

ESCUELA POLITÉCNICA NACIONAL

ESCUELA DE INGENIERÍA

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UNA FUENTE CONMUTADA PARA VARIADORES DE VELOCIDAD DE CORRIENTE ALTERNA

**PROYECTO PREVIO A LA OBTENCIÓN DEL TÍTULO DE INGENIERO
EN ELECTRÓNICA Y CONTROL**

DIEGO MAURICIO LÓPEZ MENA


DIRECTOR: ING. PABLO RIVERA, MSc.

Quito, Octubre de 2003

DECLARACIÓN

Yo, DIEGO MAURICIO LÓPEZ MENA, declaro bajo juramento que el trabajo aquí descrito es de mi autoría; que no ha sido previamente presentada para ningún grado o calificación profesional; y, que he consultado las referencias bibliográficas que se incluyen en este documento.

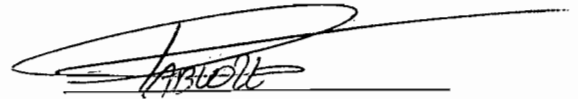
A través de la presente declaración cedo mis derechos de propiedad intelectual correspondientes a este trabajo, a la Escuela Politécnica Nacional, según lo establecido por la Ley de Propiedad Intelectual, por su Reglamento y por la normatividad institucional vigente.



DIEGO MAURICIO LÓPEZ MENA

CERTIFICACIÓN

Certifico que el presente trabajo fue desarrollado por DIEGO MAURICIO LÓPEZ MENA, bajo mi supervisión.

A handwritten signature in black ink, appearing to read 'PABLO RIVERA', is written over a horizontal line.

ING. PABLO RIVERA, MSc.

DIRECTOR DE PROYECTO

AGRADECIMIENTO

Tratar de enumerar a todas y cada una de las personas que han colaborado directa o indirectamente, para la realización de este trabajo, sería una labor extensa y correría el riesgo de dejar de nombrar a alguien importante. Por ello, a todos aquellos quienes al mirar este texto, recuerden algún pasaje agradable de sus vidas compartido con el autor, sepan sin dudarlo, que mi gratitud eterna va hacia todos ustedes.

DEDICATORIA

Con el más grande e infinito cariño, respeto y gratitud, dedico el presente trabajo a mi más grande y único amor... MI FAMILIA.

CONTENIDO

RESUMEN	i
PRESENTACION	ii
CAPITULO 1	FUENTES CONMUTADAS	1
Introducción	1
1.1. Tipos de fuentes conmutadas	3
1.1.1. Fuentes sin aislamiento	3
1.1.1.1. Conversor reductor "Buck"	4
1.1.1.2. Conversor elevador "Boost"	4
1.1.1.3. Conversor reductor elevador	5
1.1.2. Fuentes con aislamiento	6
1.1.2.1. Conversores con excitación unidireccional	7
1.1.2.1.1. Conversor Flyback	8
1.1.2.1.2. Conversor Flyback de múltiples salidas	13
1.1.2.1.3. Estructura completa de una fuente Flyback	13
1.1.2.1.4. Otras configuraciones del conversor Flyback	15
Conversor Flyback con dos interruptores	15
Conversores Flyback en paralelo	16
1.1.2.1.5. Conversor Forward	17
1.1.2.2. Conversores con excitación bidireccional	20
1.1.2.2.1. Conversor Push-Pull	21
1.1.2.2.2. Conversor de medio puente	24
1.1.2.2.3. Conversor de puente completo	25
CAPITULO 2	DISEÑO DE LA FUENTE	26
Introducción	26
2.1. Diseño del transformador de alta frecuencia	28
2.1.1. Generalidades	28
2.1.2. Parámetros del núcleo	30
2.1.3. Frecuencia de operación	32
2.1.4. Diseño de los bobinados	33
2.1.5. Construcción del transformador	41
2.2. Diseño del circuito de control	44

2.2.1. Generalidades	44
2.2.2. Descripción de los pines del UC3844	46
2.2.3. Voltaje de alimentación del UC3844	47
2.2.4. Frecuencia de operación de los pulsos	50
2.2.5. Sensado de corriente	51
2.2.6. Compensación del sistema	53
2.2.7. Aislamiento de la señal de realimentación	56
2.2.8. Selección de los elementos de potencia	58
2.2.8.1. Interruptor	58
2.2.8.2. Diodos rectificadores	59
2.2.9. Manejo del MOSFET	60
2.2.10. Capacitores de salida	62
2.3. Diseño de circuitos de protección y auxiliares	63
2.3.1. Red snubber para proteger MOSFET durante apagado	63
2.3.2. Red para el apagado del MOSFET	67
2.3.3. Protección de la fuente ante sobre corriente en el primario	68
2.3.4. Consideraciones debido a alta frecuencia	68
2.3.5. Regulación de voltaje	70
CAPITULO 3 PRUEBAS Y RESULTADOS	72
Introducción	72
3.1. Resultados obtenidos	72
3.2. Equipos utilizados para las pruebas de la fuente	83
3.3. Determinación de pérdidas	84
3.3.1. Pérdidas en el MOSFET	84
3.3.2. Pérdidas en el transformador	88
3.4. Eficiencia de la fuente	90
CAPITULO 4 CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES	92
4.1. Conclusiones	92
4.2. Recomendaciones	96

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

ANEXOS

RESUMEN

Las fuentes de polarización han tenido un desarrollo permanente en los últimos tiempos, debido a la utilización de nuevas tecnologías con el fin de mejorar las características de las mismas, en cuanto a rendimiento, regulación, tamaño, peso y costo, por ello, las fuentes conmutadas son utilizadas hoy en día, en la mayoría de equipos que requieren de una fuente de polarización de DC, relegando a las fuentes convencionales o también llamadas lineales.

En el presente trabajo se realiza el diseño y construcción de una fuente conmutada para variadores de velocidad de corriente alterna, estos últimos equipos, desarrollados en el laboratorio de Control de Máquinas de la Escuela Politécnica Nacional.

La fuente diseñada, cuenta con cinco salidas aisladas entre sí, 4 salidas de 12V y una salida de 5V, para la polarización de elementos de conmutación y circuito de control del variador de velocidad respectivamente. Las salidas aisladas ofrecen una condición de seguridad, que evita la posible exposición de estas etapas al voltaje de 311VDC, ante una condición de falla, pues, a este nivel de voltaje está conectada la fuente conmutada y el variador.

Las salidas múltiples y su aislamiento, se consiguen por el uso de una fuente conmutada tipo flyback, la cual convierte un nivel de voltaje DC en la entrada, a otros niveles distintos a la salida, mediante la utilización de un transformador de alta frecuencia de núcleo de ferrita. La conexión de la fuente hacia los 311VDC permite el funcionamiento de la misma, ante condiciones desfavorables, como una falta de fase. En el caso de utilizar una fuente convencional, ésta, dejaría de entregar la polarización necesaria frente a tal condición en forma casi inmediata, esto se evita, con el uso de la fuente conmutada permitiendo un tiempo de respaldo suficiente como para alertar de condiciones de falla y dejar al variador en un modo de operación segura, protegiendo de esta manera al variador, como también al motor de inducción trifásico cuyo funcionamiento y control es realizado desde el mismo variador.

PRESENTACION

Si se realiza un análisis al respecto de los equipos que requieren una fuente de poder para su funcionamiento, la respuesta sería definitivamente muy extensa, pues la necesidad de equipos electrónicos resulta cada vez más indispensable en múltiples aplicaciones, constituyéndose una fuente de poder en parte esencial para el funcionamiento de dichos equipos.

Es por esta razón, que las fuentes de poder han sido objeto de investigaciones e innovaciones permanentes para lograr objetivos como: mayor eficiencia, menores pérdidas, menor volumen, menor peso, etc., siendo estos dos últimos parámetros los de mayor interés, para la mayoría de aplicaciones.

En vista de que las fuentes convencionales, también llamadas lineales, en la mayoría de casos, no satisfacen éstas dos características, se han desarrollado las fuentes denominadas conmutadas o por sus términos en inglés, fuentes switching; que para una misma potencia, requieren un menor espacio, tienen un menor volumen y peso que su equivalente en una fuente convencional.

En el presente trabajo, se realizará el diseño y construcción de una fuente conmutada, como aplicación específica para un variador de velocidad de corriente alterna, equipo desarrollado en el Laboratorio de Control de Máquinas de la Escuela Politécnica Nacional.

Partiendo del precedente de que las fuentes conmutadas son utilizadas en la mayoría de los variadores de velocidad comerciales, por las múltiples ventajas que ofrecen y que serán descritas posteriormente, la fuente diseñada debe tener dimensiones y peso reducidos, de modo que pueda ser utilizada en cualquier variador o equipo que requiera de similares características.

La fuente conmutada será alimentada desde la salida de un conversor trifásico no controlado, el cual está conectado a una fuente de 220V de corriente alterna (AC). El voltaje obtenido luego de la rectificación es filtrado a través de un banco de capacitores. En este punto se tendrá un voltaje de aproximadamente 311 V de

corriente continua (DC) y desde aquí se alimentará a la fuente conmutada, tanto a su etapa de control como también a la de potencia.

A la salida de la fuente, se deben disponer de 4 salidas aisladas entre sí de 12 VDC cada una, que servirán para polarizar los elementos de conmutación de la etapa inversora del variador. Además una salida, también aislada de 5 VDC que será utilizada para la alimentación del circuito de control del variador de velocidad.

Si se considera el uso de una fuente convencional, esta debería ser alimentada desde una de las tres líneas y neutro de la fuente trifásica, sin embargo, si existe la falta de ésta línea, la operación del variador quedará sin control alguno. Este particular es evitado mediante el uso de la fuente conmutada, que proporciona un tiempo de respaldo, suficiente para alertar de posibles fallas, como una falta de fase y dejar al equipo en condiciones seguras, resultando esta, en otra de las tantas ventajas que ofrece una fuente conmutada. El tiempo de respaldo, se logra por el uso de la energía almacenada en el banco de capacitores de filtrado, el cual tiende a mantener el voltaje de entrada de la fuente estable, aún ante condiciones de falla, además, al ser el rectificador de tipo trifásico, existirá un voltaje rectificado aun sin la existencia de una de las fases.

En el desarrollo del presente trabajo, se analizan las ventajas y desventajas de utilizar una fuente conmutada, así como las posibles configuraciones de estas fuentes en el capítulo 1.

El capítulo 2 presenta el diseño de la fuente, circuitos y componentes adicionales para el funcionamiento de la misma. Se especifican también las condiciones de diseño, considerando las necesidades que se tienen para la aplicación mencionada del variador de velocidad.

Se registran los resultados de todas las pruebas realizadas a la fuente diseñada, en el capítulo 3.

Para finalizar, en el capítulo 4, se recogen todas las conclusiones y recomendaciones o sugerencias al respecto del trabajo desarrollado.

En la parte de anexos se considera un análisis económico y se describen las características y especificaciones técnicas de los elementos empleados.

CAPITULO 1

1. FUENTES CONMUTADAS

INTRODUCCION

Si se reflexiona el porque las fuentes conmutadas son utilizadas en la actualidad en una variedad creciente de equipos eléctricos/electrónicos como: computadoras personales, instrumentos de prueba, variadores de velocidad, lámparas de encendido electrónico, etc., la respuesta resulta de alguna manera predecible: las ventajas y versatilidad que representan su uso.

El permanente desarrollo de las investigaciones tecnológicas, deriva en innovaciones, optimizaciones, cambios, etc.; en pocas palabras, el mejoramiento de las características de un dispositivo. Las fuentes de polarización no son la excepción, de allí que las fuentes que se utilizaron inicialmente son las fuentes convencionales o lineales, las cuales se caracterizan principalmente por el uso de un transformador, el cual trabaja a baja frecuencia (50/60HZ), resultando éste, en el elemento generalmente más pesado y voluminoso de toda la fuente.

Adicionalmente a esta característica, en las fuentes convencionales que utilizan un transistor conectado entre la entrada y salida de la fuente, para la regulación del voltaje de salida, las pérdidas en este elemento son considerables, debido a que el transistor trabaja en su región activa, disminuyendo de esta manera la eficiencia de la fuente.

Frente a estas desventajas evidentes, se desarrollan las fuentes conmutadas, como la mejor alternativa para mejorar las prestaciones de una fuente de polarización. Debido a que una fuente conmutada utiliza un transformador de alta frecuencia (decenas a cientos de KHz), el tamaño y peso de dichos transformadores, para una potencia igual o mayor, es mucho menor que el

requerido por una fuente convencional, pues como se verá posteriormente, que "dentro de ciertos límites de frecuencia, el tamaño del transformador es inversamente proporcional a la frecuencia" [1].

Además de esta primera ventaja, las fuentes conmutadas utilizan elementos de conmutación (transistores, IGBT's, MOSFET's, QFET's, etc.), que en adelante se denominarán como interruptores en forma general, elementos que en una fuente conmutada trabajan en modo de corte y saturación, es decir, se comportan como simples interruptores. De esta manera el consumo de potencia en estos dispositivos es mucho menor que el consumido en una fuente lineal, incrementándose de esta manera la eficiencia de la fuente.

Para apreciar de mejor manera las diferencias entre las fuentes lineales o convencionales y las fuentes conmutadas, se realiza a continuación una breve descripción de éstas fuentes:

FUENTE CONVENCIONAL O LINEAL	
DESVENTAJAS	VENTAJAS
Uso de transformador de baja frecuencia (50/60Hz). (Mayor tamaño y peso)	Facilidad de diseño.
Transistor opera en su región activa para regular voltaje de salida. (Pérdidas altas)	No producen interferencia electromagnética en otros equipos.
Eficiencia de 30 a 60% [2]	Circuito simple.

FUENTE CONMUTADA (SWITCHING)	
DESVENTAJAS	VENTAJAS
Genera interferencia electromagnética EMI.	Usa transformador de alta frecuencia (10s-100sKHz). (Menor tamaño y peso)
	Transistor opera en corte y saturación. (Pérdidas bajas)
Circuito de control complejo	Eficiencia 70 a 90% [3]

En el siguiente capítulo, se presentan las configuraciones existentes de fuentes conmutadas así como los requerimientos y cualidades que tienen cada una de ellas, para el posterior diseño a desarrollar, realizado en base a esta revisión y a las condiciones específicas para el presente trabajo. La revisión a realizar, está enfocada, hacia obtener los criterios para el desarrollo del diseño de la fuente, de tal manera, que no se realizará un estudio detallado de todas las fuentes.

1.1. TIPOS DE FUENTES CONMUTADAS.

La característica principal de una fuente conmutada radica en el uso de un elemento de conmutación, funcionando como interruptor, de allí su denominación. Dentro de las fuentes conmutadas, pueden existir dos configuraciones básicas:

- Sin aislamiento entre la entrada y salida de la fuente.
- Con aislamiento entre la entrada y salida de la fuente.

Las fuentes conmutadas adquieren su denominación a partir del convertidor DC-DC que utilizan para la obtención del voltaje de salida. Un convertidor DC-DC tiene su analogía en corriente alterna con un transformador, pues desde un nivel de voltaje fijo de DC en la entrada, se pueden tener voltajes superiores, inferiores o iguales en la salida de la fuente.

Tomando en consideración el objetivo del presente trabajo, se mencionarán brevemente las fuentes sin aislamiento, para dar una mayor ampliación de las fuentes conmutadas con aislamiento.

1.1.1. FUENTES SIN AISLAMIENTO

Este tipo de fuentes tienen una etapa de entrada compartiendo la misma referencia que su etapa de salida. La limitación de las fuentes sin aislamiento es, que no se pueden tener múltiples salidas, pues ésta es única. Los tipos de fuentes, en función del convertidor DC-DC que emplean, son:

- Convertidor reductor "Buck"
- Convertidor elevador "Boost"
- Convertidor reductor-elevador "Buck-Boost"

1.1.1.1 CONVERSIONS REDUCTOR "BUCK"

La configuración de estos convertidores se presenta en la figura 1.1.: [4]

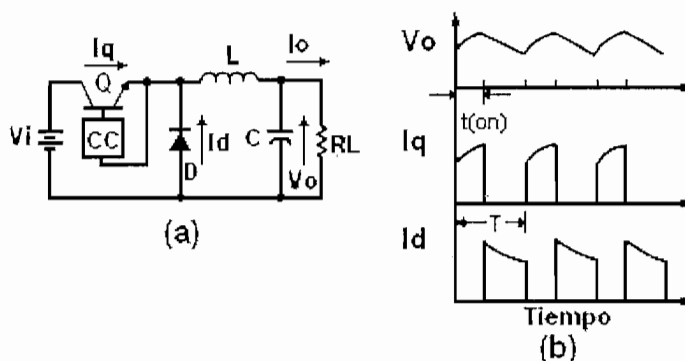


Figura 1.1. a) Disposición de elementos b) Formas de onda.

El voltaje de salida en estos convertidores se encuentra dado por la relación:

$$V_o = V_{in} * \delta \tag{1.1}$$

En donde:

$$\delta = \frac{t(on)}{T} \tag{1.2}$$

1.1.1.2 CONVERSIONS ELEVADOR "BOOST"

El circuito básico de estos convertidores es presentado en la figura 1.2.: [5]

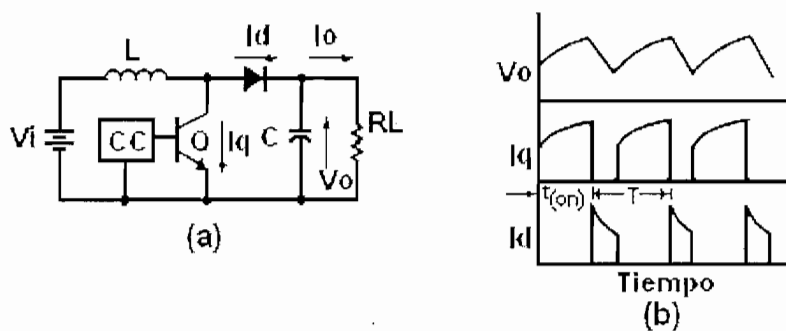


Figura 1.2. a) Disposición de elementos b) Formas de onda.

El voltaje de salida se encuentra dado por la relación:

$$V_o = \frac{V_{in}}{1 - \delta} \tag{1.3}$$

1.1.1.3 CONVERTOR REDUCTOR ELEVADOR

Este convertor resulta una combinación de los dos anteriores. Una cualidad relevante en este tipo de convertidores representa la salida de polaridad opuesta al voltaje de entrada. Esta configuración se ilustra en la figura 1.3.: [6]

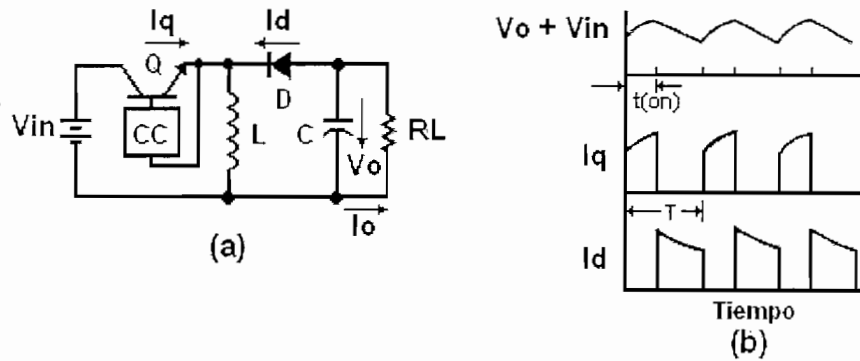


Figura 1.3. a) Disposición de elementos b) Formas de onda.

El voltaje de salida puede ser mayor o menor que el de entrada, dependiendo del tiempo en que el interruptor permanezca encendido, con respecto al período, es decir depende del valor de δ , también denominado como, relación de trabajo. Este voltaje se obtiene mediante la siguiente expresión:

$$V_o = -\frac{V_{in} * \delta}{1 - \delta} \quad (1.4)$$

De la ecuación (1.4) se puede apreciar que: si δ es mayor que 0.5 (50%), el voltaje de salida es mayor que el de entrada, mientras que para el caso contrario, el voltaje de salida es menor.

Los convertidores presentados, pueden funcionar en modo de conducción de corriente continua como en las formas de onda ilustradas, o en modo de conducción discontinua.

En el caso de tener conducción discontinua, la corriente en el interruptor (en los gráficos representado por un transistor), empieza a incrementarse desde cero, tal como se observa en la figura 1.4.

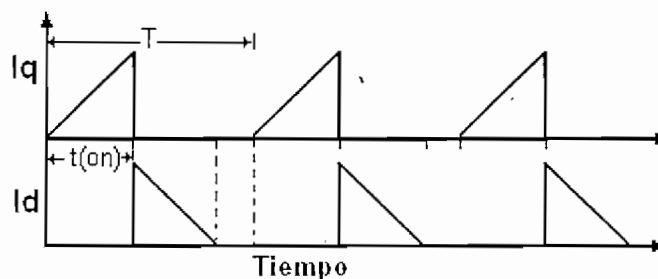


Figura 1.4. Formas de onda de corriente en un convertor con conducción discontinua.

El modo de conducción de corriente depende principalmente de factores como: la relación de trabajo δ , de la frecuencia con la que el interruptor se abre y cierra (frecuencia de conmutación) y del valor de la inductancia.

1.1.2 FUENTES CON AISLAMIENTO

En las fuentes con aislamiento entre la etapa de entrada y salida, el aislamiento se consigue por medio de un transformador de alta frecuencia. Amplias son las ventajas de este tipo de configuraciones, pues el aislamiento permite un trabajo totalmente independiente de las etapas de potencia y control, se puede además disponer de múltiples salidas aisladas entre sí.

En los convertidores con aislamiento, se logra obtener el voltaje de DC, luego de que la salida del transformador es rectificada, pues la introducción del transformador, provee de un voltaje alterno en la salida del transformador. Teniendo en realidad una conversión intermedia de voltaje (conversión DC-AC-DC), para lograr el voltaje DC deseado, como se ilustra en el diagrama de bloques de la figura 1.5. Mientras que en los convertidores sin aislamiento, la conversión entre dos niveles de voltaje DC, se realiza directamente, es decir se tiene una conversión directa DC-DC.

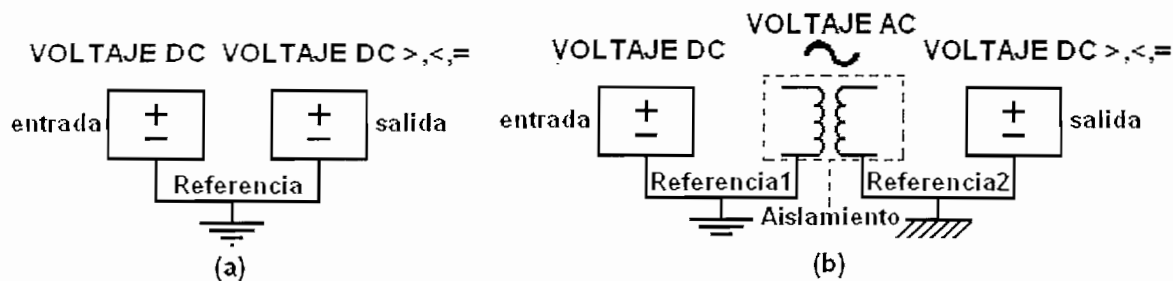


Figura 1.5. a) Fuente sin aislamiento b) Fuente con aislamiento

En vista de que las fuentes aisladas servirán como base para el diseño a realizarse, en los siguientes párrafos se efectúa una revisión más detallada de la teoría de estos convertidores.

Para dicha revisión, se consideran a todos los elementos, tales como: interruptores, diodos, inductancias, capacitores, etc., con características ideales. El transformador se considera de igual manera ideal, despreciando resistencias e inductancias de dispersión de los bobinados, además, en la práctica, las inductancias de dispersión deben ser minimizadas en lo posible para conseguir un adecuado acoplamiento en el transformador. Por la facilidad de análisis, formas de onda y desarrollo de las expresiones utilizadas, el modo de conducción de corriente considerado será continuo.

Dependiendo de la forma como se utiliza el transformador, los convertidores aislados se clasifican de la siguiente manera:

- Con excitación unidireccional del núcleo.
- Con excitación bidireccional del núcleo.

1.1.2.1 CONVERSORES CON EXCITACIÓN UNIDIRECCIONAL

Si se recuerda la curva característica o lazo de histéresis de un transformador como la presentada en la figura 1.6.,

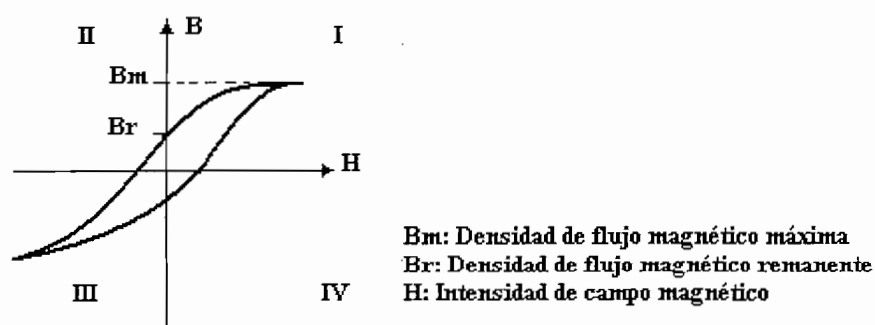


Figura 1.6. Lazo de histéresis de un transformador [7].

un convertidor que tiene excitación unidireccional, trabaja únicamente en el primer cuadrante, en donde B, ni H, son negativas. Este tipo de convertidores son

conocidos también como convertidores aislados ASIMÉTRICOS, por la forma en la cual se excita el núcleo.

Los convertidores aislados con este tipo de excitación, son el resultado de ciertas variaciones en los convertidores sin aislamiento, así se pueden encontrar:

- Conversor Flyback (modificado de un convertidor reductor elevador)
- Conversor Forward (modificado de un convertidor reductor).

1.1.2.1.1 CONVERTOR FLYBACK

Este es uno de los más básicos convertidores con aislamiento, además, por su misma condición, requiere un menor número de componentes; se utiliza en fuentes de potencia inferior a 200 W. La topología de un convertidor Flyback se puede apreciar en la figura 1.7.(a).

El modo de funcionamiento de estos convertidores se puede considerar en dos etapas: cuando el interruptor está encendido y cuando el interruptor está apagado.

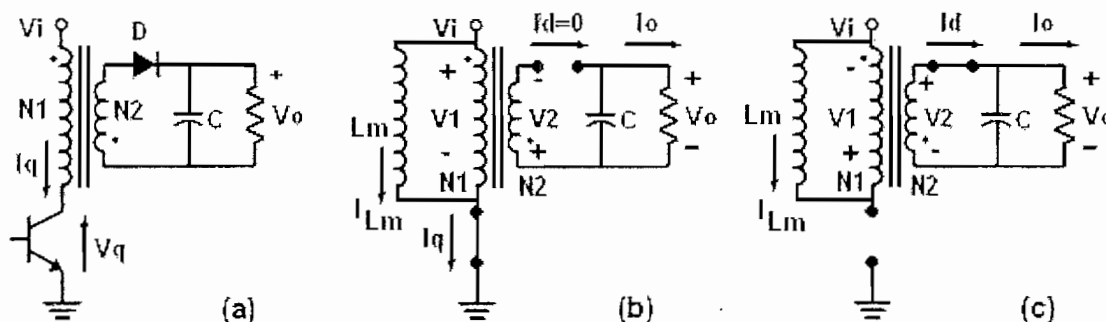


Figura 1.7. a) Conversor Flyback (transformador modelo ideal). b) Conversor con interruptor encendido. c) Conversor con interruptor apagado

a) INTERRUPTOR ENCENDIDO.

En este estado, como se puede observar en la figura 1.7. (b), el voltaje en el devanado primario es igual al voltaje de la fuente:

$$V_1 = V_i \tag{1.5}$$

La corriente en el devanado primario, que es igual a la corriente a través del interruptor empieza a crecer linealmente desde un valor inicial positivo y distinto de cero. El voltaje en el secundario, conforme a la convención de puntos¹ en los transformadores, hace que el diodo D se encuentre polarizado inversamente, pues un voltaje negativo está aplicado al ánodo del diodo, lo cual, no permite el paso de corriente hacia la carga, desde el bobinado del transformador.

La energía requerida por la carga, durante este intervalo es proporcionada por el capacitor C. Estas condiciones se pueden apreciar en las formas de onda de la figura 1.8. El voltaje en el devanado primario, siempre será de polaridad opuesta al del secundario, por la ubicación de puntos en el transformador, así se tiene:

$$\frac{V1}{V2} = \frac{N1}{N2} = n \quad (1.6)$$

$$V1 = -nV2 \quad (1.7)$$

Evaluando el voltaje promedio en el bobinado primario del transformador V1, y de la ecuación (1.2), se puede reemplazar $t(on)/T$, quedando:

$$V1 = \frac{1}{T} \int_0^{t(on)} Vi dt = Vi * \frac{t(on)}{T} = Vi * \delta$$

$$V1 = Vi * \delta \quad (1.8)$$

La corriente en el interruptor, que es igual a la corriente en la rama de magnetización del primario se puede expresar durante este intervalo como:

$$i_q(t) = \frac{1}{L1} \int_0^t Vi dt = \frac{1}{L1} Vi * t + k$$

en $t=0$ $i_q(t) = Imín \Rightarrow k = Imín$

$$i_q(t) = Imín + \frac{1}{L1} Vi * t \quad (1.9)$$

Cuando $t=t(on)$, la corriente en el interruptor es máxima $i_q(t)=I_{q\text{máx}}$, evaluando en la ecuación (1.9):

$$I_{q\text{máx}} = Imín + \frac{1}{L1} V1 * ton \quad (1.10)$$

¹ **Convención de puntos:** Si el voltaje en el primario es positivo en el extremo de la bobina marcada con punto, respecto al extremo que no tiene marca, el voltaje secundario será positivo también en el extremo marcado con punto [8].

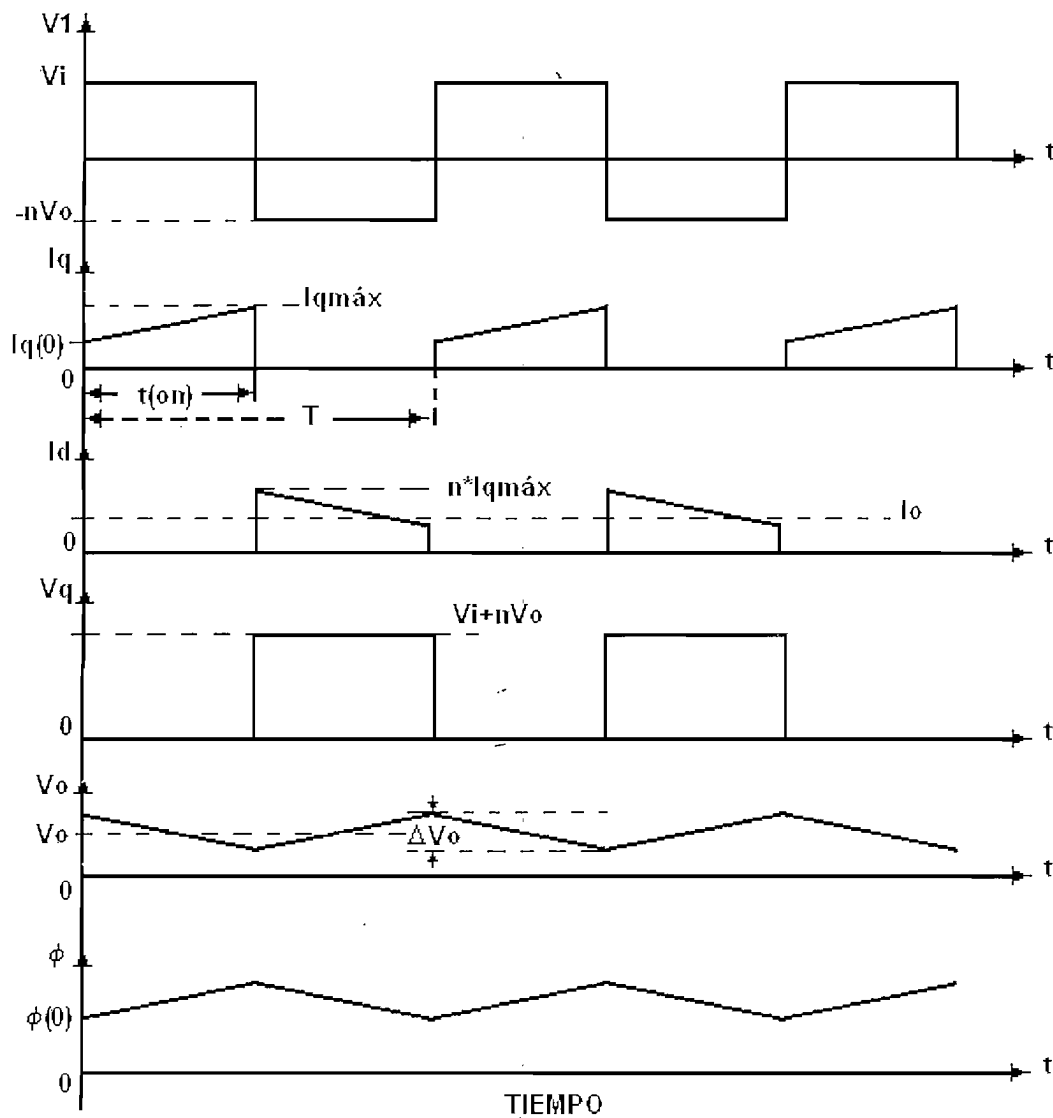


Figura 1.8. Formas de onda en el conversor Flyback.

b) INTERRUPTOR APAGADO.

Las condiciones en este intervalo, se pueden apreciar en la figura 1.7.(c). Durante el intervalo de $t(on) < t < T$, se induce un voltaje de polaridad opuesta en el primario del transformador, debido a que, el campo magnético tiende a mantener el flujo de corriente constante. Se induce también, un voltaje de polaridad opuesta al primario, en el secundario, así $V1 = -nV2 = -nVo$.

El diodo D en estas condiciones está polarizado directamente y permite el flujo de corriente desde el devanado del secundario hacia la carga y a la vez realiza la carga del capacitor.

Debido a que la energía almacenada en el primario, será transferida al secundario, la corriente que atraviesa la inductancia, se encierra en la rama de magnetización y empieza a decrecer desde su valor $I_{qm\acute{a}x}$. Esta corriente, será igual a:

$$I_{Lm} = \frac{1}{Lm} \int_{t(on)}^t -V_o * n dt = -\frac{V_o * n}{Lm} (t - t(on)) + k$$

Cuando $t=t(on)$, $I_{Lm}(t(on)) = I_{qm\acute{a}x} = k$, entonces

$$I_{Lm} = I_{qm\acute{a}x} - \frac{V_o * n}{Lm} (t - t(on)) \quad (1.11)$$

Tomando en cuenta la relación de transformación de la ecuación 1.6 se tiene:

$$\frac{V1}{V2} = \frac{I2}{I1} = \frac{Id}{I_{Lm}} = n \quad (1.12)$$

Empleando la expresión (1.12), la corriente en el diodo puede expresarse como:

$$I_d(t) = n * I_{Lm} = n \left[I_{qm\acute{a}x} - \frac{V_o * n}{Lm} (t - t(on)) \right] \quad (1.13)$$

Ya que la corriente promedio que circula por el diodo, es la corriente de salida I_o , y considerando todo el intervalo de apagado, de la ecuación (1.13), se puede expresar el valor de I_o como:

$$I_o = \frac{1}{T} \int_{t(on)}^T n \left[I_{qm\acute{a}x} - \frac{V_o * n}{Lm} (t - t(on)) \right] dt \quad (1.14)$$

De esta expresión se puede determinar el valor de $I_{qm\acute{a}x}$. El desarrollo matemático se puede encontrar en el anexo A. Así, el valor determinado de $I_{qm\acute{a}x}$, es presentado en la ecuación (1.15).

$$I_{qm\acute{a}x} = \frac{I_o}{n} \cdot \frac{1}{1 - \delta} + \frac{V_o * n}{2Lm} \cdot (1 - \delta) \cdot T \quad (1.15)$$

Utilizando la relación de transformación de la ecuación (1.12), el valor de la corriente pico que deberá soportar el diodo es:

$$I_{dm\acute{a}x} = n \cdot I_{qm\acute{a}x} \quad (1.16)$$

El voltaje que se tiene en el devanado primario es negativo y como se expresa en la ecuación (1.7), es igual a: $V1 = -nV2$ pero $V2 = V_o$, entonces:

$$V1 = -nV_o \quad (1.17)$$

Si se toma en cuenta, que el voltaje en el transformador debe ser alterno para evitar la saturación del núcleo, se puede relacionar el voltaje de entrada y salida,

hallando el valor medio de V_1 , que es igual a cero. Así de las ecuaciones (1.8) y (1.17), se puede encontrar que:

$$V_{1_{DC}} = 0 = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t(on)} V_1 dt + \int_{t(on)}^T V_1 dt \right]$$

$$0 = V_i * t(on) - (nV_o) * [T - t(on)]$$

$$V_o = \frac{\delta * V_i}{n * (1 - \delta)} \quad (1.18)$$

Como se puede apreciar en la expresión del voltaje de salida, éste depende de parámetros como la relación de transformación, también de la relación de trabajo, tal como ocurre en un convertor sin aislamiento reductor elevador.

