

Con el transistor desactivado el devanado secundario es positivo con respecto a el resto del circuito y la corriente en el devanado secundario cae linealmente hasta cero a través del diodo como se muestra en la **figura 6.5b**.



**FIGURA 6. 4** Circuito que se forma cuando el transistor está desactivado.

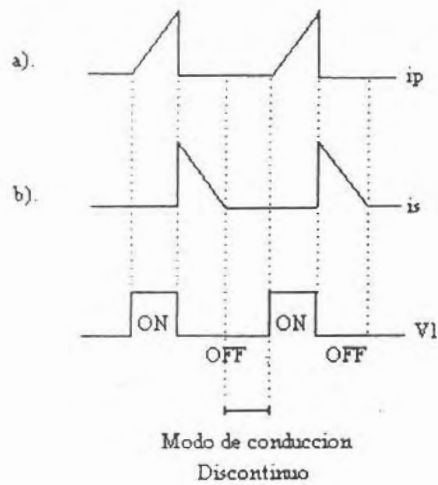
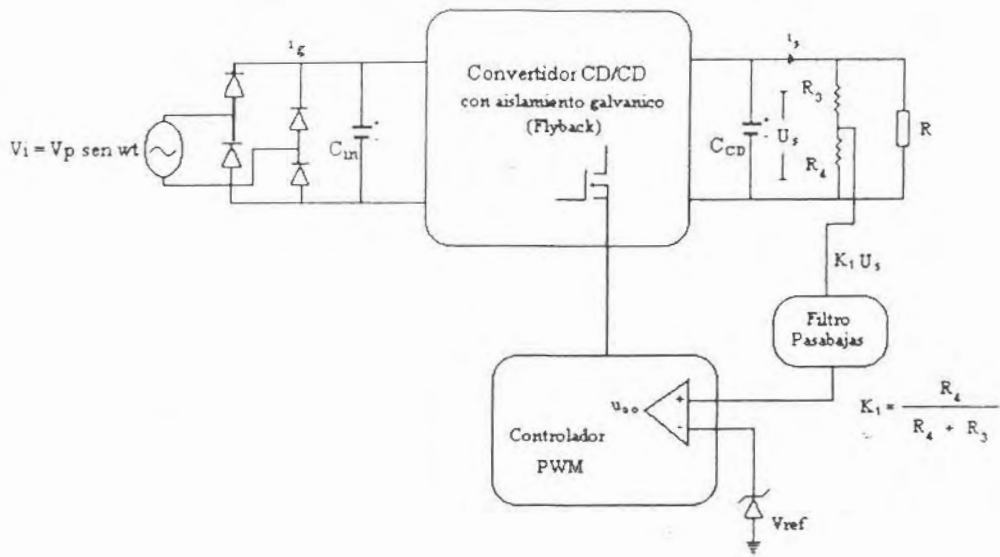


FIGURA 6. 5 Circuito y señales asociadas al convertidor Flyback en modo de conducción discontinuo.

Este convertidor tiene la característica de operar de dos formas:

- Modo de conducción continuo.
- Modo de conducción discontinuo.

como se muestra en la figura 6.6.



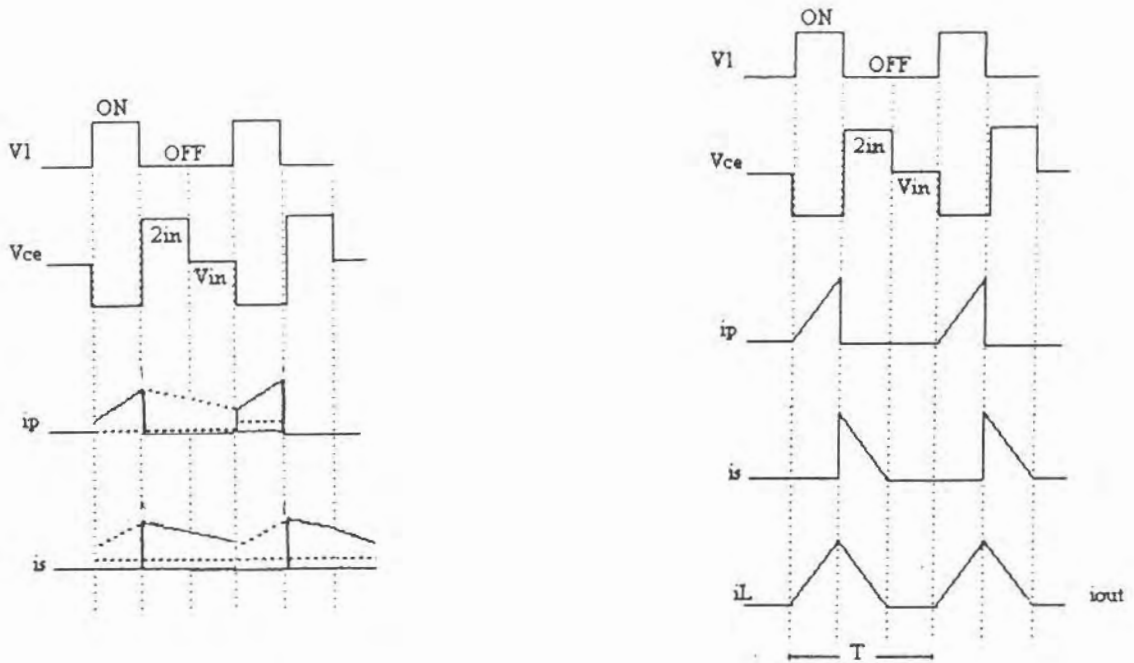


FIGURA 6. 6 Señales asociadas al convertidor Flyback

## 6.5 Modos de operación del transformador del convertidor Flyback

Como anteriormente se mencionó, el convertidor Flyback tiene dos modos de operación: Modo de Conducción Continuo y Modo de Conducción Discontinuo.

Estos dos modos de operación en el transformador del Flyback, son posibles de realizar.

1. *Transferencia de energía completa.* Es cuando toda la energía almacenada en el devanado primario del transformador es transferida al devanado secundario antes de que el transistor se vuelva a activar o se inicie el próximo ciclo.

Este modo de operar puede llamarse *modo de conducción discontinuo del transformador*. Como se muestra en la **figura 6.7a**.

2. *Transferencia de energía incompleta.* Es cuando no toda la energía almacenada en el devanado primario, es transferida al devanado secundario, antes de que el transistor inicie el próximo ciclo.

Este modo de operar puede llamarse *modo de conducción continuo del transformado*. Como se muestra en la **figura 6.7b**.

En este caso, una inductancia alta es necesaria en el devanado primario para la activación de este modo de operación.

Entonces el volumen de la transferencia de energía incompleta será mas grande que el volumen de la transferencia de energía completa.

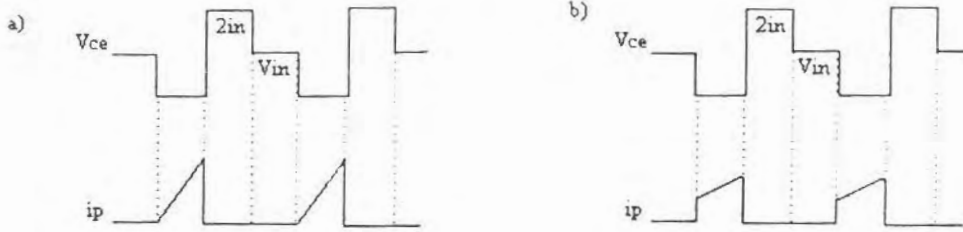


FIGURA 6. 7 Señales de los modos de operación del Transformador Flyback. a) Transferencia de energía completa. b) Transferencia de energía incompleta

### 6.7 DISEÑO DEL CONVERTIDOR FLYBACK EN MODO DE CONDUCCIÓN DISCONTINUO.

#### 6.7.1 Justificación del diseño.

La topología Flyback con un solo transistor, como se muestra en la **figura 6.8** ofrece las siguientes ventajas:

1. Al ser el transformador el único elemento reactivo presente en esta topología, la interacción de los flujos magnéticos de el devanado secundario, ayuda a lograr cierto nivel de regulación de los voltajes de salida no controlados.
2. El transistor presente está referido a tierra.
3. Solo se requiere un diodo y un capacitor de filtrado de salida.

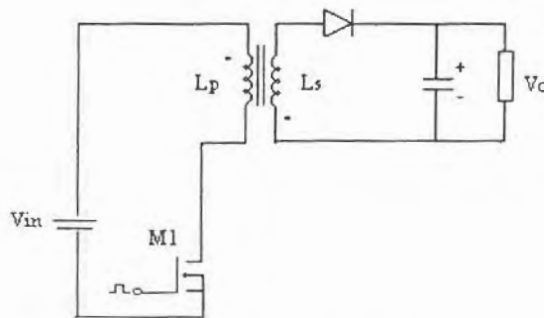


FIGURA 6. 8 Topología Flyback con un solo transistor.

El voltaje máximo que debe soportar el transistor de potencia en esta topología es:

$$VDS_{max} = V_{in} + nV_o \quad (6-1)$$

Y la corriente pico a través del transistor, en función de la potencia de salida ( $p_{out}$ ) es la siguiente:

$$I_{pp} = \frac{2p_{out}}{V_{inmin} \delta_{max}} \quad (6-2)$$

### 6.7.2 Características de operación

Resumiendo los objetivos propuestos para el proyecto, los convertidores contarán con las siguientes características de operación.

1. El voltaje de alimentación estará comprendido entre 90 - 130 VCA.
2. El voltaje de salida deberá de ser 48V CD.
3. La potencia máxima que podrá proporcionar el convertidor será de 50W.
4. El factor de potencia (FP) visto desde la línea de alimentación de CA debe ser mayor a 0.9 y la distorsión armónica total menor al 30%.
5. La frecuencia de operación será de 100KHz, lo cual implica que el periodo de conmutación  $T_s$  será igual a  $10\mu s$ .

### 6.7.3 Cálculo de los elementos del convertidor.

De las especificaciones anteriores, se puede calcular la impedancia de carga que se conectara a la salida del convertidor y, por ley de OHM.

$$V = IR \quad \text{e} \quad I = \frac{P}{V}$$

Donde

P es la potencia, en Watts.

V es el voltaje, en Volts.

I es la corriente, en Amperes.

Por lo tanto

*La máxima impedancia de carga que podrá conectarse al convertidor será:*

$$R_{lmax} = \frac{V^2}{P_{max}} \quad , \quad R_{lmax} = \frac{48^2}{50w} = 46,08\Omega$$

Por otra parte, cabe señalar que el convertidor debe funcionar siempre con una impedancia de carga, y se recomienda que su valor mínimo se determine a la décima parte de la potencia que pueda proporcionar la topología, de manera que:

$$R_{lmin} = \frac{V^2}{P_{min}}$$

donde

$$P_{min} = \frac{P_{max}}{10}, \quad P_{min} = \frac{50}{10} = 5watts$$

Por lo tanto,

$$R_{lmin} = \frac{(V_o)^2}{P_{min}} \quad R_{lmin} = \frac{48^2}{5w} = 460.8\Omega$$

#### 6.7.4 Comprobación del modo de conducción discontinuo para el convertidor Flyback.

Aplicando la ecuación (5.14) del capítulo 5, para comprobar que el convertidor opera en modo de conducción discontinuo se tiene:

$$K_a > K'_{critmin}$$

$$K_a = \frac{2L}{RT}$$

$$K_a = 0.986$$

$$K_a > \frac{1}{2(M+n)^2} \quad \text{donde} \quad K'_{critmin} = \frac{1}{2(M+n)^2} = 0.107$$

El elemento principal del convertidor Flyback con un sólo transistor, es el transformador, debido a que es el encargado de incorporar el aislamiento galvánico requerido y además proporciona los voltajes de salida deseados. Por lo tanto, a continuación se describen los aspectos críticos del diseño de dicho transformador.

### 6.7.5 Diseño del transformador del convertidor Flyback, Modo Transferencia de Energía Completa (modo de conducción discontinuo).

En el transformador se debe determinar una potencia de salida dada en Watts, la energía que transfiere al convertidor Flyback, el voltaje de CD que administra y el amperaje de salida con el rango de operación del voltaje de entrada con el que este opera [8].

Asumiendo que el convertidor en este caso tiene un ciclo de trabajo de 0.45 para evitar que el núcleo del transformador se sature y proponiendo un voltaje de rizo de salida de 20 Volts, entonces el voltaje de entrada de corriente alterna antes de la rectificación es:

$$V_{in\ min} = 90 * 1.4 - 20 = 106\ Vcd.$$

La corriente pico del devanado primario está dada por:

$$I_{pp} = \frac{2p_{out}}{V_{in\ min} \delta_{max}} = \frac{2 \times 50}{106 \times 0.45} = \frac{100}{47.7} = 2.09\ Amp$$

donde  $\delta$  Es el ciclo de trabajo máximo.

La razón del voltaje de entrada (K) es de la siguiente manera:

$$K = \frac{V_{in\ max}}{V_{in\ min}} = \frac{182\ Vcd}{106\ Vcd} = 1.71 \approx 2$$

Como el convertidor varía en el voltaje de entrada desde  $V_{in\ min}$  a  $V_{in\ max}$  tenemos:

$$\begin{aligned} \delta_{min} &= \frac{\delta_{max}}{(1 - \delta_{max})K + \delta_{max}} \\ \delta_{min} &= \frac{0.45}{(1 - 0.45)2 + 0.45} \\ \delta_{min} &= \frac{0.45}{(0.55)2 + 0.45} \\ \delta_{min} &= \frac{0.45}{1.1 + 0.45} \\ \delta_{min} &= \frac{0.45}{1.55} = 0.29 \end{aligned}$$

Entonces el convertidor deberá operar sobre un rango de  $0.29 < \delta < 0.45$ .

Cálculo de la inductancia del devanado primario del transformador Flyback.

$$L_p = \frac{R_{\min} \times \delta_{\max}}{4 \left[ \frac{1 + nV_o}{V_{\min}} \right]}$$

$$L_p = 92.55 \mu\text{H}$$

Cálculo de la bobina, escoger un diseño con un valor de densidad de corriente de 400c.m./A para el alambre magneto de la bobina.

La corriente pico del devanado primario es 2.09Amp

$$400\text{c.m./A} \times 2.09\text{Amp.} = 836\text{c.m.}$$

Tenemos el área de 836c.m. que corresponde al calibre AWG No. 21, cuyo diámetro  $D=0.0314\text{m.m.}$ , según la tabla de especificaciones el diámetro para el alambre magnético de los devanados es:

$$D=0.0314\text{in}$$

$$\beta_{\max} = 1000\text{G}, 100^\circ\text{c} \rightarrow 100\text{Khz}$$

El convertidor tiene 1.04Amp. de salida a 400c.m/A.

Un alambre de  $1.04 \times 400 = 416\text{c.m.}$  Se requieren de 4 alambres en paralelo para evitar pérdidas debido al efecto skin, lo cual corresponden AWG No.24

Para seleccionar el tamaño mínimo del núcleo se tiene la siguiente ecuación:

$$A_e \times A_c = \frac{25.32 * L_p * I_{pp} * D^2 * 10^4}{\beta_{\max}} \quad \text{c.m}^3$$

donde

$\beta_{\max}$  es la densidad de flujo máximo, densidad que se ocupara para la selección del tamaño del núcleo.

$A_e$  es el área de la bobina

$A_c$  es el área del núcleo de la bobina.

$D$  es el diámetro del alambre aislado.

Los valores de  $A_e$  área de la bobina y  $A_c$  área del núcleo de la bobina, son tomados de un núcleo de material de ferrita 3C85. Según la frecuencia de operación se utiliza un núcleo, es decir, un núcleo de material de ferrita 3C85 de acuerdo con el manual de ferritas Phillips, presenta un buen comportamiento sin pérdidas importantes hasta 200 KHz, además de una permeabilidad alta, lo cual permitirá una reducción del tamaño de los inductores. La geometría del núcleo será un RM12, el cual es recomendable para realizar inductores, tanto para transferencia de energía, como para filtrado además de que presentan una baja radiación de EMI-RFI

$$A_c \times A_e = \frac{((25.32)(L_p)(I_{pp})(D))^2}{1000} 10^8$$

$$A_c \times A_e = \frac{((25.32)(0.228 \times 10^{-3})(2.09)(0.0314))^2}{1000} 10^8$$

$$A_c \times A_e = \frac{((0.012065486)(0.00098596))}{1000} 10^8$$

$$A_c \times A_e = \frac{(0.000011896)}{1000} 10^8$$

$$A_c \times A_e = 1.18 \text{cm}^3$$

La longitud del gap la podemos calcular:

$$L_G = \frac{\{(0.4 \times \pi)(L_p I_{pp}^2)\} 10^8}{A_e \beta_{max}^2}$$

$$L_G = \frac{\{(0.4 \times 3.14)(0.228 \times 10^{-3})(2.09)^2\} 10^8}{(1.46)(1000)^2}$$

$$L_G = \frac{(0.001192896)10^8}{1460000}$$

$$L_G = \frac{1.19 \times 10^5}{14.60 \times 10^5} = 0.08 \text{cm}$$

El cálculo del número de vueltas del devanado primario es de la siguiente manera:

$$N_p = \frac{\beta_{max} L_G}{4\pi I_{pp}}$$

$$N_p = \frac{(1000)(0.08)}{(4 \times 3.14)(2.09)} = \frac{80}{2.62}$$

$$N_p = 31 \text{ Vueltas}$$

Otra forma para obtener el número de vueltas del devanado primario

$$N_p = \frac{(L_p I_{pp}) 10^8}{A_e \beta_{max}}$$

$$N_p = \frac{((0.22 \times 10^{-3})(2.09)) 10^8}{1.46 \times 1000}$$

$$N_p = \frac{(0.0004598) 10^8}{1460}$$

$$N_p = 31.49 \text{ vueltas.}$$



El cálculo del número de vueltas del devanado secundario es:

$$N_s = \frac{N_p (V_{out} + V_D)(1 - \delta_{max})}{V_{inmin} \times \delta_{max}}$$

$$N_s = \frac{32(48 + 1)(1 - 0.45)}{106 \times 0.45}$$

$$N_s = \frac{32(49)(0.55)}{47.7}$$

$$N_s = \frac{862.4}{47.7}$$

$$N_s = 18 \text{ vueltas.}$$

#### 6.7.6 Cálculo del transistor de potencia.

Como se mencionó en el (Cap.1), el transistor BJT presenta severas desventajas con respecto a un transistor Mosfet, más aún tomando cuenta a la frecuencia de operación con la que el convertidor opera, por esta razón se elige un Mosfet como elemento de conmutación para esta topología.

Es conveniente calcular los valores de voltaje y corriente máximos a los cuales estará sometido este dispositivo, la corriente pico a través del devanado primario del transformador es la misma que circula a través del transistor de potencia de este convertidor, por lo tanto puede ser calculada utilizando la ecuación (6-2).

$$I_{pp} = \frac{2p_{out}}{V_{inmin} \delta_{max}}$$

Para el caso cuando el transistor está apagado, su valor es máximo, será aproximadamente el doble del valor del voltaje de entrada. De esta manera, cuando este voltaje de entrada es máximo ( $V_g$ ) el voltaje drenaje-fuente será:

$$V_{DSmax} = V_{in} + nV_o$$

### 6.7.7 Cálculo del capacitor de salida.

El cálculo del capacitor depende prácticamente del nivel de voltaje de rizo que se admite en el nivel DC de salida.

Así como la frecuencia de conmutación de manera mas especifica, el valor del condensador se puede determinar de la siguiente manera:

$$\Delta V_o = \frac{V_o}{2wRC}$$
$$w = 2\pi f$$

$$\Delta V_o = \frac{V_o}{4\pi \times (60)RC}$$

$$C_{out} = \frac{V_o}{4\pi \times 60 \times R \times V_r}$$

$$C_{out} = \frac{48}{4\pi \times 60 \times 46.08 \times 2 \text{Volts}}$$

$$C_{out} = 690 \mu f$$

Como sabemos

R.es la resistencia de carga.

$V_r$  es el nivel de voltaje de rizo a la salida.

$V_o$  es el voltaje de salida.

### 6.7.8 Diseño de la etapa de control.

#### *Compensación de voltaje.*

Una característica muy importante de este tipo de control consiste en que el lazo de retroalimentación debe ser diseñado de tal forma que el sistema en su totalidad sea estable; para lograr esto se debe realizar lo siguiente:

- Graficar la función de transferencia del control con respecto a la salida del modulador PWM en un diagrama de Bode.
- Posteriormente, se deben determinar la frecuencia a la que se tiene una ganancia unitaria y el margen de fase deseado. Se recomienda que la frecuencia de cruce a ganancia unitaria se elija a un cuarto del valor de la frecuencia de conmutación. El margen de fase es la diferencia de

fase entre el corrimiento actual y  $360^\circ$  cuando la ganancia es unitaria, por lo que se recomienda se tenga un margen de fase de  $60^\circ$  como máximo, lo cual permitirá una buena respuesta en estado transitorio [1].

- Por ultimo, al combinar la ganancia del amplificador de error con la ganancia del modulador PWM se produce un cambio en la pendiente de la ganancia del sistema, cuando cruza la línea de ganancia unitaria a la frecuencia establecida anteriormente. Por esta razón, se recomienda que la pendiente de la ganancia del sistema en este punto cruce a  $20 \text{ dB/Dec.}$  ya que esto introduce de manera automática un crecimiento de fase de  $90^\circ$  y, que al combinarse con el corrimiento de fase de  $180^\circ$  producido por el amplificador inversor, se obtiene un cambio de fase de  $270^\circ$  con el que el margen de fase que resulta es de  $90^\circ$  y cuyo valor no se encuentra por debajo del valor máximo. En cambio si cruzara a  $-40$  ó  $-60 \text{ dB/Dec.}$  el margen de fase estaría muy lejos del limite establecido y, por consiguiente, el sistema entraría en oscilación y probablemente podría destruirse.
- A este control se le asocia con circuitos PWM comunes, ya que estos utilizan la señal producida por el amplificador de error para generar un ancho de pulso proporcional, manteniendo la amplitud y la frecuencia fijas, para así lograr la regulación del sistema.
- Internamente, en estos circuitos integrados, el voltaje de error se compara con un voltaje en forma de rampa, el cual se obtiene por medio de un oscilador que trabajará a la frecuencia de conmutación que se desee, de tal forma que el ancho de pulso será proporcional a la cantidad de energía que se necesite transferir a la etapa de salida del sistema, así al cerrar el lazo de retroalimentación el sistema se mantiene estable, garantizando la estabilidad del convertidor con este tipo de control.

Una de las principales características del convertidor Flyback, es que en su etapa de salida se forma un circuito de primer orden, en el cual tenemos un solo polo dominante en la respuesta en frecuencia de la topología.

Esto es importante considerarlo, ya que al cerrar el lazo de retroalimentación, el convertidor puede oscilar y destruirse, por lo que es necesario compensar el efecto causado por la naturaleza del convertidor.

Considerando lo anterior el filtro pasabajos es un circuito RC (filtro de primer orden).

donde

f -frecuencia de corte.

Frecuencia de corte de 2 o 3Hz

Proponiendo el valor del capacitor de  $0.1 \mu\text{f}$  el valor de la resistencia será:



$$R = \frac{1}{(2 \times \pi \times f \times C_c)}$$

$$R = \frac{1}{((2 \times 3.14)(2\text{Hz})(0.1\mu\text{f}))}$$

$$R = 0.8\text{M}\Omega$$

$$R = \frac{1}{((2 \times 3.14)(3\text{Hz})(0.1\mu\text{f}))}$$

$$R = 0.5\text{M}\Omega$$

Con la adición de este polo, la estabilidad del sistema está garantizada, ya que la pendiente de la ganancia es de -20 dB/Dec. Sin embargo, esto hace que la dinámica del convertidor sea muy lenta, ocasionando que al presentarse variaciones en el voltaje de entrada, el sistema tarde para adaptarse a las nuevas condiciones, pero con ello se garantiza que el sistema sea estable al cerrar el lazo de retroalimentación. (la frecuencia de corte es el elemento principal que alenta la dinámica del convertidor).

El control del lazo de tensión consiste de tres etapas, la primera crear una señal de error, la cual se obtiene comparando un voltaje de referencia, con una muestra del voltaje de salida que ha sido previamente compensada para mantener la estabilidad del control. La segunda consiste en limitar el ciclo de trabajo para asegurar que el convertidor no entre en modo de conducción continuo. Y la tercera es el modulador por ancho de pulso (PWM), el cual utiliza internamente la señal de error para compararla con una rampa para obtener así el ancho del pulso que manipulara al transistor de la topología.

El control del lazo de tensión se basa fundamentalmente de un circuito integrado ML4813 el cual esta diseñado para facilitar el modo de conducción discontinuo en el flyback además de utilizar modulación por ancho de pulso para el control de fuentes conmutadas. Este circuito nos permite programar la frecuencia de conmutación

La frecuencia de conmutación es presentada en el pin #16 en rampa como una forma de onda. Ver APENDICE B.

Para obtener la señal de error utilizaremos el circuito que se ilustra en la **figura 6.9**, en primer lugar, la red de muestreo (divisor de voltaje) formada por los resistores R1 y R2 se calcula para una señal de salida de 5.Volts cuando el voltaje de salida sea de 48 Vcd de salida por lo tanto:

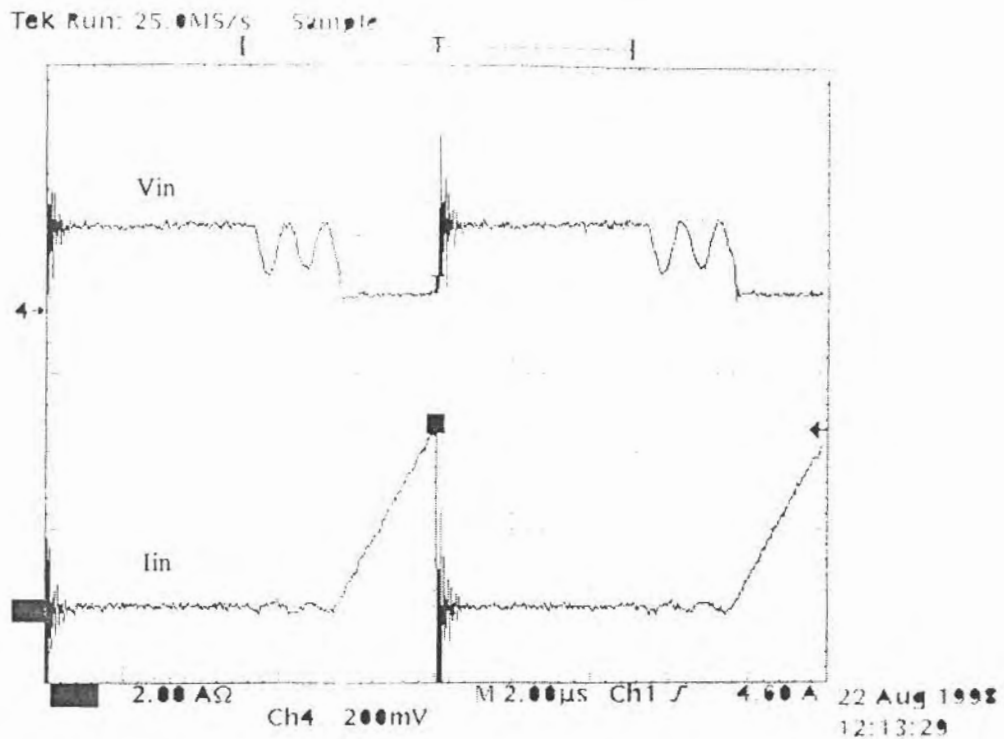


Figura 6.14 Formas de onda de tensión y corriente de entrada del MOSFET con un voltaje de entrada de 127 Vrms y un voltaje de salida de 48.00 a carga máxima.

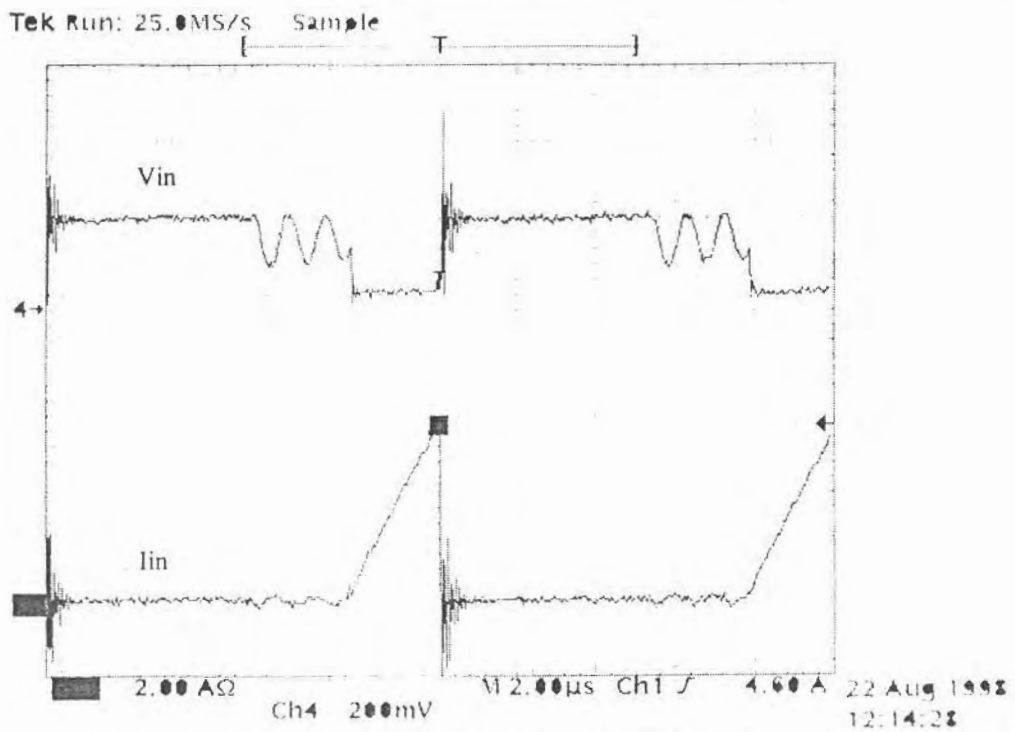


Figura 6.15. Formas de onda de tensión y corriente de entrada del MOSFET con un voltaje de entrada de 140 Vrms y un voltaje de salida de 48.7 a carga máxima.