Mientras el interruptor está apagado, éste soporta un voltaje, cuyo valor se puede determinar de la figura 1.9 y es:

$$V_q = V_o * n + V_i \quad (1.19)$$

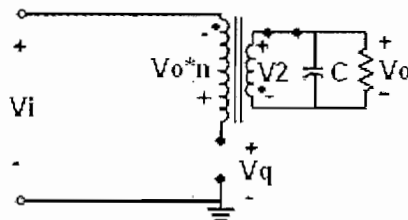


Figura 1.9. Voltaje aplicado al interruptor mientras está apagado.

Expresando el voltaje V_q en función de la relación de trabajo δ , de la ecuación (1.18) se tiene:

$$V_q = \frac{V_i * \delta}{n * (1 - \delta)} * n + V_i \quad V_q = \frac{V_i(\delta + 1 - \delta)}{(1 - \delta)}$$

$$V_q = \frac{V_i}{1 - \delta} \quad (1.20)$$

De la expresión 1.20, se puede apreciar una de las principales desventajas del uso de los convertidores tipo flyback, mientras mayor sea el valor de δ , el voltaje que debe soportar el interruptor en el apagado puede llegar a ser excesivamente alto, por ello se expresa generalmente, para la mayoría de aplicaciones un valor máximo de $\delta = 0.5$, haciendo de este voltaje, el doble del voltaje de entrada.

1.1.2.1.2 CONVERSOR FLYBACK DE MULTIPLES SALIDAS

En el caso de ser requeridas varias salidas de voltaje, las expresiones obtenidas en los párrafos anteriores, son totalmente válidas; se debe tener cuidado sin embargo, de considerar independientemente las salidas múltiples, para luego considerar el efecto total que producen en el funcionamiento de la fuente. Se puede apreciar en la figura 1.10, un conversor flyback con múltiples salidas.

De la ecuación 1.18, se tienen los voltajes de salida como:

$$V_{o1} = \frac{N_2}{N_1} \cdot \frac{V_i \cdot \delta}{(1-\delta)} \quad V_{o3} = \frac{N_4}{N_1} \cdot \frac{V_i \cdot \delta}{(1-\delta)}$$

$$V_{o2} = \frac{N_3}{N_1} \cdot \frac{V_i \cdot \delta}{(1-\delta)} \quad \vdots$$

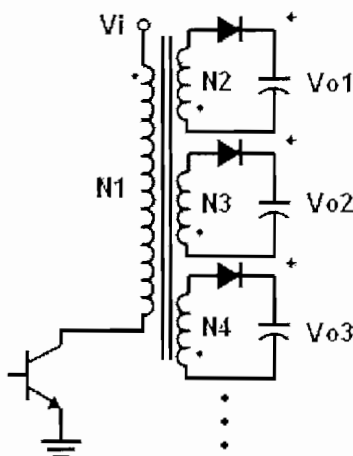


Figura 1.10. Conversor flyback con múltiples salidas.

1.1.2.1.3 ESTRUCTURA COMPLETA DE UNA FUENTE FLYBACK

La configuración utilizada para este tipo de convertidores, obtiene el voltaje de DC de entrada, desde una línea de AC, luego de que este voltaje es rectificado. Por esta condición, son también conocidas como fuentes OFF-LINE.

En la figura 1.11., se aprecia la estructuración completa de una fuente flyback.

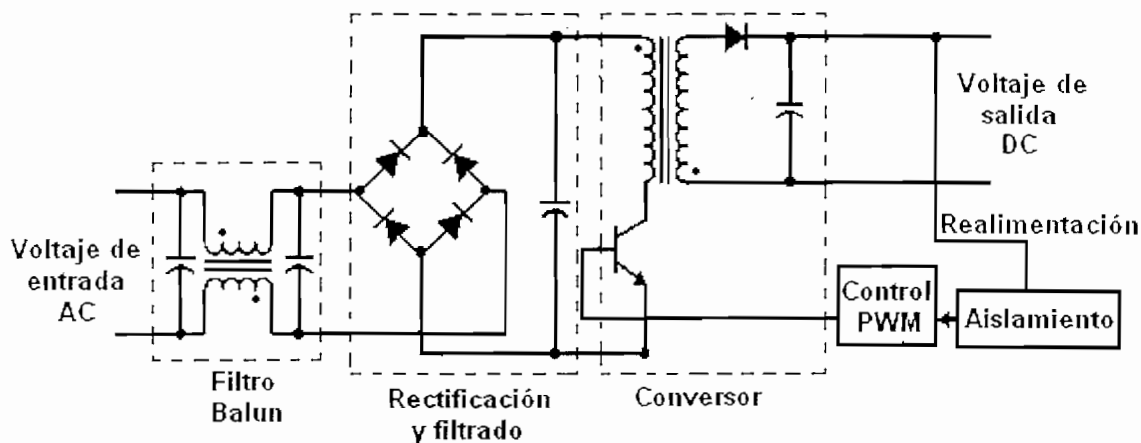


Figura 1.11. Estructura completa de una fuente Flyback.

En la figura 1.11., el primer bloque está conformado por un filtro para evitar la interferencia electromagnética EMI¹, estos filtros son denominados comúnmente filtros Balun y evitan la propagación de interferencias, protegiendo a otros equipos conectados en las cercanías de la fuente.

Se realiza luego la rectificación de voltaje (AC-DC) mediante un rectificador no controlado, salida que se filtra mediante un banco de capacitores.

El voltaje obtenido luego del banco de capacitores es aplicado al primario del transformador del convertor Flyback y es aquí en donde por efecto de transformación y de la conmutación, se obtiene el voltaje para la salida de la fuente. El voltaje en el secundario es también rectificado y filtrado, para finalmente tener el voltaje de salida DC deseado.

En el gráfico se pueden apreciar bloques adicionales, entre ellos, uno destinado al control de la fuente, generalmente, por medio de control PWM. Aquí se varía la relación de trabajo para obtener el nivel de voltaje requerido. El circuito de aislamiento se encarga de separar totalmente el voltaje de salida que es realimentado hacia el circuito de control, evitando de esta manera la interacción entre la etapa de entrada y salida de la fuente. El circuito de control y etapa de realimentación se consideran en detalle, en el Capítulo 2.

¹ **Interferencia electromagnética EMI:** Tipo de energía no deseada, debida al funcionamiento o conmutación de elementos de estado sólido. Esta interferencia se extiende en las líneas de alimentación afectando a otros equipos.

A continuación se enumeran las principales ventajas y desventajas de un conversor Flyback:

VENTAJAS

- Requiere una mínima cantidad de elementos.
- Puede tener una o múltiples salidas.
- Configuración ideal para bajas potencias
- Peso y volumen reducidos.
- Pueden aplicarse altos voltajes en la entrada.

DESVENTAJAS

- Rizado de voltaje alto en las salidas, por la carga del capacitor de salida durante $\frac{1}{2}$ ciclo.
- El interruptor debe soportar voltajes altos durante el apagado. Aproximadamente 2 veces el voltaje de entrada.
- Con múltiples salidas, se tiene mala regulación de voltaje de las salidas.
- El transformador es manejado con corriente unidireccional, esto puede en determinado momento saturar al núcleo.

1.1.2.1.4 OTRAS CONFIGURACIONES DEL CONVERTOR FLYBACK

a) CONVERTOR FLYBACK CON DOS INTERRUPTORES

Esta configuración se presenta en la figura 1.12.(a).

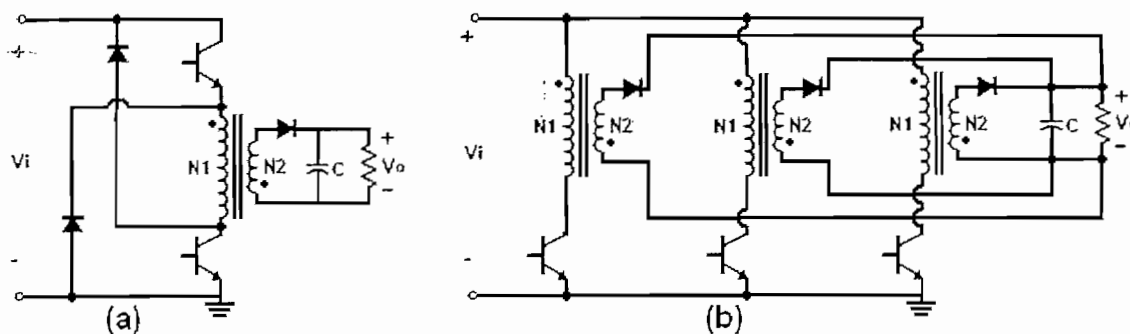


Figura 1.12. a) Conversor flyback con dos interruptores, (b) Conversores flyback en paralelo

Como se aprecia en la figura 1.12.(a), los dos interruptores que se utilizan, son conmutados simultáneamente.

En un convertor con un solo interruptor, un pico de voltaje se produce en el interruptor cuando éste se apaga. Este pico de voltaje depende de las inductancias de dispersión, del primario y secundario, de la frecuencia de conmutación y de la capacitancia del circuito. En estos convertidores, se necesita una red apropiada para minimizar el efecto del pico de voltaje.

En una configuración con dos interruptores, la inductancia de dispersión resulta menos crítica. La energía asociada con la presencia de la inductancia es derivada hacia la fuente de DC a través de los diodos utilizados en el primario, evitando el uso de una red para disipar ésta energía, e incrementando la eficiencia de la fuente.

El voltaje que deben soportar los interruptores durante el apagado, a diferencia de los convertidores con un solo interruptor, es solo el voltaje de entrada; pero, la desventaja de esta configuración es que los interruptores deben tener referencias¹ distintas, además, se requieren más elementos y espacio para su construcción.

b) CONVERSORES FLYBACK EN PARALELO

La configuración de estos convertidores se tiene en la figura 1.12(b). Es utilizada principalmente, cuando se requieren altos niveles de potencia de salida. Los interruptores operan a la misma frecuencia, pero empiezan a conducir a la mitad del ciclo de trabajo de cada convertidor; con este efecto se consigue disminuir el rizado de corriente en la salida.

A continuación se enumeran las principales ventajas y desventajas de esta configuración:

VENTAJAS

- Pueden tenerse módulos estándar de convertidores conectados en paralelo.
- Mayor potencia disponible a la salida.

¹*Referencia: nivel de voltaje cero o tierra, con respecto al cual se determinan otros voltajes.*

- Rizado de voltaje bajo en la salida.
- Sistema redundante.
- Disminuyen pulsaciones de corriente en la entrada y salida.

DESVENTAJAS

- Requiere un mayor número de elementos para su implementación.
- El control de corriente total de la fuente puede resultar complicado.

1.1.2.1.5 CONVERTOR FORWARD.

Se obtiene de realizar algunas modificaciones al convertor no aislado reductor. La configuración de este convertor se aprecia en la figura 1.13.(a).

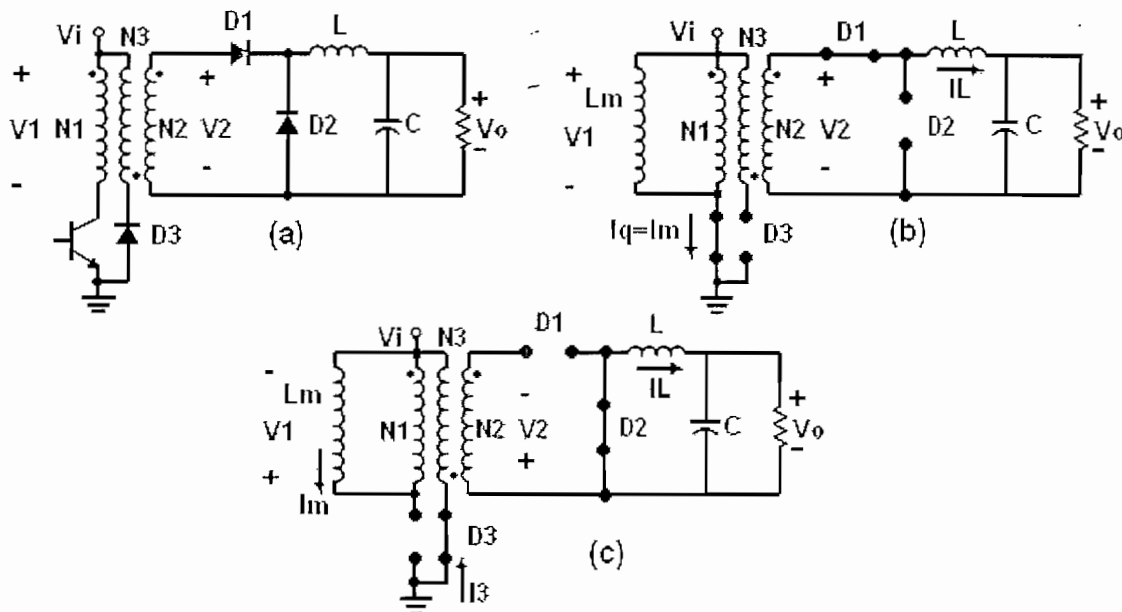


Figura 1.13. Convertor forward: (a) Configuración (transformador modelo ideal), (b) Interruptor encendido, (c) Interruptor apagado.

Este convertor se utiliza para proveer potencias de hasta aproximadamente 500W y en configuraciones con dos interruptores de hasta 1kW.

a) INTERRUPTOR ENCENDIDO

Durante el intervalo de encendido visto en la figura 1.13 (b), la corriente fluye libremente en el secundario, a través del diodo D1 y la inductancia L, cargando al

capacitor y alimentando a la carga. El diodo D2 esta polarizado inversamente. La corriente en la inductancia L se incrementa linealmente almacenando energía que luego será transferida hacia la carga. Considerando el voltaje en la inductancia:

$$V_L = V_2 - V_o \quad (1.21)$$

Pero también de la ecuación 1.6, de las relaciones de espiras y voltajes en el transformador,

$$V_2 = V_1/n$$

Entonces:

$$V_L = \frac{V_1}{n} - V_o \quad (1.22)$$

b) INTERRUPTOR APAGADO

En esta condición, el voltaje V1 cambia de polaridad, así también V2, quedando el diodo D1 polarizado inversamente, pero la corriente se encierra en el diodo D2, la inductancia y la carga, manteniendo la corriente a la carga independientemente de que no existe flujo de corriente desde el devanado secundario. El voltaje que se tiene en la inductancia es:

$$V_L = -V_o \quad (1.23)$$

Este voltaje negativo, hace que la corriente I_L empiece a decrecer linealmente. Ya que el voltaje promedio en la inductancia es cero, se pueden igualar las ecuaciones 1.22 y 1.23, evaluadas durante un período, obteniendo de esta forma:

$$V_L = \frac{1}{T} \left[\int_0^{t(on)} \left(\frac{V_i}{n} - V_o \right) dt - \int_{t(on)}^T V_o dt \right] = \frac{t(on)}{T} \left(\frac{V_i}{n} - V_o \right) - \frac{V_o}{T} (T - t(on))$$

Reemplazando la ecuación 1.2 en la expresión anterior:

$$V_L = 0 = \delta \left(\frac{V_i}{n} - V_o \right) - V_o \cdot (1 - \delta), \text{ entonces:}$$

$$V_o = \delta \frac{V_{in}}{n} \quad (1.24)$$

De esta expresión, se nota claramente la relación directa que existe entre el voltaje de salida y el de entrada, además que son de la misma polaridad, al igual que ocurre en un conversor reductor, con excepción, claro está, de la relación de transformación n.

Como se aprecia en la figura 1.13., en este convertor existe un tercer devanado, denominado bobinado de desmagnetización, que está conectado en serie con el diodo D3. El objetivo de este bobinado es transferir la energía de magnetización del núcleo hacia la fuente de DC, evitando de esta manera el uso de elementos o redes de desmagnetización para disipar esta energía, además de incrementar la eficiencia del convertor.

En la práctica el número de espiras del bobinado de desmagnetización, es el mismo del devanado primario y de conductor delgado, pues debe soportar solo la corriente de magnetización del núcleo durante el apagado. Un número igual de espiras entre estos bobinados ($N_1=N_3$), limita a tener una relación de trabajo máxima de $\delta=0.5$.

El análisis de corrientes en este convertor es similar al del convertor flyback. En la figura 1.14 se presentan las formas de onda del convertor forward.

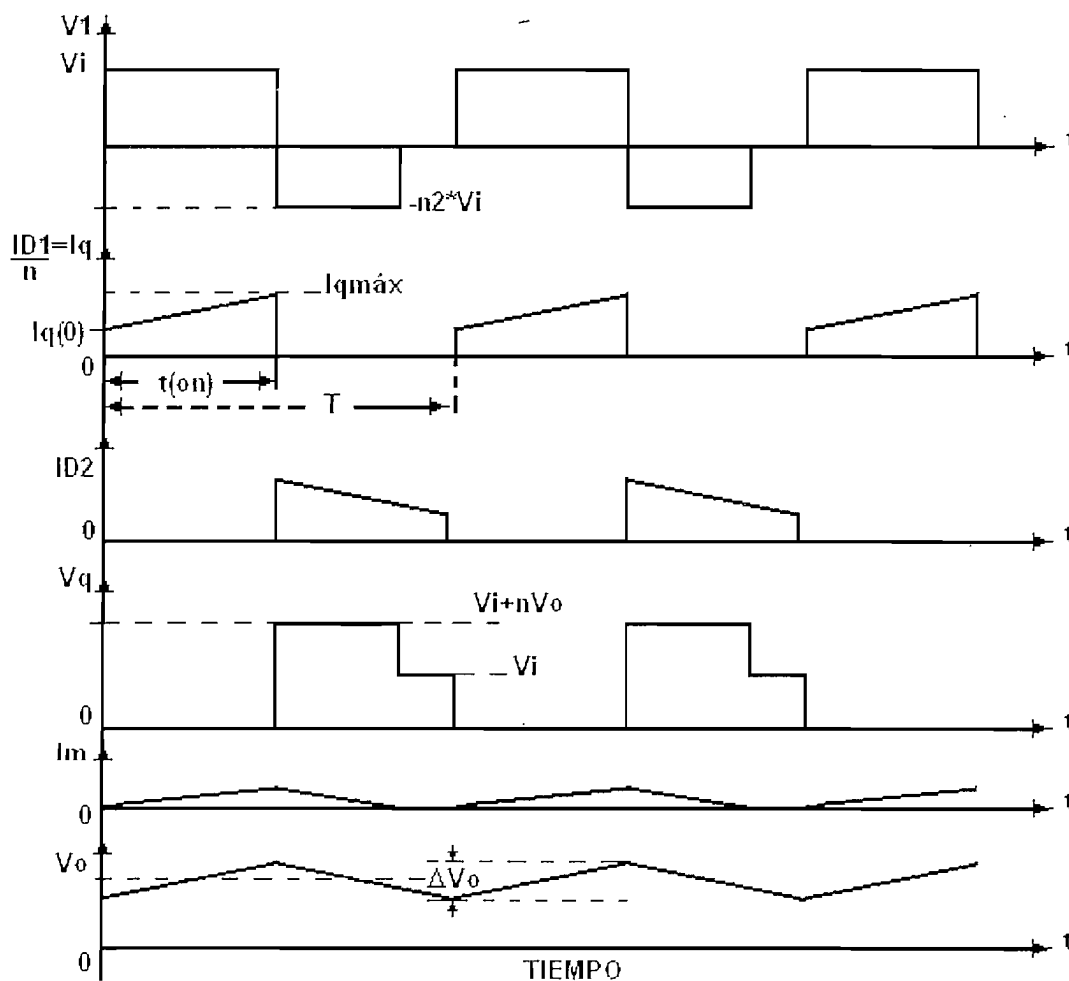


Figura 1.14. Formas de onda en un convertor forward

De la relación de espiras entre primario y bobinado de desmagnetización, se tiene:

$$\frac{N1}{N3} = n2 \quad (1.25)$$

El voltaje $V1$ en el apagado es de polaridad opuesta al voltaje $V3$, y en el bobinado de desmagnetización está aplicado el voltaje de entrada, entonces:

$$V3 = -n2 * V1 \quad (1.26)$$

Debido a la aplicación de este voltaje negativo, la corriente de magnetización, empieza a decrecer linealmente hasta llegar a cero, es entonces cuando el voltaje $V1$ se hace cero y a partir de este instante, no existe flujo de corriente a través del diodo $D3$.

De igual forma que en un convertor flyback, se pueden tener configuraciones del convertor forward con dos interruptores y también en paralelo. En vista de que las características en estas configuraciones son similares a las ya analizadas, no se presenta su revisión.

1.1.2.2 CONVERSORES CON EXCITACIÓN BIDIRECCIONAL

En la utilización de un convertor con excitación bidireccional, el núcleo del transformador se encuentra trabajando en todos los cuadrantes de la curva de magnetización (figura 1.6). Estos convertidores son conocidos también con el nombre de convertidores SIMETRICOS. Su funcionamiento está basado en el de los convertidores inversores monofásicos, y las configuraciones que se pueden tener de convertidores con excitación bidireccional son:

- Push-Pull o en contra fase
- Medio puente
- Puente completo.

El hecho de que la excitación es bidireccional, hace que la corriente que circula por el transformador sea de tipo alterna, pues el funcionamiento del convertor hace que la corriente proveniente de una fuente de voltaje DC sea positiva durante un tiempo y negativa durante un intervalo de tiempo igual. Este tipo de funcionamiento evita con gran facilidad la saturación del transformador.

1.1.2.2.1 CONVERSOR PUSH-PULL

Los dos interruptores que se utilizan en esta configuración, son conmutados alternativamente, sin embargo, es un requisito indispensable, el proveer de un tiempo denominado tiempo muerto entre el apagado de un transistor y el encendido del otro, esto se realiza para evitar el encendido de los dos interruptores a la vez, lo que causaría el corto circuito de la fuente.

El circuito de este convertidor, se presenta en la figura 1.15.

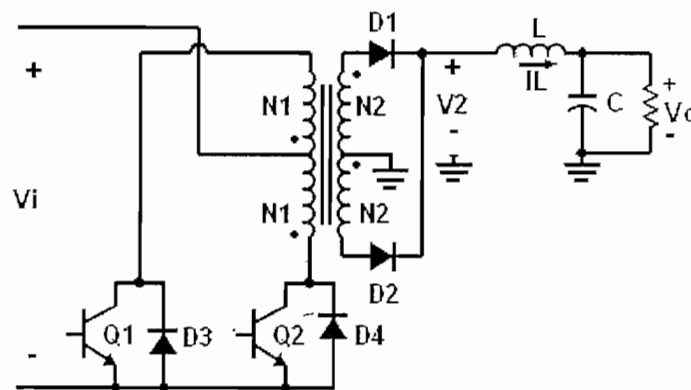


Figura 1.15. Convertidor push-pull

Se utiliza, como se puede ver, un transformador de tap central tanto en el primario como en el secundario.

Debido a que los interruptores conmutan de manera alternada, el rizado de corriente de la salida tiene una frecuencia del doble de la frecuencia de conmutación total. Los diodos D3 y D4, conectados en inverso paralelo con los transistores cumplen la misma función que el diodo conectado en serie con el bobinado de desmagnetización en un convertidor forward.

Analizando las distintas etapas de funcionamiento durante un período completo de conmutación, se pueden tener las siguientes condiciones:

a) INTERRUPTOR Q1 ENCENDIDO, INTERRUPTOR Q2 APAGADO.

El diodo D1 conduce, mientras que D2 está polarizado inversamente, la corriente fluye hacia la carga de forma directa y la corriente en la inductancia I_L se incrementa linealmente, igual como ocurre en un convertidor forward. El voltaje en la inductancia está dado por:

$$V_L = V_2 - V_o \quad \text{pero} \quad V_2 = \frac{N_2}{N_1} V_i = \frac{V_i}{n}$$

Entonces:
$$V_L = \frac{V_i}{n} - V_o$$

Que es igual a la expresión 1.21 del convertidor forward.

b) TIEMPO MUERTO (INTERRUPTOR Q1 Y Q2 APAGADOS).

La corriente I_L se divide en igual forma en los dos devanados del secundario:

$$I_{D1} = I_{D2} = \frac{I_L}{2} \quad (1.27)$$

En este intervalo, $V_2=0$ quedando el voltaje en la inductancia como: $V_L = -V_o$, igual a la expresión 1.23 del convertidor forward.

c) INTERRUPTOR Q2 ENCENDIDO, INTERRUPTOR Q1 APAGADO.

Conduce D2, en tanto que D1 se polariza inversamente, a excepción de esta condición, se repite todo el comportamiento del caso (a). Las formas de onda de este convertidor se presentan en la figura 1.16.

Sabiendo que el voltaje medio en L es igual a cero durante $T/2$ y reemplazando las expresiones 1.22 y 1.23, se tiene:

$$D + t(on) = \frac{T}{2} \quad (1.28)$$

$$V_L = \frac{2}{T} \left[\int_0^{t(on)} \left(\frac{V_i}{n} - V_o \right) dt - \int_{t(on)}^{t(on)+D} V_o dt \right]$$

$$V_L = \frac{2}{T} \left[\frac{V_i}{n} t(on) - V_o * t(on) - V_o \frac{T}{2} + V_o * t(on) \right] = 0$$

De la expresión anterior, se evalúa la integral y reemplazando la expresión 1.28 en los términos que corresponden, se obtiene luego de simplificar:

$$V_o = 2 * \delta \frac{V_{in}}{n} \quad (1.29)$$

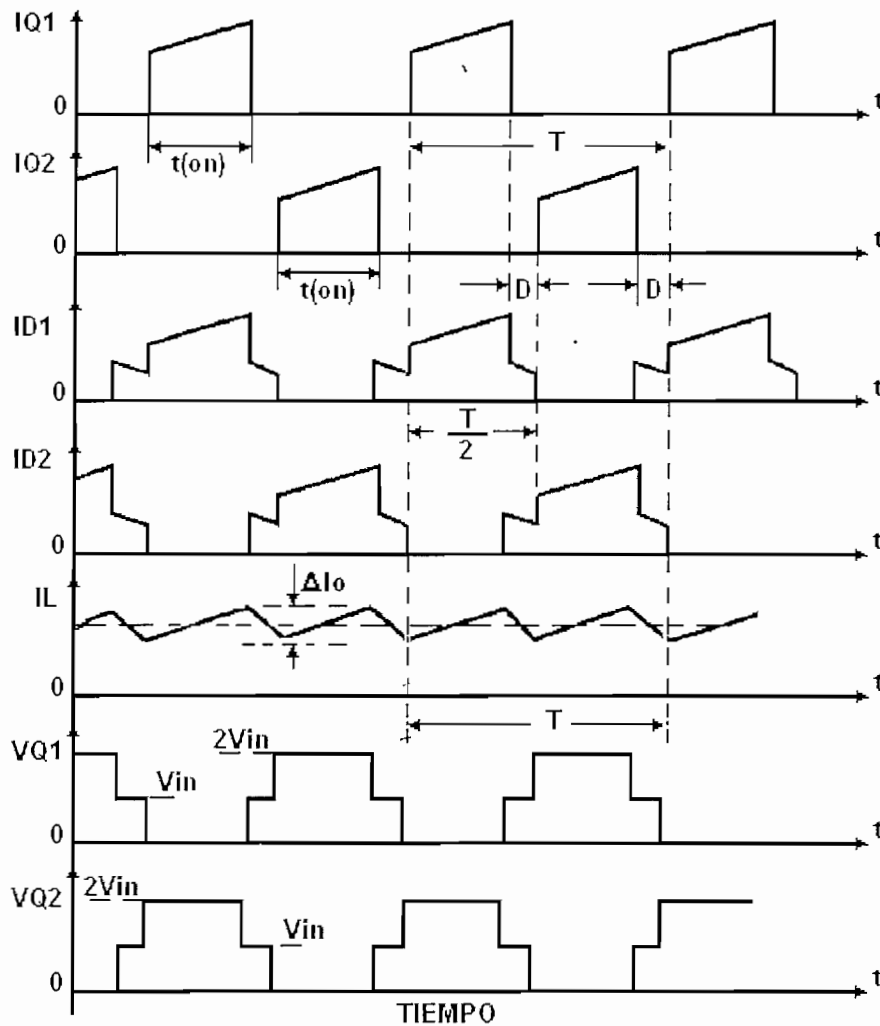


Figura 1.16. Formas de onda del conversor push-pull[9].

El valor de la relación de trabajo δ es el mismo de la expresión 1.2 y debe ser siempre menor que 0.5 para evitar el funcionamiento simultáneo de los dos interruptores.

La ventaja de esta configuración es que los interruptores comparten la misma referencia; en cambio, la desventaja es que deben soportar dos veces el voltaje de entrada cuando están apagados y en la zona de tiempo muerto, el voltaje de entrada V_i , esto se puede deducir del circuito de la figura 1.15 y se aprecian los voltajes indicados en las formas de onda de la figura 1.16.

1.1.2.2.2 CONVERSOR DE MEDIO PUENTE.

Su operación es similar a la del convertor push-pull, con la diferencia de que el transformador solo tiene en el secundario un tap central y ya no en el primario como en el push-pull. Los interruptores soportan solo el voltaje de entrada cuando están apagados y la mitad de éste durante la zona de tiempo muerto. Esto se debe a la presencia de dos capacitores que dividen el voltaje de entrada a la mitad, como se observa en la figura 1.17(a).

El uso de los diodos en inverso paralelo con los interruptores, permiten el retorno de la energía de magnetización durante el apagado de los interruptores hacia los capacitores.

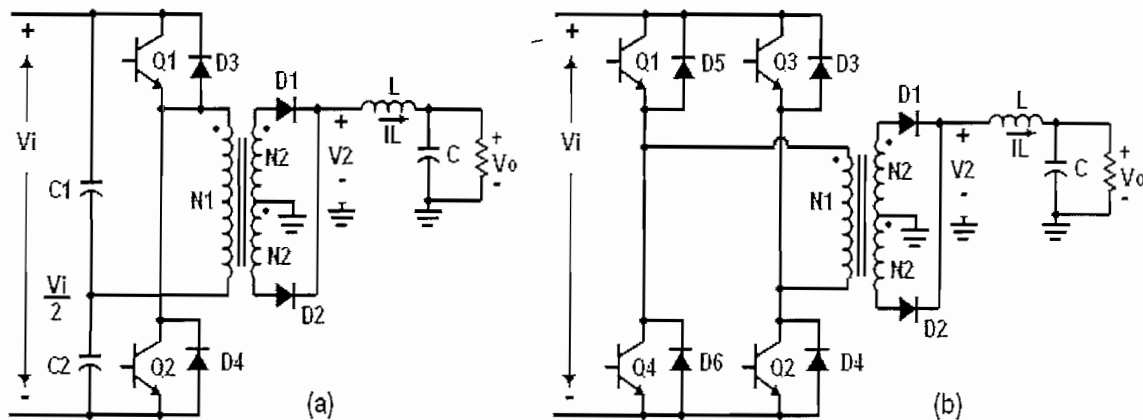


Figura 1.17. a) Convertor medio puente, b) Convertor puente completo.

Se recomienda el uso de diodos ultra rápidos para los diodos en inverso paralelo. El voltaje de salida se diferencia del convertor push-pull, en un factor de 2, porque el voltaje aplicado al devanado primario es la mitad del voltaje de entrada, así de la ecuación 1.29, se tiene para un convertor de medio puente:

$$V_o = \frac{V_i}{n} \delta$$

La desventaja de esta configuración es el aislamiento que debe tener Q1. Las formas de onda son las mismas que para el convertor push-pull, con la diferencia antes indicada, del voltaje en los interruptores.

1.1.2.2.3 CONVERTOR DE PUENTE COMPLETO.

Este convertor requiere de un mayor número de elementos que el resto de los convertidores antes mencionados, por lo que resulta complejo y caro. En la figura 1.17.(b) se tiene la configuración de estos convertidores.

Los interruptores (Q1, Q2) y (Q3, Q4), son conmutados alternadamente. Debido a que el voltaje V_i es aplicado al transformador, el voltaje de salida será igual que en un convertor push-pull, así como se tiene en la expresión 1.29.

Las formas de onda son las mismas que las del convertor de medio puente. Estos convertidores se usan para potencias de salida altas, aunque a veces el uso de convertidores en paralelo, presenta mejores características.

CAPITULO 2

2. DISEÑO DE LA FUENTE

INTRODUCCION

Una vez que se tiene un concepto claro de las distintas configuraciones disponibles de fuentes conmutadas y con el objetivo de obtener una fuente de altas características y bajo peso; considerando además, la aplicación específica que tendrá la fuente, se desarrolla a continuación el diseño de una fuente conmutada tipo FLYBACK. Esta configuración es seleccionada, en vista de que requiere una menor cantidad de elementos para su implementación, lo que, será traducido en volumen y peso reducidos, además de las prestaciones indicadas en el capítulo anterior.

El diseño será desarrollado en las siguientes etapas:

- Diseño del transformador de alta frecuencia.
- Diseño del circuito de control.
- Diseño de circuitos de protección y auxiliares.

Las condiciones particulares de diseño son:

- Voltaje de entrada: 311Vdc
- Número de salidas: 5 salidas
- Voltaje de salidas: 1 salida de 5Vdc y 4 salidas de 12Vdc, además de una salida auxiliar de 20Vdc que servirá para la polarización del circuito de control de la fuente.
- Corriente de salidas: 1 amperio para la salida de 5Vdc y 100 miliamperios para cada una de las salidas de 12Vdc, además 100 mA para la salida auxiliar de 20Vdc.

Las fuentes de 12Vdc servirán para la polarización de los circuitos de manejo de los IGBT's de la etapa inversora del variador de velocidad. La corriente en las salidas de 12Vdc es relativamente pequeña, en vista de que la corriente que requieren los IGBT's para su funcionamiento está en el orden de las decenas de microamperios, ya que son elementos controlados por voltaje.

En tanto, la salida de 5Vdc tiene una corriente de salida alta con respecto a las otras, con el objetivo de ocupar ésta salida para la polarización del circuito de control, dispositivos de visualización y auxiliares del variador.

La distribución de las fuentes según el lugar en donde serán utilizadas en el variador se presenta en el siguiente diagrama:

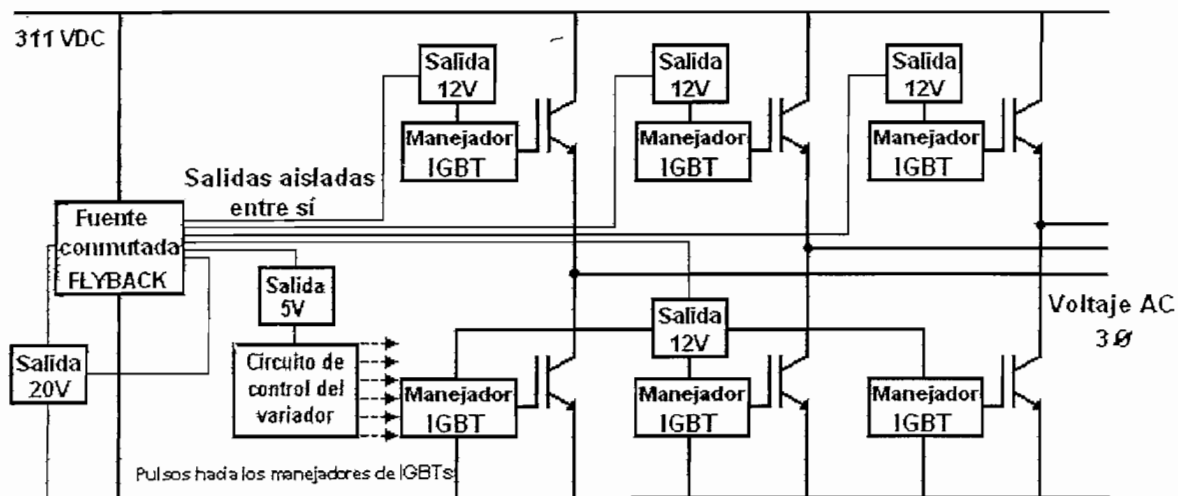


Figura 2.1. Distribución de las salidas de la fuente conmutada.

Nótese que la polarización del circuito de control para la fuente conmutada, se obtiene desde la línea de los 311Vdc.

Posteriormente se analizará esta condición y se podrá observar que una vez que la fuente entra en funcionamiento normal, solo entonces, el circuito de control de la fuente es alimentado desde la salida de 20V de tal manera que la fuente en condiciones estables, en realidad se auto alimenta.