### Valores de las potencias para obtener la eficiencia

Vo	Pot. de entrada.	Pot. de salida.	Eficiencia	Carga
90	14.5	11.31	78	230.4Ω
110	13.9	11.05	79.49	230.4Ω
127	14.32	11.40	80.85	230.4Ω
140	12.6	10.63	84.36	230.4Ω

Vo	Pot. de entrada.	Pot. de salida.	Eficiencia	Carga
90	28.3	24.8	87.63	92.16Ω
110	28.04	24.60	87.73	92.16Ω
127	28.12	24.69	87.80	92.16Ω
140	27.2	24.24	89.11	92.16Ω

Vo	Pot. de entrada.	Pot. de salida.	Eficiencia	Carga
90	55.6	49.05	88.21	46.08Ω
110	57.5	50.99	88.67	46.08Ω
127	57	53.02	89.33	46.08Ω
140	57	53.02	93.28	46.08Ω

Señales que nos muestra la potencia de entrada, con un voltaje de entrada de 127Vrms y una carga de 230.4Ω

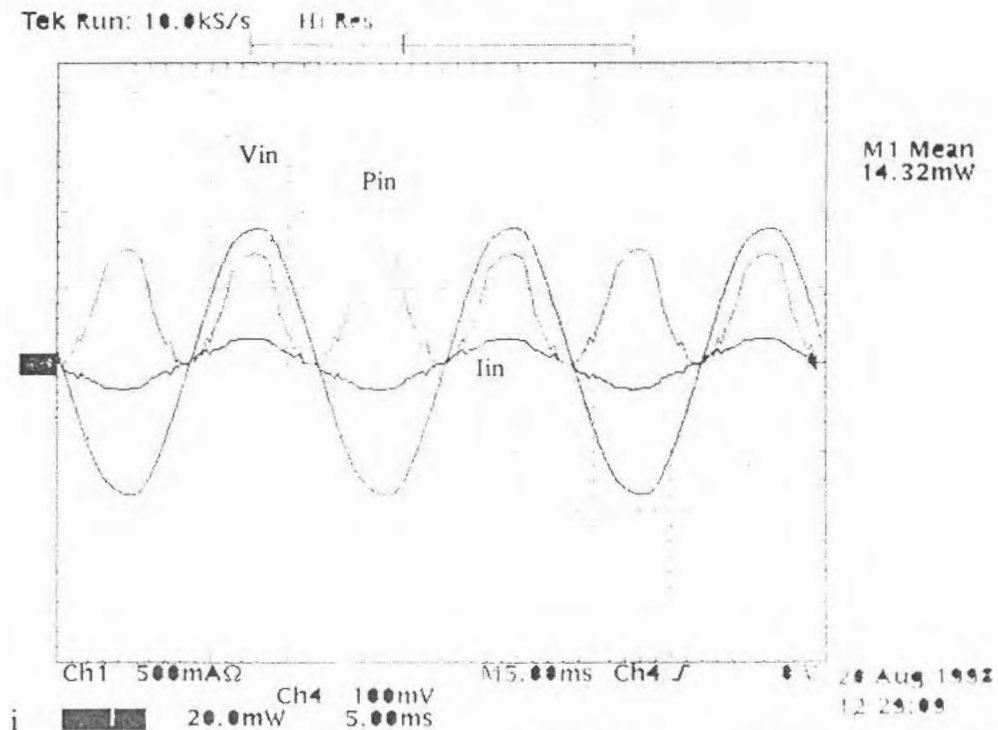
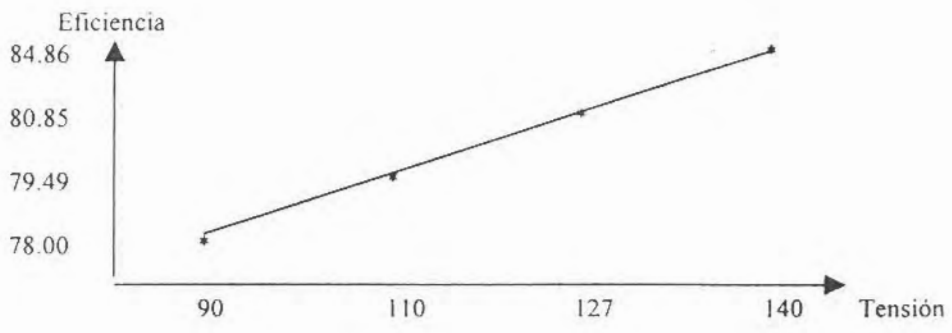
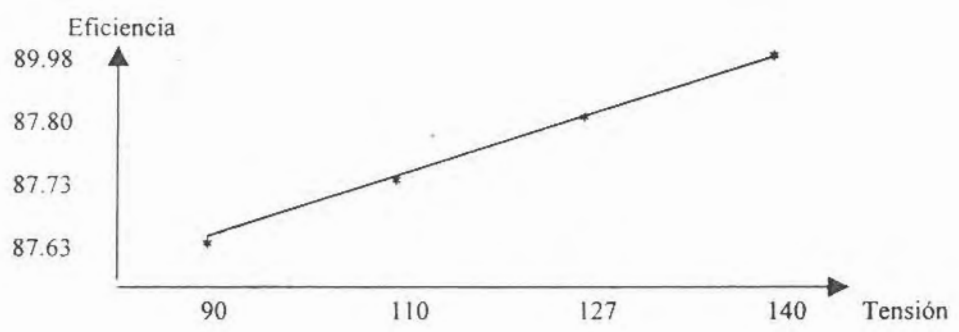


Figura 6.16 Muestra la multiplicación de voltaje y corriente de entrada dando como resultado la potencia de entrada de 14.32W

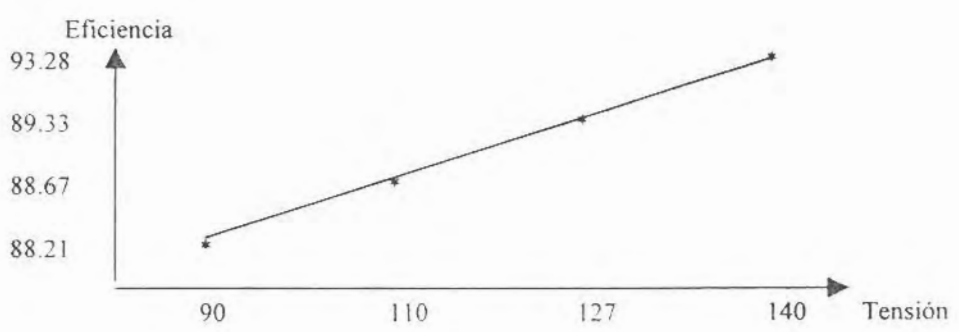
Gráficas del comportamiento de la eficiencia con respecto a la variación del voltaje de entrada según los datos obtenidos en las tablas anteriores.



Carga de  $230.4\Omega$   
 $P_o=10W$



carga de  $92.16\Omega$   
 $P_o=25W$



Carga de  $46.08\Omega$   
 $P_o=50W$

### 6.8.3 Eficiencia

La potencia de entrada se calculó a través de un osciloscopio digital tektronix, en donde se puede hacer la multiplicación de las señales facilitando los cálculos.

La potencia de salida se calculó de la siguiente manera. La salida de la fuente de la punta de corriente se conectó a el canal 4 del osciloscopio digital H.P y la punta de corriente se conectó a la carga, como la corriente vista en el osciloscopio se encuentra a una escala y la punta de corriente tiene un amperaje por decir 0.1 o 0.5 se multiplica el amperaje de la punta de corriente por la corriente vista en el osciloscopio pero quitando la escala y de esta manera obtenemos corriente de salida, a través de un multímetro se obtiene el voltaje de salida y el producto de estos dos valores nos da el valor de la potencia de salida.

Por lo tanto la eficiencia que se obtiene es el cociente de la potencia de salida por la potencia de entrada, es decir:

$$n = \frac{P_o}{P_i}$$

### 6.8.4 Comportamiento de la Distorsión Armónica y el Factor de potencia.

En las tablas 6.1, 6.2, 6.3, se muestra la distorsión armónica para distintas condiciones de carga y tensión, al igual que el factor de potencia, en ellas se observa que los mejores resultados obtenidos son a plena carga, cabe mencionar que en el caso de aumentar la carga el peor de los resultados con respecto a el Factor de Potencia fue de .9930.

Al modificar el valor de la resistencia de carga y variando continuamente el voltaje de línea por medio del variac, el comportamiento del convertidor mejora conforme disminuye la carga. Existe una observación importante, el ángulo de defasamiento es nulo a cualquiera de las cargas y diferentes tensiones con las que se trabaja y el factor de potencia no alcanza valores iguales a la unidad, debido a la presencia de la distorsión armónica.



**Tabla 6.1** Resultados del Flyback de factor de potencia y de distorsión armónica en modo de conducción discontinuo a 25 watts de salida

VOLTAJE DE ENTRADA		90	110	130	140
VOLTAJE DE SALIDA		48.08	48.76	48.25	49.5
FUNDAMENTAL	60	.067	.055	.047	.043
3°	180	.002	.0008	.001	.001
5°	300	.002	.002	.001	.001
7°	420	.002	.001	.001	.0003
9°	540	.0002	.001	.0003	.001
11°	660	.001	.0007	.0002	.0002
13°	780	.0001	.001	.0005	.0007
15°	900	.0007	.006	.0008	.0003
17°	1020	.0008	.0004	.0003	.00007
19°	1140	.0003	.0002	.0003	.0001
21°	1260	.0007	.004	.0003	.0003
23°	1380	.0004	.0003	.0003	.0002
25°	1500	.003	.0002	.0003	.0002
27°	1620	.0001	.00001	.0001	.0003
29°	1740	.0003	.0004	.00005	.00003
31°	1860	.0003	.0003	.0001	.0002
33°	1980	.0009	.0001	.00007	.00005
DAT		7.45	14.16	4.51	4.66
F.D		.9980	.9910	.9990	.9990
$\eta$		87.63	87.73	87.80	89.98
$\theta$		0°	0°	0°	0°
F.P.		.9980	.9910	.9990	.9990

**Tabla 6.2** Resultados del Flyback del factor de potencia y la distorsión armónica en modo de conducción discontinuo a 50 watts de salida

VOLTAJE DE ENTRADA		90	110	130	140
VOLTAJE DE SALIDA		48.08	49.5	48.25	48.76
FUNDAMENTAL	60	.074	.048	.068	.044
3°	180	.001	.001	.001	.001
5°	300	.001	.001	.0002	.001
7°	420	.001	.001	.002	.0007
9°	540	.002	.0001	.002	.0003
11°	660	.001	.0003	.002	.0002
13°	780	.0004	.0003	.0007	.001
15°	900	.0005	.0003	.0007	.0003
17°	1020	.0009	.0003	.0003	.00005
19°	1140	.0003	.0003	.0001	.00007
21°	1260	.00005	.00008	.0008	.0003
23°	1380	.0007	.0002	.0009	.0002
25°	1500	.00005	.0005	.0001	.0001
27°	1620	.0007	.0003	.003	.0002
29°	1740	.0001	.00007	.0004	.00003
31°	1860	.0001	.00005	.0003	.0002
33°	1980	.0001	.00001	.0003	.0003
DAT		4.34	4.41	7.48	4.53
F.D		.9991	.9991	.9980	.9990
$\eta$		88.21	88.67	89.33	93.28
$\theta$		0°	0°	0°	0°
F.P.		.9991	.9991	.9980	.9990

**Tabla 6.3** Resultados del Flyback del factor de potencia y distorsión armónica en modo de conducción discontinuo a 5 watts de salida

VOLTAJE DE ENTRADA		90	110	130	140
VOLTAJE DE SALIDA		51.0	51.5	50.0	50.0
FUNDAMENTAL	60	.080	.073	.065	.061
3°	180	.008	.001	.001	.0003
5°	300	.004	.002	.001	.001
7°	420	.002	.001	.001	.0007
9°	540	.002	.001	.001	.001
11°	660	.001	.001	.001	.001
13°	780	.001	.0009	.001	.0009
15°	900	.001	.0005	.0009	.002
17°	1020	.0003	.0007	.0006	.001
19°	1140	.001	.0007	.0005	.0005
21°	1260	.001	.0004	.0002	.0008
23°	1380	.0006	.001	.0002	.00003
25°	1500	.0001	.0003	.0003	.0009
27°	1620	.0003	.00005	.0003	.001
29°	1740	.0003	.00005	.0001	.001
31°	1860	.001	.0001	.00009	.0007
33°	1980	.0009	.001	.00009	.0002
DAT		12.21	4.40	4.27	6.05
F.D		.9930	.9990	.9990	.9990
$\theta$		0°	0°	0°	0°
F.P.		.9930	.9990	.9990	.9990

La importancia de analizar cada una de las armónicas de la señal de corriente es porque estas son multiples de la fundamental y al sumarse ocasionan que esta señal de salida se distorsione.

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>OUTPUT</b>					
Output Low Voltage	$I_{OUT} = 10\text{mA}$		0.1	0.4	V
	$I_{OUT} = 200\text{mA}$		1.2	2.2	V
	$V_{CC} = 8\text{V}, I_{OUT} = 5\text{mA}$		0.1	0.8	V
Output High Voltage	$I_{OUT} = -20\text{mA}$	13	13.6		V
	$I_{OUT} = -200\text{mA}$	12	13.4		V
Rise/Fall Time	$C_L = 1000\text{pF}$		50		ns
<b>UNDERVOLTAGE LOCKOUT</b>					
Start-up Threshold		15	16.3	17.5	V
Shutdown Threshold		9	10.1	11.2	V
$V_{REF}$ Good Threshold			4.4		V
<b>SUPPLY</b>					
Start-up Current	$V_{CC} = 14\text{V}$		0.9	1.5	mA
Operating Current			20	30	mA
Shunt Regulator Voltage	$I_{CC} = 30\text{mA}$	25	30	34	V

Note 1: Limits are guaranteed by 100% testing, sampling, or correlation with worst-case test conditions.