2.1. DISEÑO DEL TRANSFORMADOR DE ALTA FRECUENCIA

2.1.1. GENERALIDADES

El transformador es utilizado en la fuente tipo flyback para proveer aislamiento entre la etapa de entrada y salida de la fuente. Además, resulta importante tener en cuenta que, en una fuente flyback, el transformador actúa como una inductancia, almacenando energía durante el intervalo cuando el interruptor se encuentra encendido (figura 1.7. (b)); y funciona como un transformador, transfiriendo energía desde el primario al secundario, cuando el interruptor está apagado (figura 1.7. (c)).

Es necesaria la presencia de un entrehierro para proveer una capacidad de almacenamiento de energía, que en el caso de una fuente flyback es mayor que en el resto de convertidores existentes. La existencia de este entrehierro, hace que la densidad de flujo remanente B_r sea en esencia cero y la característica B-H es prácticamente lineal.

La causa primordial para la utilización de un transformador de alta frecuencia es reducir el tamaño y peso del transformador, como también reducir el tamaño de los componentes de filtrado utilizados.

En la consideración de las pérdidas en un transformador de alta frecuencia, no solo se toman en cuenta las pérdidas resistivas en el primario y secundario, sino también las pérdidas por corrientes de Eddy. Las pérdidas en general, provocan un incremento de la temperatura en el transformador, éste, es un parámetro importante, ya que sus efectos, que generalmente son degradaciones de las propiedades de los elementos que lo componen, se deben tomar muy en cuenta para evitar problemas como incremento de la resistencia de los devanados, reducción de la densidad de flujo de saturación, degradación del material de aislamiento, etc. Este calor puede en forma general ser transferido al ambiente por medio de conducción, convección y radiación; pudiendo ser esta natural o forzada.

Los tipos de material utilizados para el núcleo, que pueden servir para construir tanto transformadores como también inductancias y sus valores típicos de densidad de flujo, así como las frecuencias a las cuales operan se resumen a continuación:

MATERIAL	DENSIDAD DE FLUJO MAX (Teslas)	DENSIDAD DE SATURACION (Teslas)	FRECUENCIA DE OPERACIÓN
Silicio-hierro	1.5	2	50 - 400Hz
Ferrita	0.3	0.5	< 30MHz

Tabla 2.1. Características de los núcleos[†]

Con el objetivo de tener un transformador liviano y pequeño, la frecuencia de funcionamiento debe ser alta. Para este propósito, los núcleos de ferrita son ampliamente usados para fuentes conmutadas.

Los fabricantes de ferritas establecen las aplicaciones para las cuales un núcleo determinado presenta las mejores características, así para realizar una fuente flyback, los núcleos favorables se pueden apreciar en la tabla 2.2.

TIPO DE NÚCLEO	TIPO DE CIRCUITO CONVERTOR		
	FLYBACK	FORWARD	PUSH-PULL
E	+	+	0
Planar E	-	+	0
EFD	-	+	+
ETD	0	+	+
ER	0	+	+
U	+	0	0
RM	0	+	0
EP	-	+	0
P	-	+	0
Anillo	-	+	+

Nota: '+' = favorable; '0' = promedio; '-' = desfavorable

FUNCION	TIPO DE CIRCUITO CONVERTOR		
	FLYBACK	FORWARD	PUSH-PULL
Simplicidad Circuito	+	0	-
Número de componentes	+	0	-
Circuito manejo	+	0	-
Rizado salida	-	0	+
Volumen filtro L	No necesit	0	+
Volumen transf.	-	0	+
Aislamiento	+	-	+
Alta potencia	-	0	+
Alto Voltaje	+	0	0
Múltiples salidas	+	0	0

Tabla 2.2. Tipos de núcleos y uso [10]

Tabla 2.3. Criterios de selección de convertor [11]

† Tomado del artículo "Desing of power transformers having ferrite cores", de la revista Mullard Technical Communications, N° 111, de Julio de 1971

En la tabla 2.3. se especifican los parámetros de la fuente y las ventajas o desventajas que presenta un tipo específico de convertor. En función de estas recomendaciones el tipo de núcleo a utilizar es un núcleo tipo E.

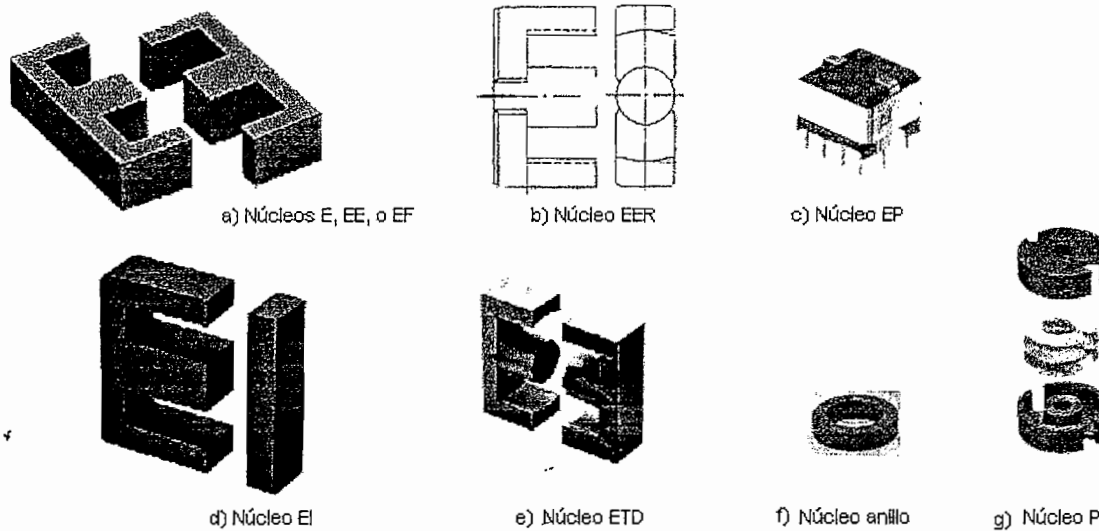


Figura 2.2. Geometría de algunos tipos de núcleos

En el diseño del transformador se pueden especificar parámetros como: pérdidas, densidad de flujo máximo, potencia máxima de salida, etc.; para en función de éstos, establecer el tipo de núcleo requerido y continuar con el diseño.

Sin embargo en nuestro medio, encontrar un núcleo que se adapte a las condiciones específicas de diseño, resulta por demás una labor nada fácil. Por ello, es más adecuado partir de un núcleo disponible, para analizar si los parámetros necesarios pueden ser cubiertos con la utilización del mismo.

2.1.2. PARAMETROS DEL NUCLEO

Con las consideraciones vistas anteriormente, para una fuente tipo flyback, se utilizará un núcleo de ferrita tipo E como el indicado en la figura 2.3:

Las dimensiones del núcleo, según se expresa en la figura 2.3 son:

$$A = 25 \text{ mm}$$

$$B = 9.5 \text{ mm}$$

$$C = 6 \text{ mm}$$

$$D = 19 \text{ mm}$$

$$E = 6 \text{ mm}$$

$$F = 6.5 \text{ mm}$$

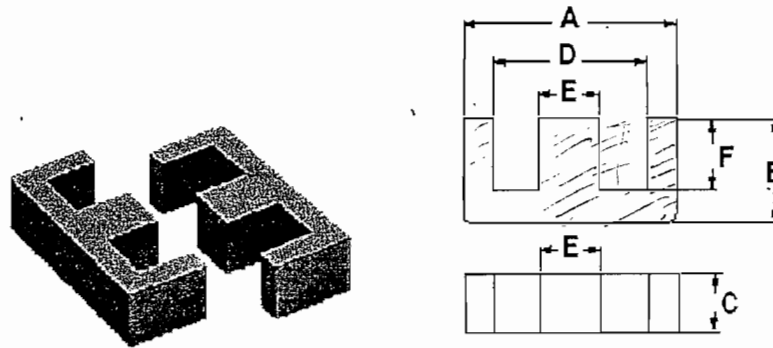


Figura 2.3. Dimensiones del núcleo tipo E a utilizar

Con estos datos, se pueden calcular otros parámetros importantes del núcleo como:

- Ancho de la ventana = $ba = \frac{1}{2} (D - E) = \frac{1}{2} (19 - 6) \text{ mm} = 6.5 \text{ mm}$
- Alto de la ventana = $ha = 2 \cdot F = 2 \cdot 6.5 \text{ mm} = 13 \text{ mm}$
- Área de la ventana = $Aw = ba \cdot ha = 6.5 \cdot 13 \text{ mm}^2 = 84.5 \text{ mm}^2$
- Área de sección transversal del núcleo = $Ae = C \cdot E = 6 \cdot 6 \text{ mm}^2 = 36 \text{ mm}^2$
- Volumen efectivo = $Ve = Ae \cdot le = 918 \text{ mm}^3$

Los bobinados del transformador serán dispuestos sobre un carrete cuyas dimensiones son:

- Ancho de la ventana carrete = 4 mm
- Alto de la ventana carrete = 10 mm
- Área de la ventana carrete = 40 mm²

Estos datos resultan importantes en la determinación del espacio disponible para la disposición de los arrollamientos del transformador.

Sabiendo que en un convertidor con excitación unidireccional como es el caso de un convertidor tipo flyback, el valor de $\Delta B = \frac{1}{2} B_{\text{máx}}$ [12], por lo tanto el valor de densidad de flujo máxima es igual a $B_{\text{máx}} = 2 \cdot \Delta B$. Como se indica en la tabla 2.1 y en base a los datos de fabricantes de ferritas como Philips la densidad de saturación varía entre 0.35 Teslas y 0.45 Teslas y para efectos de cálculo en vista de no contar con este tipo de datos del núcleo, se puede asumir que la densidad máxima es igual a la de saturación, con lo que este parámetro estaría delimitado y para nuestro diseño asumimos un valor de densidad de flujo:

$$\Delta B = 0.2 \text{ Teslas.} \quad (2.1)$$

2.1.3. FRECUENCIA DE OPERACIÓN

Está condicionada principalmente a un parámetro: la frecuencia de operación máxima de los elementos de conmutación de la etapa inversora del variador de velocidad. Puesto que en el caso de ser requerida una etapa de filtrado a la entrada del variador, en el dimensionamiento del filtro para todo el equipo, esta frecuencia, será la mínima frecuencia de corte del filtro. Esto se puede explicar dando valores a las distintas frecuencias, como por ejemplo:

- Frecuencia máxima de operación de interruptores (inversor) = 10KHz (Dato real).
- Frecuencia de operación del interruptor de la fuente conmutada = 5KHz (Dato asumido).

Si se tienen los valores indicados, y se desea filtrar las señales producidas por la conmutación de los elementos, se podría pensar en el uso de un filtro pasa bajos con una frecuencia de corte de 5KHz. Sin embargo si la frecuencia de conmutación de los elementos del variador disminuye bajo este valor, el filtro pasa bajos no cumpliría su función. Por esto la frecuencia mínima a la cual funcionará la fuente, es de 10KHz.

Con el objetivo de disminuir el número de espiras, por añadidura, reducir el peso y volumen del transformador, el valor de frecuencia a la cual el interruptor de la fuente se encuentra conmutando, debe ser tan alto como sea posible. Sin embargo hay que considerar que, al trabajar con alta frecuencia los problemas asociados con capacitancias e inductancias parásitas, así como la respuesta de los elementos utilizados como interruptores, diodos, etc., pueden representar un serio inconveniente.

Por esto, la frecuencia de conmutación considerada en forma inicial fue de 10KHz, pero a esta frecuencia, el ruido audible debido a la conmutación, fue demasiado perceptible, por lo que la frecuencia se incrementó hasta aproximadamente 50KHz.

$$f_{sw} = 50 \text{ KHz} \quad (2.2)$$

Este valor no es exacto debido a que los valores de los elementos tienen una cierta tolerancia, además que las expresiones utilizadas para determinar esta frecuencia, indicados por los fabricantes del circuito generador de los pulsos, son también aproximadas.

2.1.4. DISEÑO DE LOS BOBINADOS

Para empezar con el diseño de los bobinados, se resumen a continuación las condiciones de diseño:

- $V_{in} = 311 \text{ Vdc}$
- $V_{o5} = 5 \text{ Vdc}$ $I_{o5} = 1 \text{ A}$
- $V_{o12_1} = 12 \text{ Vdc}$ $I_{o12_1} = 100 \text{ mA}$
- $V_{o12_2} = 12 \text{ Vdc}$ $I_{o12_2} = 100 \text{ mA}$
- $V_{o12_3} = 12 \text{ Vdc}$ $I_{o12_3} = 100 \text{ mA}$
- $V_{o12_4} = 12 \text{ Vdc}$ $I_{o12_4} = 100 \text{ mA}$
- $V_{o20} = 20 \text{ Vdc}$ $I_{o20} = 100 \text{ mA}$
- Método de enfriamiento: Convección natural
- Potencia de salida = $P_o =$ $5*1+4*12*0.1+20*0.1 = 11.8 \text{ W}$
- $V_{in} \text{ (AC)} = 85 \text{ a } 265 \text{ Vac}$ (Entrada Universal)[13]
- Rendimiento = $\eta =$ 80%
- Relación de trabajo máxima = $\delta_{m\acute{a}x} = 0.5$

La potencia de entrada a la fuente puede ser determinada en base a la potencia de salida y el rendimiento, así se tiene:

$$P_{in} = P_o / \eta = 11.8 / 0.8 = 14.75 \text{ W} \quad (2.4)$$

Ahora la potencia de entrada también puede ser definida como:

$$P_{in} = I_{in} * V_{in_m\acute{i}n} \quad (2.5)$$

Entonces: $I_{in} = P_{in} / V_{in_m\acute{i}n} \quad (2.6)$

En donde: P_{in} : potencia de entrada

I_{in} : corriente de entrada

$V_{in_m\acute{i}n}$: voltaje de entrada (AC) mínimo

El voltaje de entrada de corriente alterna (AC) mínimo es de 85 voltios de alterna. El tener como voltaje de entrada (AC) un rango desde 85 hasta 265 voltios de alterna (entrada universal), permite que la fuente pueda funcionar con múltiples voltajes de entrada, esto constituye una ventaja muy importante para el variador. Como se mencionó anteriormente, los 311VDC que serán aplicados a la fuente conmutada, son obtenidos desde un sistema trifásico a 220VAC, los cuales son rectificadas y filtrados. En condiciones de falla, como la pérdida de una fase, el voltaje DC aplicado a la fuente, obviamente será menor; por lo que, al dimensionar el voltaje de entrada (AC) de la fuente en el rango de entrada universal, se garantiza que ésta, continúe funcionando a pesar de la existencia de una falta de fase.

Esto permitirá al circuito de control del variador continuar funcionando normalmente, para alertar de la presencia de condiciones que pueden afectar el funcionamiento normal del variador. Se constituye la fuente de esta manera, en un sistema de seguridad para el normal desempeño del variador ante condiciones desfavorables.

Se tiene entonces: $I_{in} = 14.75W / 85 = 0.1735 A$

El valor de I_{in} también puede determinarse del gráfico de la figura 2.4.(a), así:

$$I_{in} = \frac{1}{2} \delta_{m\acute{a}x} \cdot I_{q_{m\acute{a}x}} = \frac{1}{2} \delta_{m\acute{a}x} \cdot I_p \quad (2.7)$$

En donde I_p es la corriente pico.

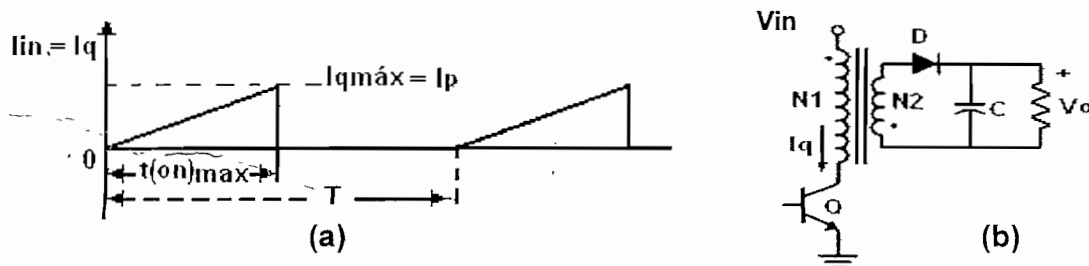


Figura 2.4. a) Corriente de entrada, b) Configuración fuente flyback

La corriente de entrada, que es la corriente que circula por el interruptor, como se aprecia en la figura 2.4.(b), está representada bajo condiciones de conducción de corriente discontinua, pues la corriente empieza a crecer linealmente desde cero.

Se consideran tales condiciones, para a partir de ellas extender las expresiones utilizadas hacia el modo de conducción de corriente continua.

De la expresión (2.7), la corriente pico I_p , es:

$$I_p = 2 \cdot I_{in} / \delta_{m\acute{a}x} = 2 \cdot 0.1735 / 0.5 = 0.694 \text{ A}$$

El valor de la inductancia del bobinado primario L_p se puede encontrar como: [14]

$$L_p = \frac{\delta_{m\acute{a}x} \cdot V_{in_m\acute{i}n}}{I_p \cdot f_{sw}} \quad (2.8)$$

Reemplazando los valores se tiene:

$$L_p = \frac{0.5 \cdot 85}{0.694 \cdot 50 \text{ KHz}} = 1.22 \text{ mH}$$

Para reducir las características de interferencia electromagnética, se recomienda incrementar el valor de la inductancia del primario, por lo que, se considera un valor de L_p de 1.5 mH. Como es conocido, el incremento del valor de inductancia, tiende a disminuir el rizado de la corriente; por ello, este incremento hace que la corriente pico disminuya; de la expresión (2.8) se tiene:

$$I_{p2} = \frac{\delta_{m\acute{a}x} \cdot V_{in_m\acute{i}n}}{L_p \cdot f_{sw}} = \frac{0.5 \cdot 85}{1.5 \text{ mH} \cdot 50 \text{ KHz}} = 0.567 \text{ A} \quad (2.9)$$

Ahora, si se considera modo de conducción de corriente continua, de la figura 2.5 y de la expresión (2.8) se puede encontrar:

$$I_{p2} - I_1 = \frac{V_{in_m\acute{i}n} \cdot \delta_{m\acute{a}x}}{L_p \cdot f_{sw}} \Rightarrow I_1 = I_{p2} - \frac{V_{in_m\acute{i}n} \cdot \delta_{m\acute{a}x}}{L_p \cdot f_{sw}} \quad (2.10)$$

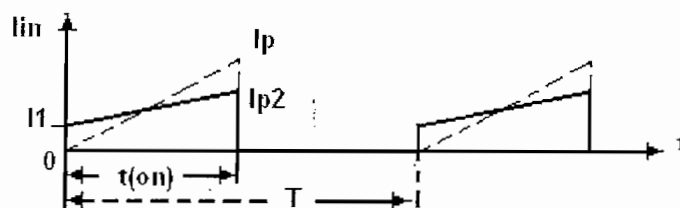


Figura 2.5. Corriente de entrada en modo de conducción continua

El valor medio de la corriente de entrada puede ser el mismo en conducción continua o en conducción discontinua, siempre y cuando, la salida tenga el mismo

valor, para un mismo valor de voltaje de entrada, de esta manera el valor de I_{p2} se puede expresar también como:

$$I_{p2} = I_{p1} - I_1 \quad (2.11)$$

Reemplazado esta expresión en la ecuación (2.10), se tiene:

$$I_1 = \frac{1}{2} * \left(I_{p1} - \frac{V_{in_mín} * \delta_{máx}}{L_p * f_{sw}} \right) \quad (2.12)$$

Evaluando se puede encontrar el valor de I_1 :

$$I_1 = \frac{1}{2} * \left(0.694 - \frac{85 * 0.5}{1.5mH * 50KHz} \right) = 0.064 A$$

Estos valores de corrientes son los que se requieren manejar para las condiciones de funcionamiento especificadas. Ahora resulta conveniente indagar, si el núcleo existente puede suplir tales condiciones, especialmente en cuanto a la potencia de salida necesaria.

Con este objetivo, se puede determinar mediante el área-producto del núcleo, a fin de disponer un dato aproximado de la potencia máxima que puede entregar un determinado núcleo, de la siguiente manera: **[15]**

$$AP = A_w * A_e = \left(\frac{P_o}{k * \Delta B * f_{sw}} \right)^{4/3} cm^4 \quad (2.13)$$

$$AP = \left(\frac{11.8W}{0.014 * 0.2 * 50KHz} \right)^{4/3} cm^4 = 0.0369 cm^4$$

El valor de k es una constante igual a 0.014 para los convertidores con excitación unidireccional, como es el caso de un convertidor flyback.

El área producto representa el valor mínimo que se requiere del producto, del área de la ventana del núcleo A_w , multiplicado por el área efectiva del núcleo A_e , para una potencia dada, a una frecuencia de operación específica.

De tal manera que el producto de estas áreas debe ser mayor que el obtenido en la expresión anterior, para garantizar que el núcleo disponible, está en la capacidad de poder suministrar la potencia requerida. Así, evaluando este producto, de los datos de la geometría del núcleo, especificados anteriormente:

$$AP = Aw * Ae = 84.5mm^2 * 36mm^2 = 3042mm^4 = 0.3042cm^4$$

Como se puede observar, de los resultados obtenidos, la potencia que debe manejar el núcleo, puede ser cubierta con gran facilidad bajo las condiciones de funcionamiento establecidas.

Si se encuentra el valor de potencia máxima que puede soportar el núcleo, de la expresión 2.8 se tiene:

$$Po = (Aw * Ae)^{3/4} * k * \Delta B * f_{sw} \quad (2.14)$$

$$Po = (0.3042 \text{ cm}^4)^{3/4} * 0.014 * 0.2 * 50 \text{ KHz} = 57.34 \text{ W}$$

Por lo tanto, la potencia que se requiere entregue la fuente, puede ser provista sin problema alguno por el núcleo a utilizar, con lo que se puede continuar con el diseño de los bobinados.

El número de espiras del bobinado primario, puede ser determinado mediante la siguiente expresión: [16]

$$Np = \frac{Lp * (Ip2 - I1)}{Amín * \Delta B} \quad (2.15)$$

En donde: Np : Número de espiras del primario
 $Amín$: Mínima área efectiva del núcleo

El área efectiva del núcleo disponible Ae es igual a $36mm^2$, por lo tanto se puede utilizar un valor menor a este, para ser reemplazado en la expresión (2.15), de tal manera, se toma un valor de $Amín = 30mm^2$.

Evaluando los valores correspondientes en la expresión (2.15), se tiene:

$$Np = \frac{1.5mH * (0.567 - 0.064)}{30 \times 10^{-6} m^2 * 0.2} = 125.75$$

Redondeando se puede tomar:

$$Np = 126 \text{ espiras.}$$

De la figura 2.6, la energía almacenada en la inductancia primaria, debe ser descargada totalmente, por lo que el área de carga A debe ser igual a la de descarga B, teniendo de esta manera:

$$Vin_min * t(on) = (n * Vout) * t(off)$$

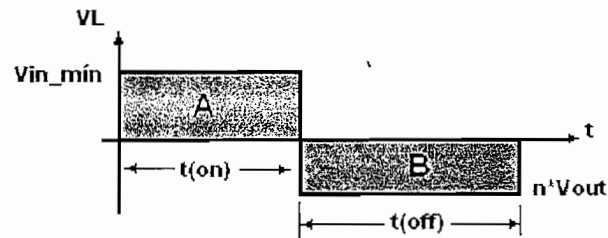


Figura 2.6. Voltaje aplicado en el devanado primario

Como la relación de trabajo máxima, para un voltaje de entrada mínimo es igual a 0.5, el tiempo de encendido del interruptor $t(on)$, es igual al de apagado $t(off)$, con lo que la relación de voltajes entre, primario y secundario de 5Vdc es:

$$n = V_{in_mín}/V_{out} \quad (2.16)$$

Ahora, considerando una caída de voltaje de 0.6 voltios en el diodo D de la figura 2.4.(b), el voltaje en el secundario sería: $V_{out} = V_{o5} + 0.6$; así se tiene:

$$n = 85 / (5 + 0.6) = 15.17$$

Ahora n también es igual a la relación de espiras entre el primario y secundario:

$$n = N_p / N_{s5} \quad (2.17)$$

$$N_{s5} = 126 / 15.17 = 8.3 \text{ espiras}$$

N_{s5} , representa el número de espiras del bobinado de la salida de 5Vdc.

Redondeando, se tiene:

$$\mathbf{N_{s5} = 8 \text{ espiras}}$$

El número de espiras de las otras salidas, puede ser determinado mediante las relaciones de voltaje existentes entre los secundarios, así se tiene:

$$\frac{N_{s5}}{N_{s12_1}} = \frac{5.6}{12.6}$$

$$N_{s12_1} = 12.6 * 8 / 5.6 = 18$$

N_{s12_1} , constituye el número de espiras del bobinado de la salida 1 de 12Vdc.

$$\mathbf{N_{s12_1} = 18 \text{ espiras}}$$

De igual manera, en todas las salidas, se considera una caída de voltaje de 0.6V, debido a la presencia del diodo rectificador.

Para todos los bobinados de 12Vdc se tiene el mismo número de espiras y la forma de determinarlos es la misma que en el caso expuesto anteriormente.

La salida de 20Vdc tiene un número de espiras N_{s20} , igual a:

$$\frac{N_{s5}}{N_{s20}} = \frac{5.6}{20.6}$$

$$N_{s20} = 29 \text{ espiras}$$

Para dimensionar el calibre del conductor utilizado en el devanado primario, se debe encontrar la corriente rms que circula por éste, la expresión utilizada se desarrolla en el Anexo B. De la figura 2.5 la corriente rms se tiene como:

$$I_{rms} = \sqrt{(I_p^2 + I_p^2 * I_1 + I_1^2) * \frac{\delta_{máx}}{3}} \quad (2.18)$$

$$I_{rms} = \sqrt{(0.567^2 + 0.567 * 0.064 + 0.064^2) * \frac{0.5}{3}} = 0.246 \text{ A}$$

Utilizando conductor con una densidad de corriente de 450 A/cm^2 , se puede encontrar el calibre de conductor, como función del diámetro correspondiente:

$$\pi * \left(\frac{d}{2}\right)^2 = \frac{I_{rms} \cdot \text{cm}^2}{450 \text{ A}}$$

$$d = 0.0264 \text{ cm}^2$$

Mediante una tabla de conductores como la indicada en el Anexo C, se elige el conductor cuyo diámetro sea lo más cercano posible al diámetro encontrado, para este caso, se puede elegir conductor de cobre # 30 AWG, de modo que el conductor pueda conducir una cantidad de corriente muy cercana a la calculada sin la necesidad de emplear un conductor de capacidad excesiva.

Para los bobinados secundarios, se puede asumir la corriente de salida, como la corriente DC que requiere cada bobinado, con lo que tomando en cuenta la capacidad de corriente de los conductores como se puede encontrar en la tabla del Anexo C, se tiene:

- **Ns5: Conductor # 23 AWG**
- **Ns12_1, Ns12_2, Ns12_3, Ns12_4, Ns20: Conductor # 30 AWG**

El criterio de selección del calibre de conductor utilizado en los bobinados de 12 y 20 voltios, obedece a que, para el bobinado primario y los bobinados secundarios, la capacidad de corriente que deben soportar no difiere en gran proporción, por lo

que resulta conveniente el uso del mismo conductor, con el objeto de facilitar la manipulación y bobinado del transformador, teniendo de esta manera uniformidad en el conductor usado. Sin embargo, este criterio no se debe considerar, si la corriente que debe manejar cada bobinado, difiere en gran medida de un bobinado a otro.

Una vez definidos los calibres de conductor a utilizar, así como el número de espiras que tienen que ser dispuestas, hay que tomar en cuenta, si el espacio disponible en el carrete sobre el cual se construirán los bobinados, es suficiente como para que la ventana del núcleo pueda contener, tanto al carrete, como a todos los bobinados. Tomando los datos del carrete, se tiene que, el área de la ventana del carrete es de 40 mm^2 .

Ahora, de la tabla contenida en el Anexo C, se tienen los datos del área que ocupa cada conductor. Así de los conductores empleados se tiene:

CONDUCTOR	AREA DEL COBRE CON AISLAMIENTO
Conductor # 30 AWG	0.000704 cm^2
Conductor # 23 AWG	0.003221 cm^2

El área total (A_t) ocupada por los bobinados se puede encontrar multiplicando el área de cada conductor por el número de espiras a ser realizadas, así:

$$A_t \text{ Nsp} = 126 \text{ espiras} * 0.000704 \text{ cm}^2 = 0.088704 \text{ cm}^2$$

$$A_t \text{ Ns5} = 8 \text{ espiras} * 0.003221 \text{ cm}^2 = 0.025768 \text{ cm}^2$$

$$A_t \text{ Ns12_1} = 18 \text{ espiras} * 0.000704 \text{ cm}^2 = 0.012672 \text{ cm}^2$$

$$A_t \text{ Ns12_1} = A_t \text{ Ns12_2} = A_t \text{ Ns12_3} = A_t \text{ Ns12_4}$$

$$A_t \text{ Ns20} = 20 \text{ espiras} * 0.000704 \text{ cm}^2 = 0.01408 \text{ cm}^2$$

De tal forma que, el espacio total ocupado por los conductores es:

$$A_{\text{total}} = A_t \text{ Nsp} + A_t \text{ Ns5} + 4 * (A_t \text{ Ns12_1}) + A_t \text{ Ns20}$$

$$= 0.088704 + 0.025768 + 4 * (0.012672) + 0.01408$$

$$A_{\text{total}} = 0.17924 \text{ cm}^2 = 17.924 \text{ mm}^2$$

Como el espacio disponible en el carrete es de 40mm^2 , se puede armar el transformador con total seguridad de que los conductores a ser bobinados alcanzan con holgura en el núcleo utilizado.

2.1.5. CONSTRUCCION DEL TRANSFORMADOR

Ya que todos los parámetros necesarios para el ensamblado del transformador son conocidos, se describe a continuación la forma como se construye el transformador.

Existen varios métodos para construir los bobinados. El principal criterio para escoger una determinada forma de realizar el bobinado, es que **el transformador construido, deba tener la menor inductancia de dispersión posible**. Puesto que, como se verá más adelante, el efecto de esta inductancia en el funcionamiento de la fuente, afecta a varios parámetros como: voltaje aplicado en el interruptor mientras está apagado, regulación de voltaje, excesiva disipación de potencia de redes auxiliares, etc.

Uno de los métodos más aconsejables para construir las bobinas del transformador, es el denominado tipo "sánduche", que consiste en disponer el bobinado primario en dos capas. La primera, está ubicada en la parte interior de carrete y tiene la mitad del número total de espiras del bobinado primario, luego de esta capa, se disponen los bobinados de los secundarios, cuidando que el bobinado que va a manejar la mayor cantidad de corriente, se encuentre lo más cerca posible al bobinado primario. Una vez construidos todos los bobinados secundarios, se procede a bobinar la otra mitad del bobinado primario. Este tipo de bobinado se presenta en la figura 2.7.

Como se puede mirar en la figura 2.7, los bobinados que no tienen demasiadas espiras a tal punto de no completar una capa completa a lo ancho de la bobina, deben ser separados, de manera de ocupar todo este espacio.

Los bobinados deben colocarse uno sobre otro, no uno a continuación de otro. Esto asegura que la mayor cantidad del flujo en el núcleo, generado por un bobinado, enlace a los otros.

Otra de las alternativas para reducir la inductancia de dispersión es el uso de alambre para bobinar tipo Litz, que no es más, que alambre de bobinado multifilar.

El aislamiento entre el bobinado primario y los secundarios, se realiza mediante el uso de papel aislante, que asegura el aislamiento.

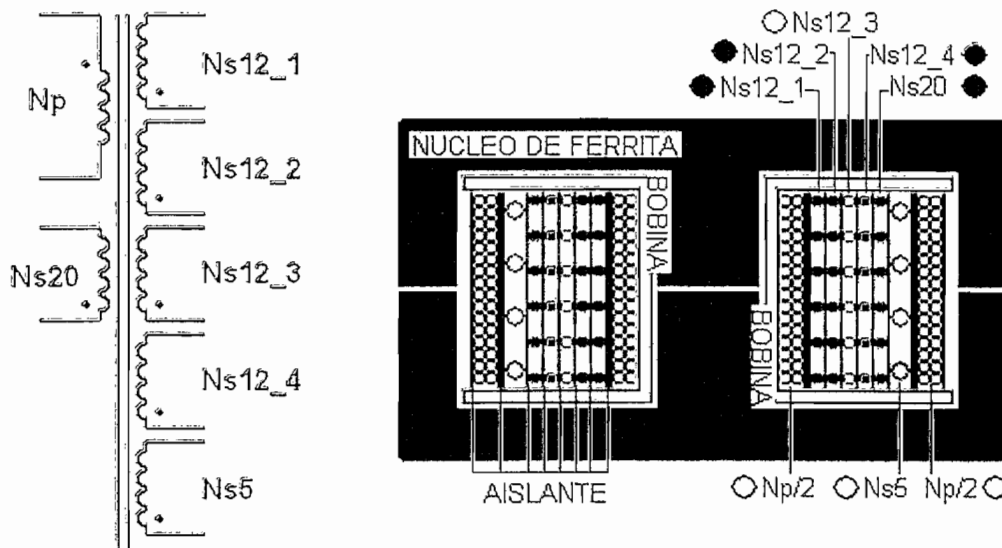


Figura 2.7. Disposición de los bobinados en la bobina o carrete

En tanto, que el aislamiento entre secundarios se consigue mediante el uso de cinta adhesiva, que a la vez de sujetar a los bobinados, provee también el aislamiento requerido.

Se debe tomar muy en cuenta la dirección en la cual se enrollan los bobinados, pues, la polaridad entre primario y secundarios es opuesta, por ello, las direcciones de enrollamiento también deben ser opuestas. Se debe tener especial cuidado, de manera particular, cuando se enrolla la mitad más externa del bobinado primario, debiendo mantener la dirección en la cual se enrolla la parte más interna. El extremo más externo debe conectarse hacia la entrada de la fuente, con el objetivo de disminuir en la medida de lo posible la capacitancia entre el transformador y el interruptor, evitando también la presencia de oscilaciones o ruido audible durante el funcionamiento de la fuente.

Resumiendo, las características del transformador, son las siguientes:

- **Primario**

Número de espiras: 126
Calibre de conductor: # 30 AWG
Inductancia: 1.5 mH
Resistencia: 1.9 Ω

- **Secundario 5V**

Número de espiras: 8
Calibre de conductor: # 23 AWG
Resistencia: 0.1 Ω

- **Secundarios 12V_1, 12V_2, 12V_3, 12V_4**

Número de espiras: 18
Calibre de conductor: # 30 AWG
Resistencia: 0.3 Ω

- **Secundario 20V**

Número de espiras: 29
Calibre de conductor: # 30 AWG
Resistencia: 0.4 Ω

2.2. DISEÑO DEL CIRCUITO DE CONTROL

2.2.1. GENERALIDADES

Existen en el mercado tecnológico una serie de circuitos integrados, dedicados para la realización de fuentes conmutadas, la mayoría de ellos tienen un costo reducido. Esta situación, indica el gran desarrollo y aplicación que tienen hoy en día las fuentes conmutadas.

Para el desarrollo del presente trabajo, se ha considerado la utilización de un circuito integrado, controlador de fuentes de alimentación en modo de conmutación **UC3844**, especialmente diseñado para convertidores off-line como es el caso de un convertidor flyback y convertidores DC-DC sin aislamiento, con la necesidad de un mínimo de componentes externos.

Este circuito integrado (CI), puede ser utilizado en modo de control de corriente, que tiene algunas ventajas sobre el modo de control de modulación de ancho de pulso PWM, en donde una señal diente de sierra, se compara con un voltaje de error establecido, para obtener los pulsos de salida. La variación de éste voltaje hará que el ancho de los pulsos se modifique. El voltaje de error, se obtiene de la diferencia entre un voltaje de referencia dado, menos el voltaje de la señal de salida.

En el modo de control de corriente, además de la utilización del voltaje de error, se toma una muestra de la corriente que atraviesa por el bobinado primario del transformador, que al ser una corriente que crece linealmente, esta señal sería la señal diente de sierra empleada en un PWM, resultando de la comparación de estas señales los pulsos de salida, como se puede observar en la figura 2.8. Al ser medida la corriente del inductor, por lo general, mediante una resistencia, en serie con la inductancia, la corriente puede ser limitada con mucha facilidad.

Como se observa en la figura 2.8. existe una señal de reloj, que inicia los pulsos a una frecuencia fija.

La finalización de cada pulso, ocurre cuando la corriente en el inductor, alcanza el voltaje umbral, que es el voltaje de error.

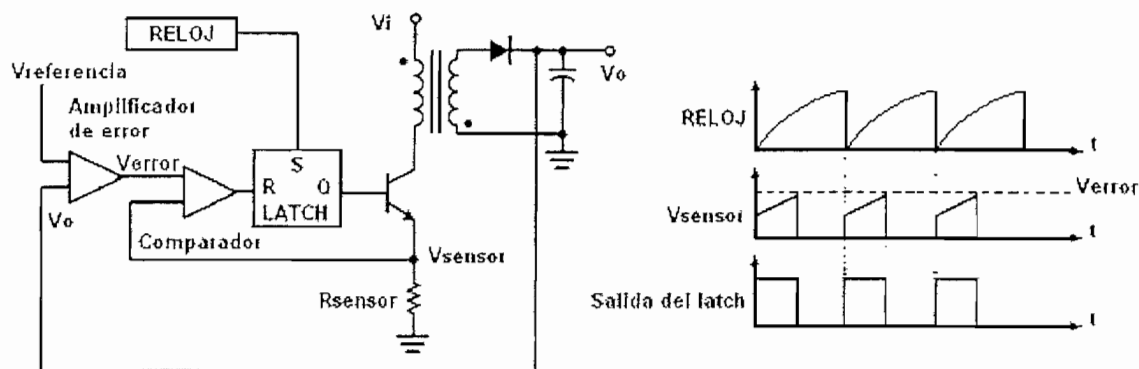


Figura 2.8. Diagrama de las etapas para obtener los pulsos de salida.

De esta manera, el CI corrige instantáneamente variaciones del voltaje de salida V_o sin el uso de un amplificador externo.

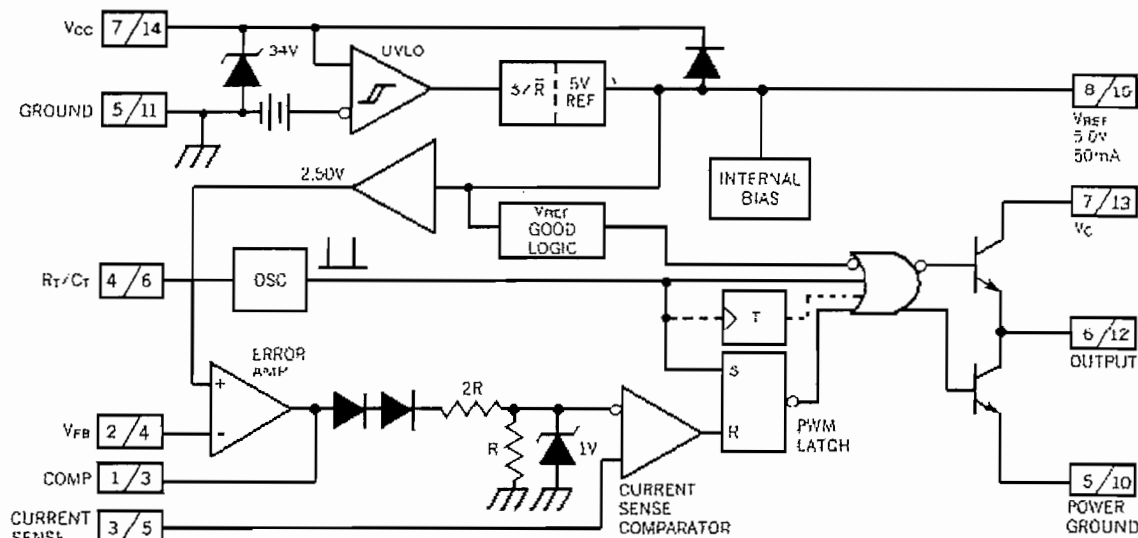
Algunas de las características del UC3844 son:

- Baja corriente de encendido.
- Compensación automática de la señal de realimentación.
- Limitación de corriente en cada pulso.
- Apagado por bajo voltaje de entrada, con lazo de histéresis.
- Bajo voltaje de polarización y corriente de operación.
- Salida tótem-pole de alta corriente
- Optimizado para fuentes off-line y convertidores sin aislamiento.
- Operación en modo de corriente.
- Se puede seleccionar un tiempo muerto en los pulsos de salida.
- Frecuencia de operación hasta 500 KHz.

En la figura 2.9. se puede apreciar la configuración del UC3844.

Este dispositivo se encuentra disponible en encapsulado de 8 pines, como también en encapsulado de montaje superficial de 14 pines.

También se pueden encontrar otros dispositivos de la misma familia, UC3842/3/4/5, cuyas funciones varían principalmente en cuanto al voltaje de polarización y relación de trabajo máxima. En las hojas de datos del UC3844, presentadas en la parte final de este trabajo, se puede visualizar la configuración, características de operación y datos adicionales del circuito.



Note: 1. [A/B] A= DIL-8 Pin Number, B = SO-16 Pin Number.
 2. Toggle flip flop used only in 1844A and 1845A.

Figura 2.9. Configuración y distribución de pines del UC3844 [17]

2.2.2. DESCRIPCION DE LAS FUNCIONES DE LOS PINES DEL UC3844[18]

PIN		Función	Descripción
8-Pines	14-Pines		
1	1	Compensación	Salida del amplificador de error (E/A), disponible para compensación en lazo cerrado.
2	3	Realimentación de voltaje	Entrada inversora del E/A, normalmente conectada a la salida de la fuente mediante un divisor por resistencias
3	5	Sensado de corriente	Entrada de voltaje proporcional a la corriente de inductor. Información usada para variar ancho de pulso
4	7	R _T /C _T	Resistor y capacitor que fijan frecuencia de operación.
5	-	GND	Tierra de control y potencia combinada.
6	10	Salida	Salida que maneja directamente a un interruptor. Picos de corriente de hasta 1A son manejados. La salida de pulsos tiene la mitad de la frecuencia de oscilación.
7	12	Vcc	Polarización del circuito integrado.
8	14	Vref	Voltaje de referencia.
-	8	GND de potencia	Retorno de tierra de potencia, separado de tierra de control. Reduce efectos de ruido en circuito de control
-	11	Vc	Salida de voltaje de pulsos en estado encendido (V _{OH}) es seleccionado por la aplicación de voltaje a este pin.
-	9	GND	Retorno de tierra de circuito de control.
-	2,4,6,13	NC	No conectado.

2.2.3. VOLTAJE DE ALIMENTACION DEL UC3844

El voltaje mínimo que requiere el UC3844 para su encendido, es de 16V, mientras no se alcance este voltaje, la corriente que circula por el circuito es menor que 1mA. Una vez que el voltaje es igual o superior a 16V, sólo entonces, el circuito se enciende y empieza a generar los pulsos de salida.

Bajo condiciones de normal operación, el CI consume aproximadamente 17mA, ventaja notable del circuito, que representa bajo consumo de potencia.

Una vez encendido, el voltaje de polarización puede disminuir hasta un mínimo de 10V. Este rango de 6V, evita el apagado del circuito, por posibles oscilaciones en el voltaje de polarización. En la figura 2.10. se puede apreciar la característica del voltaje de polarización del UC3844.

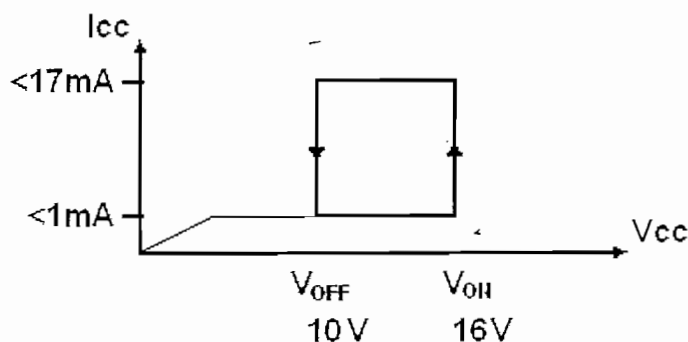


Figura 2.10. Lazo de histéresis del voltaje de polarización del UC3844.

El voltaje de polarización se obtiene mediante la carga del capacitor C1 de la figura 2.11. A través de la resistencia R1, el capacitor es cargado hasta cuando alcanza un voltaje de 16V, momento en el cual el UC3844 empieza a generar los pulsos aplicados al interruptor, haciendo que, en las salidas o secundarios del transformador, se obtenga el voltaje deseado.

Como ya se mencionó en el diseño del transformador, se dispone de un devanado auxiliar, desde el cual se produce un voltaje de 20 Vdc, el mismo que bajo condiciones de operación normal, es el que entrega la corriente necesaria y el voltaje al circuito. La selección del voltaje de salida del devanado auxiliar permite

tener un intervalo desde 20 Vdc, hasta los 10 Vdc, que es el voltaje mínimo de polarización del UC3844, una vez que está encendido.

Teniendo de esta manera, un rango mucho más amplio en el voltaje de polarización, que evitará el apagado del CI en el caso de existir un bajo voltaje de entrada, que hiciera descender el voltaje de polarización hasta niveles que no permitan el correcto funcionamiento del circuito.

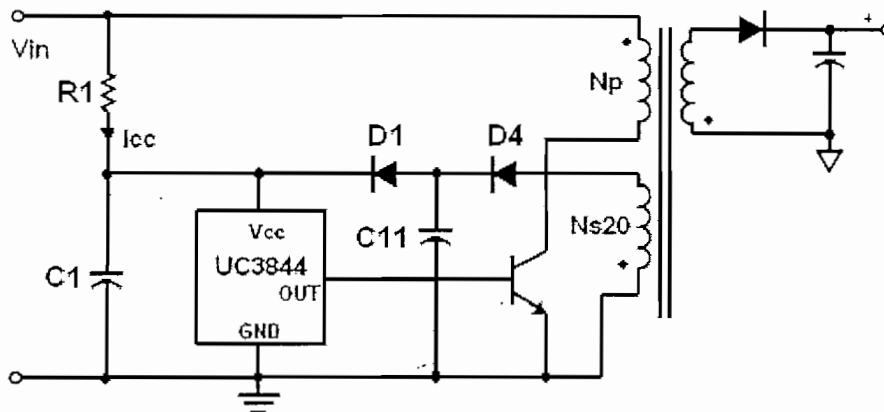


Figura 2.11. Red RC, para el encendido del UC3844

La máxima resistencia de encendido R1, está dada por:

$$R1_{\text{máx}} = \frac{\sqrt{2} * V_{in_mín} - V_{TH}}{I_{cc_on}} \quad (2.19)$$

De los datos del fabricante del CI, $V_{TH} = 17.5 \text{ V}$, $I_{cc_on} < 1 \text{ mA}$.

Considerando $I_{cc_on} = 1 \text{ mA}$, se tiene:

$$R1_{\text{máx}} = \frac{\sqrt{2} * 85 - 16}{1 \text{ mA}} = 104.21 \text{ k}\Omega$$

Con el objetivo de tener una resistencia de valor estándar, se puede seleccionar un valor de:

$$R1 = 100 \text{ k}\Omega / 1 \text{ W}$$

La potencia máxima disipada en la resistencia de encendido, según el fabricante del CI, debe ser menor que 350mW. Sin embargo de esta recomendación, una vez que el circuito está encendido, sobre R1 existe un voltaje dado por:

$$V_{R1} = V_{in_máx} - V_{cc} \quad (2.20)$$

Ya que el voltaje de salida del devanado auxiliar es de 20V, entonces $V_{cc} = 20 \text{ V}$, quedando de esta manera:

$$V_{R1} = 311 - 20 = 291 \text{ V}$$

La potencia disipada por R1 es entonces:

$$P_{R1} = (V_{R1})^2/R1 = (291)^2/100k\Omega = 0.847 \text{ W}$$

Por lo que se puede seleccionar una resistencia R1 de 1W de potencia.

El valor de C1, determinará el tiempo de encendido, debiendo procurarse que éste sea el suficiente, para permitir el encendido del circuito.

Considerando un tiempo de encendido de 0.5 segundos, se tiene en función del tiempo máximo de encendido, la expresión para determinar el valor de C1: [19]

$$ton_máx = \frac{2 * V_{TH} * R1 * C1}{(3 * Vin_mín - V_{TH} - Icc_on * R1)} \quad (2.21)$$

$$\text{Despejando: } C1 = \frac{(3 * Vin_mín - V_{TH} - Icc_on * R1) * ton_máx}{2 * V_{TH} * R1}$$

$$C1 = \frac{(3 * 85 - 16 - 1mA * 100k\Omega) * 0.5s}{2 * 16 * 100k\Omega} = 21.72\mu F$$

Seleccionando C1:

$$C1 = 22\mu F / 50V$$

El diodo D1 hace que la corriente de carga sea exclusivamente dirigida hacia el capacitor C1 y el CI, evitando de esta forma la necesidad de una corriente mayor a la requerida en el encendido. En vista de que este diodo funciona solamente para hacer a la corriente Icc unidireccional, se utiliza un diodo de propósito general y por disponibilidad:

$$D1 = 1N4007 / 1000 \text{ Vpr} / 1A$$

El capacitor C11 está dispuesto con el fin de filtrar la señal de salida del bobinado auxiliar que es rectificadas mediante el diodo D4, reduciendo de esta manera el rizado a la salida efectiva de la fuente de 20V. La selección de D4 se presenta en el apartado 2.2.8.2.

El valor de capacitor seleccionado, considerando un rizado de 0.02V y empleando la expresión 2.30, para C11 se tiene:

$$C11 = 47\mu F / 50V$$

2.2.4. FRECUENCIA DE OPERACIÓN DE LOS PULSOS

El oscilador del UC3844 es programado mediante una red RC externa, para fijar la frecuencia de los pulsos de salida. En la figura 2.12. se presenta la red RC, que permite desarrollar esta función.

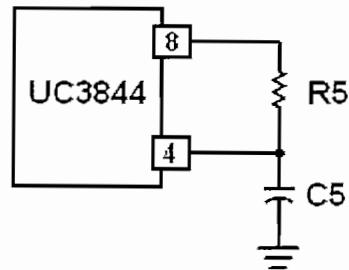


Figura 2.12. Red RC para fijar la frecuencia de operación.

El valor del capacitor C5, determina el tiempo muerto que puede existir en los pulsos de salida. Esta característica del circuito, permite utilizarlo para convertidores en los cuales, se requiere el encendido progresivo de dos o más interruptores, en donde se tiene que evitar el encendido simultáneo de dos de ellos, como en el caso del convertidor tipo puente.

De la figura 7, de las hojas de datos del CI, que se presentan en el Anexo G, se puede seleccionar un valor de C5, que determinará el tiempo muerto existente.

Seleccionando un valor de $C5 = 3.3 \text{ nF}$, el tiempo muerto es aproximadamente 0.9 microsegundos. Ya que para la aplicación a realizar, el tiempo muerto no constituye un parámetro importante, se utilizará un capacitor que haga de este tiempo de pequeña duración.

$$C5 = 3.3 \text{ nF} / 50V$$

Hay que tomar en cuenta que el UC3844, internamente posee un flip-flop que entrega los pulsos de salida, operando a la mitad de la frecuencia del reloj interno. Esta condición, permite una relación de trabajo máxima del 50%, evitando de esta forma un voltaje excesivo en el interruptor mientras está apagado, condición presente en una fuente flyback. Por lo que la frecuencia de oscilación del reloj interno debe ser configurada al doble de la frecuencia de los pulsos deseados a la salida, de esta manera:

$$f_{sw} = 50\text{KHz}(\text{pulsos de salida})$$

$$f_{sw_c} = 100\text{KHz (reloj interno)}$$

El fabricante del UC3844, indica una expresión para encontrar el valor de R5, conocidas la frecuencia de operación y el capacitor C5.

Para $R5 > 5\text{k}\Omega$: [20]
$$f_{sw_c} = \frac{1.8}{R5 * C5} \quad (2.22)$$

$$R5 = \frac{1.8}{3.3\text{nF} * 100\text{KHz}} = 5454\Omega$$

Seleccionando un valor estándar:

$$R5 = 5.6\text{k}\Omega / 1/8 \text{ W}$$

2.2.5. SENSADO DE CORRIENTE

La corriente que circula por el devanado primario, se convierte en voltaje por medio de la resistencia R7, conectada en serie con la inductancia y el interruptor como se indica en la figura 2.13.(a). El valor de la resistencia R7 determina la corriente máxima que puede atravesar el primario, por lo que se constituye en un sistema de protección en caso de sobrecargas en la fuente.

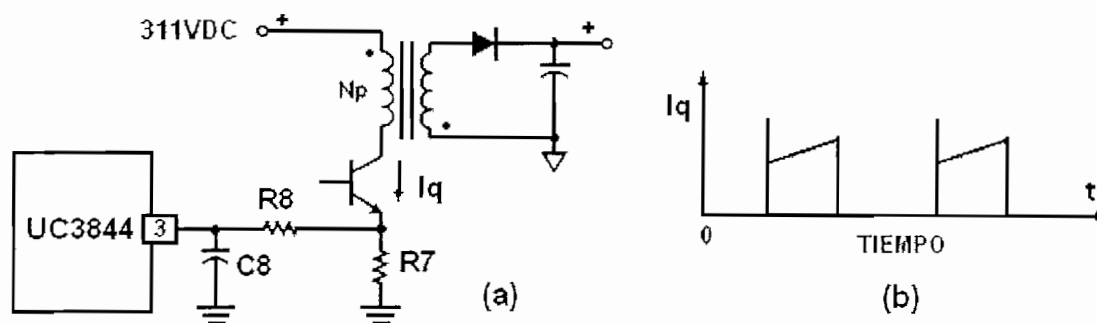


Figura 2.13 a) Configuración para sensar la corriente. b) Forma de onda de corriente en el primario

El valor pico de la corriente se determina, conociendo que el comparador, al cual se aplica la señal sensada de corriente, tiene un voltaje umbral de 1V, es decir, si el voltaje aplicado al pin 3 es mayor que 1V, el circuito deja de producir los pulsos de salida. Entonces, se puede encontrar el valor de R7, mediante: [21]

$$I_p = \frac{1V}{R7} \quad (2.23)$$

En el diseño del transformador, se encontró el valor de corriente pico en el primario I_p , reemplazando éste valor en la expresión anterior, se tiene:

$$R7 = 1V / 0.567 = 1.76\Omega$$

Con el objetivo de proteger al conductor del primario, se selecciona un valor de resistencia estándar y que pueda ser obtenida en el mercado con facilidad mayor que el calculado, pudiendo considerarse:

$$R7 = 2\Omega / 1/2W$$

La red formada por R8 y C8, es utilizada para suprimir los picos producidos en la conmutación del interruptor, causados por la capacitancia entre bobinados y el tiempo de recuperación de los rectificadores de salida, como se aprecia en la forma de onda de la figura 2.13.(b). Estos picos, pueden producir un apagado prematuro de los pulsos de salida por ello se recomienda el uso de la red. El valor de la constante de tiempo $\tau = R8 * C8$, debe ser aproximadamente el tiempo de duración del pico.

Si se toma en cuenta la relación de trabajo máxima, $\delta = 0.5$, el tiempo en alto máximo del pulso, será:

$$t(on) = 0.5 * (1/f_{sw}) = 0.5 * (1/50KHz) = 10 \mu\text{seg.}$$

Teniendo en cuenta que la duración del pulso es mucho menor que la del pico, se tiene:

$$\tau = R8 * C8 \ll 10 \mu\text{seg.}$$

Seleccionando un capacitor $C8 = 100 \text{ pF}$, y con un factor menor de 40 veces, R8

se puede encontrar como:
$$R8 = \frac{10 \mu\text{seg}}{100 \text{ pF} * 40} = 2500\Omega$$

Entonces seleccionando R8, se tiene:

$$R8 = 2.2k\Omega / 1/8W$$

$$C8 = 100\text{pF} / 50V$$

El fabricante del CI, sugiere que la constante de tiempo $\tau = R8 * C8$ sea de algunos cientos de nano segundos, con los valores obtenidos, el diseño se mantiene dentro de este criterio.

2.2.6. COMPENSACION DEL SISTEMA

En el UC3844, el amplificador de error, tiene la configuración presentada en la figura 2.14.:

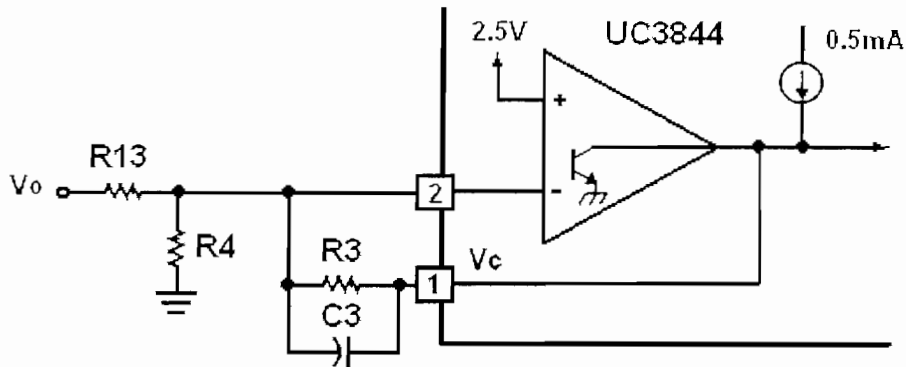


Figura 2.14. Compensación del sistema

La entrada no inversora no está conectada a ningún pin llevado al exterior, pero internamente se conecta a un voltaje de referencia de $2.5V \pm 2\%$. Mientras, la entrada no inversora y la salida del amplificador sí tienen conexiones a pines externos, mediante los cuales se puede realizar la compensación.

La red formada por R3 y C3, forman un polo cuya frecuencia está dada por:

$$f_{polo} = \frac{1}{2\pi * R3 * C3} \quad (2.24)$$

Los valores de R3 y C3 deben ser determinados, de modo que se encuentren a la misma frecuencia del cero formado por el valor de capacitancia del capacitor de salida y su resistencia equivalente en serie (ESR) por sus siglas en inglés.

Para una fuente flyback con conducción discontinua y con control en modo de corriente, la función de transferencia entre el voltaje de salida y el voltaje de control es: [22]

$$\frac{V_o}{V_c} = \sqrt{\frac{RoLF}{2}} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{wz}\right)}{\left(1 + \frac{s}{wp}\right)} \quad (2.25)$$

$$wz = \frac{1}{Rc * C} \quad (2.26)$$

$$wp = \frac{1}{RoC} \quad (2.27)$$

En donde:

- Vo: Voltaje de salida de la fuente
- Vc: Voltaje de salida del amplificador de error
- Ro: Resistencia de carga
- Rc: ESR de los capacitores en paralelo
- C: Capacitancia de salida total
- L: Inductancia primaria
- F: Frecuencia de conmutación
- w: $2*\pi$

En el apartado de diseño del transformador, se determinaron los valores de corriente pico I_p y el valor de corriente mínima, desde la cual empieza a elevarse la corriente en la inductancia cuando el interruptor está cerrado I_1 , esta última corriente es bastante baja (0.064A) por lo que puede considerarse como aproximadamente cero, pasando de esta manera al límite entre conducción continua y discontinua; por lo que, la función de transferencia presentada puede ser utilizada para determinar la compensación necesaria.

Como previo paso al desarrollo de los elementos de compensación, hay que tomar en cuenta las condiciones de operación de amplificador de error (E/A), del UC3844. Así por ejemplo, la máxima corriente de salida que puede entregar el E/A, de las hojas de datos es, 0.5 mA, por lo que el valor mínimo de R3 será:

$$R3 \text{ mín} = \frac{V_{c(máx)} - 2.5}{0.5mA} = \frac{6.3 - 2.5}{0.5mA} = 7.6k\Omega$$

El valor $V_{c(máx)}$ puede ser encontrado en las hojas de datos del UC3844.

La máxima corriente de consumo en la entrada del E/A es de 2 μA , por lo tanto, se tiene un límite para R13, ya que, a R13 se aplica el voltaje de salida de la fuente, entonces la variación de voltaje de salida será:

$$R13 \text{ mín} = \frac{\Delta V_{o(máx)}}{2\mu A} = \frac{0.01}{2\mu A} = 5000$$

Considerando un valor de rizado ΔV_o de 0.01V, se delimita R13.

Se recomienda sin embargo, mantener el valor de R13 tan bajo como sea posible, por lo que se puede tomar un valor de R13 igual a:

$$\mathbf{R13 = 5.6 k\Omega / 1/8W}$$

La resistencia R4 y R13 forman un divisor del voltaje de salida Vo. Así mediante la selección de estas resistencias, se puede controlar un voltaje de salida de cualquier nivel, lo que representa una ventaja más del UC3844.

Una vez que el voltaje de salida deseado se encuentre en su nivel nominal, el voltaje aplicado en el pin 2, debe ser de 2.5V, así para el voltaje de salida de la fuente de 5V, se tiene:

$$V_{pin2} = 2.5V = \frac{V_o * R4}{R4 + R13}$$

$$R4 = \frac{2.5 * R13}{V_o - 2.5} = \frac{2.5 * 5.6k\Omega}{5 - 2.5} = 5.6k\Omega$$

$$\mathbf{R4 = 5.6k\Omega / 1/8W}$$

Ahora, una vez determinados los valores mínimos de los elementos de compensación y los elementos auxiliares, se procede a encontrar los valores de los elementos para la compensación del sistema.

La disponibilidad del dato de la ESR de los capacitores, no se encuentra con facilidad, más aun la adquisición de capacitores con un valor determinado de ESR en el mercado local, es totalmente ineficaz. Por ello, se consideran valores de ESR de capacitores conocidos. Así para un capacitor de 3300uF como C16, utilizado en la salida de 5V y determinado en la sección 2.2.10, se tiene: [23]

$$ESR_{(C16)} = 0.028 \Omega$$

Entonces empleando la expresión 2.24 y 2.26:

$$R3 * C3 = ESR_{(C16)} * C16$$

Seleccionando C3=1nF, R3 está definida y es igual a 92400 Ω. Utilizando entonces un valor estándar se emplea: R3 = 100kΩ 1/8 W.

$$\mathbf{C3 = 1nF / 50V}$$

Sin embargo, el dato de ESR del capacitor es simplemente una referencia, por lo que R3 tuvo que ser variada hasta obtener una respuesta transitoria rápida, encontrándose esta respuesta con R3 = 220kΩ.

Entonces:

$$\mathbf{R3 = 220k\Omega / 1/8 W.}$$

El valor de R3 debe ser alto, para proveer una alta ganancia, con el objeto de minimizar el error en estado estable, ganancia dada por la relación entre R3 y R13 condición que se cumple con facilidad con los valores de elementos obtenidos.

2.2.7. AISLAMIENTO DE LA SEÑAL DE REALIMENTACION

Como uno de los principales objetivos de la construcción de la fuente, es tener aislamiento entre la etapa primaria, en donde se aplican 311Vdc al primario del transformador, y la etapa secundaria en donde se encuentran las distintas salidas, la señal de realimentación tiene necesariamente que encontrarse también aislada, de modo de cumplir con los planteamientos iniciales. Con este propósito, se utiliza un opto acoplador, aislando la salida de 5Vdc y la etapa primaria del transformador, tal como se puede observar en la figura 2.15.

La presencia del opto acoplador, hace que exista un retardo o desfase entre la señal de entrada y salida, comportamiento debido al retraso en la transmisión de la energía radiada a través del medio óptico, por ello se utiliza un opto acoplador de respuesta rápida como el MOC8113 para evitar este inconveniente.

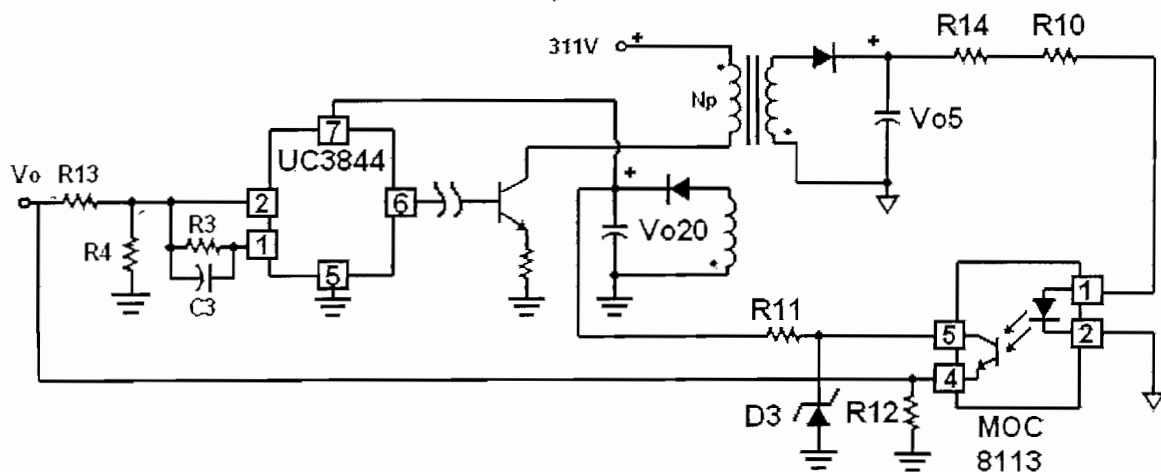


Figura 2.15. Señal de realimentación aislada.

El valor de R12, puede ser determinado de la siguiente manera:

$$R12 = \frac{5V}{I_{CEopto}} = \frac{5V}{2mA} = 2500\Omega$$

El voltaje aplicado sobre la resistencia R12 debe ser de 5V, para que éste sea el voltaje sobre el divisor dado por R13 y R4 de donde el voltaje ingresa al amplificador de error del UC3844, es decir se está tomando una imagen de la salida Vo5, pero con el respectivo aislamiento.

Por disponibilidad, se utiliza:

$$R12 = 2.7k\Omega / 1/8 W$$

Entonces, $I_{CEopto} = 5V/2.7k\Omega = 1.85 \text{ mA}$

La corriente I_{CEopto} debe cumplir la condición de ser menor a la corriente máxima que puede circular por el transistor del opto y se procura que sea relativamente alta para que su variación pueda reflejarse en la variación del voltaje sobre R12.

Para la corriente I_{CEopto} , existe una correspondiente corriente en el diodo del opto, verificando este dato en las hojas de especificaciones del dispositivo, que se pueden observar en el Anexo G, se tiene: $I_{DIODO} = 2\text{mA}$ (Con $I_{CEopto} = 1.85\text{mA}$), el valor de (R10+R14) entonces se puede encontrar como:

$$R14 + R10 = \frac{Vo5}{I_{DIODO}} = \frac{5}{2\text{mA}} = 2500\Omega$$

Sin embargo ya que las características de cada dispositivo difieren en cierta proporción de las presentadas en sus hojas de datos, experimentalmente se tiene un voltaje en Vo de 5V, con $R14+R10 = 1680\Omega$.

La resistencia R14 se puede variar hasta obtener exactamente el voltaje deseado de 5V en Vo, por lo que puede emplearse en su lugar un potenciómetro, procurando que el valor de R10 sea mayor que R14, se tiene, entonces:

$$\mathbf{R10 = 1000\Omega / 1/8W}$$

$$\mathbf{R14 = 680\Omega / 1/8W}$$

La resistencia R11 y el diodo zener D3, son utilizados para mantener un voltaje fijo de polarización del opto, pues, cuando la fuente se encuentra en funcionamiento, se aprecia que al existir un incremento de carga en la salida Vo5, que es utilizada para la realimentación, el voltaje en las demás salidas aumenta. Debido al funcionamiento del UC3844, éste, aumenta la relación de trabajo para mantener constante el voltaje Vo5 al producirse un incremento de carga.

Este aumento en la relación de trabajo, provoca un aumento del voltaje en el resto de salidas. Con el objetivo de fijar el voltaje en el colector del transistor del opto, se emplea entonces un diodo zener, teniéndose:

$$\mathbf{R11 = 2.2k\Omega / 1/4W}$$

$$\mathbf{D3 = 5.6V / 1/2W}$$

2.2.8. SELECCIÓN DE LOS ELEMENTOS DE POTENCIA

2.2.8.1 INTERRUPTOR.

El interruptor a utilizarse debe ser un elemento de conmutación rápida, pues la frecuencia a la cual funcionará, hace necesario el empleo de este tipo de elementos, con el objetivo de disminuir las pérdidas dinámicas, que son debidas principalmente a los tiempos de encendido y apagado característicos de cada elemento. Las redes de apagado y encendido, pueden ayudar a mejorar la respuesta de un elemento dado, sin embargo su diseño debe ser muy cuidadoso y el uso de redes adicionales, aumenta las pérdidas, así como también el tamaño de la fuente.

Inicialmente se trabajó con un TBJ, sin embargo, en función de los resultados experimentales obtenidos, es recomendable evitar su utilización, pues la potencia disipada es excesiva, como efecto del trabajo extremo al que se encuentra expuesto, debido a la alta frecuencia de operación.

El elemento a utilizar en la fuente que resulta más conveniente, puede ser un MOSFET o un IGBT, por su versatilidad de manejo (por voltaje) y su característica de trabajo a altas frecuencias con gran eficiencia.

De la expresión 1.19, el voltaje que tiene que soportar el interruptor durante el apagado, es:

$$Vq = nVo + Vi$$

En donde n representa la relación de espiras totales entre el primario y secundarios, de modo que, del diseño del transformador se encuentra el valor de n, y Vo es la suma de los voltajes de salida, así se tiene:

$$n = (126/(8+4*18+29)) = 1.16$$

$$Vo = 5+4*12+20 = 73V$$

Entonces: $Vq = 1.16*73+311= 395.68 V$

La corriente rms, que debe manejar es la corriente que atraviesa por el primario del transformador, como se determinó anteriormente (ecuación 2.18):

$$Iq = 0.246 A$$

En consideración a los datos encontrados, se utiliza un MOSFET de las siguientes características:

MOSFET ECG2947

- MOSFET N-Ch, Enhancement High Speed Switch
- Transconductancia g_{fs} (μmhos) = 3 mín
- Voltaje drenaje fuente de ruptura BV_{DSS} = 600V mín
- Voltaje compuerta fuente de ruptura BV_{GS} = $\pm 20\text{V}$ máx
- Corriente continua de drenaje I_D = 4A
- Voltaje umbral compuerta fuente $V_{GS}^{(th)}$ = 4V máx
- Resistencia drenaje fuente $r_{DS(on)}$ = 1.25Ω máx
- Capacitancia de entrada C_{ISS} = 2000 pF máx
- Disipación del dispositivo a temperatura del case de 25°C P_D = 45 W máx
- $t_d(\text{off})$ = 170ns, $t_d(\text{on})$ = 80ns, t_f = 50ns, t_r = 50ns

2.2.8.2 DIODOS RECTIFICADORES.

Los diodos utilizados deben ser de respuesta rápida o ultra rápidos, debiendo tener un tiempo de recuperación inversa¹ (t_{rr}) pequeño, para reducir la corriente inversa máxima del diodo, con el objetivo de reducir la EMI.

Los diodos de recuperación suave (soft recovery), presentan mejores características para aplicaciones de fuentes conmutadas.

En la figura 2.16, se observa el voltaje de polarización inversa del diodo.

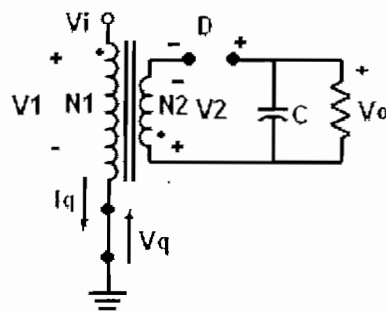


Figura 2.16. Voltaje de polarización inversa del diodo

¹Tiempo de recuperación inversa: Tiempo requerido por los portadores minoritarios para recombinarse con cargas opuestas y neutralizarse.

Por lo que el voltaje aplicado al diodo cuando está polarizado inversamente, es:

$$V_d = \frac{V_1 * N_2}{N_1} + V_o \quad (2.28)$$

Reemplazando los valores correspondientes, para las salidas, se tiene:

Para Vo5: $V_d = (311 * 8 / 126) + 5 = 24.75V$

Para Vo12_1, Vo12_2, Vo12_3, Vo12_4: $V_d = (311 * 18 / 126) + 12 = 56.43V$

Para Vo20: $V_d = (311 * 29 / 126) + 20 = 91.58 V$

En vista de que se disponen diodos de recuperación rápida, se utilizarán los mismos. La corriente que pueden manejar los diodos puede ser cubierta con facilidad y algunas de sus características relevantes son:

MUR1100E

- Diodo para conmutación, recuperación ultra rápida.
- Voltaje pico reverso PRV = 1000V máx
- Corriente directa rectificadora promedio $I_o = 1A$ máx
- Corriente directa de pico repetitiva $I_{FRM} = 30A$ máx
- Tiempo de recuperación inverso $t_{rr} = 70ns$
- Caída de voltaje directo máximo $V_F = 1.7V$ a 1A.

2.2.9. MANEJO DEL MOSFET

La operación del MOSFET, presenta varias ventajas con respecto al trabajo con un TBJ, una de ellas es el manejo por voltaje del dispositivo. Se cuenta para la operación del MOSFET con una salida tótem-pole, propia del UC3844, que facilita el manejo de tales elementos, convirtiéndose de alguna forma en un circuito dedicado al trabajo con interruptores manejados por voltaje.

En vista de que la amplitud del pulso esta definida por el voltaje de polarización del UC3844, y para el diseño implementado éste voltaje es de 20V, hay que limitarlo a niveles inferiores para evitar exceder el voltaje de compuerta máximo del MOSFET, que es de 20V. Con este propósito se emplea un divisor de voltaje dado por R15 y R16, luego de lo cual está conectada la resistencia R6, cuyo objetivo es permitir la rápida carga de la capacitancia de entrada del MOSFET.