Note 2:  $V_{CC}$  is raised above the UVLO start-up threshold, then returned to 15V.

# ML4813

## FUNCTIONAL DESCRIPTION

### OSCILLATOR

The ML4813 oscillator charges the external capacitor ( $C_T$ ) with a current ( $I_{SET}$ ) equal to  $5/R_T$ . When the capacitor voltage reaches the upper threshold, the comparator changes state and the capacitor discharges to the lower threshold through Q1. While the capacitor is discharging, Q2 provides a high pulse. See figure 2

The oscillator period can be described by:

$$t_{OSC} = t_{RAMP} + t_{DEADTIME} \quad (1)$$

where:

$$t_{RAMP} = \frac{C_T}{I_{SET}} \quad (2)$$

and:

$$t_{DEADTIME} = \frac{C_T}{8.4mA - I_{SET}} \quad (3)$$

A graph showing the relationship between  $R_T$ ,  $C_T$ , the oscillator frequency, and maximum duty cycle is given in Figure 1. A pulse of a duration shorter than  $t_{DEADTIME}$  from an external frequency source set to a higher frequency than  $f_{OSC}$  can be applied to pin SYNC to synchronize the oscillator.  $R_{SYNC}$  and  $C_{SYNC}$  shorten longer pulses, as shown in Figure 2.

### OUTPUT DRIVER STAGE

The ML4813 output driver is a 1A peak output high speed totem-pole circuit designed to quickly drive capacitive loads such as MOSFET gates. See Figure 3 for the output saturation characteristics for sourcing and sinking current.

### ERROR AMPLIFIER

The ML4813 error amplifier is a high open loop gain, wide bandwidth amplifier. See Figure 4 for the gain and phase plot.

### UN-COMMITTED OP-AMP

The ML4813 contains an uncommitted op amp which is normally configured as a differencing amplifier to sense the output voltage. The output voltage in the flyback configuration is not ground referenced. The op amp in the ML4813 is a PNP input amplifier similar to the LM324 but with an open emitter class A output stage.

### REFERENCE

The reference output voltage versus output current characteristic is shown in Figure 5.

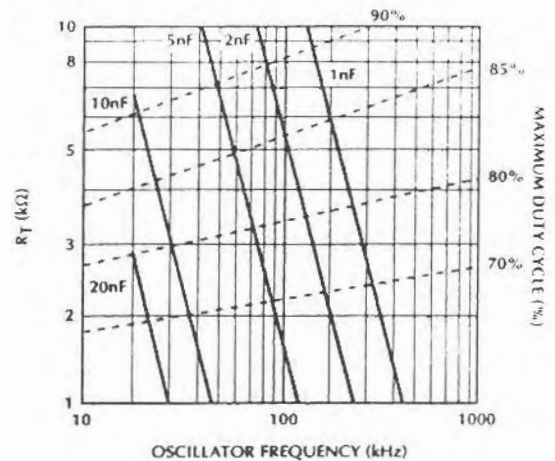


Figure 1. Oscillator Timing Resistance vs. Frequency

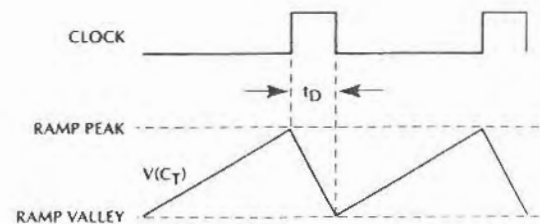
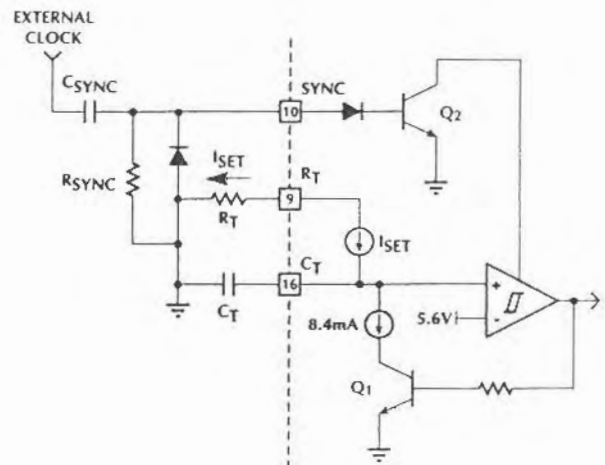


Figure 2. Oscillator Block Diagram

### UNDERVOLTAGE LOCKOUT

During power-up, the ML4813 is in its UVLO condition, with the output driver low and the quiescent current low. The ML4813 becomes operational when  $V_{CC}$  reaches 16V. When  $V_{CC}$  drops below 10V, the UVLO condition is re-imposed. During UVLO, the  $V_{REF}$  pin is off, making it usable as a "flag" for starting up a down-stream PWM converter.

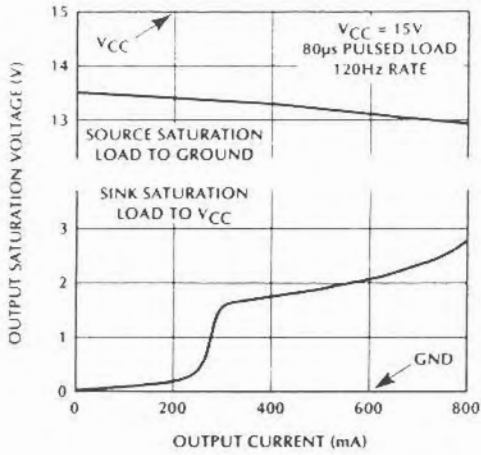


Figure 3. Output Saturation Voltage vs. Output Current

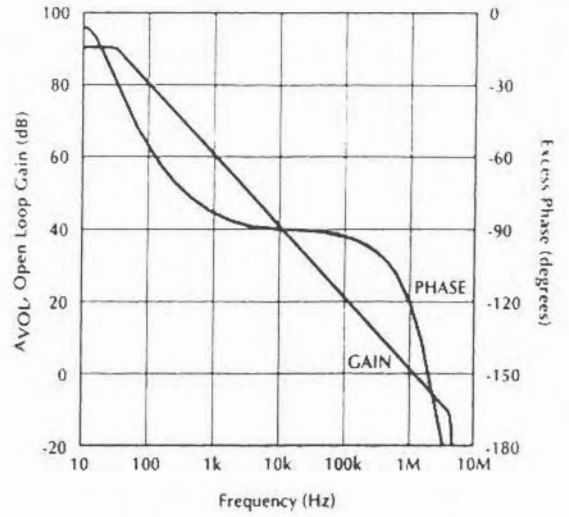


Figure 4. Error Amplifier Open Loop Gain and Phase vs. Frequency

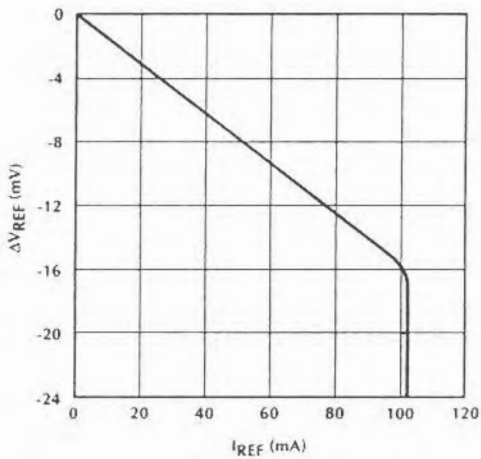


Figure 5. Reference Load Regulation vs. Output Current

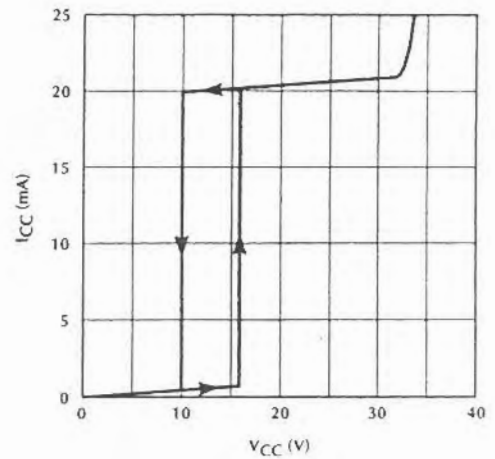


Figure 6. Supply Current vs. Supply Voltage

## APENDICE C.

Formas de onda de la corriente y tensión de entrada a carga máxima y una potencia de salida de 50W variando continuamente el voltaje de entrada desde 100Vrms hasta 140Vrms como se muestra en las Figuras A.1, A.2, A.3, A.4, observando que la corriente sigue la misma evolución de la tensión automáticamente, además de que ambas señales se encuentran en fase.

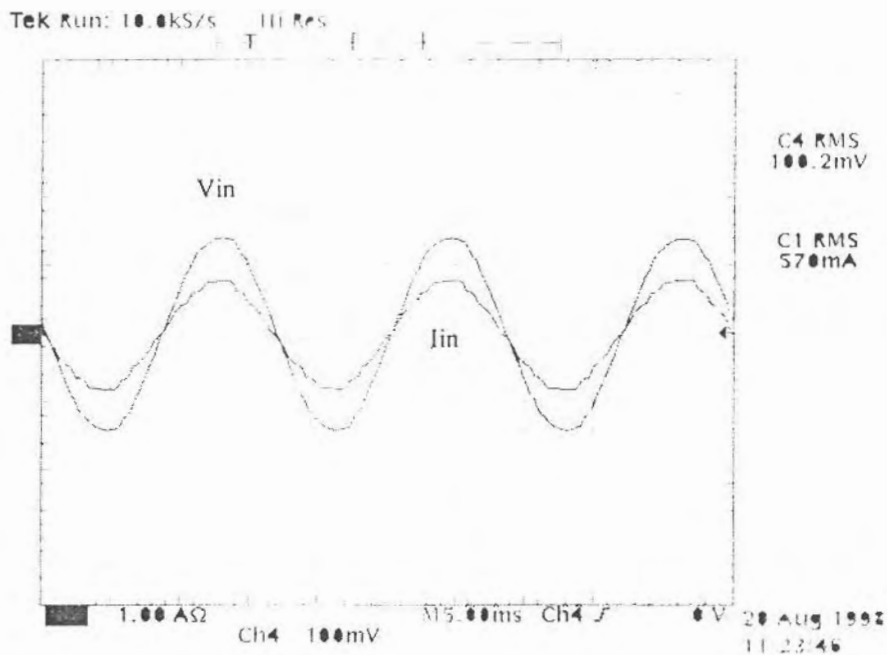


Figura A.1 Formas de tensión y corriente de entrada con una potencia de salida de 50W a 100Vrms

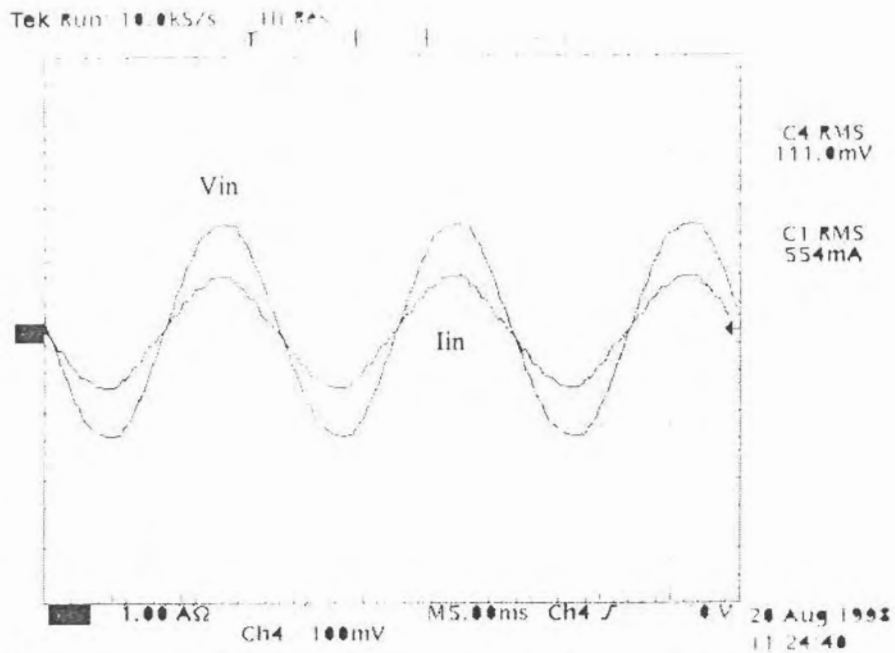


Figura A.2 Formas de tensión y corriente de entrada con una potencia de salida de 50W a 111 Vrms

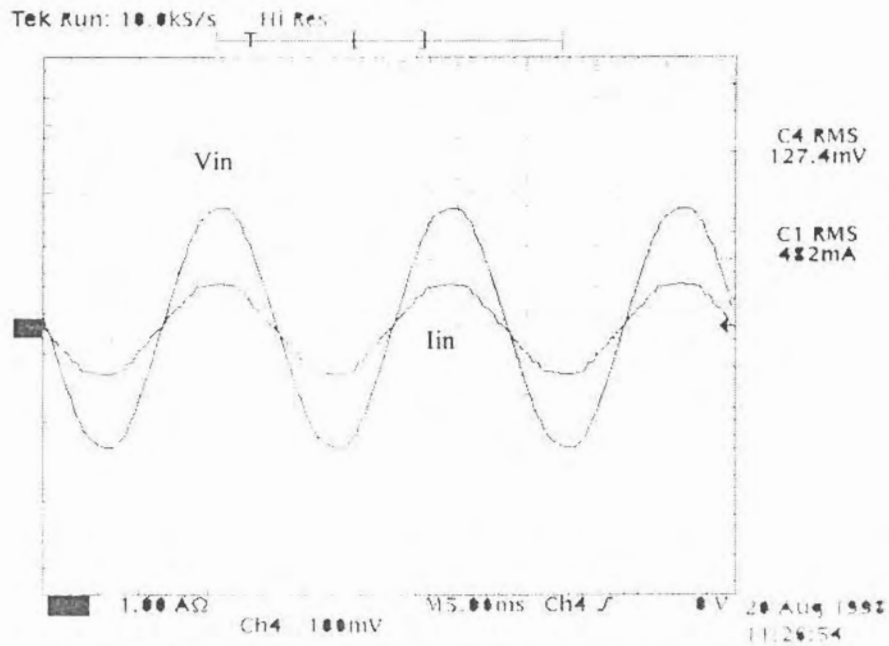


Figura A.3 Formas de tensión y corriente de entrada con una potencia de salida de 50W a 127Vrms



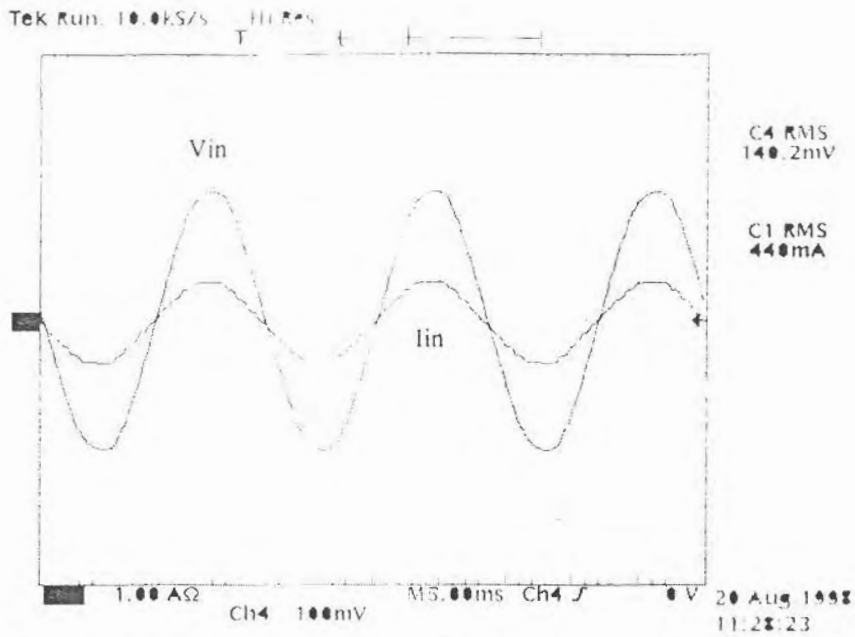


Figura A.4 Formas de tensión y corriente de entrada con una potencia de salida de 50W a 140Vrms

Formas de onda de la corriente y tensión de entrada con una carga de  $92.16\Omega$  y una potencia de salida de 25W variando continuamente el voltaje de entrada desde 100Vrms hasta 140Vrms como se muestra en las Figuras B.1, B.2, B.3, B.4, B.5, observando que la corriente sigue la misma evolución de la tensión automáticamente, además de que ambas señales se encuentran en fase.