Finalmente la resistencia R17 evita el disparo del MOSFET debido a la presencia de ruido en la compuerta. Estos se pueden observar en la figura 2.17.

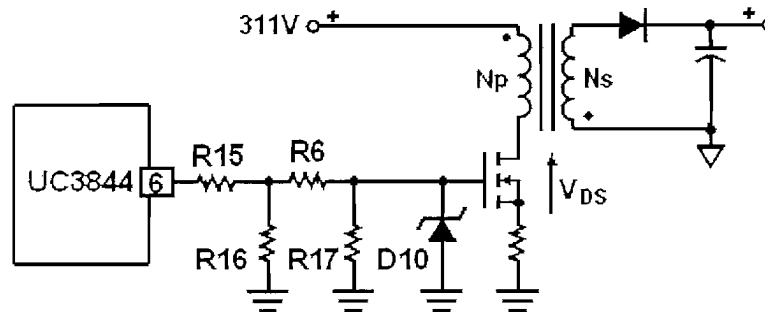


Figura 2.17. Red para manejo de MOSFET

Como una regla general, la corriente que ingresa hacia la compuerta, mientras sea mayor, disminuye las pérdidas en el encendido y apagado, por lo que con este objetivo, se usarán resistencias de bajo valor. Sin embargo, circuitos de manejo rápidos, bajo estas condiciones, pueden producir oscilaciones en la compuerta y drenaje del MOSFET. Durante el encendido, las oscilaciones en la compuerta pueden crear transitorios de voltaje que excedan el voltaje drenaje fuente máximo, lo cual destruirá al dispositivo. Para prevenir esta situación, se utiliza el diodo zener D10 de voltaje 15V, además, ayuda a prevenir un voltaje excesivo desde el circuito generador de pulsos.

El divisor de voltaje dado por R15 y R16, se encuentra considerando una disipación máxima de potencia de ¼ de watio en cada resistencia, así se tiene:

$$V_{R16} = 20V * \frac{R16}{R15 + R16} = \frac{20 * 330}{330 + 330} = 10V$$

$$R16 = 330\Omega / 1/4W$$

$$R15 = 330\Omega / 1/4W$$

La resistencia R6 es igualmente de bajo valor y se selecciona con el mismo criterio de disipación de potencia máxima, con el fin de usar elementos pequeños.

$$R6 = 120\Omega / 1/4W$$

Por último la resistencia R17 se dispone para proteger al MOSFET ante la presencia de un nivel excesivo de ruido en la compuerta del dispositivo, evitando su encendido por este efecto. Se recomienda utilizar resistencias de varios kohmios con este objetivo, por lo tanto: **R17 = 4700Ω / 1/4W**

2.2.10. CAPACITORES DE SALIDA.

Se debe procurar la utilización de capacitores con una resistencia efectiva en serie (ESR), de baja magnitud, pues en el caso contrario, puede existir inestabilidad en la respuesta transitoria de la salida de voltaje. Existen expresiones para determinar el máximo valor de ESR, sin embargo, encontrar en el mercado local un elemento que cumpla con tales requisitos no resulta práctico. Por ello se selecciona un capacitor que cumpla con los requerimientos de rizado y voltaje de funcionamiento deseado. Para determinar el valor de los capacitores de salida, se puede recurrir a la figura 1.8, de la forma de onda del voltaje de salida

$$\text{donde se tiene: } \Delta V_o = \Delta V_c = \frac{1}{C} \int_0^{t(on)} I_o \cdot dt = \frac{I_o \cdot t(on)}{C} \quad (2.29)$$

En el intervalo de 0 a $t(on)$, la corriente hacia la carga es entregada solamente por el capacitor, puesto que no hay circulación de corriente a través del diodo como se aprecia en la figura 2.16. El tiempo $t(on)$ puede expresarse como: $t(on) = \delta T$.

Entonces para el rizado se tiene:

$$\Delta V_o = \frac{I_o \cdot \delta}{f \cdot C} \quad (2.30)$$

De aquí se puede encontrar el valor de C16, teniendo para la salida V_o rizado de 0.01 V:

$$C16 = \frac{1A \cdot 0.5}{50kHz \cdot 0.01} = 1000\mu F$$

Entonces: $C16 = 1000\mu F / 16V$

Sin embargo, experimentalmente se verifica que un capacitor de valor más alto debe disponerse con el fin de tener un rizado pequeño, así experimentalmente, se tiene:

$$\mathbf{C16 = 3300 \mu F / 16V}$$

Para las salidas de 12 voltios y 20 voltios, se tiene:

$$C12 = \frac{100mA \cdot 0.5}{50kHz \cdot 0.005} = 200\mu F$$

$$\mathbf{C12 = C13 = C14 = C15 = 220\mu F / 16V,}$$

Para C11, considerando un rizado de 0.02V:

$$\mathbf{C11 = 47\mu F / 50V}$$

La ubicación de los capacitores de salida se aprecia en la figura del circuito de la fuente conmutada en el Anexo D.

2.3. DISEÑO DE CIRCUITOS DE PROTECCION Y AUXILIARES

2.3.1. RED SNUBBER PARA PROTEGER EL MOSFET DURANTE EL APAGADO

Como se indicó anteriormente, el voltaje que debe soportar un interruptor durante el apagado, en una fuente flyback, puede ser considerablemente alto, de allí que una de las acciones inmediatas para evitar este particular, es la limitación de la relación de trabajo a un nivel máximo. Durante el funcionamiento de la fuente, hay que considerar un parámetro adicional que afecta a este voltaje, que es el efecto producido por la inductancia de dispersión del transformador.

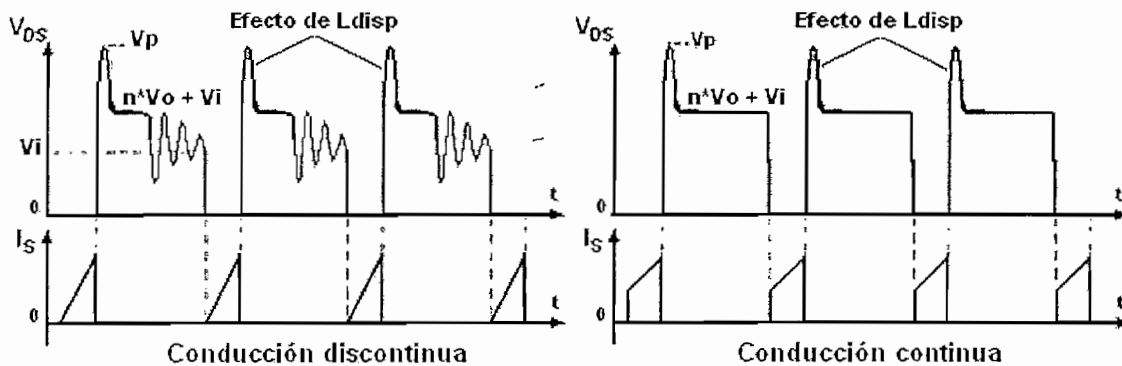


Figura 2.18. Voltaje y corriente en el MOSFET

Como se puede apreciar en la figura 2.18, el efecto de la inductancia de dispersión L_{disp} , hace que se produzca un pico de voltaje cuando el interruptor se apaga, dicho pico puede llegar a ser tan alto, que puede exceder el voltaje de ruptura drenaje fuente V_{BDS} del MOSFET, provocando el daño del dispositivo.

En una fuente flyback, resulta totalmente negativa la influencia de esta inductancia en su funcionamiento, tal es así, que durante la construcción del transformador, uno de los principales objetivos es el de, armar un transformador cuya inductancia de dispersión sea la mínima posible.

La energía que durante el encendido del interruptor es almacenada en el primario del transformador, idealmente debe ser totalmente transferida al secundario; sin embargo realmente, existe una cantidad de energía almacenada en la inductancia de dispersión, que no se transfiere al secundario y que es disipada en la resistencia del primario. Mientras más alto sea el valor de L_{disp} , mayor será la

energía que no es transferida. Esta ineficacia es también empeorada por una carga ligera y una entrada alta de voltaje. Las dos condiciones, reducen la corriente pico del primario.

Con el objetivo de limitar este pico a un nivel seguro para la operación del interruptor, se pueden utilizar redes que fijen este voltaje, además, reduciendo este pico, el interruptor a usar puede ser de menor capacidad. Estas redes pueden ser:

- Redes disipativas DRC (Diodo, Resistencia, Capacitor).
- Redes con diodos zener.
- Redes no disipativas.

De las anteriores, se empleará una red tipo DRC, como la indicada en la figura 2.19., por consideraciones de facilidad de implementación y costo que es inferior que en el caso de utilizar un zener.

Como el objetivo de la red es fijar un nivel de voltaje, el rizado de voltaje a través de la red debe ser bajo, de manera de mantener un voltaje de fijación en el capacitor (V_{red}) constante. Aquí la constante de carga ($R_2 * C_2$) tiene que ser mayor que el tiempo de conmutación del interruptor para que el voltaje sea constante.

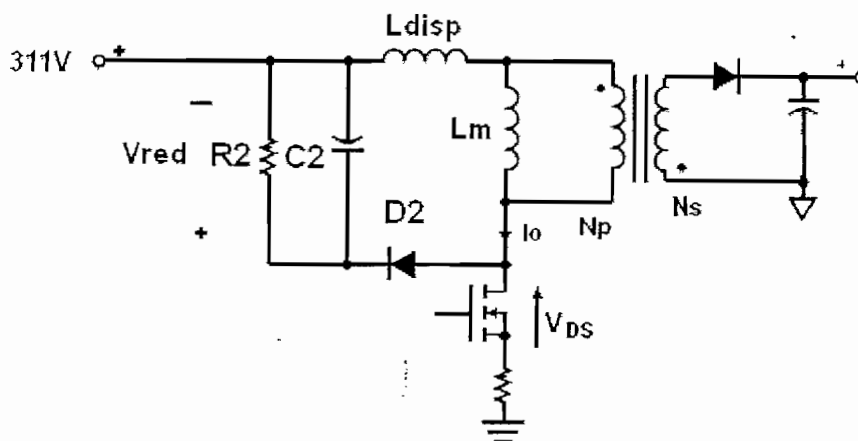


Figura 2.19. Red RC para fijar voltaje del pico debido a L_{disp} .

La potencia disipada en la red durante el apagado del interruptor es:

$$P_{red} = \frac{1}{2} V_{red} * I_p * \Delta t * f \quad (2.31)$$

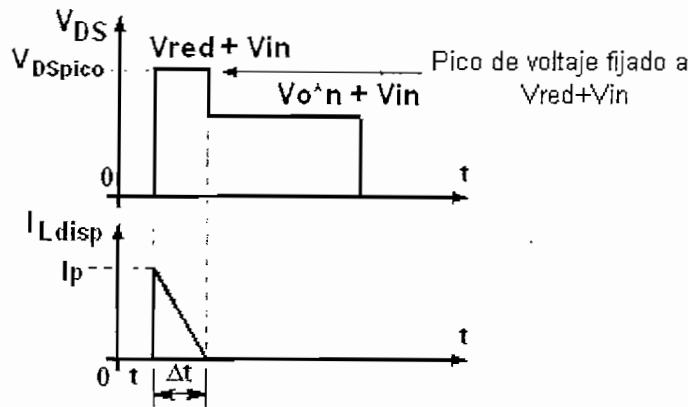


Figura 2.20. Ondas de voltaje V_{DS} en el MOSFET y corriente en inductancia de dispersión.

La inductancia de dispersión intenta mantener la corriente en su nivel máximo cuando el interruptor se abre, durante el intervalo de tiempo Δt , el voltaje se eleva produciendo el pico que puede sobrepasar el voltaje de ruptura drenaje fuente del MOSFET. La corriente puede ser expresada como:

$$I_p(t) = I_p \cdot \frac{\Delta t - t}{\Delta t} \quad (2.32)$$

De las formas de onda (fig. 2.20), calculando la energía durante este intervalo se puede encontrar:

$$\begin{aligned} E &= \int_0^{\Delta t} I_p(t) \cdot V_{DS}(t) \cdot dt = \int_0^{\Delta t} \left(I_p \cdot \frac{\Delta t - t}{\Delta t} \right) \cdot (V_{DSpico}) \cdot dt = V_{DSpico} * I_p * \left(\Delta t - \frac{t^2}{2\Delta t} \Big|_0^{\Delta t} \right) \\ &= V_{DSpico} * I_p * \left(\Delta t - \frac{1}{2\Delta t} (\Delta t)^2 \right) = \frac{1}{2} \cdot V_{DSpico} * I_p * \Delta t \end{aligned}$$

Durante el intervalo Δt el voltaje aplicado a L_{disp} es igual a $V_{DSpico} - V_o * n$, por lo que se puede reemplazar en la expresión anterior:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2} L_{disp} * I_p^2 &= \frac{1}{2} (V_{DSpico} - V_o * n) * I_p * \Delta t \\ \Delta t &= \frac{L_{disp} * I_p}{V_{DSpico} - V_o * n} \quad (2.33) \end{aligned}$$

Evaluando este resultado en la expresión 2.31, y considerando el valor de V_{DSpico} igual al voltaje fijado V_{red} , se tiene:

$$P_{red} = \frac{1}{2} * L_{disp} * I_p^2 * f \cdot \frac{V_{red}}{V_{red} - V_o * n}$$

La potencia de la red es disipada en la resistencia R_2 , por lo que se considera:

$$\frac{V_{red}^2}{R_2} = P_{red}$$

Entonces:

$$R_2 = \frac{2 * V_{red} * (V_{red} - V_o * n)}{L_{disp} * I_p^2 * f} \quad (2.34)$$

Con el objetivo de mejorar la regulación de la fuente, que en el caso de tener múltiples salidas, es deficiente, el voltaje de fijación de la red V_{red} debe ser lo más cercano, sin ser igual, al voltaje reflejado $V_o * n$; pero también hay que tomar en cuenta que hacer esto, produce mayor disipación de potencia en R_2 , por lo que hay que tomar un valor de V_{red} que equilibre estas dos condiciones. Para el presente caso, se considera un valor de $V_{red} = 150V$, y como se expresó en la sección 2.2.8.1, $V_o = 73V$ y $n = 1.16$.

En un transformador bien armado, la inductancia de dispersión es alrededor del 1 al 3% de la inductancia del primario, por lo que se puede evaluar en 2.34, quedando:

$$R_2 = \frac{2 * 150 * (150 - 73 * 1.16)}{0.03 * (1.5mH) * 0.654^2 * 50kHz} = 20362 \Omega$$

Utilizando una resistencia de valor estándar :

$$R_2 = 22000\Omega / 1W$$

La potencia disipada en R_2 se puede determinar como:

$$P_{R_2} = \frac{V_c^2}{R_2} = \frac{150^2}{22000} = 1.02W$$

Durante las pruebas efectuadas de la fuente, el valor de la resistencia tuvo que ser corregido, puesto que el voltaje de la red tenía un valor demasiado bajo, incluso inferior al voltaje reflejado, por lo que el valor de R_2 se aumentó hasta $47k\Omega / 1/2W$. Esta situación, indica una inductancia del primario del transformador, de menor valor al determinado, por lo que, los elementos de la red de fijación de voltaje, tienen que modificarse, sin embargo el funcionamiento general de la fuente no se ve influenciado negativamente.

El valor de C_2 debe ser encontrado, tomando en cuenta que la constante de carga del capacitor ($\tau = R_2 * C_2$), debe ser mucho mayor que el período de conmutación de tal forma de tener un nivel de rizado bajo. Se encuentra C_2 mediante la siguiente expresión:

$$C2 \gg \frac{1}{f * R2} = \frac{1}{50000 * 47000} = 0.425nF$$

Seleccionando entonces: **C2 = 10nF / 250V**

El diodo D2, debe ser de características rápidas tanto en el encendido como en el apagado, por lo que el tipo de diodos rectificadores utilizados para las salidas de la fuente, pueden ser utilizados con total seguridad para la red.

2.3.2. RED PARA EL APAGADO DEL MOSFET

A pesar de que los fabricantes de MOSFETs no sugieren el uso de redes de apagado o encendido, debido a que su acción puede retardar los tiempos de conmutación del elemento, además de la característica intrínseca de permitir altas velocidades de conmutación sin mayor problema. No obstante de este precedente, se emplea la red presentada en la figura 2.21, en donde la constante de tiempo de la red $\tau = R9 * C9$ tiene un valor de aproximadamente la tercera parte del período de conmutación del MOSFET.

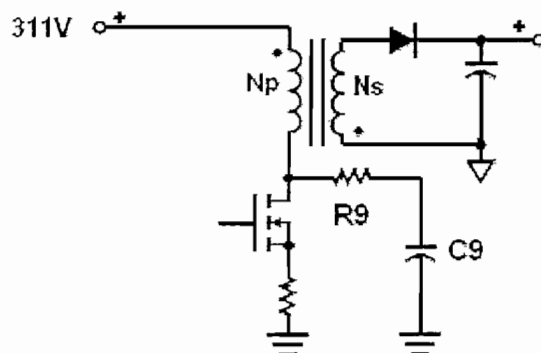


Figura 2.21 Red de apagado del MOSFET

Seleccionando por disponibilidad un valor de $C9 = 150pF / 2kV$, debido a que durante el apagado, el capacitor se cargará hasta el valor de voltaje que soporta el MOSFET, este capacitor es de alto voltaje. Se tiene entonces:

$$R9 = \frac{T_{sw}}{3 * C9} = \frac{1}{3 * 50kHz * 150pF} = 44444\Omega$$

Seleccionando valores estándar de resistencia:

$$R9 = 47k\Omega / 1/2W$$

$$C9 = 150pF / 2kV$$

2.3.3. PROTECCION DE LA FUENTE ANTE SOBRECORRIENTE EN EL PRIMARIO

Se provee de un fusible en el primario de la fuente, dimensionado de forma de dejarla fuera de funcionamiento, en el caso de la presencia de una condición de sobre corriente en el devanado primario. Tal condición puede existir cuando la corriente en los devanados secundarios se eleve más allá de los valores para los cuales está dimensionada la fuente o en el caso de la presencia de un cortocircuito en una de las salidas. El circuito de control del UC3844, termina los pulsos aplicados al MOSFET, cuando la corriente en el primario sobrepasa un valor específico, sin embargo resulta conveniente el uso de un medio de protección como un fusible, que evitará el daño del devanado primario del transformador y del MOSFET, ante una condición de falla. La ubicación del fusible se indica en la figura 2.22.

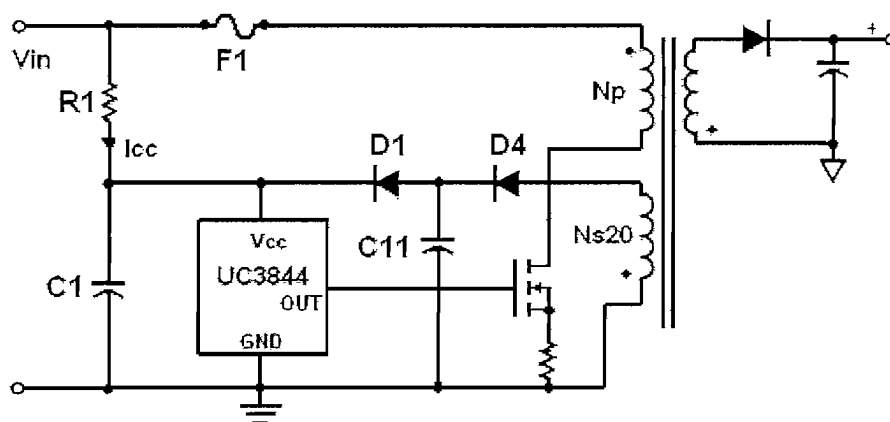


Figura 2.22. Ubicación de fusible en la fuente.

La corriente rms que circulará por la fuente fue determinada mediante la expresión 2.18, que es igual a 0.246 A, por lo que se utiliza un fusible de 0.25 A.

$$F1 = 0.25A$$

2.3.4. CONSIDERACIONES DEBIDO A ALTA FRECUENCIA

Uno de los inconvenientes asociados con el trabajo en alta frecuencia es el ruido.

Este puede afectar el normal funcionamiento del circuito integrado, que por consecuencia lógica, repercutirá en la normal operación de la fuente.

Para evitar los efectos del ruido, el fabricante del circuito integrado, así como normas generales para evitar tales efectos, sugieren algunos criterios y recomendaciones que deben ser observados. Algunos de ellos son:

- La provisión de rutas alternativas para el ruido, por medio de capacitores de 0.1 μ F en los pines de polarización (7) y voltaje de referencia (8).
- Colocar el integrado, lo más distante posible del interruptor en la placa sobre la que será construida la fuente.
- Disponer en secciones opuestas de la placa, la entrada y salida de la fuente.
- Las salidas de la fuente, deben tener capacitores cerámicos de pequeño valor, con el fin de filtrar el ruido de alta frecuencia.
- En la construcción de la placa de la fuente, se tiene que procurar que las rutas de las salidas de la fuente tengan la menor longitud posible entre la salida del transformador, el diodo rectificador y capacitor de filtro.
- Se debe disponer en la entrada, un filtro para evitar la interferencia electromagnética (EMI), tal como se presenta en la figura 1.11. Sin embargo, como en el variador de velocidad se disponen de todas las medidas para evitar los efectos del funcionamiento de dispositivos de estado sólido, no se procede al diseño de este filtro para la fuente.
- En la construcción del transformador, se recomienda hacer las capacitancias entre bobinados tan baja como sea posible, pues esto, contribuye a la reducción de oscilaciones y problemas de ruido audible. Para lograr este objetivo, se debe disponer los bobinados en forma tipo sánduche como se indicó en el diseño del transformador.
- Se recomienda colocar una pequeña banda de conductor ancho y corto circuitada alrededor del transformador, de modo que cubra el entrehierro y las uniones del núcleo.
- En la construcción de la tarjeta electrónica de la fuente, el ruteado (unión de los distintos puntos conectados mediante rutas de cobre), debe ser efectuado en forma manual, puesto que los programas utilizados con este

fin, realizan el ruteado en forma automática, simplemente uniendo puntos comunes, sin tomar en cuenta la posible interacción entre dos rutas que conducen señales de alta frecuencia o altos voltajes como el aplicado en la entrada de la fuente.

2.3.5. REGULACION DE VOLTAJE

Una de las principales desventajas de las fuentes flyback con múltiples salidas, es la pobre regulación de voltaje que tienen, pues hay que considerar que la energía almacenada en la inductancia del primario del transformador durante el encendido del interruptor, debe ser transferida no solamente a un secundario, sino a varios de ellos, lo que hace que esta energía sea dividida en el número de salidas disponibles. Como puede resultar obvio, mientras mayor sea el número de salidas, la energía en cada una de ellas será menor.

Por ello, cuando la capacidad de corriente en las salidas, es alta, se debe analizar la posibilidad de utilizar otra configuración de fuente o el uso de convertidores flyback en paralelo.

Existen recomendaciones que ayudan a mejorar la regulación de una fuente flyback con múltiples salidas, que incluyen medidas como:

- Minimizar la inductancia de dispersión del transformador, pues la energía asociada a la presencia de ésta, no es transferida al secundario sino disipada en redes externas. Al minimizar ésta inductancia, la energía transferida se incrementa, mejorando de esta forma la regulación.
- Reducir al mínimo posible el voltaje reflejado del transformador, es decir el voltaje que se refleja en el primario del transformador cuando el interruptor está apagado. Esto contribuye al uso de un MOSFET de menores características especialmente en cuanto a voltaje entre drenaje fuente. Se recomienda a manera de regla, que el voltaje reflejado sea menor a 60V en aplicaciones de 110VAC y menos de 100V en 220VAC o aplicaciones de

amplio rango, tal como el caso del transformador desarrollado en el presente trabajo.

- La presencia de un voltaje reflejado bajo, hace que la relación de espiras entre primario y secundario sea cercana a 1:1, lo que resulta benéfico porque da un mejor acoplamiento magnético entre los bobinados, lo cual ayuda también a reducir la inductancia de dispersión.
- Para la selección del voltaje de la red que evita un voltaje excesivo aplicado al MOSFET durante el apagado, como se mencionó en la sección 2.3.1, dicho voltaje debe ser tan bajo como sea posible, pero no menor al voltaje reflejado.
- La reducción del entrehierro, ayuda a lograr una inductancia de magnetización más grande, lo cual contribuirá a mejorar la regulación.
- La utilización de inductores acoplados en las salidas del transformador, ayuda a que la variación de carga en cualquiera de las salidas, sea reflejada hacia la salida que provee la realimentación de la fuente, corrigiéndose de esta forma la regulación de todas las salidas (figura 2.23).

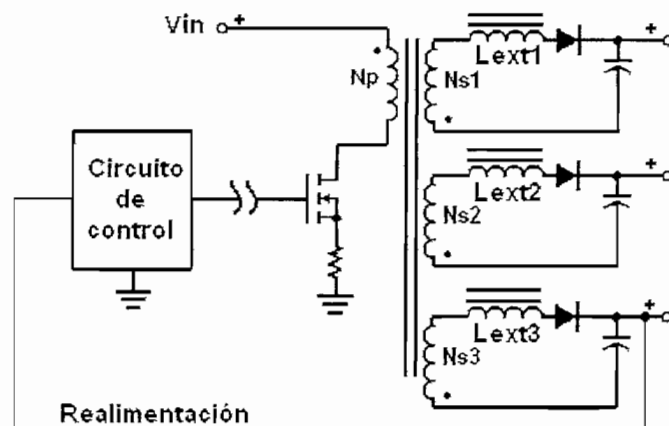


Figura 2.23. Uso de inductancias externas para mejorar regulación.

Para el caso del presente trabajo, no se utilizó esta última alternativa, en vista de que el diseño de las inductancias externas, debe ser muy cuidadoso para conseguir el objetivo mencionado; además la implementación de este sistema resulta conveniente cuando las salidas necesitan corriente altas, lo cual no es el caso de la aplicación realizada. Una consideración definitoria para no realizar este esquema, es el espacio adicional que tiene que disponerse para las inductancias externas.

CAPITULO 3

3. PRUEBAS Y RESULTADOS

INTRODUCCION

Una vez que la fuente se encuentra totalmente armada, se realizarán las pruebas respectivas para verificar su funcionamiento. Las pruebas estarán enfocadas a la medición de la regulación de voltaje en las salidas, el nivel de rizado, la influencia que tiene la variación de carga en cada una de las salidas sobre el resto de ellas. La respuesta transitoria de las salidas ante variaciones de carga, el funcionamiento de la fuente frente a la falta de una de las fases aplicadas al rectificador no controlado. Se determinarán también las pérdidas en el transformador y las pérdidas en el MOSFET para determinar la eficiencia que tiene la fuente.

Para las pruebas realizadas, la fuente estará conectada a un bus de 311VDC, y será probada independientemente, es decir, sin la influencia del funcionamiento del variador y también haciendo funcionar un inversor trifásico de seis pulsos con conducción de 180°. Este equipo representa uno de los posibles tipos de variadores de velocidad de corriente alterna que pueden ser utilizados con la fuente conmutada.

3.1. RESULTADOS OBTENIDOS

Uno de los principales objetivos de la realización de la fuente es proveer un equipo que requiera un espacio reducido y sea de bajo peso y volumen. Estos parámetros se consiguieron de forma evidente. Se pueden apreciar las dimensiones de la fuente en la figura 3.2 y 3.3 y 3.4. Otras características físicas y eléctricas de la fuente se registran en la tabla 3.1. Para verificar el funcionamiento de la fuente, se la hizo operar con carga nominal en las salidas durante un lapso continuo de 28 horas, presentado un comportamiento estable.

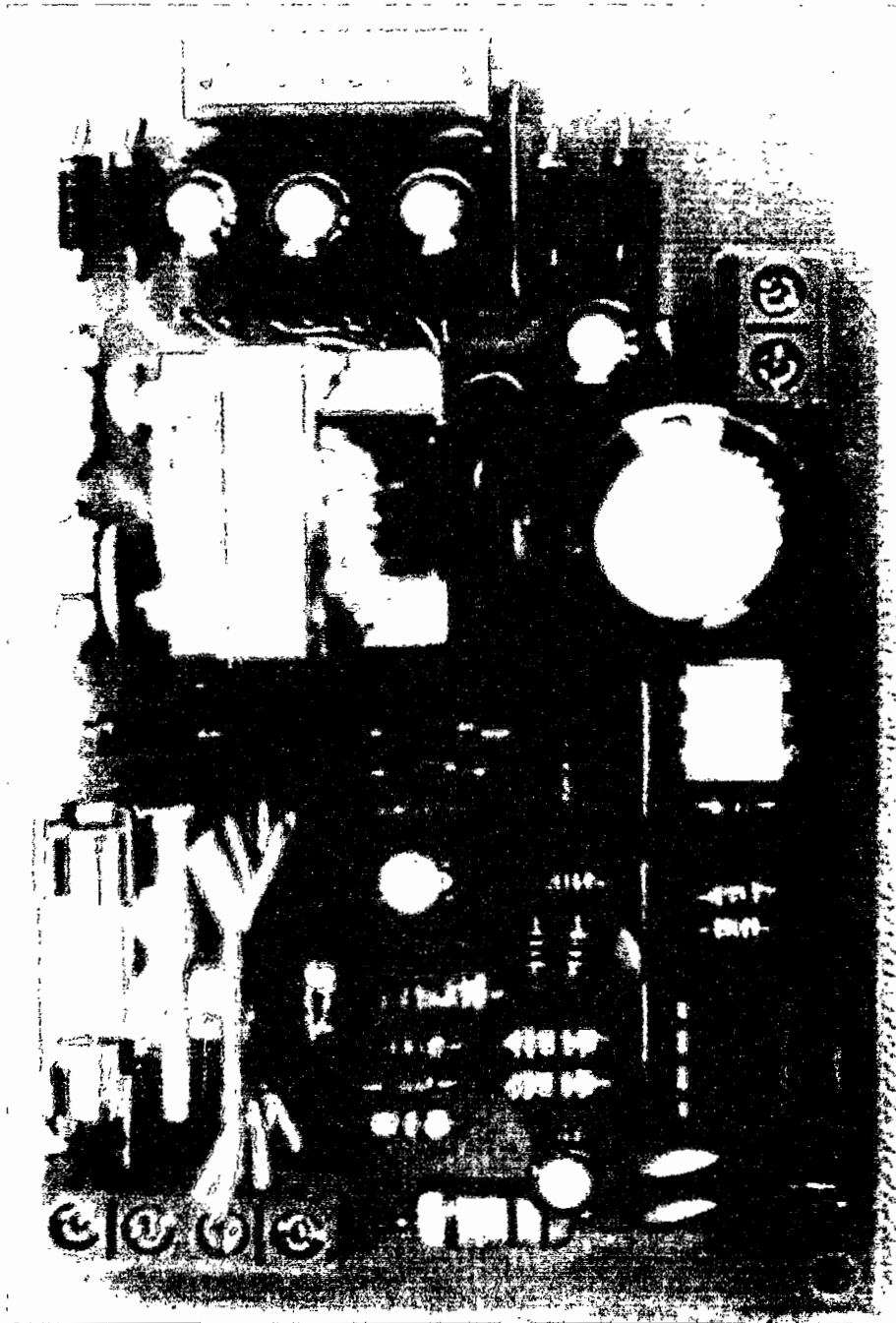


Figura 3.1. Fuente conmutada.

Diseño y construcción de una fuente conmutada para variadores de velocidad de corriente alterna.
DIEGO MAURICIO LOPEZ MENA

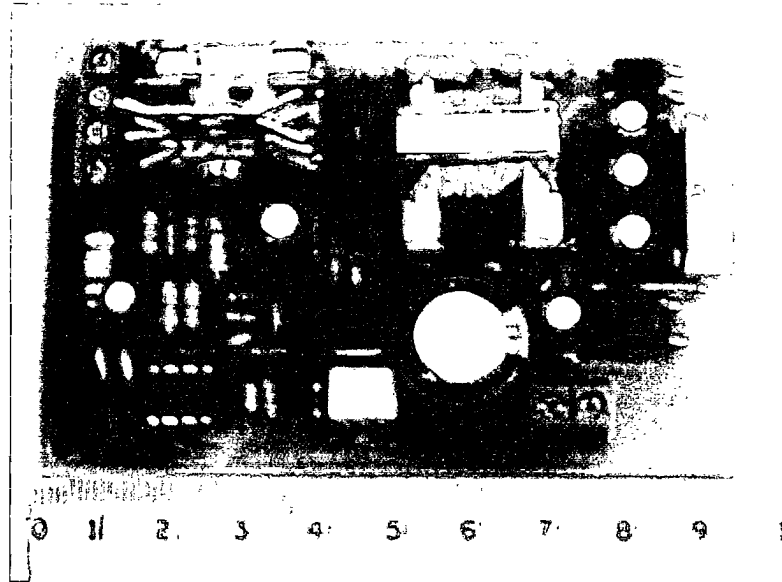


Figura 3.2. Dimensiones de la fuente



Figura 3.3. Comparando el tamaño de la fuente con una tarjeta de internet prepago.

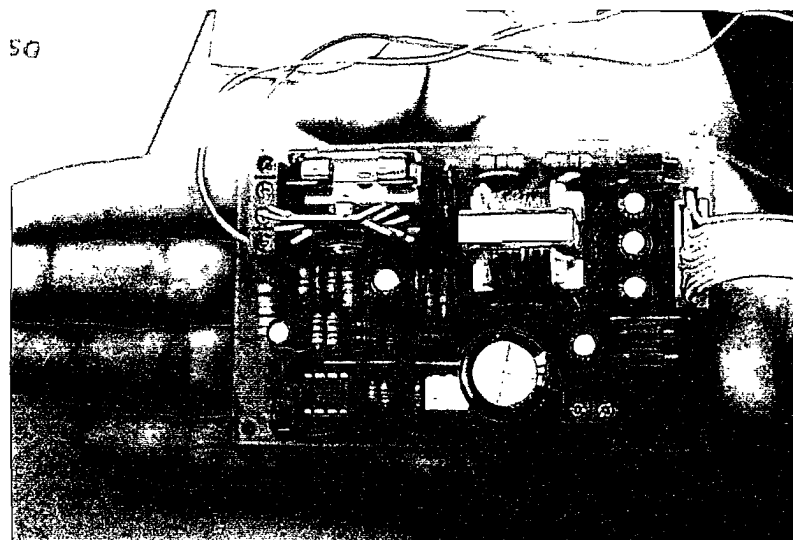


Figura 3.4. Fuente sobre la palma de la mano

CARACTERISTICAS ELECTRICAS	NOMENCLATURA	VALOR	Unidad
VOLTAJES			
Voltaje de entrada	Vin	311	V
Voltaje de salida de 5V*	Vo5	5 ± 5%	V
Voltaje de salida de 12V No1*	Vo12_1	12 ± 10%	V
Voltaje de salida de 12V No2*	Vo12_2	12 ± 10%	V
Voltaje de salida de 12V No3*	Vo12_3	12 ± 10%	V
Voltaje de salida de 12V No4*	Vo12_4	12 ± 10%	V
Voltaje de salida auxiliar de 20V	Vo20	20 ± 10%	V
Voltaje de encendido mínimo	Von_mín	160 con carga	V
	Von_mín	78.1 sin carga	V
Voltaje de apagado	Voff	70.9 con carga	V
	Voff	40.8 sin carga	V
CORRIENTES			
Corriente de salida máxima de Vo5	Io5_máx	1	A
Corriente de salida máxima de Vo12_1	Io12_1_máx	100	mA
Corriente de salida máxima de Vo12_2	Io12_2_máx	100	mA
Corriente de salida máxima de Vo12_3	Io12_3_máx	100	mA
Corriente de salida máxima de Vo12_4	Io12_4_máx	100	mA
RIZADO DE VOLTAJE			
Rizado de voltaje de Vo5		100	mV
Rizado de voltaje de Vo12_1_máximo		125	mV
Rizado de voltaje de Vo12_2_máximo		131	mV
Rizado de voltaje de Vo12_3_máximo		143	mV
Rizado de voltaje de Vo12_4_máximo		131	mV
REGULACION DE VOLTAJE			
Regulación de voltaje de Vo5		1.4	%
Regulación de voltaje de Vo12_1		12.9	%
Regulación de voltaje de Vo12_2	(Vvacío-Vcarga)/Vcarga	12.7	%
Regulación de voltaje de Vo12_3		11.1	%
Regulación de voltaje de Vo12_4		11.6	%
CARACTERISTICAS FISICAS			
Peso		76.919	g
Ancho		92.84	mm
Largo		59.46	mm
Espesor máximo		30	mm

* Voltajes de salida con las salidas en vacío (sin carga).

Tabla 3.1. Características de la fuente

El funcionamiento continuo de la fuente es necesario, ya que esto asegura su correcto desempeño en variadores de velocidad, los cuales están conectados a motores cuyo funcionamiento es ininterrumpido por lapsos de varias horas.

Resulta importante considerar un parámetro que por la misma configuración de la fuente, no puede ser evitado: la variación de los voltajes de salida de 12V cuando se coloca carga pesada en la salida de 5V. En vista de que la realimentación de la fuente es obtenida desde la salida de 5V la cual maneja un nivel de carga mucho mayor que las otras, el resto de salidas tendrán considerablemente condicionado su funcionamiento a las variaciones de carga existentes en la salida de 5V. Este efecto se puede apreciar cuando, al conectar carga nominal a la salida de 5V y dejando en vacío las demás; las salidas de 12V aumentan su voltaje sobrepasando incluso el voltaje de 12V en más de un 10%. En la tabla 3.2 se registran tales variaciones.

VOLTAJES	NOMENCLATURA	VALOR	Unidad
Voltaje de entrada	Vin	310.9	V
Voltaje de salida de 5V	Vo5	5.08	V
Voltaje de salida de 12V No1	Vo12_1	19.82	V
Voltaje de salida de 12V No2	Vo12_2	20.12	V
Voltaje de salida de 12V No3	Vo12_3	19.34	V
Voltaje de salida de 12V No4	Vo12_4	18.52	V
Vo5 con carga (950mA), resto de salidas sin carga			
VOLTAJES	NOMENCLATURA	VALOR	Unidad
Voltaje de salida de 5V	Vo5	5.08	V
Voltaje de salida de 12V No1	Vo12_1	13.37	V
Voltaje de salida de 12V No2	Vo12_2	13.1	V
Voltaje de salida de 12V No3	Vo12_3	13.09	V
Voltaje de salida de 12V No4	Vo12_4	13.07	V
Vo5 con carga (950mA), resto de salidas con carga (101mA)			
VOLTAJES	NOMENCLATURA	VALOR	Unidad
Voltaje de salida de 5V	Vo5	5.15	V
Voltaje de salida de 12V No1	Vo12_1	11.46	V
Voltaje de salida de 12V No2	Vo12_2	11.34	V
Voltaje de salida de 12V No3	Vo12_3	11.17	V
Voltaje de salida de 12V No4	Vo12_4	11.2	V
Vo5 y resto de salidas sin carga			

Tabla 3.2. Voltajes de salida frente a distintas condiciones de carga.

La variación existente en las salidas de 12V obedece a que, el voltaje de salida de la fuente flyback depende de parámetros como la relación de transformación y la relación de trabajo, tal como se aprecia en la expresión:

$$V_o = \frac{\delta * V_i}{n * (1 - \delta)}$$

Ahora si se toma en cuenta la operación del circuito integrado UC3844, éste responde ante variaciones de voltaje y también ante variaciones de carga de la salida utilizada para proveer la realimentación.

Si en efecto, se presenta un aumento de carga en la salida Vo5, el UC3844 modifica la relación de trabajo para mantener un voltaje constante y entregar la corriente requerida por la salida. Esta variación de la relación de trabajo hace inevitable una variación en el voltaje del resto de salidas.

Para el manejo de los IGBTs del variador de velocidad, el voltaje máximo compuerta fuente que puede soportar un dispositivo como el IRG4BC30FD, es de $\pm 20V$ por lo que el voltaje de las salidas de 12V puede ser utilizado sin dificultad para la polarización del IGBT; a pesar de que los voltajes entregados por la fuente estén por encima de los 12V ante una condición de carga pesada en la salida de 5V. Además, para el encendido del IGBT generalmente se provee de circuitos de manejo que eliminen la posibilidad de sobrepasar el voltaje compuerta fuente máximo. Una posible configuración de circuito de disparo se tiene en la figura 3.5.

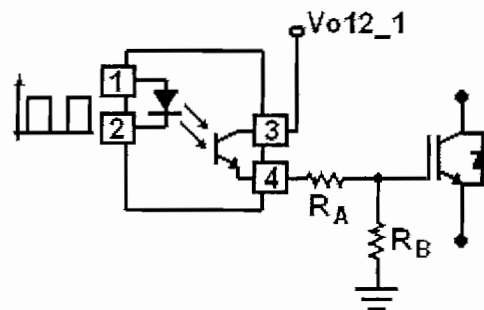


Figura 3.5. Circuito de manejo de un IGBT

El voltaje aplicado entre la compuerta y la fuente del IGBT puede ser definido por la relación entre las resistencias R_A y R_B , además, en la compuerta se puede disponer un diodo zener para limitar el voltaje aplicado al IGBT.

Tomando en cuenta las consideraciones expuestas y la facilidad que presenta el manejo de un IGBT, se pueden utilizar las salidas de 12V sin mayor problema para la aplicación a la cual está orientada, puesto que no resulta crítica una variación de dichos voltajes.

La salida de 5V, al ser diseñada para la polarización de circuitos integrados, microcontroladores y demás elementos empleados en el circuito de control del variador de velocidad, debe mantener un nivel de voltaje constante ante variaciones de carga, lo cual es garantizado por la salida de la fuente desarrollada, ya que dicha salida está controlada por medio del circuito UC3844 y se suministran voltajes en la salida de $5V \pm 5\%$, niveles que garantizan el correcto funcionamiento de elementos como circuitos tipo TTL y microcontroladores.

En la figura 3.6 se puede apreciar la respuesta de la salida de 5V ante una variación de carga de 0 a 950mA.

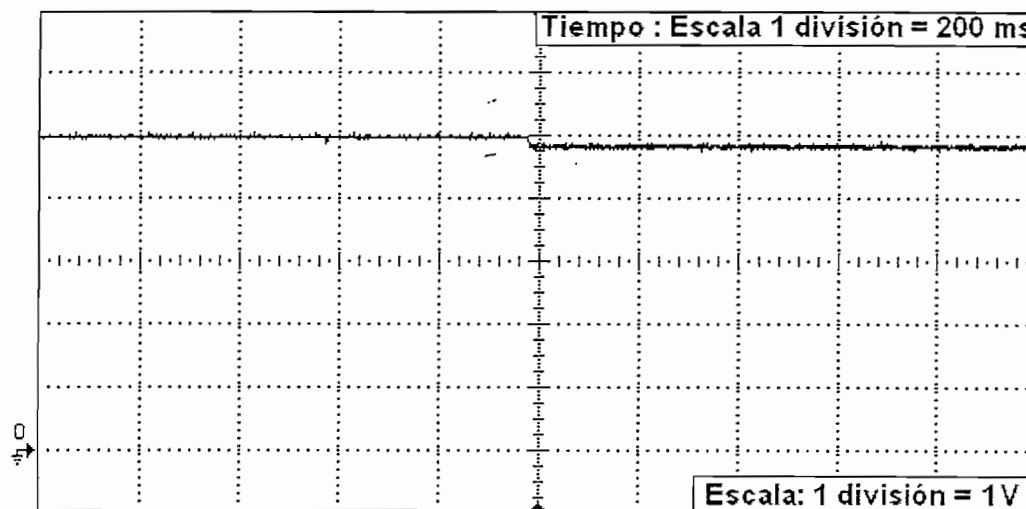


Figura 3.6. Respuesta de la salida de voltaje de 5V ante cambio de carga de 0 a 950mA

Existe un cierto nivel de error entre el voltaje con carga y sin ella, este error está definiendo el valor de regulación de voltaje. El error se debe a que la señal de realimentación es llevada hacia el circuito UC3844 a través de un opto acoplador, en donde la relación entre el voltaje de entrada y salida del opto, no es completamente lineal, por ello la presencia de tal error; además que, en una fuente real siempre se tendrá un valor distinto de cero de regulación de voltaje.

Al retirar la carga de la salida de 5V, el voltaje retorna a sus condiciones iniciales como se observa en la figura 3.7. Tanto en el paso de carga cero a carga nominal como en el caso opuesto, la respuesta de la fuente es casi inmediata, lo que confirma que la compensación del sistema está realizada en forma adecuada.

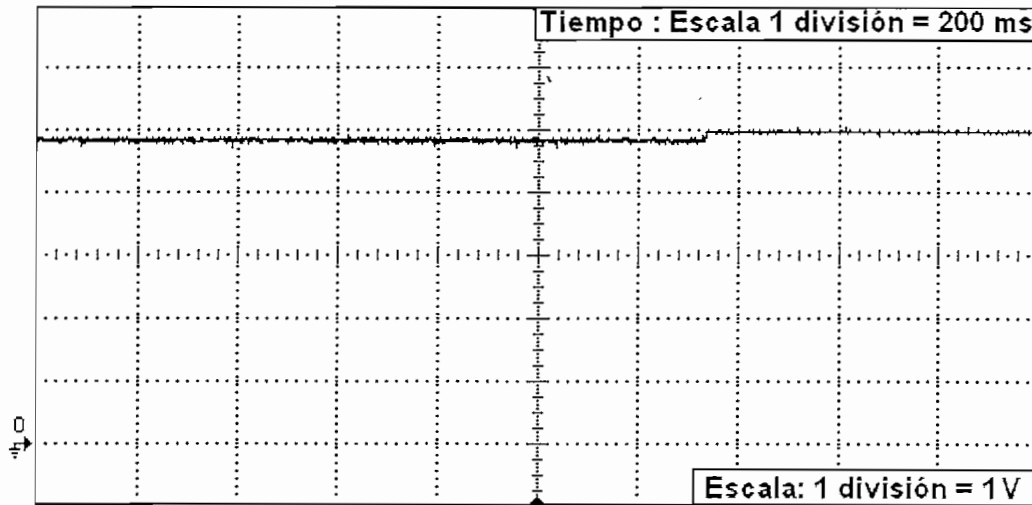


Figura 3.7. Respuesta de la salida de voltaje de 5V ante cambio de carga de 950mA a 0A

Las salidas de 12V, presentan un comportamiento similar como se indica en la figura 3.8. En vista de que todas las salidas de 12V tienen características semejantes, solo se presenta la respuesta de la salida Vo12_4.

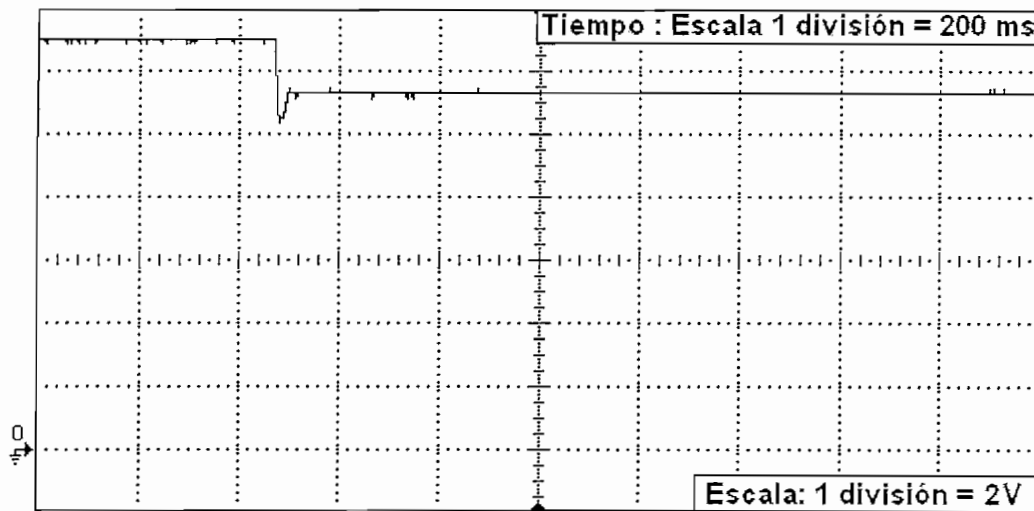


Figura 3.8. Respuesta de la salida de voltaje Vo12_4 ante cambio de carga de 0 a 100mA

En este caso, la diferencia entre el voltaje de la fuente cuando está en vacío y cuando tiene carga es mucho más notoria que en la salida de 5V. Se obtiene este tipo de respuesta, debido a que, las salidas de 12V no están conectadas directamente hacia la realimentación de la fuente, esto hace que, cualquier variación en estas salidas, tome un tiempo relativamente alto para que sea reflejada hacia la salida que suministra la realimentación.

El error de voltaje es mayor por la misma consideración.

El tiempo de respuesta para que la salida de voltaje alcance su nivel estable, es bastante perceptible tanto en incremento como en decremento de carga como se aprecia en la figura 3.8 y 3.9.

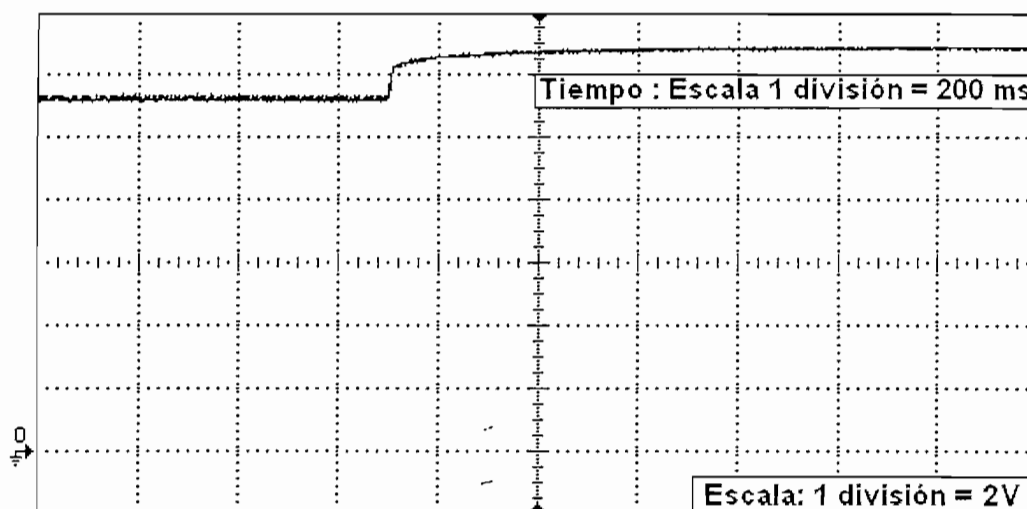


Figura 3.9. Respuesta de la salida de voltaje Vo12_4 ante cambio de carga de 100mA a 0A

Estas variaciones de voltaje no repercuten de forma limitante para el funcionamiento adecuado de los circuitos de manejo de los IGBTs, para lo cual están destinadas las salidas de 12V, como se indicó anteriormente.

Las pruebas, son efectuadas con la fuente funcionando como un equipo independiente. El funcionamiento del equipo bajo tales condiciones es totalmente satisfactorio, tanto en estado transitorio como en estado estable.

Ahora se considera el funcionamiento de la fuente junto con un variador, poniendo énfasis en la influencia de la fuente sobre el variador y viceversa. Se presta especial atención al voltaje aplicado a la entrada de la fuente y el voltaje de salida del variador, en donde se podrían apreciar los posibles efectos del funcionamiento de los dos equipos.

Las pruebas realizadas con los dos equipos funcionando simultáneamente no reflejan ningún tipo de variación en la operación de la fuente, en cuanto a voltajes de salida, regulación de voltaje, rizado, es decir, no existe una influencia negativa del inversor sobre el funcionamiento de la fuente.

Los voltajes obtenidos en las salidas con la operación de los dos equipos se registran en la tabla 3.3.

VOLTAJES	NOMENCLATURA	VALOR	Unidad
Voltaje de entrada	Vin	304.8	V
Voltaje de salida de 5V	Vo5	4.94	V
Voltaje de salida de 12V No1	Vo12_1	15.79	V
Voltaje de salida de 12V No2	Vo12_2	15.48	V
Voltaje de salida de 12V No3	Vo12_3	15.8	V
Voltaje de salida de 12V No4	Vo12_4	15.69	V
Vo5 con carga (950mA), resto de salidas conectadas a manejadores de IGBTs			
VOLTAJES	NOMENCLATURA	VALOR	Unidad
Voltaje de salida de 5V	Vo5	5.01	V
Voltaje de salida de 12V No1	Vo12_1	12.23	V
Voltaje de salida de 12V No2	Vo12_2	11.98	V
Voltaje de salida de 12V No3	Vo12_3	12.13	V
Voltaje de salida de 12V No4	Vo12_4	12.08	V
Vo5 sin carga , resto de salidas conectadas a manejadores de IGBTs			

Tabla 3.3. Voltajes de salida con la fuente y el inversor funcionando simultáneamente

El circuito manejador de IGBTs utilizado por el inversor tiene la configuración indicada en la figura 3.5. en donde $R_A = 1.5k\Omega$ y $R_B = 2.7k\Omega$.

Las formas de onda de la salida del inversor se presentan en la figura 3.10, en donde se observa, la no existencia de una influencia sobre las mismas, como resultado de la operación de la fuente. El inversor se puso en funcionamiento para las pruebas efectuadas, con una carga conectada en Y de 350 vatios por fase.

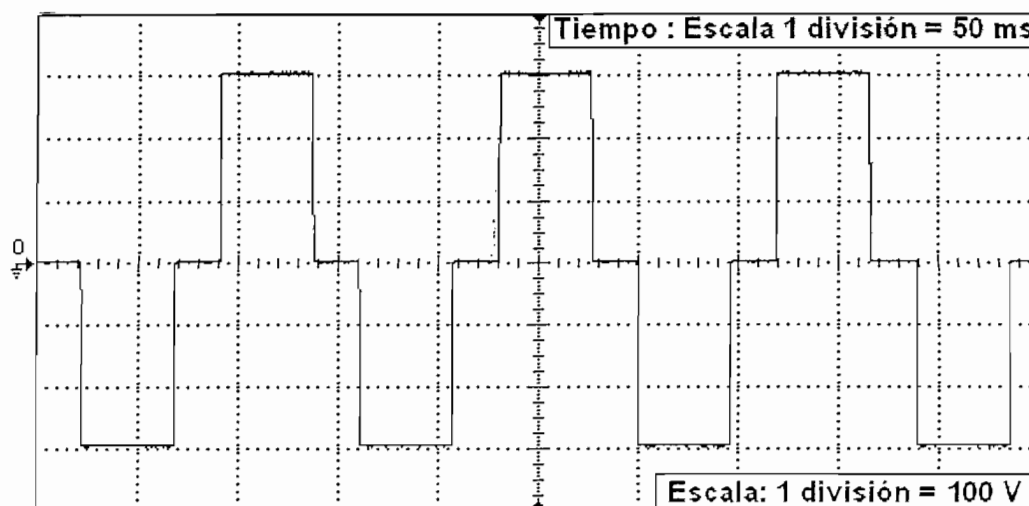


Figura 3.10. Voltaje entre líneas a la salida del inversor trifásico de conducción de 180°

Una de las últimas pruebas a las cuales fue sometida la fuente, fue verificar su comportamiento ante una falta de fase en la entrada del rectificador no controlado.

Tomando en cuenta que la alimentación de tipo alterna trifásica para el rectificador es entregada desde un auto transformador trifásico, se procedió a desconectar una de las fases, simulando la condición de pérdida de fase. La configuración utilizada para la provisión del voltaje de polarización de la fuente se indica en la figura 3.11.

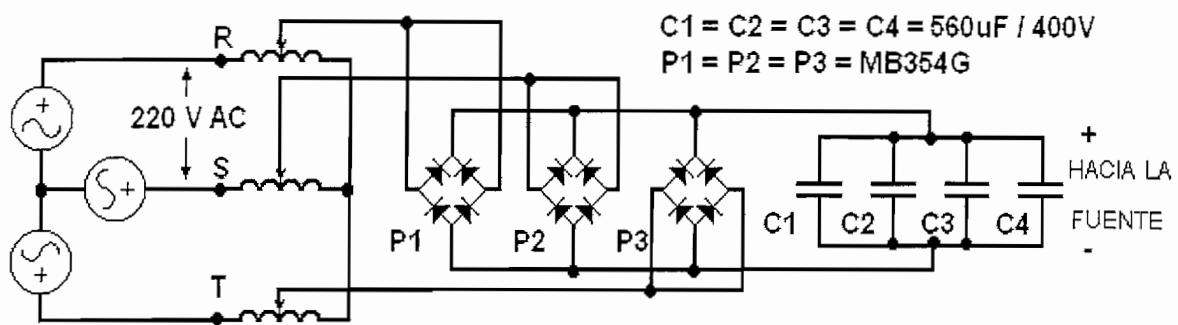


Figura 3.11. Configuración empleada para alimentación de la fuente

El voltaje aplicado a la fuente tiende a disminuir en una proporción mínima, lo que en el funcionamiento de la misma no representa ningún inconveniente para su correcta operación. Como se indica en la tabla 3.1, el voltaje de entrada una vez que la fuente está encendida, puede variar desde 70.9V hasta 311V, con la fuente operando con carga nominal en todas sus salidas.

Tal condición presenta una ventaja muy importante de la fuente, ya que puede operar en un sistema monofásico o en uno trifásico sin ningún conflicto ni modificación adicional, lo que deja abierta la posibilidad para su utilización en distintos tipos de variadores de velocidad.

Considerando además la condición de seguridad que ofrece en el funcionamiento de un equipo de tipo trifásico, en donde la fuente mantiene la alimentación del circuito de control del variador, el cual alertará de la presencia de una condición de falta de fase.

3.2. EQUIPOS UTILIZADOS PARA LAS PRUEBAS DE LA FUENTE

Para el desarrollo de las distintas pruebas, se emplearon los siguientes equipos:

- **OSCILOSCOPIO**

MARCA: Hewlett Packard.

MODELO: 54645D

FRECUENCIA MAXIMA: 100MHz.

- **MULTIMETRO**

MARCA: Fluke

MODELO: 87 III true rms.

VOLTAJE, CORRIENTE MAXIMOS: 1000V, 10A

- **AUTOTRANSFORMADOR TRIFASICO**

MARCA: Staco.

ENTRADA: 240V

SALIDA: 0-280V, 15A, 7.26KVA

- **BANCO DE CAPACITORES**

4 capacitores de 560uF / 400V conectados en paralelo.

- **RECTIFICADOR**

MB354G. Puente de diodos 600 PRV, 40A

- **CARGA PARA LAS SALIDAS DE LA FUENTE**

Resistencias de 5.1 Ω / 5W, 120 Ω / 1W.

- **PUNTA DE CORRIENTE**

MARCA: Fluke

MODELO: Y8100, punta de prueba de corriente DC/AC.

SALIDA MAXIMA: 20A = 2V

- **PUNTA PARA ALTO VOLTAJE**

MARCA: Tektronix

MODELO: P5100

VOLTAJE MAXIMO APLICADO, ATENUACION MAX.: 2500V pk 100X

- **INVERSOR TRIFASICO CONDUCCION 180°**

Proyecto realizado en la materia de Control de Máquinas.

AUTORES: Sonia Maila, Marcelo Pozo y Francisco Egas.

3.3. DETERMINACION DE PERDIDAS

3.3.1. PERDIDAS EN EL MOSFET

Al ser el MOSFET un elemento no ideal, en éste se tienen pérdidas tanto en estado estable (encendido y apagado) conocidas como pérdidas estáticas y en la transición de encendido a apagado o viceversa conocidas como pérdidas dinámicas.

Cuando el trabajo del MOSFET es efectuado a frecuencias altas, como en el presente caso, las pérdidas que prevalecen, son las pérdidas dinámicas. Con el fin de determinar las pérdidas se pueden considerar las formas de onda de voltaje y corriente aplicados al MOSFET, tal como se aprecia en la figura 3.12.

Realizando una ampliación de estas formas de onda, se pueden determinar con facilidad las pérdidas estáticas como dinámicas mediante la expresión:

$$P_{p\acute{e}rdidas} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) \cdot i(t) \cdot dt \quad (3.1)$$

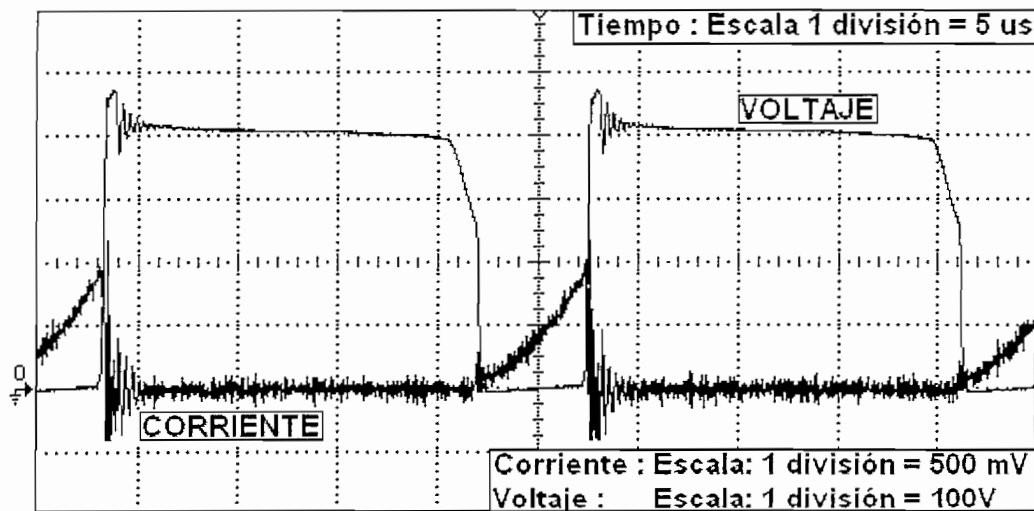


Figura 3.12. Voltaje drenaje fuente y corriente del MOSFET (Con carga nominal en las salidas).

En la figura 3.13 se tiene una ampliación de las formas de onda durante el encendido, lo que permite tener una mejor definición de los tiempos y valores de voltaje y corriente empleados para la determinación de las pérdidas:

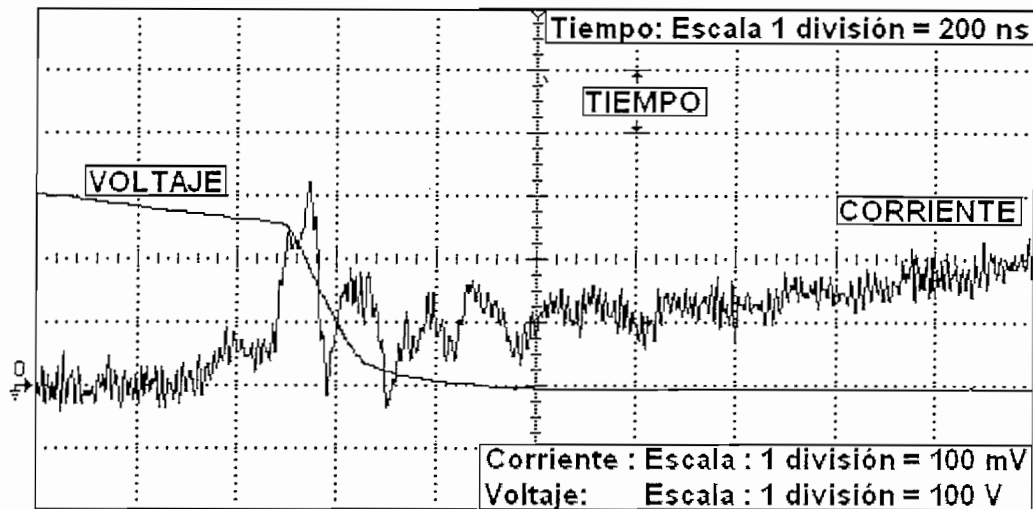


Figura 3.13. Voltaje drenaje fuente y corriente del MOSFET durante el encendido

Mediante la expresión 3.1 se calculan en el Anexo E, las pérdidas durante el encendido $P_{t(on)}$ teniendo un valor de: $P_{t(on)} = 0.1405 W$

De igual forma, las pérdidas durante el apagado, que son las más significativas y con referencia a la figura 3.14 y su desarrollo en el Anexo E, se tiene:

$$P_{t(off)} = 0.5493 W$$

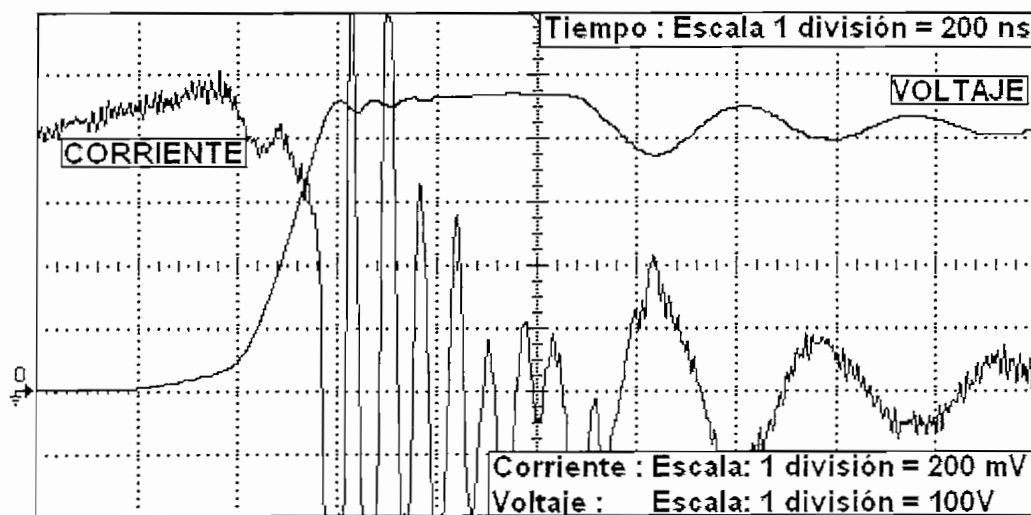


Figura 3.14. Voltaje drenaje fuente y corriente del MOSFET durante el apagado.

Las pérdidas estáticas durante el tiempo que el MOSFET permanece cerrado ($P_{encendido}$), es decir conduciendo corriente se definen como: [24]

$$P_{encendido} = I_o^2 \cdot r_{DS(on)} \quad (3.2)$$

En donde: I_o = corriente que circula por el MOSFET

$r_{DS(on)}$ = Resistencia drenaje fuente durante el encendido.

La corriente lo se puede determinar de la figura 3.12, y conociendo el valor de $r_{DS(on)}$ del MOSFET empleado, las pérdidas tienen el valor de:

$$P_{encendido} = I_p^2 * \frac{\delta}{3} * r_{DS(on)} = \left(\frac{1V}{2\Omega}\right)^2 * 0.073 * 1.25\Omega = 0.0228 W$$

Para todas las formas de onda, la corriente en el MOSFET, se determina de la relación entre el valor expresado como señal de corriente, dividido para el valor de la resistencia de sensado $R7=2\Omega$, cuya función es la de sensar la corriente como se expone en el apartado 2.2.5, puesto que en realidad la forma de onda expresada como corriente es un voltaje a partir del cual se encuentra la corriente que circula a través del MOSFET.

Las pérdidas cuando el MOSFET está apagado son despreciables por lo que no son consideradas. Una vez evaluadas todas las pérdidas se tiene las pérdidas totales en el MOSFET como:

$$P_{total} = P_{t(on)} + P_{t(off)} + P_{encendido} = 0.7126 W$$

Resulta interesante presentar las formas de onda del voltaje sobre el interruptor ante distintos pasos de carga, como se puede ver en las figuras 3.15, 3.16 y 3.17.

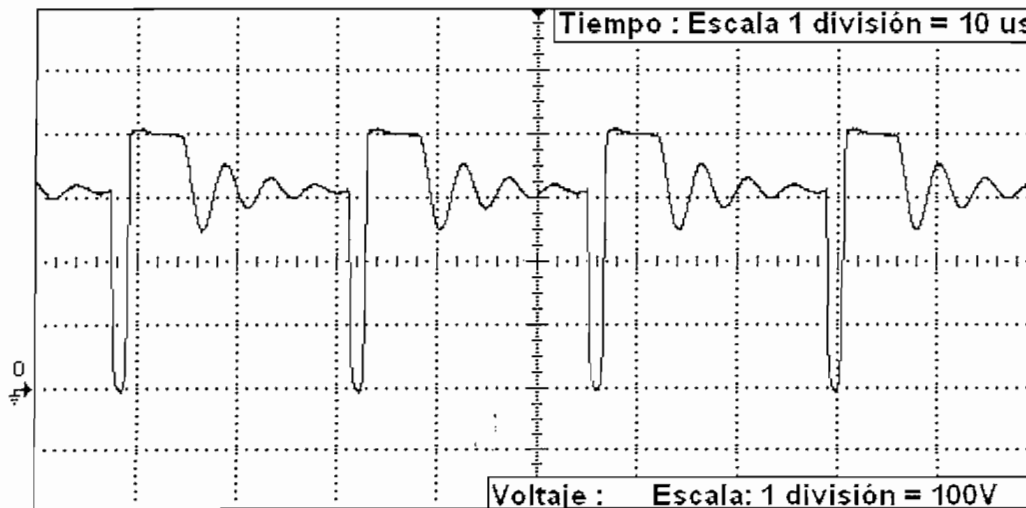


Figura 3.15. Voltaje drenaje fuente del MOSFET con las salidas sin carga.

En la figura 3.15 la fuente se encuentra funcionando en conducción discontinua cuando las salidas se encuentran en vacío. Cuando el voltaje decrece hasta alcanzar el valor del voltaje de entrada (311V), el voltaje empieza a oscilar

alrededor de los 311V. En este instante la corriente de magnetización del transformador alcanza el valor de cero y se mantiene en él hasta el inicio del siguiente ciclo de conducción. Las oscilaciones existentes, se deben a la capacitancia entre los bobinados del transformador, la cual como fue señalado anteriormente, debe ser pequeña y ésta depende del armado del transformador.

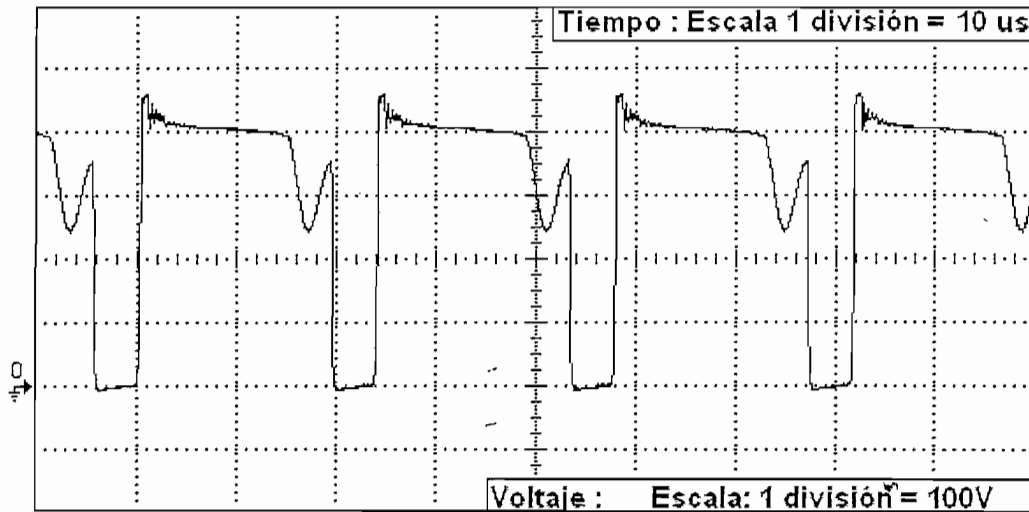


Figura 3.16. Voltaje drenaje fuente del MOSFET con la salida de 5V con carga (950mA).

La figura 3.16 muestra la influencia en el tipo de conducción del convertidor flyback en función de la carga aplicada a las salidas. Al aumentar la carga en la salida de 5V, el circuito de control aumenta la relación de trabajo para mantener el voltaje constante. La conducción continúa siendo discontinua, pero el intervalo en el que la corriente de magnetización es cero, es menor que en el caso anterior.

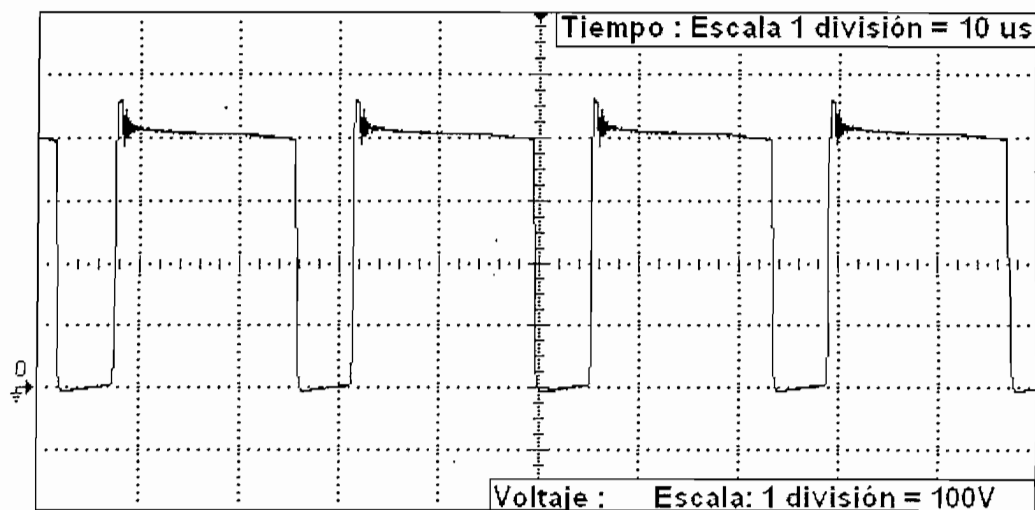


Figura 3.17. Voltaje drenaje fuente del MOSFET con todas las salidas con carga nominal.