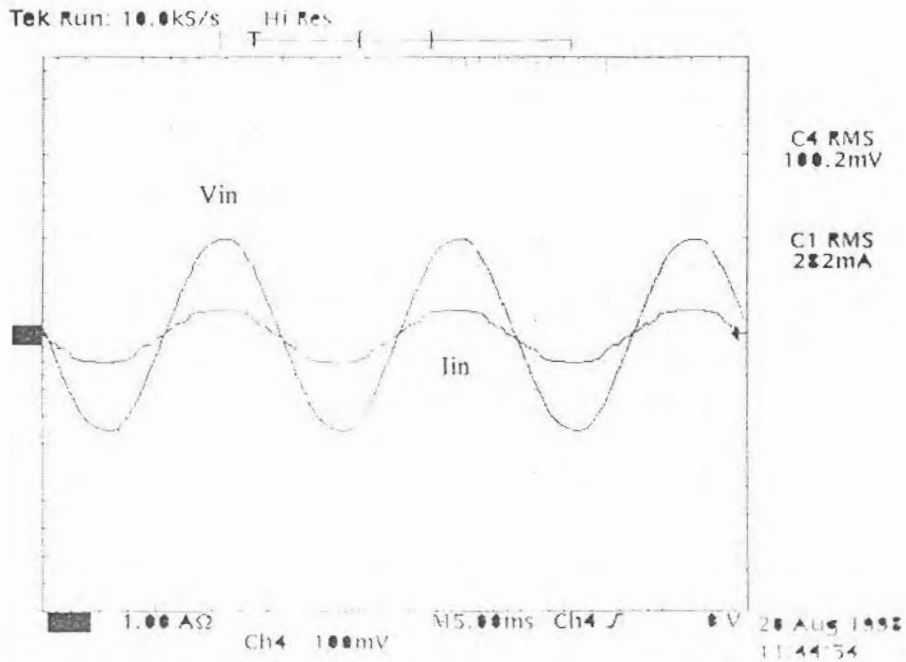


Figura B.1 Formas de tensión y corriente de entrada con una potencia de salida de 25W a 100.2Vrms

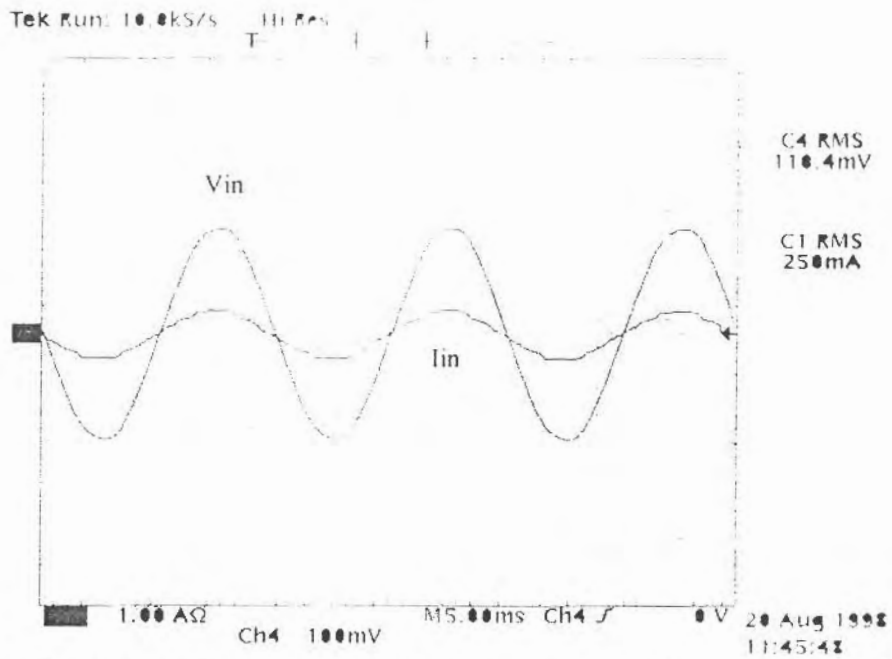


Figura B.2 Formas de tensión y corriente de entrada con una potencia de salida de 25W a 110.4Vrms

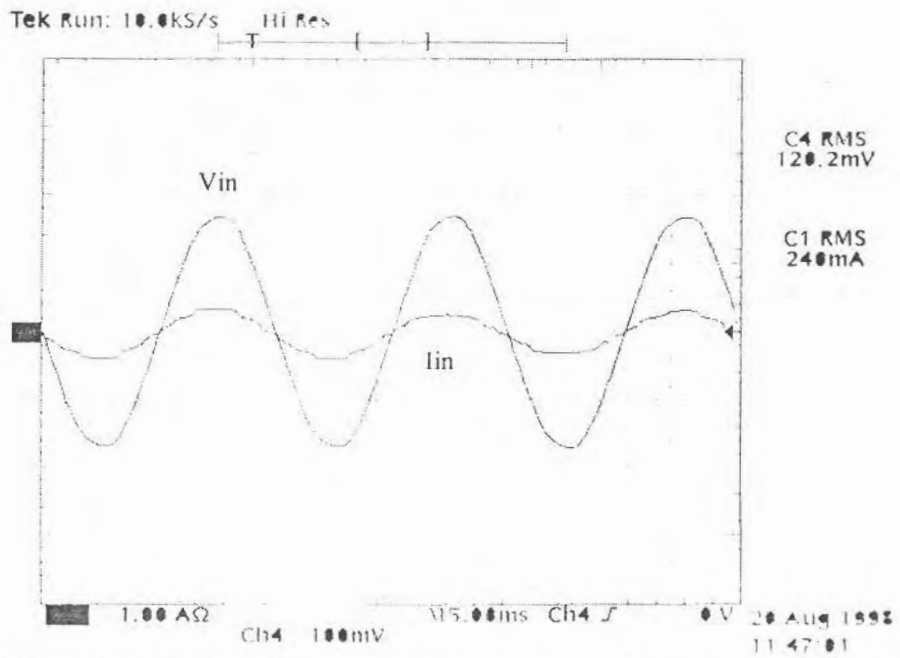


Figura B.3 Formas de tensión y corriente de entrada con una potencia de salida de 25W a 120.2Vrms

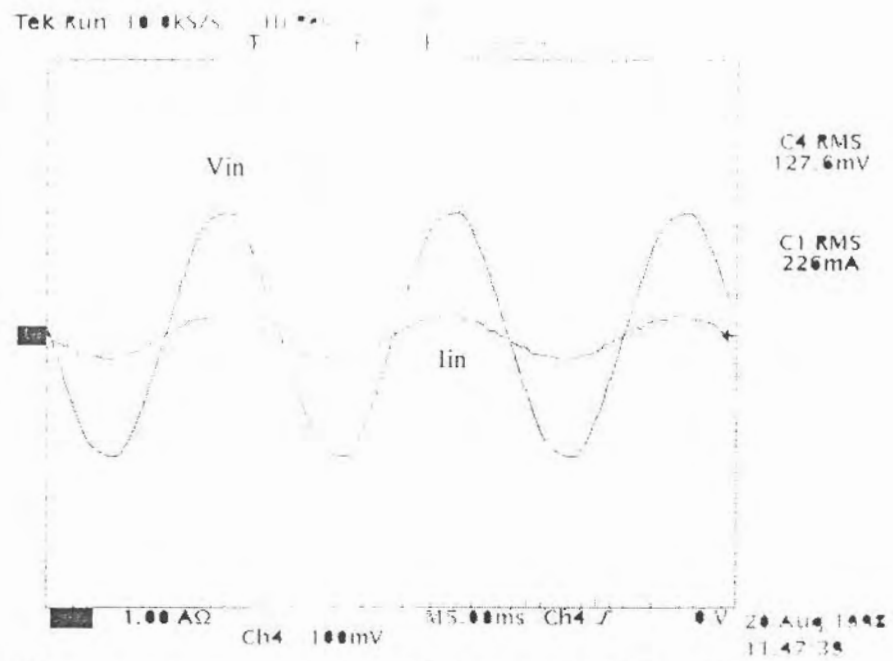


Figura B.4 Formas de tensión y corriente de entrada con una potencia de salida de 25W a 127.2Vrms

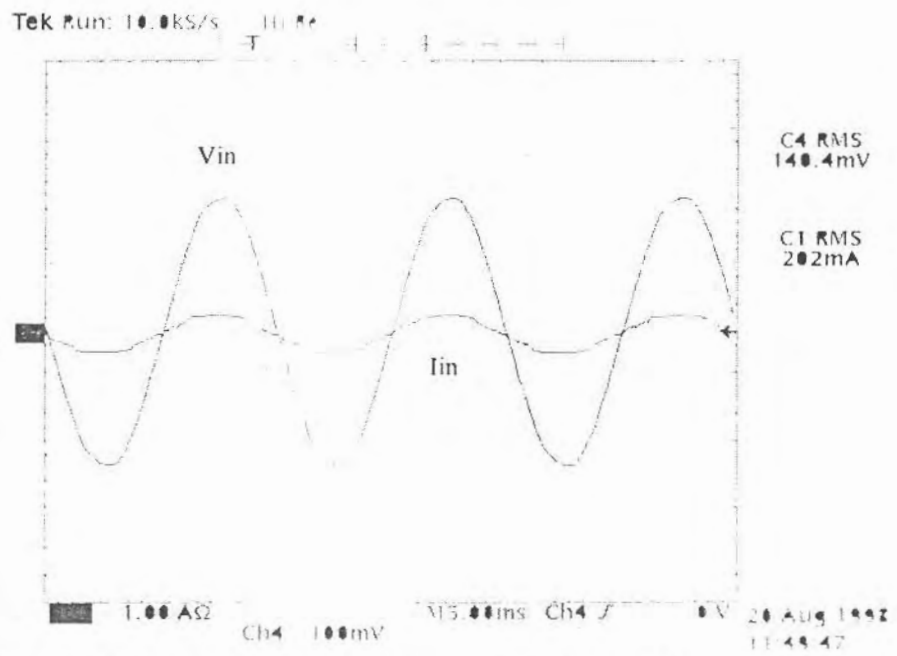


Figura B.5 Formas de tensión y corriente de entrada con una potencia de salida de 25W a 140.4Vrms

Formas de onda de la corriente y tensión de entrada con una carga de  $230.4\Omega$  y una potencia de salida de  $5W$  variando continuamente el voltaje de entrada desde  $100V_{rms}$  hasta  $140V_{rms}$  como se muestra en las **Figuras C.1, C.2, C.3, C.4, C.5**, observando que la corriente sigue la misma evolución de la tensión automáticamente, además de que ambas señales se encuentran en fase.

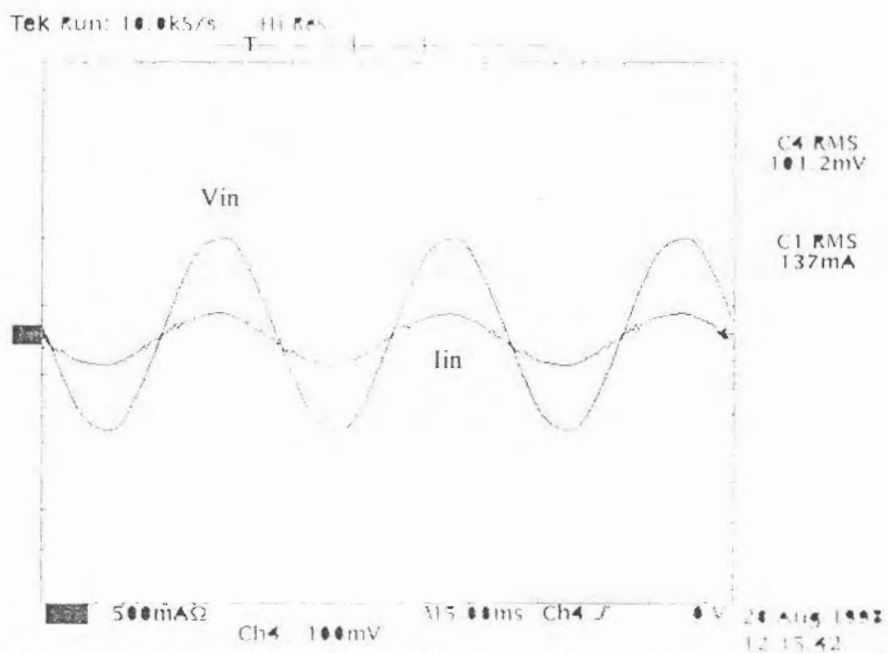


Figura C.1 Formas de tensión y corriente de entrada con una potencia de salida de  $5W$  a  $101.2V_{rms}$

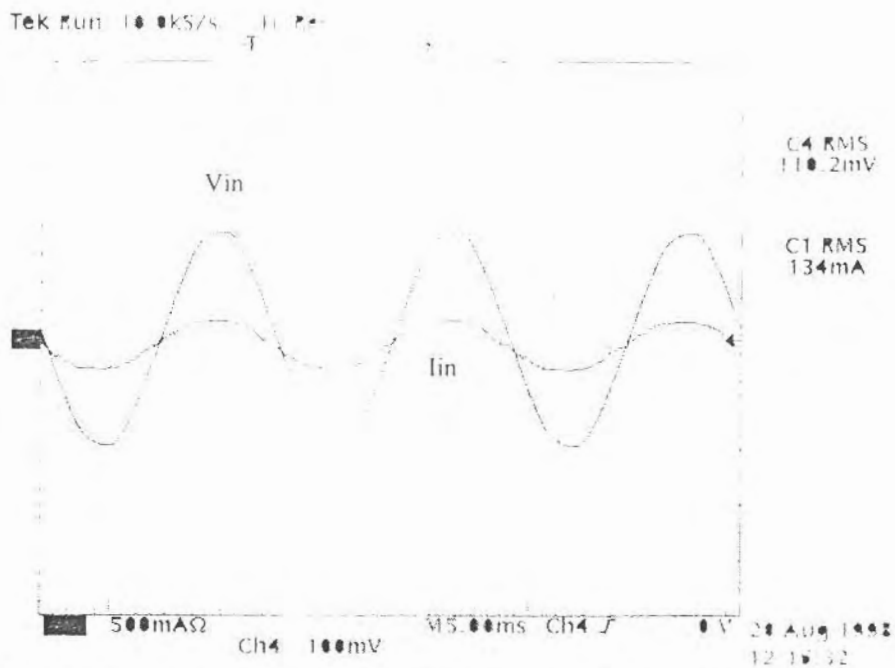


Figura C.2 Formas de tensión y corriente de entrada con una potencia de salida de 5W a 110.2Vrms

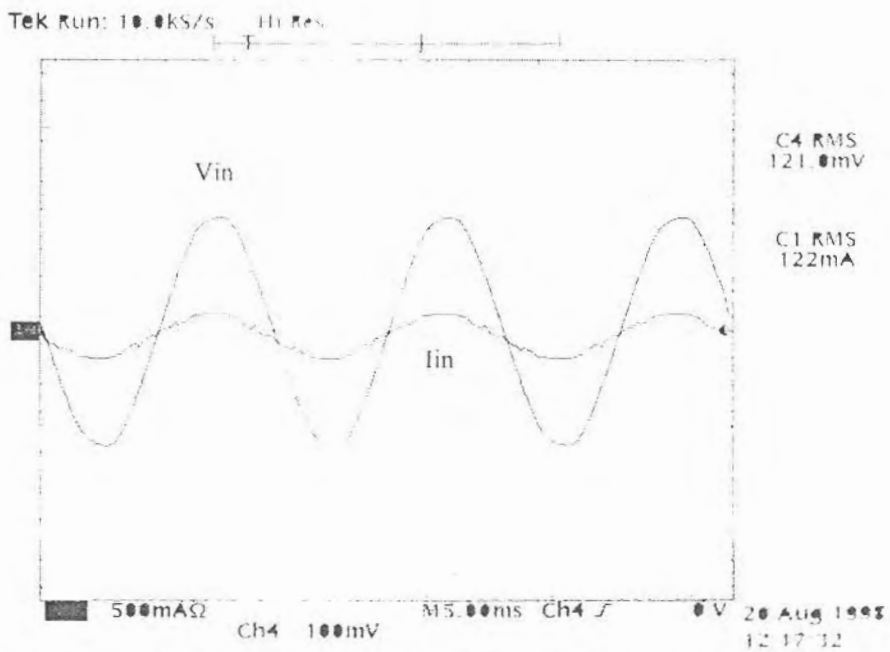


Figura C.3 Formas de tensión y corriente de entrada con una potencia de salida de 5W a 121.0Vrms

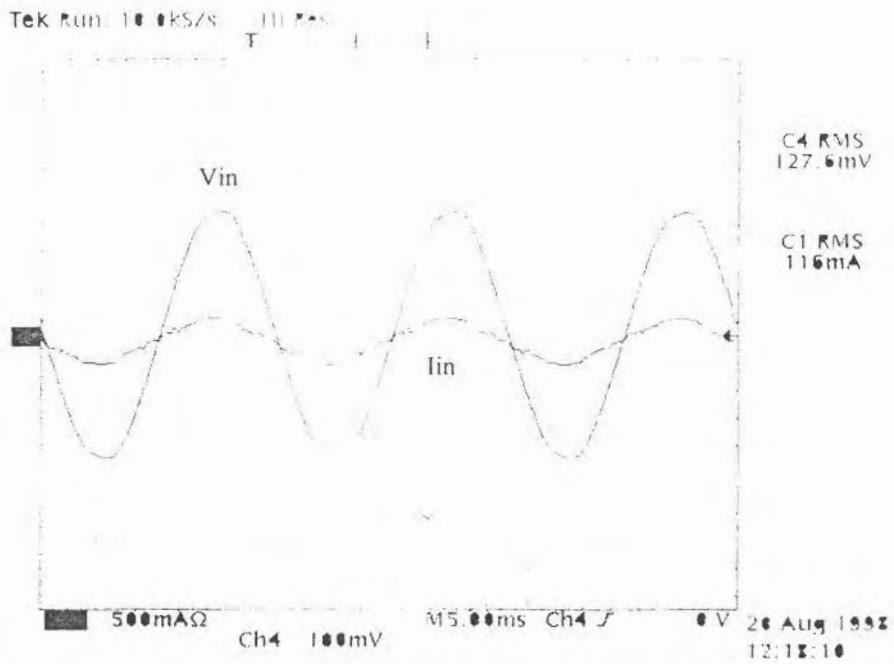


Figura C.4 Formas de tensión y corriente de entrada con una potencia de salida de 5W a 127.6Vrms

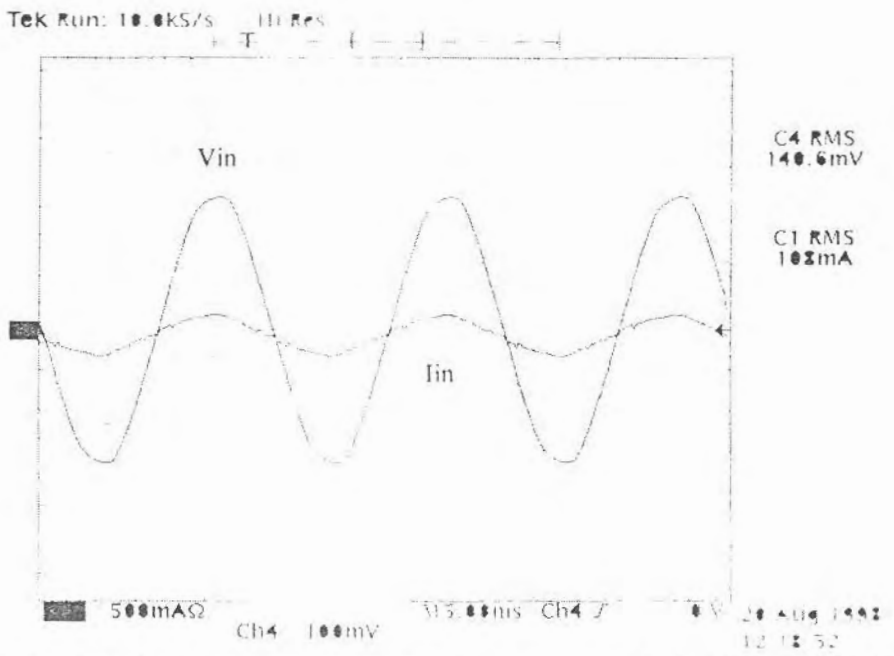
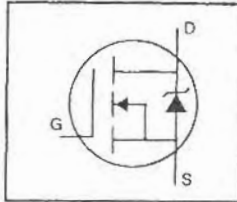


Figura C.5 Formas de tensión y corriente de entrada con una potencia de salida de 5W a 140.6Vrms

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Isolated Central Mounting Hole
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements

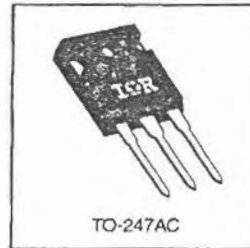


$V_{DSS} = 500V$   
 $R_{DS(on)} = 0.27\Omega$   
 $I_D = 20A$

**Description**

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole. It also provides greater creepage distance between pins to meet the requirements of most safety specifications.



**Absolute Maximum Ratings**

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	20	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10 V$	13	
$I_{DM}$	Pulsed Drain Current ①	80	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	280	W
	Linear Derating Factor	2.2	W/°C
$V_{GS}$	Gate-to-Source Voltage	$\pm 20$	V
$E_{AS}$	Single Pulse Avalanche Energy ②	960	mJ
$I_{AR}$	Avalanche Current ③	20	A
$E_{AR}$	Repetitive Avalanche Energy ④	28	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ⑤	3.5	V/ns
$T_J$	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
$T_{STG}$			
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1 N•m)	

**Thermal Resistance**

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	0.45	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	40	


# IRFP460



## Electrical Characteristics @ T<sub>J</sub> = 25°C (unless otherwise specified)

Parameter	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V <sub>(BR)DSS</sub>	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	V <sub>GS</sub> =0V, I <sub>D</sub> =250μA
ΔV <sub>(BR)DSS/ΔT<sub>J</sub></sub>	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.63	—	V/°C	Reference to 25°C, I <sub>D</sub> =1mA
R <sub>DS(on)</sub>	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.27	Ω	V <sub>GS</sub> =10V, I <sub>D</sub> =12A ④
V <sub>GS(th)</sub>	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V <sub>DS</sub> =V <sub>GS</sub> , I <sub>D</sub> =250μA
g <sub>fs</sub>	Forward Transconductance	13	—	—	S	V <sub>DS</sub> =50V, I <sub>D</sub> =12A ④
I <sub>DSS</sub>	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	V <sub>DS</sub> =500V, V <sub>GS</sub> =0V
		—	—	250	μA	V <sub>DS</sub> =400V, V <sub>GS</sub> =0V, T <sub>J</sub> =125°C
I <sub>GSS</sub>	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V <sub>GS</sub> =20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100	nA	V <sub>GS</sub> =-20V
Q <sub>g</sub>	Total Gate Charge	—	—	210	nC	I <sub>D</sub> =20A
Q <sub>gs</sub>	Gate-to-Source Charge	—	—	29	nC	V <sub>DS</sub> =400V
Q <sub>gd</sub>	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	110	nC	V <sub>GS</sub> =10V See Fig. 6 and 13 ④
t <sub>st(on)</sub>	Turn-On Delay Time	—	18	—	ns	V <sub>DD</sub> =250V
t <sub>r</sub>	Rise Time	—	59	—	ns	I <sub>D</sub> =20A
t <sub>st(off)</sub>	Turn-Off Delay Time	—	110	—	ns	R <sub>G</sub> =4.3Ω
t <sub>f</sub>	Fall Time	—	58	—	ns	R <sub>D</sub> =13Ω See Figure 10 ④
L <sub>D</sub>	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact 
L <sub>S</sub>	Internal Source Inductance	—	13	—	nH	
C <sub>iss</sub>	Input Capacitance	—	4200	—	pF	V <sub>GS</sub> =0V
C <sub>oss</sub>	Output Capacitance	—	870	—	pF	V <sub>DS</sub> =25V
C <sub>rss</sub>	Reverse Transfer Capacitance	—	350	—	pF	f=1.0MHz See Figure 5

## Source-Drain Ratings and Characteristics

Parameter	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I <sub>S</sub>	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	20	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
I <sub>SM</sub>	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	80	A	
V <sub>SD</sub>	Diode Forward Voltage	—	—	1.8	V	T <sub>J</sub> =25°C, I <sub>S</sub> =20A, V <sub>GS</sub> =0V ②
t <sub>rr</sub>	Reverse Recovery Time	—	570	860	ns	T <sub>J</sub> =25°C, I <sub>F</sub> =20A
Q <sub>rr</sub>	Reverse Recovery Charge	—	5.7	8.6	μC	di/dt=100A/μs ③
t <sub>on</sub>	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L <sub>S</sub> +L <sub>D</sub> )				

### Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② V<sub>DD</sub>=50V, starting T<sub>J</sub>=25°C, L=4.3mH, R<sub>G</sub>=25Ω, I<sub>AS</sub>=20A (See Figure 12)
- ③ I<sub>SD</sub>≤20A, di/dt≤160A/μs, V<sub>DD</sub>≤V<sub>(BR)DSS</sub>, T<sub>J</sub>≤150°C
- ④ Pulse width ≤ 300 μs; duty cycle ≤2%.