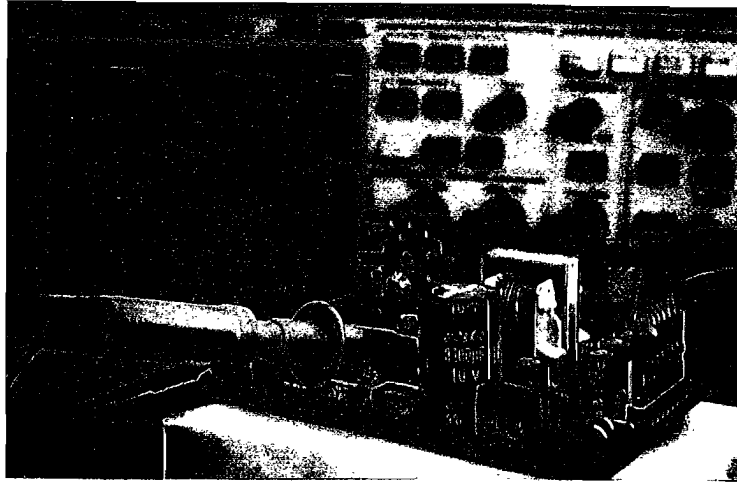


Figura 3.18. Pruebas para la medición del voltaje drenaje fuente del MOSFET

Cuando la fuente maneja la carga nominal en todas las salidas, la conducción llega a ser de tipo continuo. No existe oscilación en el voltaje drenaje fuente como se observa en la figura 3.17 y la corriente de magnetización será distinta de cero durante la operación de la fuente.

Así pues, resulta clara la relación existente entre la carga aplicada a la fuente y el tipo de conducción existente en ella.

3.1.1. PERDIDAS EN EL TRANSFORMADOR

Las pérdidas en el transformador a ser consideradas son las pérdidas en el cobre y pérdidas en el núcleo.

Para evaluar las pérdidas en el núcleo, se pueden tomar como referencia tablas que expresan este parámetro para los distintos tipos de núcleos a un valor de frecuencia determinado. Así, para los núcleos de ferrita tipo 3C8, se presenta en la figura 3.19. las pérdidas por unidad de volumen en función de $\Delta B_{m\acute{a}x}$, para distintos valores de frecuencia.

Las curvas de la figura 3.19. son válidas para una amplia gama de tipos de ferritas, por lo que, estas servirán para encontrar el valor aproximado de las pérdidas en el transformador.

Para la frecuencia de operación, la densidad de flujo y volumen efectivo del transformador conocidos en el apartado 2.1, se pueden determinar las pérdidas en el núcleo, teniendo un valor aproximado de:

$$f_{sw} = 50\text{kHz}$$

$$\Delta B = 0.2 \text{ T}$$

$$V_e = 918 \text{ mm}^3$$

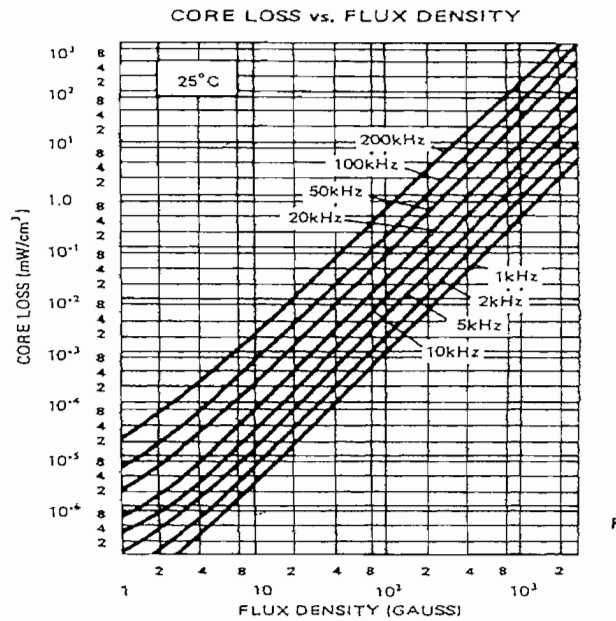


Figura 3.19. Curvas de pérdidas en el núcleo [25]

De la figura 3.19. :
$$P_{\text{núcleo}} = 0.6 \text{ mW/cm}^3 \quad (3.3)$$

Entonces las pérdidas totales en el núcleo serían:

$$P_{\text{total_núcleo}} = 0.6 \frac{\text{mW}}{\text{cm}^3} * 0.918 \text{ cm}^3 = 0.5508 \text{ mW}$$

Las pérdidas en los bobinados del transformador bajo condiciones de voltaje y corriente nominales se determinan de la siguiente manera:

$$P_{\text{bob}} = R_{\text{bob}} * (I_{\text{rms_bob}})^2 \quad (3.4)$$

En donde:

P_{bob} = Pérdidas en el bobinado

R_{bob} = Resistencia del bobinado

$I_{\text{rms_bob}}$ = Corriente rms que circula por el bobinado

Con los valores de resistencias de los bobinados expresados en el final del apartado 2.1.5 y la corriente rms medida mediante un multímetro de valor true rms, se encuentran las pérdidas, teniendo las pérdidas totales el valor de:

$$P_{\text{total_bobinados}} = 0.1507 \text{ W}$$

Ahora las pérdidas en el transformador son:

$$P_{transformador} = P_{total_núcleo} + P_{total_bobinados} \quad (3.5)$$

$$P_{transformador} = 0.1513 \text{ W}$$

3.4. EFICIENCIA DE LA FUENTE

La eficiencia se determinó de la medición de la corriente y voltaje de entrada, mediante un osciloscopio. Además de la corriente y voltaje de las distintas salidas que se midieron con un multímetro.

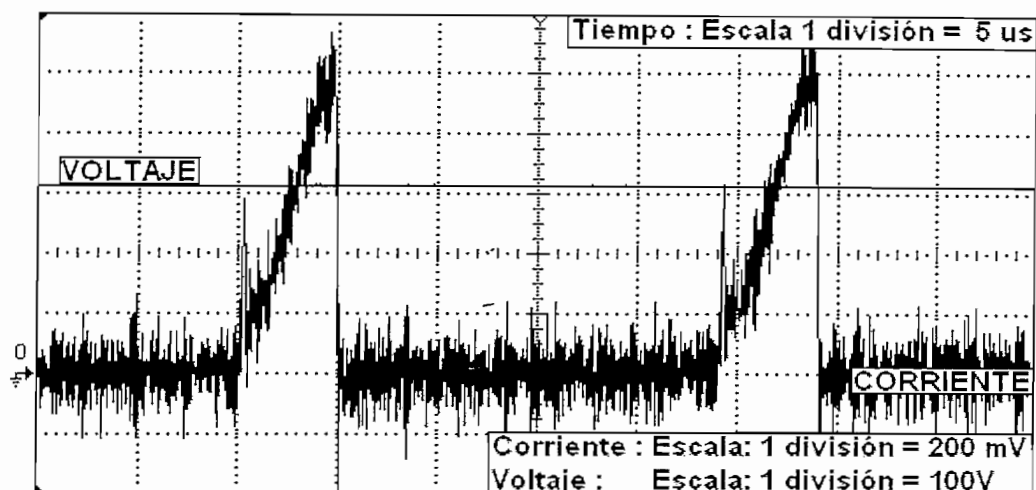


Figura 3.20. Voltaje y corriente de entrada con las salidas conectadas a carga nominal.

De la figura 3.20 se determinan la potencia de entrada empleando las expresiones 2.5 y 2.7, así se tiene:

$$P_{in} = V_{in} \cdot I_{in} \quad I_{in} = \frac{1}{2} D \cdot I_{peak} = 0.5 \cdot 2.083 \cdot 0.45$$

$$P_{in} = 311 \cdot 0.0469 = 14.59 \text{ W}$$

Ahora conociendo los voltajes y corrientes de salida se puede encontrar la

eficiencia como:

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} \cdot 100\%$$

$$P_o = V_{o5}/5.1\Omega + (V_{o12_1} + V_{o12_2} + V_{o12_3} + V_{o12_4})/120\Omega + V_{o20} \cdot I_{control}$$

En donde: V_{o5} : Voltaje de la salida de 5V

$V_{o12_1...4}$: Voltajes de las salidas de 12V

V_{o20} : Voltaje de la salida auxiliar

$$V_{o20} = 21.7 \text{ V}$$

$I_{control}$: Corriente de consumo del circuito de control

$$I_{control} = 50\text{mA}$$

La corriente de consumo del circuito de control es aproximadamente la corriente empleada por los elementos utilizados en el mismo y la del circuito integrado.

$$P_o = (5.08)^2/5.1\Omega + (13.37)^2/120\Omega + (13.1)^2/120\Omega + (13.09)^2/120\Omega + (13.07)^2/120\Omega + 21.74*50\text{mA} = 11.92 \text{ W}$$

$$\eta = \frac{11.92}{14.59} = 81.69\%$$

La potencia de pérdidas está concentrada en la resistencia de encendido, resistencia de la red para proteger el MOSFET durante el apagado, pérdidas en el MOSFET y pérdidas en el transformador.

Como se puede apreciar de los resultados obtenidos, la eficiencia de la fuente es cercana al 80%, lo que constituye una considerable ventaja de la fuente implementada si se compara con una fuente de tipo convencional en donde la eficiencia está en el rango de 30 a 60% como se indicó en el capítulo 1.

CAPITULO 4

4. CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.

4.1. CONCLUSIONES

- La tendencia en la producción de fuentes de polarización en los últimos tiempos, ha volcado totalmente su atención hacia el desarrollo de fuentes de tipo conmutadas. Este comportamiento se debe a las altas características que presentan; como, tamaño y peso reducidos, alta eficiencia, costos de desarrollo y producción, etc.. Ventajas que han sido comprobadas mediante la construcción de la fuente conmutada desarrollada en el presente trabajo y cuya operación beneficiará de forma considerable a la implementación y producción de los variadores de velocidad elaborados en el Laboratorio de Control de Máquinas de la Escuela Politécnica Nacional.
- Las fuentes de tipo flyback, representan la mejor alternativa en fuentes de polarización, cuando se requieren múltiples salidas aisladas entre sí con potencias de hasta 200W; suficientes para aplicaciones de circuitos de control, medición, manejo de sistemas microcontrolados, fuentes para PC, tarjetas electrónicas, variadores de velocidad, etc. Adicionalmente, una fuente flyback permite obtener varios valores de voltaje en sus salidas y puede manejar con total seguridad altos voltajes, tanto en la entrada como en la salida de la fuente; como resultado del transformador de alta frecuencia empleado para su construcción y que es el elemento que provee el aislamiento necesario para tales aplicaciones.
- El aislamiento conseguido con la fuente flyback implementada, permite desarrollar un trabajo totalmente seguro del variador de velocidad, evitando la posible exposición de voltajes altos como los 311V que sirven de polarización del variador de velocidad, como también de la fuente

conmutada; hacia los circuitos de control del variador de velocidad, que manejan niveles de voltaje para la alimentación de circuitos integrados, microcontroladores, etc.. Además la provisión de salidas aisladas entre sí, para la polarización de los elementos de conmutación de la etapa inversora del variador de velocidad representa un sistema totalmente seguro, que protege tanto a los elementos de conmutación como al circuito de control que son aislados, evitando la interacción entre ellos ante una posible condición de falla.

- La cantidad de corriente que consume el IGBT durante su funcionamiento es baja, en vista de las características propias de operación de un IGBT. Por ello, las salidas provistas por la fuente pueden suplir con total facilidad dicha corriente. Esto hace que el desarrollo de una fuente flyback, sea definitivamente precisa, en vista de que no se requiere una potencia de salida considerable.
- Uno de los elementos, que definen el éxito en el desarrollo de la fuente, constituye sin lugar a duda, el transformador de alta frecuencia. Por ello se ha realizado un desarrollo detallado de su diseño, con el fin de asegurar que las condiciones de funcionamiento requeridas, puedan ser cubiertas sin dificultad. Deberán entonces observarse las recomendaciones efectuadas para el diseño y construcción del transformador.
- El circuito de control de la fuente, debe utilizar en lo posible un control de corriente, con el fin de mantener el voltaje requerido ante variaciones de carga, puesto que, la sola utilización de un control de modulación de ancho de pulso (PWM), no asegura una óptima respuesta ante variaciones de la corriente de carga, esto se ha verificado de forma experimental.
- El uso de circuitos de control dedicados para la implementación de fuentes conmutadas como el UC3844, asegura un adecuado desempeño de la fuente, con un mínimo de componentes adicionales. Esto permite un cierto nivel de inmunidad ante el ruido siempre existente, en aplicaciones en las

que un elemento funciona en estado de corte y saturación, aun más, cuando la conmutación se realiza a alta frecuencia. Al encontrarse muchos de los elementos necesarios para la fuente, como amplificadores operacionales, transistores, resistencias, etc., dentro de un solo circuito integrado, la influencia del ruido sobre los mismos, es definitivamente menor que si estuvieran dispuestos como elementos separados entre sí.

- Para conseguir una fuente de tamaño y peso reducidos, se han utilizado elementos de pequeña dimensión, criterio también observado por grandes fabricantes de fuentes conmutadas, logrando un resultado satisfactorio en cuanto al uso del espacio requerido por los elementos. Sin embargo, la utilización de dispositivos de tecnología superficial, permitiría conseguir mejores resultados, en lo referente a la optimización del espacio. Como tales dispositivos no pueden ser obtenidos con facilidad en nuestro medio, además, que son expendidos solamente en grandes cantidades, no fueron empleados en la fuente conmutada.
- Aunque el trabajo ejecutado bajo condiciones de alta frecuencia, presenta varias situaciones indeseables, al observar las sugerencias provistas por investigadores experimentados en el tema, se pueden obtener resultados adecuados en el desarrollo, pruebas, verificación e implementación final de la fuente, de esta manera no resulta una dificultad limitante, ni tampoco obstruye su construcción.
- Al realizar un análisis sobre los costos de implementación de la fuente, es claro concluir sobre lo conveniente que resulta la construcción de una fuente conmutada, pues con el uso de pocos elementos y de fácil adquisición en nuestro medio, se puede producir una fuente de altas características, lo que la hace tan popular en los últimos tiempos. Pues una vez adquiridos los conocimientos suficientes como para su desarrollo, requiere de una mediana disposición de tiempo para su puesta en marcha.

- La regulación de voltaje de las salidas de la fuente, constituye una de las principales desventajas de una fuente flyback, y resulta en parte medular en su realización, ya que aunque los voltajes de salida se encuentren presentes, ante una variación de carga a veces pequeña, dichos voltajes pueden literalmente ser eliminados, esto tiene que ser solventado mediante un correcto ensamblado del transformador y medidas adicionales como la reducción del voltaje reflejado de la fuente, mediante la construcción de un transformador de relación de espiras cercano a 1:1.
- Resulta siempre conveniente el procurar la elaboración de un transformador cuyas inductancias de dispersión tengan un valor lo más bajo posible, pues al existir energía almacenada en la inductancia de dispersión, que no participa en la transferencia de energía desde el primario hacia los secundarios, la regulación de voltaje será empeorada por tal efecto. En la práctica, la energía que no se transfiere desde el primario, se disipa hacia el exterior, a través de redes externas; reduciendo de esta forma la eficiencia de la fuente.
- Una ventaja notable de la fuente constituye sin lugar a duda el voltaje de entrada, que puede variar en un amplio rango, de esta manera, la fuente puede ser utilizada en aplicaciones con voltaje de 110VAC o en aplicaciones de 220VAC, sin ninguna modificación ni manipulación adicional de la fuente, ni tampoco de sus componentes. Esta característica asegura totalmente la provisión de voltaje de polarización ante condiciones de falla, como una falta de fase en un sistema trifásico, ventaja que no existe en el caso de utilizar una fuente convencional. Esta característica hace a la fuente sumamente atractiva para múltiples aplicaciones.
- La realización de un cuidadoso ruteado para la tarjeta electrónica de la fuente, asegura el éxito en su operación. Por ello la elaboración manual de las rutas que deben seguir las conexiones entre los elementos, es preferida a su generación automática por medio de programas especializados en esta labor. A pesar de que el tiempo requerido para la conexión manual de

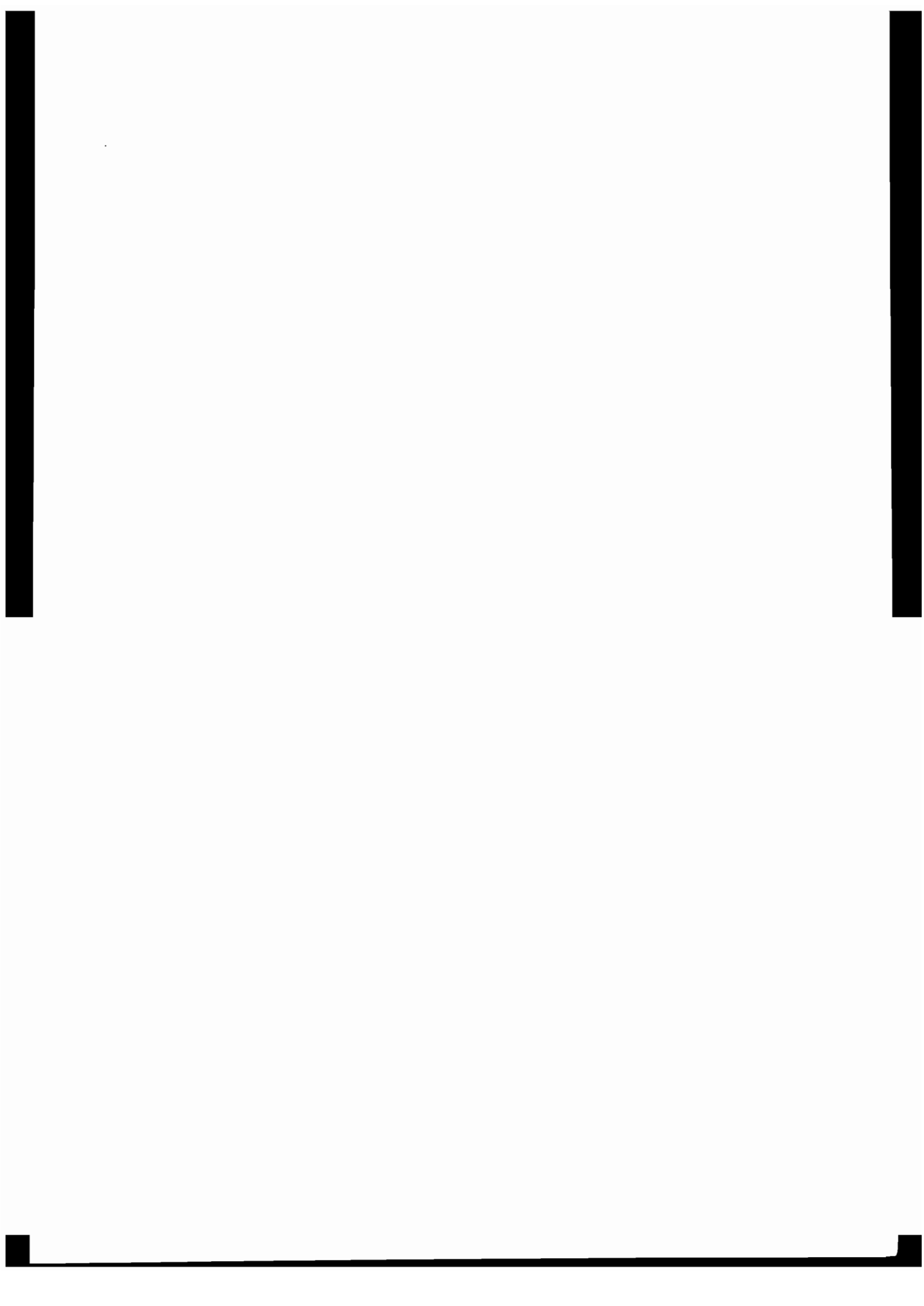
los elementos es mucho mayor que si fuera realizado en forma automática, es una actividad que reforzará el funcionamiento efectivo de la fuente.

4.2. RECOMENDACIONES

- Aunque se ha verificado experimentalmente, que el funcionamiento de la fuente por lapsos prolongados de tiempo es totalmente estable y la disipación de potencia en sus elementos es relativamente baja, podría resultar conveniente el proveer cierta cantidad de ventilación forzada, si la misma existe como parte del variador de velocidad, con el fin de mantener un comportamiento adecuado de todo el sistema.
- Durante la manipulación de la fuente, se deben mantener las mínimas condiciones de seguridad, para evitar accidentes debido al voltaje alto que se maneja en la entrada de la fuente conmutada y del variador de velocidad. Considerando que la fuente estará instalada dentro del equipo total del variador, solamente se ha desarrollado la tarjeta electrónica de la fuente conmutada, por ello ha de manejarse e instalarse con mucha precaución, tomando en cuenta el mantener los voltajes altos, lejos de dispositivos sensibles y de la manipulación del instalador.
- Debido al efecto nocivo del ruido de alta frecuencia siempre existente en equipos cuyo funcionamiento emplea elementos de conmutación, se debe alejar la fuente de sistemas susceptibles al ruido que sean parte del variador, pudiendo requerirse, si es el caso, de un blindaje de la fuente para evitar el ruido radiado desde la misma.
- En el caso de ser requerida una reparación de algún elemento de la fuente, se deben colocar dispositivos del mismo valor, de las mismas características o el uso de idénticos circuitos integrados, para asegurar el funcionamiento de la fuente bajo las condiciones establecidas. El no

observar esta recomendación puede generar en el no funcionamiento de la fuente.

- Si se desea desarrollar una fuente conmutada para otro tipo de aplicación, es necesaria la utilización de un filtro de entrada para eliminar la interferencia electromagnética producida por los elementos de conmutación de la fuente, pues la influencia sobre equipos que se encuentren en las cercanías de la misma puede repercutir notablemente sobre su operación.
- La implementación de una fuente con todas sus salidas reguladas con una mayor precisión, puede ser conseguida mediante el uso de inductancias acopladas magnéticamente y conectadas en serie con la salida de los bobinados del transformador. El empleo de las inductancias acopladas hará que cualquier cambio detectado en las salidas sea reflejado hacia la salida que provee la realimentación del circuito de control, corrigiendo tal variación de forma rápida, asegurando una regulación conveniente sin el uso de circuitos reguladores de voltaje externos.
- Para la conexión de los terminales de entrada y salida, se debe recurrir al esquema de conexiones de entrada y salida provisto en los anexos de este trabajo, siguiendo cuidadosamente las indicaciones realizadas, con el fin de evitar una mala conexión de los terminales, que puede resultar en el daño de la fuente.



REFERENCIAS

BIBLIOGRAFICAS

REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS

- [19] **ADRAGNA Claudio; SGS_THOMSON MICROELECTRONICS:**
"Minimize power losses of lightly loaded flyback converters with the I5991
pwm controller. Application note AN-1049."
www.eetasia.com/ARTICLES/2000JUN/2000JUN15_AMD_AN3.PDF
Página 21/21.
- [15] **ANONIMO:** "Section 4- Power transformer design".
www-s.ti.com/sc/techlit/slup126.pdf. Página 4.8.
- [8] **CHAPMAN Stephen J.:** "Máquinas Eléctricas", 3ª edición. Editorial
McGraw-Hill Interamericana S.A. Año 2000. Página 66.
- [13], [14], [16]
FAIRCHILD SEMICONDUCTOR: "Multiple Output Switched Mode
Power Supplies Using Fairchild Power Switch. Application Note AN4106"
www.fairchildsemi.com/an/AN/AN-4106.pdf. Páginas 7, 8, 9.
- [20], [21]
FAIRCHILD SEMICONDUCTOR: "UC3842/UC3843/UC3844/UC3845
SMPS Controller".
dion.swamp.dk/dl/UC3843.pdf. Página 6, 5.
- [10], [11]
FERROXCUBE: "Soft ferrites. Applications".
www.elnamagnetics.com/literature/catalogs/ferroxcube/2002_handbook/data/Applications.pdf. Páginas 30, 31.
- [7] **HAYT WILLIAM H., hijo:** "Teoría electromagnética". 3ª edición. Editorial
McGraw-Hill Interamericana de México. Año 1991. Página 328
- [22] **JORDAN Mark:** "UC3907 Load share IC simplifies parallel power supply
design. Application Note U-129". Página 8

[1], [4], [5], [6]

LOCHER Ralph E.; NATIONAL SEMICONDUCTOR: "Introduction to power supplies".

www.web-ee.com/primers/files/AN-556.pdf. Páginas 4, 2, 2, 3.

[2], [3], [12], [24], [25]

MOHAN Ned, UNDELAND Tore M., ROBBINS William P.; "Power Electronics : Converters, Applications and design", editorial John Wiley & Sons Inc. Año 1989. Páginas 208, 210, 646, 552, 227

[18] **MOTOROLA:** "High performance current mode controllers".

www.csee.wvu.edu/~rsn/s-10/UC3844-D.pdf. Página 6.

[17] **UNITRODE:** "UC3842/3/4/5 PROVIDES LOW-COST CURRENT-MODE CONTROL. Application note U-100A."

www.ee.iisc.ernet.in/new/people/faculty/vr/DSMixed/AppNote03.pdf.
Página 3.55.

[23] **WRIGHT JIM, NIC COMPONENTS:** "Web Exclusive: An Introduction to Low ESR Capacitors".

www.low-esr.com/ECNWebExclusiveLowESR0202.pdf. Página 3.

[9] **WUIDART L.; ST MICROELECTRONICS:** "Topologies for switched mode power supplies".

http://voltio.ujaen.elar/download/Material%20docente/ficheros/pdf/tutoriales/3721_topologias.pdf. Página 14

ANEXOS

ANEXO A.

CORRIENTE MÁXIMA EN EL INTERRUPTOR EN UNA CONFIGURACIÓN FLYBACK

Evaluando la ecuación 1.14 en el intervalo de apagado del interruptor: $t(on) < t < T$.

$$I_o = \frac{1}{T} \int_{t(on)}^T n \left[I_{qmáx} - \frac{V_o \cdot n}{Lm} (t - t(on)) \right] dt$$

$$I_o = \frac{n}{T} \left[I_{qmáx} \cdot t - \frac{V_o \cdot n}{Lm} \frac{t^2}{2} + \frac{V_o \cdot n}{Lm} t(on) \cdot t \right]_{t(on)}^T$$

$$I_o = \frac{n}{T} \left[I_{qmáx} (T - t(on)) - \frac{V_o \cdot n}{2Lm} (T^2 - t(on)^2) + \frac{V_o}{Lm} n \cdot t(on) \cdot (T - t(on)) \right]$$

$$(T - t(on)) I_{qmáx} = \frac{I_o \cdot T}{n} + \frac{V_o \cdot n}{Lm} (T^2 - t(on)^2) - \frac{V_o}{Lm} n \cdot t(on) \cdot (T - t(on))$$

Reemplazando la ecuación 1.2 en la expresión anterior:

$$I_{qmáx} = \frac{I_o}{n} \frac{1}{1 - \delta} + \frac{V_o \cdot n}{2Lm} [T^2 - t(on)^2 - 2 \cdot t(on) \cdot T + 2 \cdot t(on)^2] \cdot \frac{1}{(T - t(on))}$$

$$I_{qmáx} = \frac{I_o}{n} \frac{1}{1 - \delta} + \frac{V_o \cdot n}{2Lm} [(T - t(on))^2] \cdot \frac{1}{(T - t(on))} \cdot \frac{T}{T}$$

$$I_{qmáx} = \frac{I_o}{n} \frac{1}{1 - \delta} + \frac{V_o \cdot n}{2Lm} \cdot (1 - \delta) \cdot T$$

Que es la expresión 1.15.

ANEXO B.

CORRIENTE RMS EN EL PRIMARIO DEL TRANSFORMADOR DISEÑADO

De la figura 2.5, se tiene:

$$I_{RMS}^2 = \frac{1}{T} \int_0^{t(on)} \left(I_1 + \frac{(I_{p2} - I_1)}{t(on)} \cdot t \right)^2 dt = \frac{1}{T} \int_0^{t(on)} \left(I_1^2 + 2 \cdot I_1 \cdot \frac{(I_{p2} - I_1)}{t(on)} \cdot t + \frac{(I_{p2}^2 - 2I_1 \cdot I_{p2} + I_1^2)}{t(on)^2} \cdot t^2 \right) dt$$

$$I_{RMS}^2 = \frac{1}{T} \left[I_1^2 \cdot t + I_1 \cdot (I_{p2} - I_1) \cdot \frac{t^2}{t(on)} + \frac{(I_{p2}^2 - 2 \cdot I_1 \cdot I_{p2} + I_1^2)}{t(on)^2} \cdot \frac{t^3}{3} \right]_0^{t(on)} = \frac{t(on)}{T} \cdot \frac{1}{3} [I_1^2 + I_1 \cdot I_{p2} + I_{p2}^2]$$

pero: $\frac{t(on)}{T} = \delta$ y cuando $t(on)$ es máximo $\delta = \delta_{máx}$, entonces:

$$I_{RMS} = \sqrt{(I_{p2}^2 + I_{p2} \cdot I_1 + I_1^2) \cdot \frac{\delta_{máx}}{3}}$$

Que es la expresión 2.18.

ANEXO C.

TABLA DE CONDUCTORES

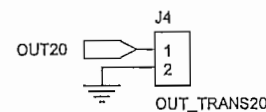
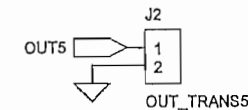
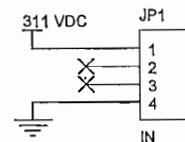
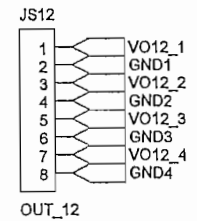
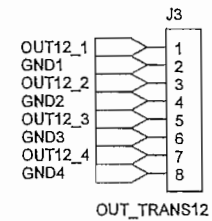
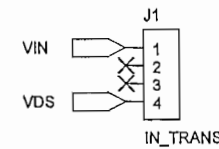
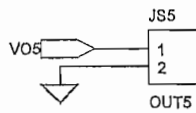
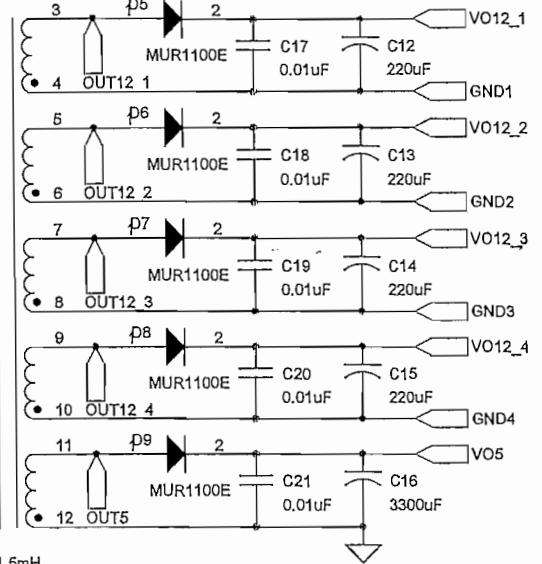
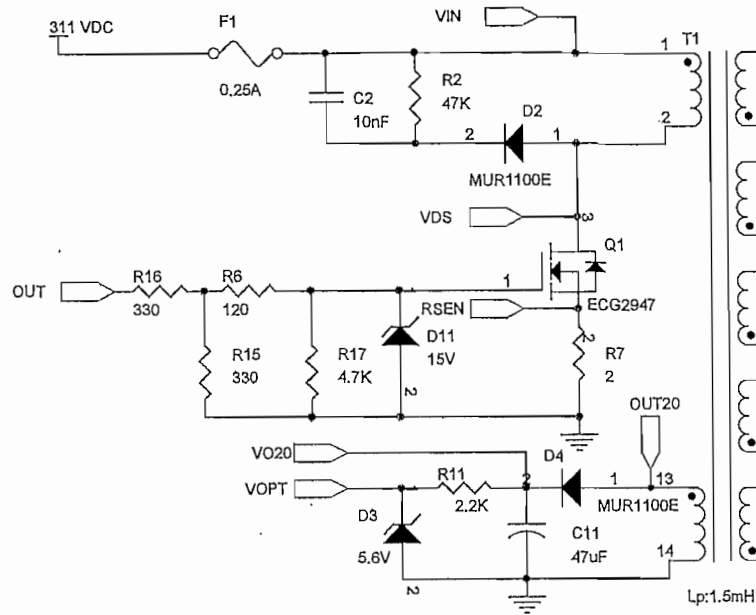
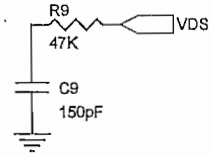
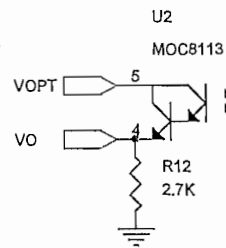
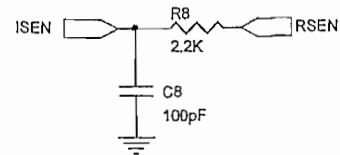
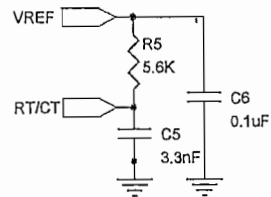
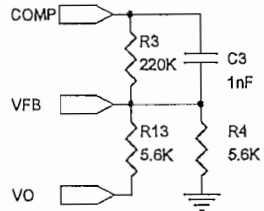
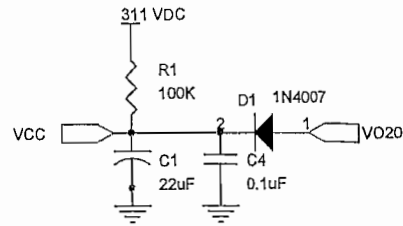
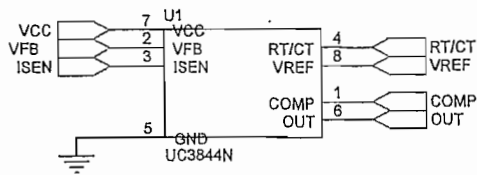
CONDUCTOR DE COBRE - ALTO AISLAMIENTO

AWG	DIAMETRO COBRE cm	AREA COBRE cm ²	DIAMETRO* cm ²	AREA* cm ²	OHMS/cm a 20°C	OHMS/cm a 100°C	DENSIDAD CORRIENTE 450A/cm ²
10	0.259	0.052685	0.273	0.058535	0.000033	0.000044	23.679
11	0.231	0.041910	0.244	0.046759	0.000041	0.000055	18.778
12	0.205	0.033006	0.218	0.037325	0.000052	0.000070	14.892
13	0.183	0.026302	0.195	0.029865	0.000066	0.000088	11.809
14	0.163	0.020867	0.174	0.023779	0.000083	0.000111	9.365
15	0.145	0.016513	0.156	0.019113	0.000104	0.000140	7.427
16	0.129	0.013070	0.139	0.015175	0.000132	0.000176	5.89
17	0.115	0.010387	0.124	0.012076	0.000166	0.000222	4.671
18	0.102	0.008171	0.111	0.009677	0.000209	0.000280	3.704
19	0.091	0.006504	0.1	0.007854	0.000264	0.000353	2.937
20	0.081	0.005153	0.089	0.006221	0.000333	0.000445	2.329
21	0.072	0.004072	0.08	0.005027	0.00042	0.000561	1.847
22	0.064	0.003217	0.071	0.003959	0.00053	0.000708	1.465
23	0.057	0.002552	0.064	0.003217	0.000668	0.000892	1.162
24	0.051	0.002043	0.057	0.002552	0.000842	0.001125	0.921
25	0.045	0.001590	0.051	0.002043	0.001062	0.001419	0.731
26	0.04	0.001257	0.046	0.001662	0.001339	0.001789	0.579
27	0.036	0.001018	0.041	0.001320	0.001689	0.002256	0.459
28	0.032	0.000804	0.037	0.001075	0.002129	0.002845	0.364
29	0.029	0.000661	0.033	0.000855	0.002685	0.003587	0.289
30	0.025	0.000491	0.03	0.000707	0.003386	0.004523	0.229
31	0.023	0.000415	0.027	0.000573	0.004269	0.005704	0.182
32	0.02	0.000314	0.024	0.000452	0.005384	0.007192	0.144
33	0.018	0.000254	0.022	0.000380	0.006789	0.009070	0.114
34	0.016	0.000201	0.02	0.000314	0.00856	0.011437	0.091
35	0.014	0.000154	0.018	0.000254	0.010795	0.014422	0.072
36	0.013	0.000133	0.016	0.000201	0.013612	0.018186	0.057
37	0.011	0.000095	0.014	0.000154	0.017165	0.022932	0.045
38	0.01	0.000079	0.013	0.000133	0.021644	0.028917	0.036
39	0.009	0.000064	0.012	0.000113	0.027293	0.036464	0.028
40	0.008	0.000050	0.01	0.000079	0.034417	0.045981	0.023
41	0.007	0.000038	0.009	0.000064	0.043399	0.057982	0.018

*: CON AISLAMIENTO

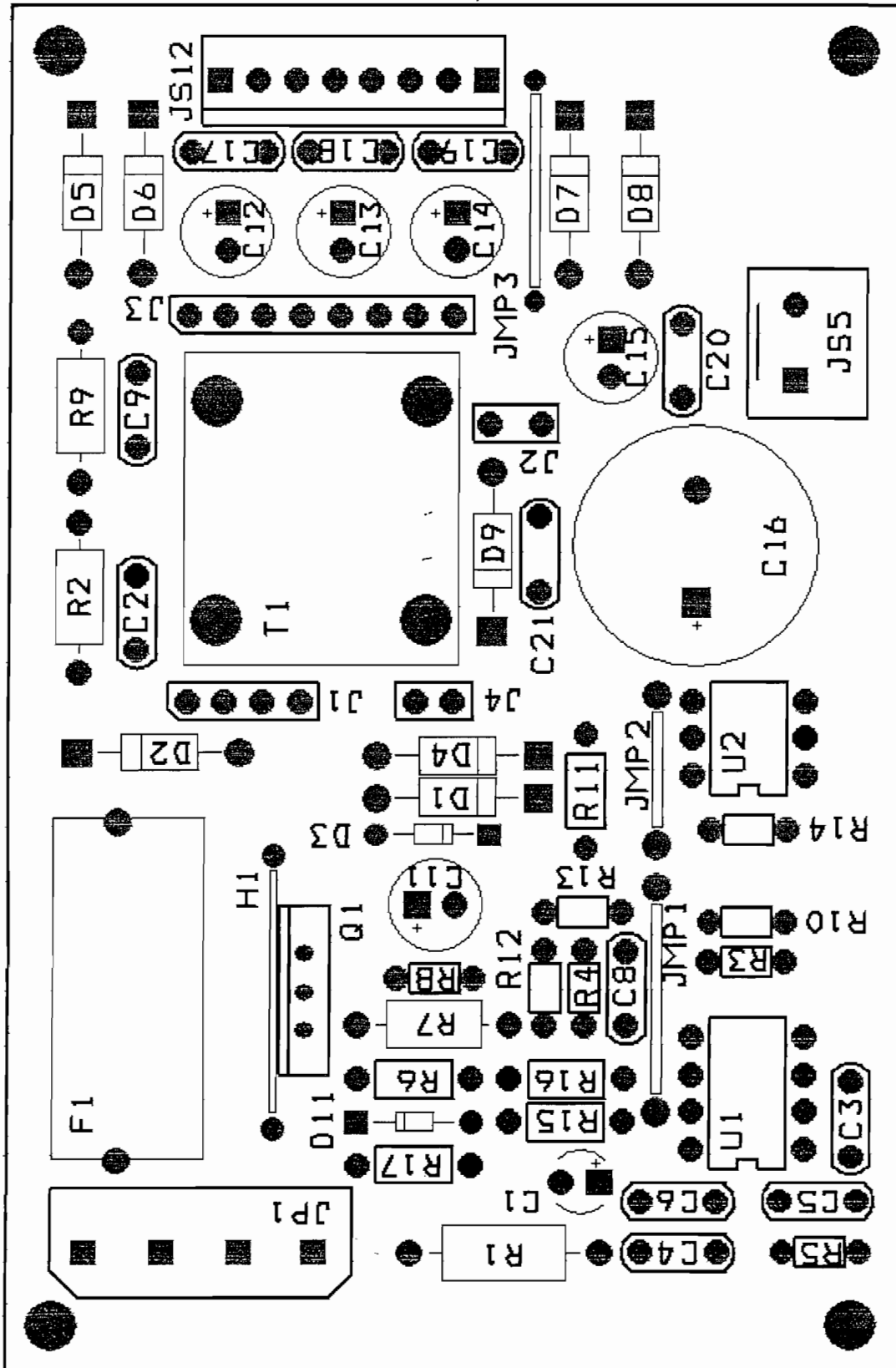
ANEXO D.