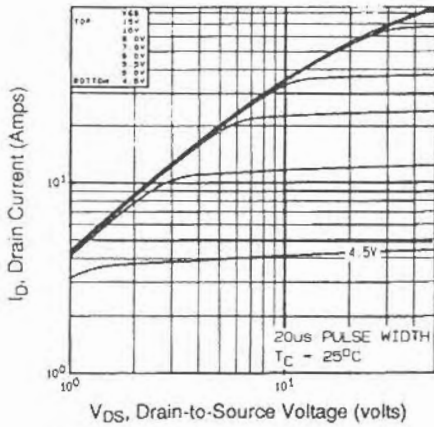


Fig 1. Typical Output Characteristics,  
 $T_C=25^\circ\text{C}$

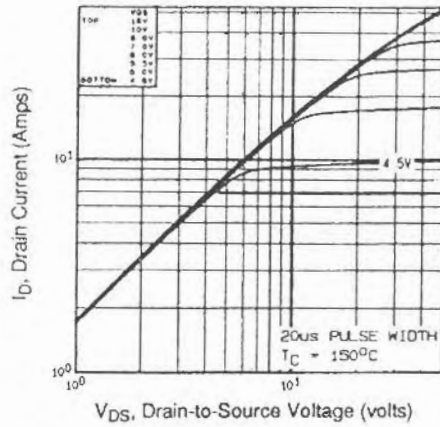


Fig 2. Typical Output Characteristics,  
 $T_C=150^\circ\text{C}$

DATA SHEETS

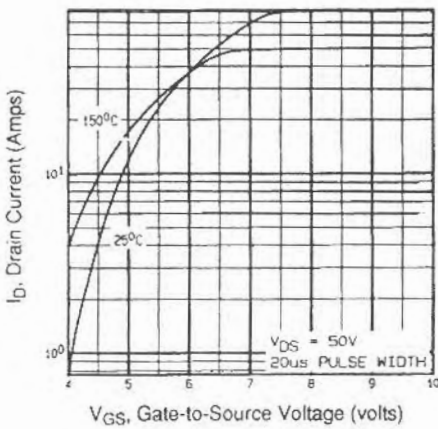


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

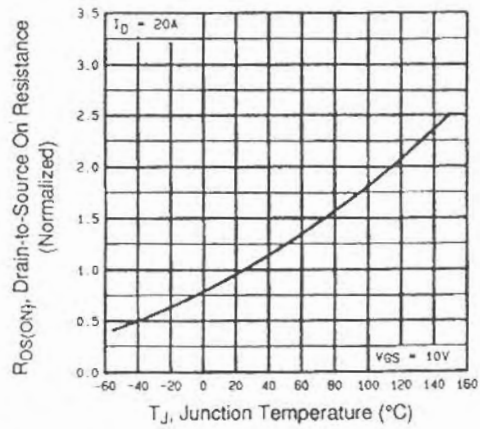


Fig 4. Normalized On-Resistance  
Vs. Temperature

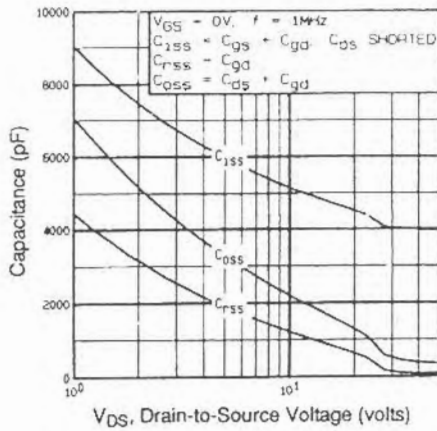


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

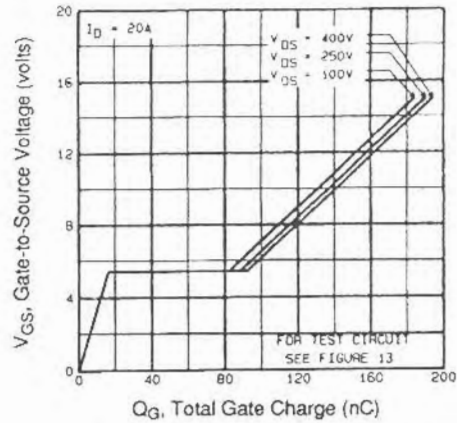


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

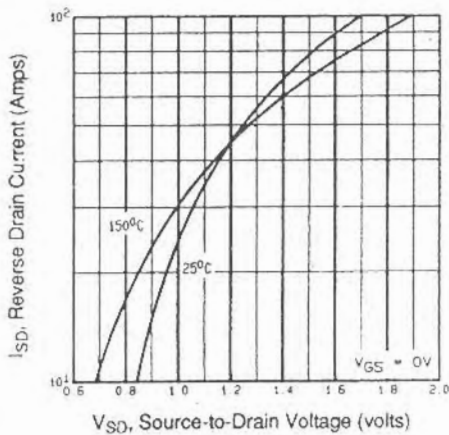


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

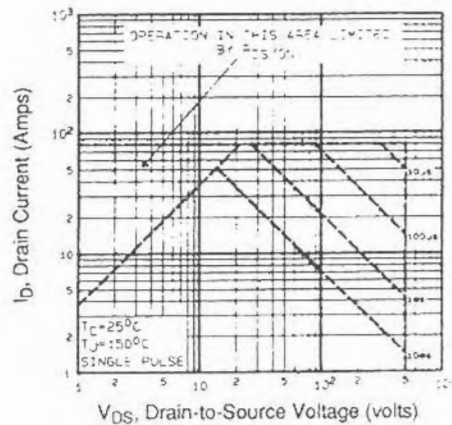


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

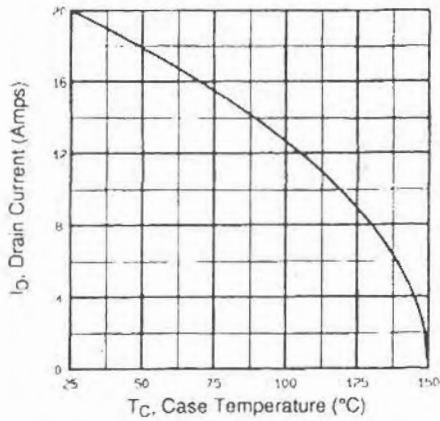


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

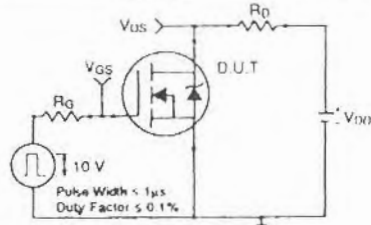


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

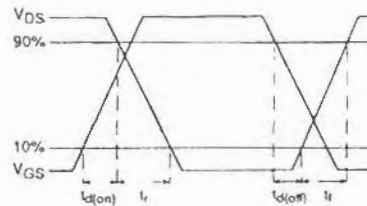


Fig 10b. Switching Time Waveforms

DATA SHEETS

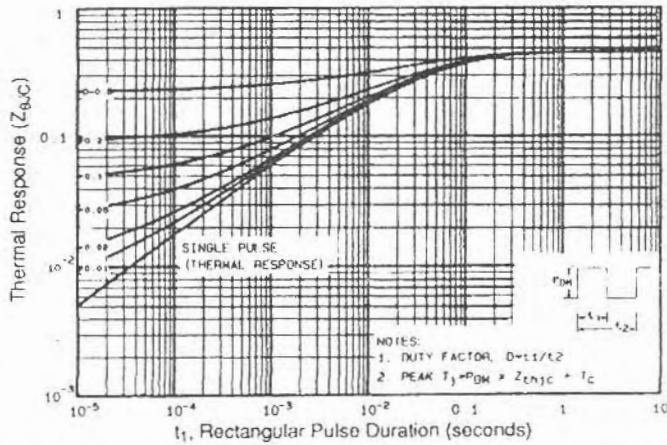


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

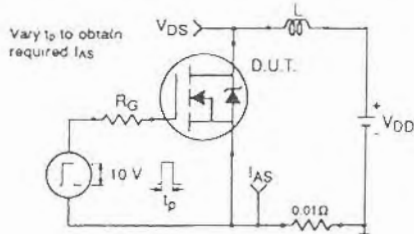


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

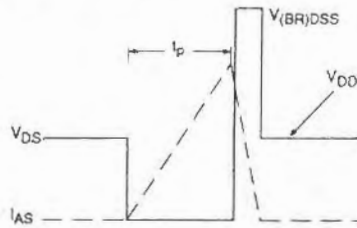


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

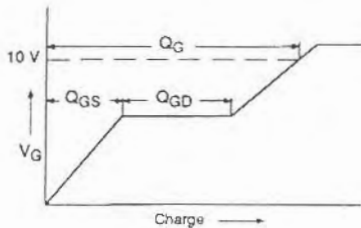


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

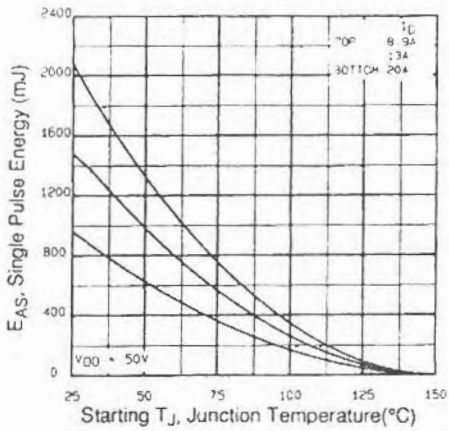


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

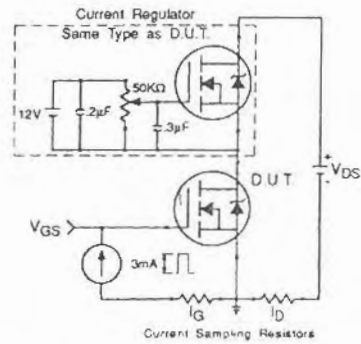


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

Appendix C: Part Marking Information – See page 1517

Specifications MUR840, MUR850, MUR860, RURP840, RURP850, RURP860

Electrical Specifications  $T_C = +25^\circ\text{C}$ , Unless Otherwise Specified

SYMBOL	TEST CONDITION	LIMITS									UNITS
		MUR840, RURP840			MUR850, RURP850			MUR860, RURP860			
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
$V_F$	$I_F = 8\text{A}, T_C = +150^\circ\text{C}$	-	-	1.0	-	-	1.2	-	-	1.2	V
	$I_F = 8\text{A}, T_C = +25^\circ\text{C}$	-	-	1.3	-	-	1.5	-	-	1.5	V
$I_R$ at $T_C = +150^\circ\text{C}$	$V_R = 400\text{V}$	-	-	500	-	-	-	-	-	-	$\mu\text{A}$
	$V_R = 500\text{V}$	-	-	-	-	-	500	-	-	-	$\mu\text{A}$
	$V_R = 600\text{V}$	-	-	-	-	-	-	-	-	500	$\mu\text{A}$
$I_R$ at $T_C = +25^\circ\text{C}$	$V_R = 400\text{V}$	-	-	100	-	-	-	-	-	-	$\mu\text{A}$
	$V_R = 500\text{V}$	-	-	-	-	-	100	-	-	-	$\mu\text{A}$
	$V_R = 600\text{V}$	-	-	-	-	-	-	-	-	100	$\mu\text{A}$
$t_{RR}$	$I_F = 1\text{A}$ (Note 1)	-	-	60	-	-	60	-	-	60	ns
	$I_F = 0.5$ (Note 2)	-	-	50	-	-	50	-	-	50	ns
$R_{\theta JC}$		-	-	2	-	-	2	-	-	2	$^\circ\text{C}/\text{W}$

NOTES:

- $di_F/dt = 50\text{A}/\mu\text{s}$ .
- $I_R = 1.0\text{A}$ ,  $I_{REC} = 0.25\text{A}$ .

Typical Performance Curves

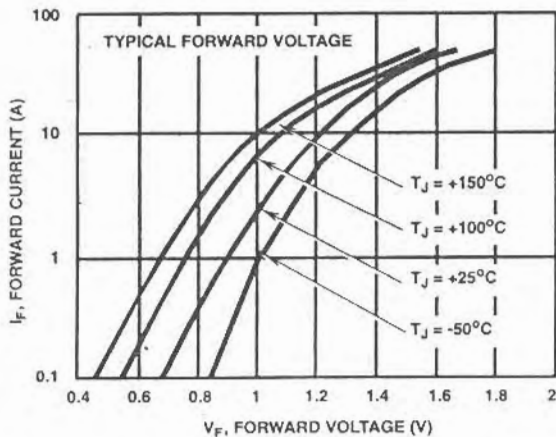


FIGURE 1. TYPICAL FORWARD VOLTAGE (MUR840, RUR840)

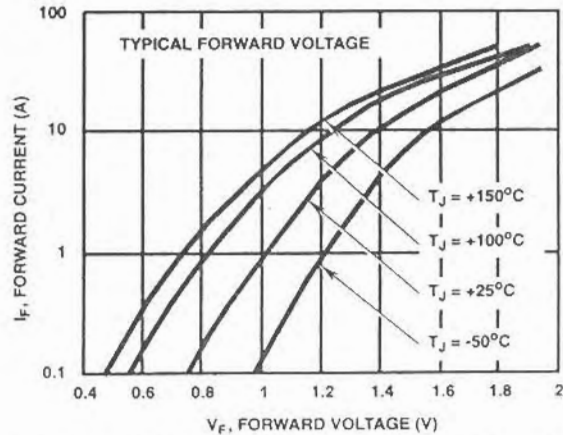


FIGURE 2. TYPICAL FORWARD VOLTAGE (MUR850, MUR860, RUR850, AND RUR860)

MUR840, MUR850, MUR860, RUR840, RUR850, RUR860

Typical Performance Curves (Continued)

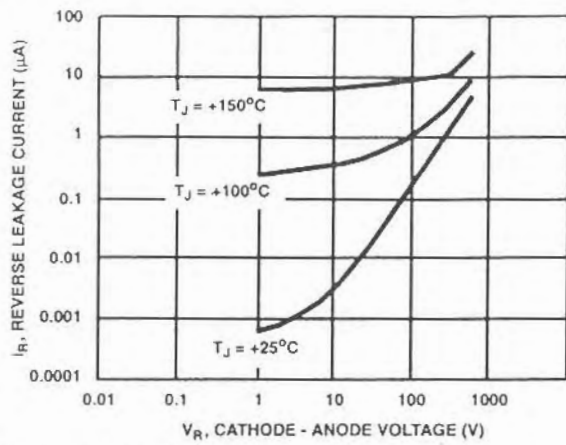


FIGURE 3. TYPICAL REVERSE LEAKAGE (MUR840, RUR840)

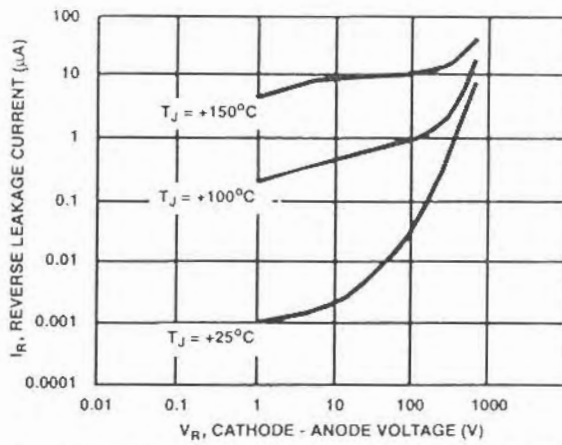


FIGURE 4. TYPICAL REVERSE LEAKAGE (MUR850, MUR860, RUR850, AND RUR860)

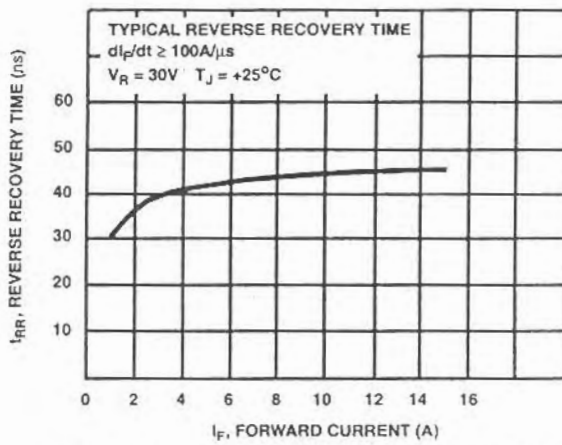
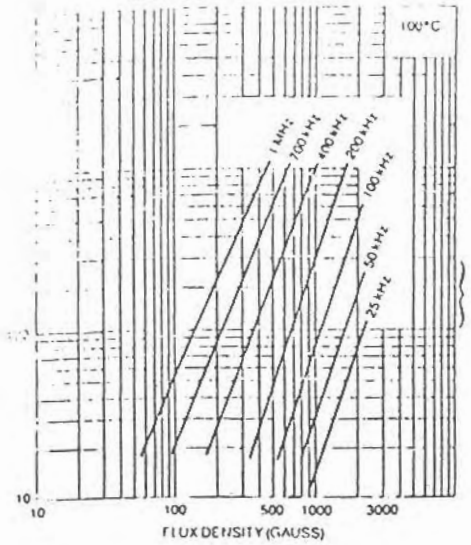


FIGURE 5. TYPICAL REVERSE RECOVERY TIME (ALL TYPES)

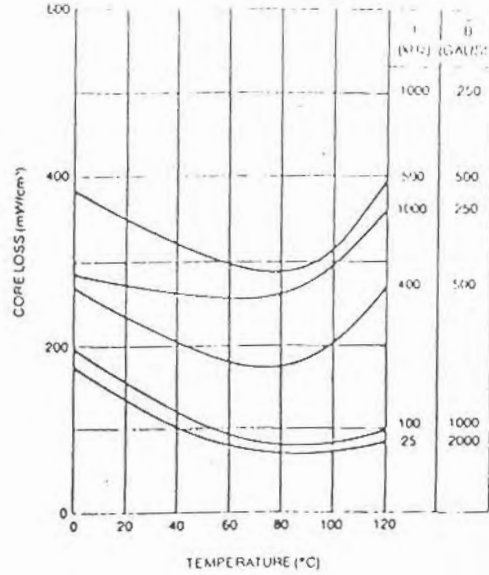
# 1 SERIES 3C85 FERRITE MATERIALS

Core Loss vs. Flux Density

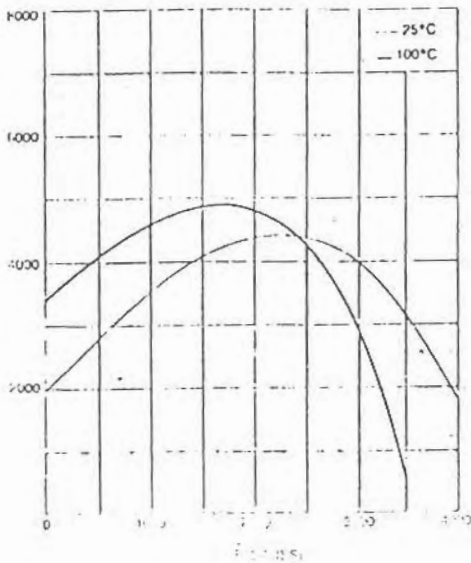


\* Recommended operating range for less limited designs  
 Flux density for bipolar excitation is  $B$   
 Flux density for unipolar excitations  $\frac{B_p}{2}$

Core Loss vs. Temperature



Permeability ( $\mu_r$ ) vs. Flux Density (B)



Hysteresis Curve

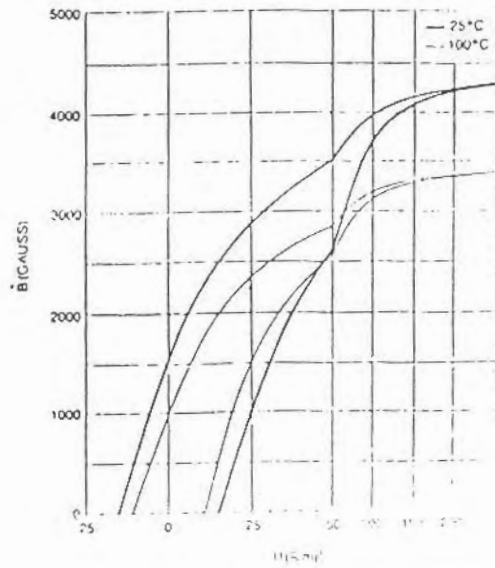


Fig. 4.1-17 (cont.)

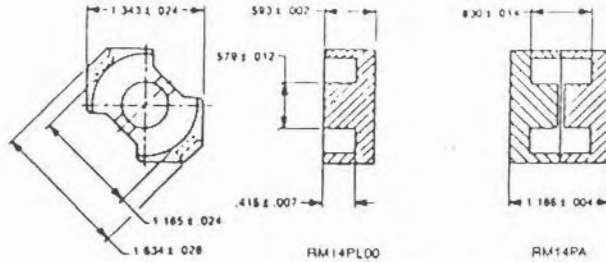
# 2A SERIES RM14 SQUARE CORES

## Mechanical Data

### Effective Core Set Parameters

MAGNETIC PATH LENGTH	2.75 in 7.0 cm
CORE CONSTANT	8.97 in <sup>2</sup> 3.53 cm <sup>2</sup>
EFFECTIVE CORE AREA	31 in <sup>2</sup> 1.98 cm <sup>2</sup>
EFFECTIVE CORE VOLUME	85 in <sup>3</sup> 13.9 cm <sup>3</sup>
WEIGHT	2 Pcs. 74 Grams

NOTE: MINIMUM CORE AREA 1.68 cm<sup>2</sup>



## Electrical Data

### Ungapped Square Cores

CORE PART NO.	A <sub>1</sub> ± 25%	μ <sub>r</sub> † (REF.)	A <sub>2</sub> MIN 1 3200G & 100°C	MAXIMUM POWER LOSSES †		
				25kHz, 2000G & 100°C	100kHz, 1000G & 100°C	400kHz, 500G & 100°C
RM14P00-3CB5	6250	1750	3900	2.15W	2.50W	
RM14P00-3F3	5700	1600	3900		1.55W	2.65W

† Part number for core half  
‡ Per pair of cores

### Gapped Square Cores for Power Applications

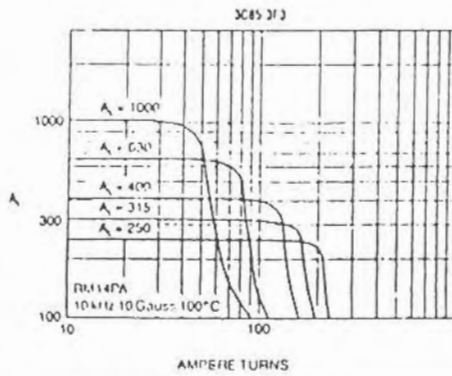
NON ADJUSTABLE GAPPED SQUARE CORE PART NO.	CORE MATERIAL	A <sub>1</sub> ± 2%	μ <sub>r</sub> (REF.)	APPROX. GAP LENGTH (IN.)	RECOMMENDED FOR
RM14PA250	3CB5 3F3	250	70	0.38	Output Chokes and Flyback Inductors
RM14PA315		315	88	0.20	
RM14PA400		400	112	0.22	
RM14PA630		630	177	0.10	
RM14PA1000		1000	281	0.06	

† Part number for core set (2 cores). Specify material, e.g. RM14PA250-3F3.  
‡ The A<sub>1</sub> values based on a winding that fills ~ 80% of a single section leg.

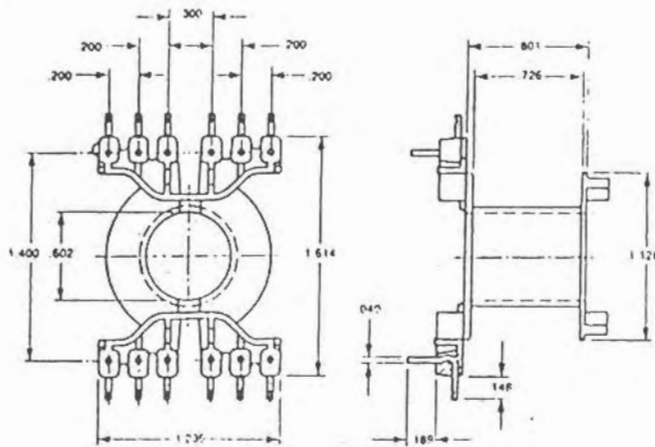


# 2A SERIES RM14 SQUARE CORES

## $A_L$ vs. DC Bias Curves

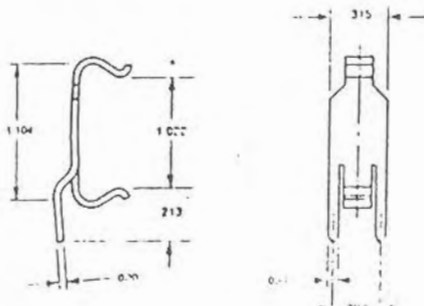


## Printed Circuit Bobbins



PART NO RM14PT1-12  
 Material: Polyester/Phthalate with glass fill  
 Max. Operating Temp: 130°C  
 Max. Dip Soldering Temp: 400°C.-2 sec  
 Winding Area: 17 in<sup>2</sup>  
 Mean Length of Turn: 2.8 in.  
 Flammability: UL94 VO  
 Terminals: Cu/Sn, Sn/Pt plated

## Mounting Parts



PART NO 991-429 00 CLIP SET  
 Material: Stainless Steel Sn/Pt plated

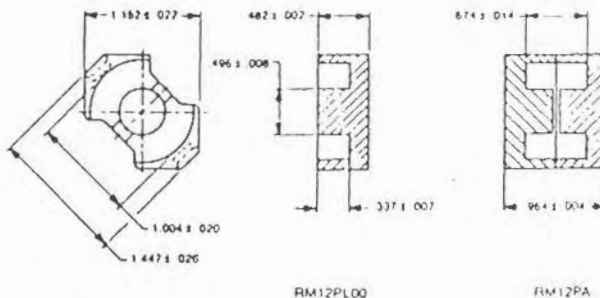
# 2A SERIES RM12 SQUARE CORES

## Mechanical Data

### Effective Core Set Parameters

MAGNETIC PATHLENGTH	2.23 in 5.66 cm
CORE CONSTANT	9.86 in <sup>2</sup> 3.88 cm <sup>2</sup>
EFFECTIVE CORE AREA	2.05 in <sup>2</sup> 1.46 cm <sup>2</sup>
EFFECTIVE CORE VOLUME	.51 in <sup>3</sup> 8.24 cm <sup>3</sup>
WEIGHT	1.0 oz 45 Grams

NOTE: MINIMUM CORE AREA 1.25 cm<sup>2</sup>



RM12PLOO

RM12PA

## Electrical Data

### Ungapped Square Cores

CORE PART NO	A, † ± 2%	μ <sub>r</sub> † (REF.)	A <sub>e</sub> MIN † 3200G & 100°C	MAXIMUM POWER LOSSES †		
				25kHz 2000G & 100°C	100kHz 1000G & 100°C	400kHz 500G & 100°C
RM12PLOO-3CB5	5500	1700	3500	1.30W	1.50W	
‡ RM12PLOO-3F3	5050	1500	3500		.92W	1.60W

† Part number for core half  
‡ Per pair of cores

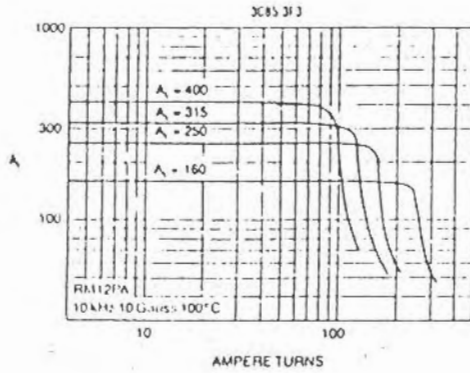
### Gapped Square Cores for Power Applications

MIN ADJUSTABLE GAPPED SQUARE CORE PART NO.	CORE MATERIAL	A, † ± 2%	μ <sub>r</sub> (REF.)	APPROX CAP LENGTH (IN.)	RECOMMENDED FOR
RM12PA100	3CB5	160	49	055	Output Chokes and Flyback Inductors
RM12PA250		250	77	030	
RM12PA315		315	97	027	
RM12PA400		400	123	018	

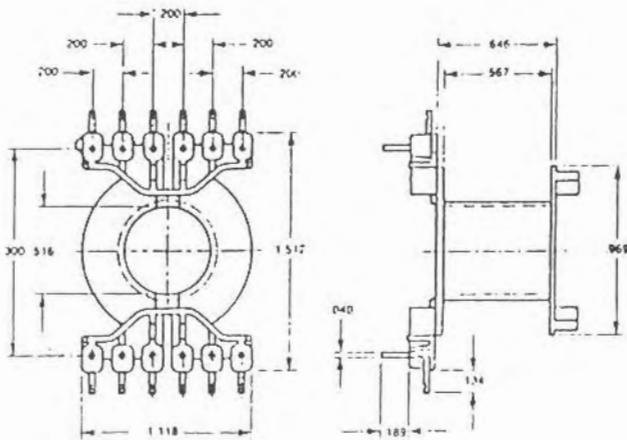
† Part number is for core set; 2 cores. Specify material, e.g. RM12PA250-3F3  
‡ The A<sub>e</sub> value, twice data and multiply by .634 if a single section bottom.

# 2A SERIES RM12 SQUARE CORES

$A_L$  vs. DC Bias Curves

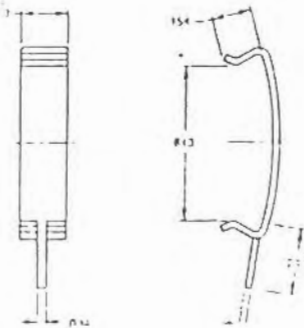


Printed Circuit Bobbin



PART NO RM12PT1-12  
 Material: Polyterephthalate with glass fill  
 Max. Operating Temp: 130°C  
 Max. Dip Soldering Temp: 400°C - 2 sec  
 Winding Area: 12 in.<sup>2</sup>  
 Mean Length of Turn: 2.4 in.  
 Flammability: UL94 V0  
 Terminals: Cu, Sn, Sn/Pb plated

Mounting Parts



PART NO 991-400-00 CLIP SET  
 Material: Spring Steel  
 Finish: 1 Turn  
 Hot Dip: Tin Solder

## Conclusiones.

Con base en los estudios realizados, se observa que el convertidor Flyback corrige de manera natural el factor de potencia, al trabajar en modo de conducción discontinuo, obteniendo como respuesta una corriente de entrada que sigue de forma natural al voltaje de entrada.

De acuerdo con los objetivos se tiene, que el convertidor Flyback presenta un comportamiento bastante aceptable, ya que los valores de Factor de potencia son elevados, alrededor de 0.99. Con respecto a la distorsión armónica el flyback, presenta un nivel de distorsión de alrededor del 10%. Esto puede justificarse en base a que la técnica de control del seguidor de tensión, permite tener un circuito de control relativamente sencillo.

Existe otra técnica con la que reduce la distorsión armónica total (THD), pero su diseño e implementación es mas complejo además de ser mas caro. No obstante con la técnica empleada se logran valores de THD muy cercanos al 4% con una etapa de control muy simple, comentario que es respaldado por los resultados obtenidos en este proyecto de tesis.

Con respecto a su diseño es importante que las condiciones de operación sean las máximas, debido a que el convertidor operó con valores de distorsión armónica bajos, con alta eficiencia y valores de factor de potencia elevados

El diseño del convertidor flyback ofrece ventajas como simplicidad y menor costo, pero en contra ofrece un ancho de banda reducido y el rizado de línea no puede ser eliminado por el control encargado de la corrección del factor de potencia, este problema podría ser eliminado utilizando un diseño de dos etapas que ofrece, bajos niveles de rizado, altos niveles de factor de potencia pero en contra se tiene una baja eficiencia y un volumen elevado.