**DIAGRAMAS ESQUEMATICOS, PCBs Y
ELEMENTOS EMPLEADOS EN LA FUENTE**

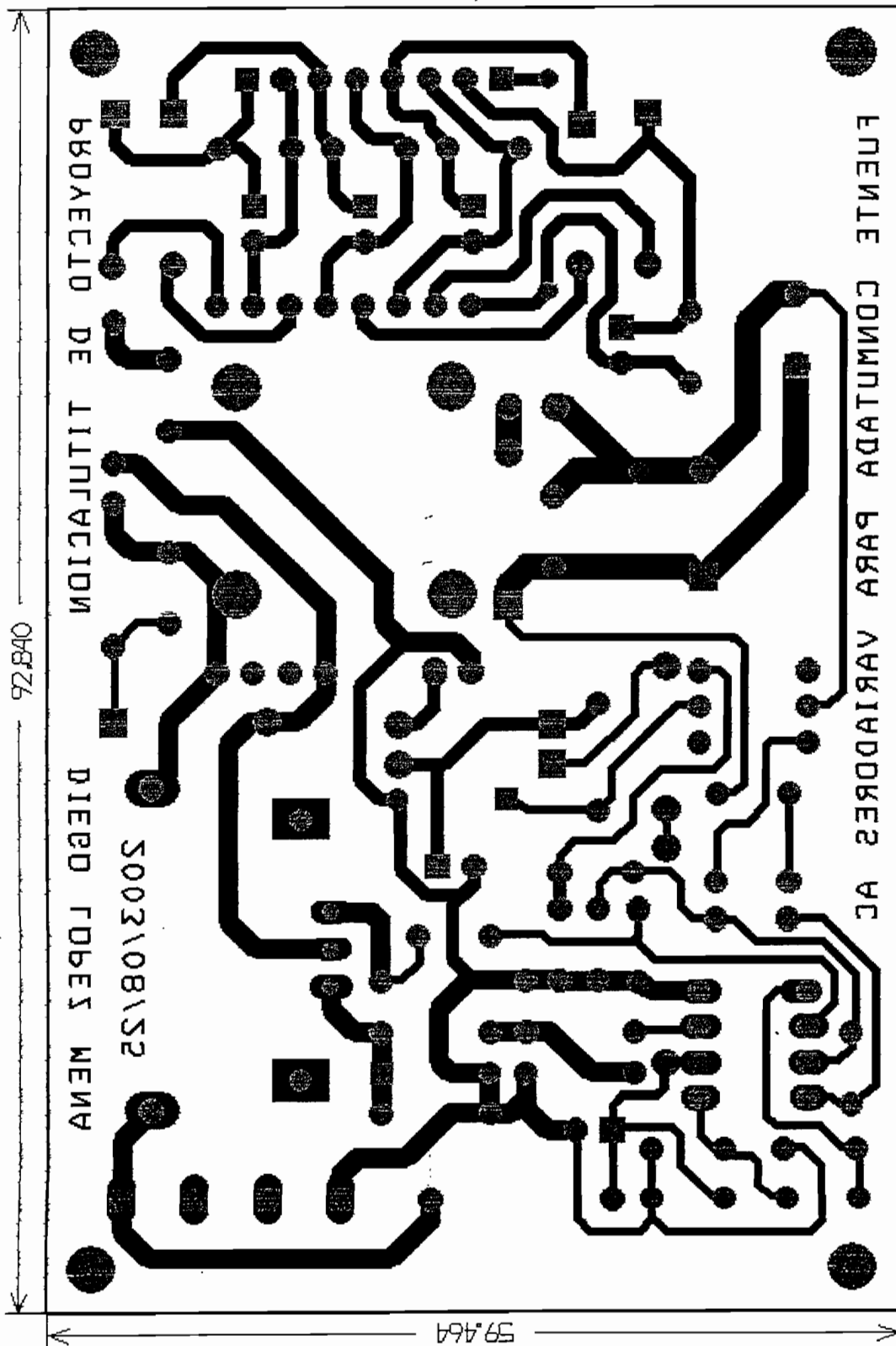


Title		
FUENTE CONMUTADA PARA VARIADORES DE CORRIENTE ALTERNA		
Size	Document Number	Rev
A4	CIRCUITO COMPLETO DE LA FUENTE	1_1
Date:	Monday, October 13, 2003	Sheet 1 of 1

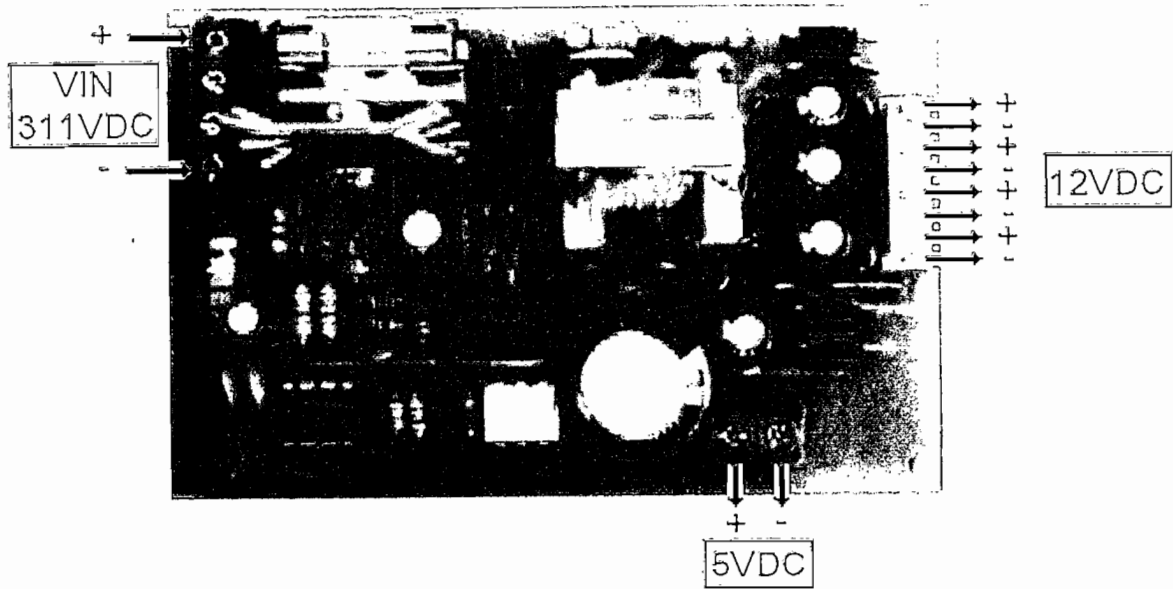
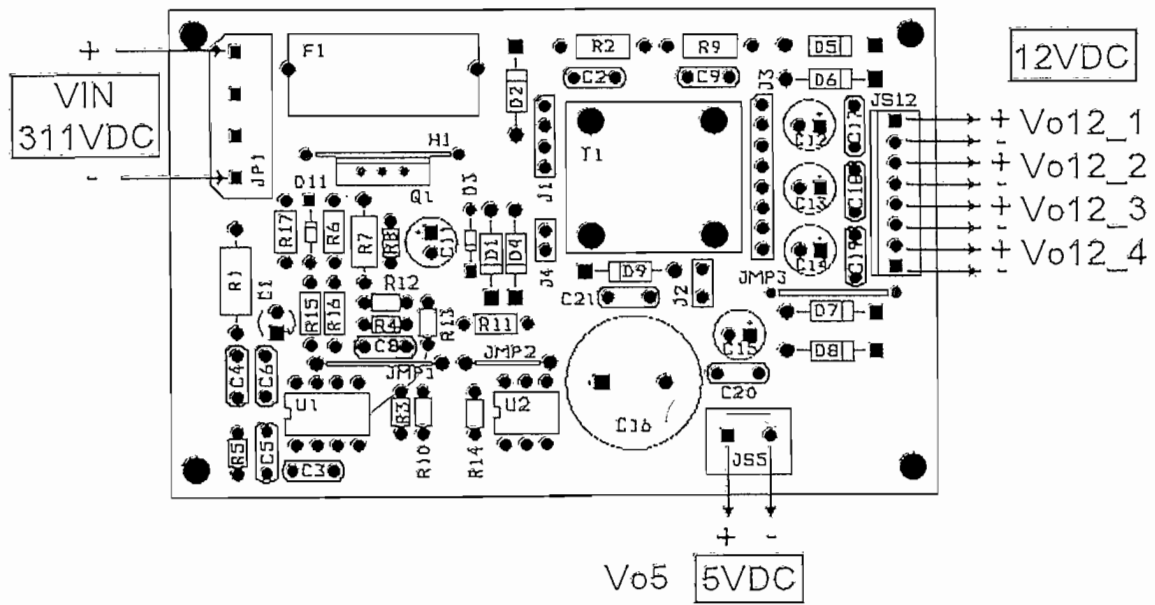
DISPOSICION DE ELEMENTOS EN LA TARJETA DE LA FUENTE



RUTEADO (PCB) Y DIMENSIONES DE LA TARJETA



ESQUEMA DE CONEXIONES DE ENTRADA Y SALIDA



LISTA DE ELEMENTOS

RESISTENCIAS

NOMBRE	VALOR	POTENCIA
R1	100k	1 W
R2	47k	1/2 W
R3	220k	1/8 W
R4	5.6k	1/8 W
R5	5.6k	1/8 W
R6	120	1/4 W
R7	2	1/2 W
R8	2.2k	1/8 W
R9	47k	1/2W
R10	1k	1/8 W
R11	2.2k	1/4 W
R12	2.7k	1/8 W
R13	5.6k	1/8 W
R14	680	1/8 W
R15	330	1/4 W
R16	330	1/4 W
R17	4.7k	1/4 W

CAPACITORES

NOMBRE	VALOR	VOLTAJE	TIPO
C1	22uF	50 V	Electrolítico
C2	10nF	1kV	Cerámico
C3	1nF	50V	Cerámico
C4	0.1uF	50V	Cerámico
C5	3.3nF	250V	Cerámico
C6	0.1uF	50V	Cerámico
C8	100pF	50V	Cerámico
C9	150pF	2kV	Cerámico
C11	47uF	50V	Electrolítico
C12, C13	220uF	16V	Electrolítico
C14, C15			
C16	3300uF	16V	Electrolítico
C17, C18			
C19, C20	10nF	50V	Cerámico
C21			

CIRCUITOS INTEGRADOS

NOMBRE	NUMERACION	TIPO
U1	UC3844	Controlador en modo de corriente
U2	MOC8113	Opto acoplador

SEMICONDUCTORES

NOMBRE	NUMERACION	TIPO
Q1	ECG2947	MOSFET N-Ch, Enhancement High Speed Sw
D1	1N4007	Diodo de propósito general
D2, D4, D5 D6, D7, D8, D9	MUR1100E	Diodo para conmutación, recuperación ultra rápida
D3	ECG5011A	Diodo zener
D11	ECG5024A	Diodo zener

TRANSFORMADOR

NOMBRE	TIPO
T1	Transformador de núcleo de ferrita

VARIOS

NOMBRE	CAPACIDAD	TIPO
F1	0.25 A	Fusible con portafusible
JP1	250V / 15A	2 Terminales de 2 pines conectados en serie
JS5	250V / 15A	Terminal de 2 pines
JS12	*	Terminales de 8 pines
JMP1,JMP2	1A	Jumpers
JMP3	1A	Jumpers

ANEXO E.

DETERMINACION DE PERDIDAS DINAMICAS EN EL MOSFET

PERDIDAS DURANTE EL ENCENDIDO $P_{t(on)}$

Las formas de onda de la figura 3.13, pueden ampliarse para apreciar de mejor manera el voltaje y corriente en el MOSFET durante el encendido. La figura E1. presenta estas características:

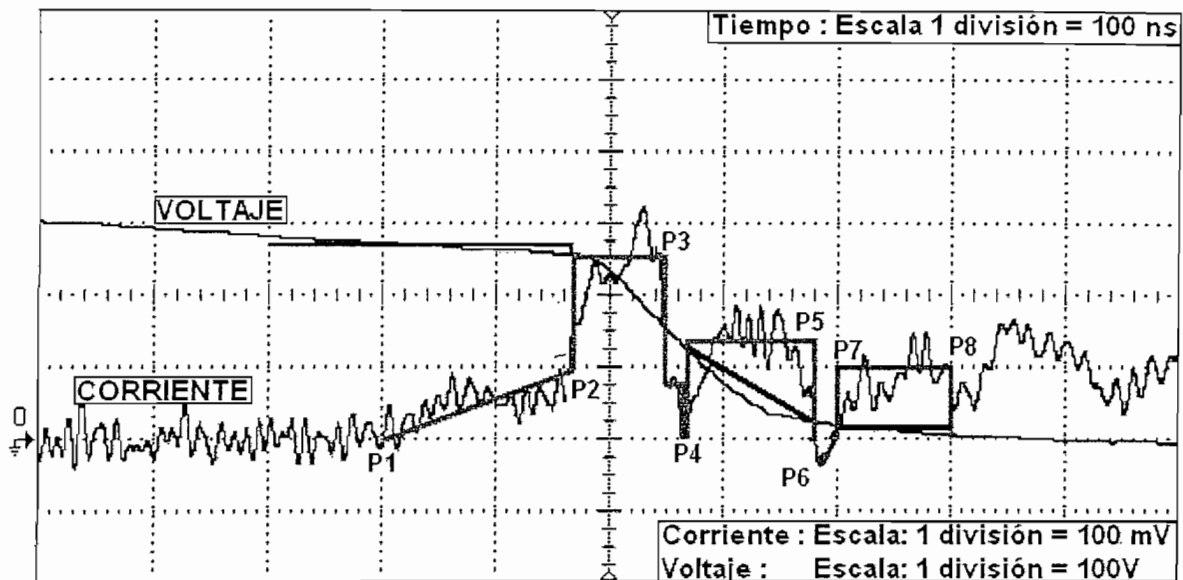


Figura E1. Voltaje y corriente en el MOSFET durante el encendido, salidas con carga nominal.

Las líneas sobrepuestas a las formas de onda, indican la tendencia que adquiere la corriente o voltaje. Estas aproximaciones se realizan, para facilitar el cálculo de las pérdidas, en vista de que las formas de onda, especialmente la de corriente, no responden a una expresión matemática que pueda ser determinada con facilidad. En cada punto, los valores de corriente, voltaje y tiempo considerados son:

PUNTO	P1	P2	P3	P4	P5	P6	P7	P8
VOLTAJE (V)	262.5	250	150	125	25	15	15	15
CORRIENTE (mA)	0	75/2	250/2	75/2	125/2	-25/2	0	100/2
TIEMPO (ns)	0	170	250	270	380	380	400	500

La corriente se obtiene de la división entre el valor de voltaje medido con el osciloscopio y la resistencia de sensado de 2Ω .

Para encontrar las ecuaciones de corrientes y voltajes, se denominan de la siguiente manera:

INTERVALO	P1-P2	P2-P3	P3-P4	P4-P5	P6-P7	P7-P8
CORRIENTE	ia(t)	ib(t)	ic(t)	id(t)	ie(t)	if(t)
VOLTAJE	va(t)	vb(t)	vc(t)	vd(t)	ve(t)	vf(t)

Las ecuaciones de voltaje y corriente se determinan de la siguiente manera:

ia(t):

$$\frac{ia(t) - i_{P1}}{t - t_{P1}} = \frac{i_{P1} - i_{P2}}{t_1 - t_2}$$

$$\frac{ia(t) - 0}{t - 0} = \frac{0 - 37.5mA}{0 - 170ns}$$

$$ia(t) = 2.2058 \times 10^{-4} \cdot t$$

$$ib(t) = 125mA$$

$$ic(t) = 37.5mA$$

ie(t) :

$$\frac{ie(t) - i_{P6}}{t - t_{P6}} = \frac{i_{P6} - i_{P7}}{t_6 - t_7}$$

$$\frac{ie(t) - (-12.5mA)}{t - 380ns} = \frac{-12.5mA - 0}{(380 - 400)ns}$$

$$ie(t) = 6.25 \times 10^{-4} \cdot t - 0.25$$

$$id(t) = 62.5mA$$

$$if(t) = 50mA$$

vb(t) :

$$\frac{vb(t) - v_{P2}}{t - t_{P2}} = \frac{v_{P2} - v_{P3}}{t_2 - t_3}$$

$$\frac{vb(t) - 250}{t - 170ns} = \frac{250 - 150}{(170 - 250)ns}$$

$$vb(t) = -1.25 \cdot t + 462.5$$

vc(t) :

$$\frac{vc(t) - v_{P3}}{t - t_{P3}} = \frac{v_{P3} - v_{P4}}{t_3 - t_4}$$

$$\frac{vc(t) - 150}{t - 250ns} = \frac{150 - 125}{(250 - 270)ns}$$

$$vc(t) = -1.25 \cdot t + 462.5$$

vd(t):

$$\frac{vd(t) - v_{P4}}{t - t_{P4}} = \frac{v_{P4} - v_{P5}}{t_4 - t_5}$$

$$\frac{vd(t) - 125}{t - 270ns} = \frac{125 - 25}{(270 - 380)ns}$$

$$vd(t) = -0.91 \cdot t + 370.45$$

$$va(t) = 262.5 V$$

$$ve(t) = 25 V$$

$$vf(t) = 12.5 V$$

Para todos los casos, el tiempo a remplazar en las expresiones, debe estar en nanosegundos.

Utilizando la expresión 3.1, se determinan las pérdidas como:

$$P_{t(on)} = \frac{1}{T} \left[\int_{tP1}^{tP2} i_a(t) \cdot v_a(t) \cdot dt + \int_{t21}^{tP3} i_b(t) \cdot v_b(t) \cdot dt + \int_{tP3}^{tP4} i_c(t) \cdot v_c(t) \cdot dt + \int_{tP4}^{tP5} i_d(t) \cdot v_d(t) \cdot dt \right. \\ \left. + \int_{tP6}^{tP7} i_e(t) \cdot v_e(t) \cdot dt + \int_{tP7}^{tP8} i_f(t) \cdot v_f(t) \cdot dt \right]$$

$$P_{t(on)} = \frac{1}{T} \left[\int_{tP1}^{tP2} 2.2058 \times 10^{-4} \cdot t \cdot 2625 \cdot dt + \int_{tP2}^{tP3} 125 \text{mA} \cdot (-1.25 \cdot t + 4625) \cdot dt + \int_{tP3}^{tP4} 37.5 \text{mA} \cdot (-1.25 \cdot t + 4625) \cdot dt \right. \\ \left. + \int_{tP4}^{tP5} 62.5 \text{mA} \cdot (-0.91 \cdot t + 37045) \cdot dt + \int_{tP6}^{tP7} (6.25 \times 10^{-4} \cdot t - 0.25)(25) \cdot dt + \int_{tP7}^{tP8} 50 \text{mA} \cdot 125 \cdot dt \right]$$

Integrando y reemplazando los respectivos valores, se tiene:

$$P_{t(on)} = \frac{1}{25000 \text{ns}} \cdot (3512.75) = 0.1405 \text{ W}$$

PERDIDAS DURANTE EL APAGADO $P_{t(off)}$

Se procede de manera idéntica para las pérdidas dinámicas durante el apagado, para lo cual se considera una ampliación de la figura 3.14 y que está presentada en la figura E2.

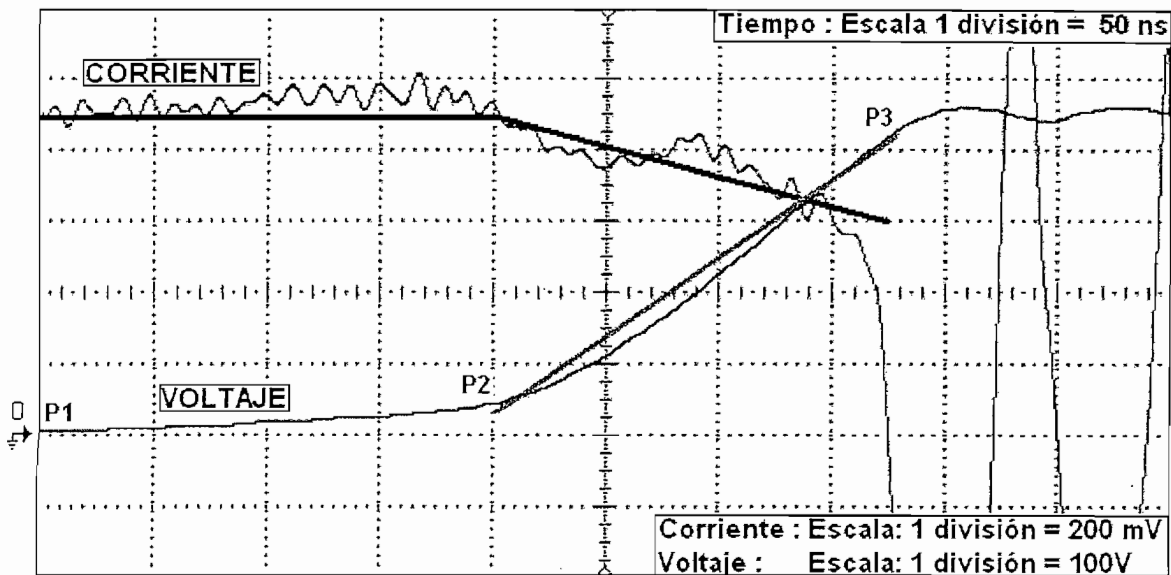


Figura E2. Voltaje y corriente en el MOSFET durante el apagado, salidas con carga nominal.

Los voltajes y corrientes en cada punto son:

PUNTO	P1	P2	P3	INTERVALO	P1-P2	P2-P3
VOLTAJE (V)	0	50	425		$v_a(t)$	$v_b(t)$
CORRIENTE (mA)	900/2	900/2	600/2		$i_a(t)$	$v_c(t)$
TIEMPO (ns)	0	200	375			

Encontrando las ecuaciones de voltaje y corriente se tiene:

$$i_a(t) = 450 \text{ mA}$$

$$i_b(t):$$

$$\frac{i_b(t) - i_{P2}}{t - t_{P2}} = \frac{i_{P2} - i_{P3}}{t_2 - t_3}$$

$$\frac{i_b(t) - 450 \text{ mA}}{t - 200 \text{ ns}} = \frac{(450 - 300) \text{ mA}}{(200 - 375) \text{ ns}}$$

$$i_b(t) = -8.5714 \times 10^{-4} \cdot t + 0.62143$$

$$v_a(t):$$

$$\frac{v_a(t) - v_{P1}}{t - t_{P1}} = \frac{v_{P1} - v_{P2}}{t_1 - t_2}$$

$$\frac{v_a(t) - 0}{t - 0} = \frac{0 - 50}{0 - 200 \text{ ns}}$$

$$v_a(t) = 0.25 \cdot t$$

$$v_b(t):$$

$$\frac{v_b(t) - v_{P2}}{t - t_{P2}} = \frac{v_{P2} - v_{P3}}{t_2 - t_3}$$

$$\frac{v_b(t) - 50}{t - 200 \text{ ns}} = \frac{50 - 425}{(200 - 375) \text{ ns}}$$

$$v_b(t) = 2.1429 \cdot t - 428.58$$

Tiempo en nanosegundos.

Las pérdidas se determinan como:

$$P_{i(off)} = \frac{1}{T} \left[\int_{t_{P1}}^{t_{P2}} i_a(t) \cdot v_a(t) \cdot dt + \int_{t_{21}}^{t_{P3}} i_b(t) \cdot v_b(t) \cdot dt \right]$$

$$P_{i(off)} = \frac{1}{T} \left[\int_{t_{P1}}^{t_{P2}} 450 \text{ mA} \cdot (0.25 \cdot t) \cdot dt + \int_{t_{P2}}^{t_{P3}} (-8.5714 \times 10^{-4} \cdot t + 0.62143) \cdot (2.1429 \cdot t - 428.58) \cdot dt \right]$$

Integrando y reemplazando los respectivos valores, se tiene:

$$P_{i(off)} = \frac{1}{25000 \text{ ns}} \cdot (13733.8794) = 0.5493 \text{ W}$$

ANEXO F.

PRESUPUESTO PARA EL DISEÑO Y CONSTRUCCION DE LA FUENTE

ITEM	TIPO	CANTIDAD	VALOR UNITARIO	TOTAL
Resistencias	1/8 W	8	0.02	0.16
Resistencias	1/4 W	5	0.04	0.2
Resistencias	1/2 W	3	0.05	0.15
Resistencias	1 W	1	0.56	0.56
Capacitores	Cerámicos	13	0.1	1.3
Capacitores	Electrolíticos	6	0.15	0.9
Capacitores	Electrolíticos	1	0.5	0.5
C. Integrado	UC3844	1	1.01	1.01
C. Integrado	MOC8113	1	1.16	1.16
Mosfet	ECG2947	1	2.25	2.25
Diodos	MUR1100E	8	1	8
Diodos	1N4007	1	0.1	0.1
Diodos	Zener	2	0.16	0.32
Núcleo de transformador de ferrita, con carrete	Ferrita	1	0.8	0.8
Alambre esmaltado	# 30	1 onza	0.6	0.6
Alambre esmaltado	# 23	1 onza	0.45	0.45
Terminales	2 pines	3	0.7	2.1
Terminales	8 pines	1	1.2	1.2
Fusible	0.25 A	1	0.1	0.1
Porta fusible	*	1	0.34	0.34
Elaboración de tarjeta	*	1	12	12
Estaño	*	2 metros	0.4	0.8
Pasta para soldar	*	1 caja	1	1
Cinta adhesiva	*	1 rollo	0.25	0.25
Papel aislante	*	1 pliego	1.4	1.4

TOTAL ELEMENTOS	37.65
------------------------	--------------

	HORAS	VALOR UNITARIO	TOTAL
Ingeniería	400	4	1600

SUB TOTAL	1637.65
12% IVA	196.518
TOTAL GENERAL	1834.17

ANEXO G.

HOJAS DE DATOS

UC3842/UC3843/UC3844/UC3845

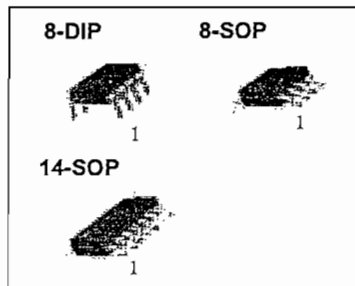
SMPS Controller

Features

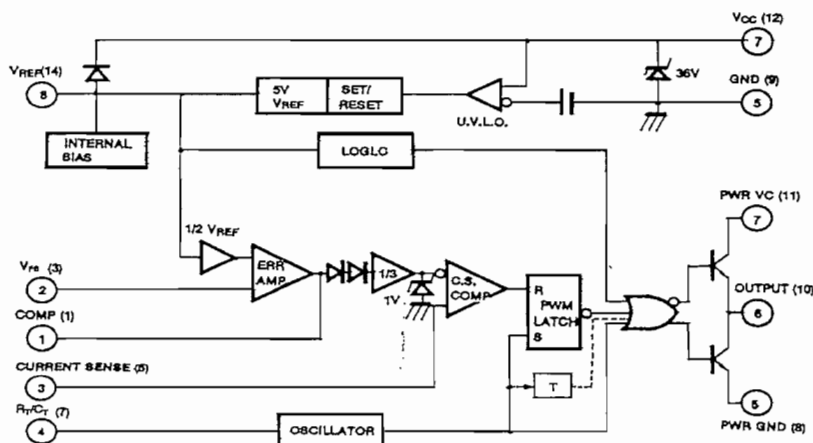
- Low Start up Current
- Maximum Duty Clamp
- UVLO With Hysteresis
- Operating Frequency up to 500KHz

Description

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



Internal Block Diagram



* NORMALLY 8DIP/8SOP PIN NO.
 * () IS 14SOP PINNO.
 * TOGGLE FLIP FLOP USED ONLY IN UC3844, UC3845

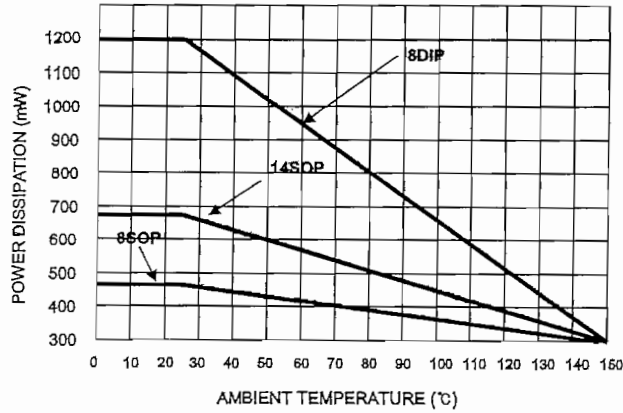
Absolute Maximum Ratings

Parameter	Symbol	Value	Unit
Supply Voltage	V_{CC}	30	V
Output Current	I_O	± 1	A
Analog Inputs (Pin 2.3)	$V(ANA)$	-0.3 to 6.3	V
Error Amp Output Sink Current	$I_{SINK (E.A)}$	10	mA
Power Dissipation at $T_A \leq 25^\circ C$ (8DIP)	P_D (Note1,2)	1200	mW
Power Dissipation at $T_A \leq 25^\circ C$ (8SOP)	P_D (Note1,2)	460	mW
Power Dissipation at $T_A \leq 25^\circ C$ (14SOP)	P_D (Note1,2)	680	mW
Storage Temperature Range	T_{STG}	-65 ~ +150	$^\circ C$
Lead Temperature (Soldering, 10sec)	T_{LEAD}	+300	$^\circ C$

Note:

1. Board Thickness 1.6mm, Board Dimension 76.2mm x114.3mm, (Reference EIA / JSED51-3, 51-7)
2. Do not exceed P_D and SOA (Safe Operation Area)

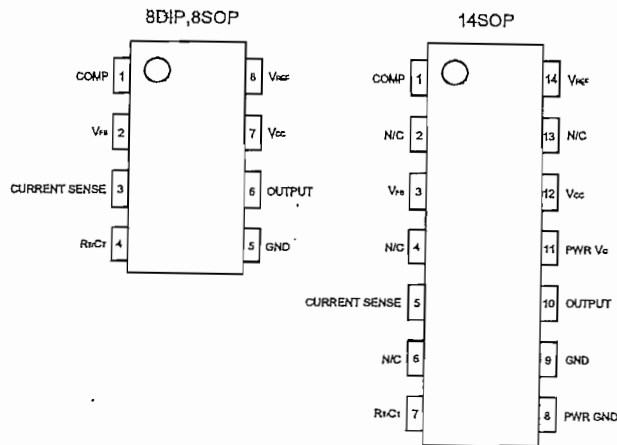
Power Dissipation Curve



Thermal Data

Characteristic	Symbol	8-DIP	8-SOP	14-SOP	Unit
Thermal Resistance Junction-ambient	$R_{thj-amb(MAX)}$	100	265	180	$^\circ C/W$

Pin Array



Electrical Characteristics

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

Parameter	Symbol	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
REFERENCE SECTION						
Reference Output Voltage	V_{REF}	$T_J = 25^\circ C$, $I_{REF} = 1mA$	4.90	5.00	5.10	V
Line Regulation	ΔV_{REF}	$12V \leq V_{CC} \leq 25V$	-	6	20	mV
Load Regulation	ΔV_{REF}	$1mA \leq I_{REF} \leq 20mA$	-	6	25	mV
Short Circuit Output Current	I_{SC}	$T_A = 25^\circ C$	-	-100	-180	mA
OSCILLATOR SECTION						
Oscillation Frequency	f	$T_J = 25^\circ C$	47	52	57	kHz
Frequency Change with Voltage	$\Delta f/\Delta V_{CC}$	$12V \leq V_{CC} \leq 25V$	-	0.05	1	%
Oscillator Amplitude	V_{OSC}	-	-	1.6	-	V _{P-P}
ERROR AMPLIFIER SECTION						
Input Bias Current	I_{BIAS}	-	-	-0.1	-2	μA
Input Voltage	$V_{I(E>A)}$	$V_{pin1} = 2.5V$	2.42	2.50	2.58	V
Open Loop Voltage Gain	G_{VO}	$2V \leq V_O \leq 4V$ (Note3)	65	90	-	dB
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$12V \leq V_{CC} \leq 25V$ (Note3)	60	70	-	dB
Output Sink Current	I_{SINK}	$V_{pin2} = 2.7V$, $V_{pin1} = 1.1V$	2	7	-	mA
Output Source Current	I_{SOURCE}	$V_{pin2} = 2.3V$, $V_{pin1} = 5V$	-0.6	-1.0	-	mA
High Output Voltage	V_{OH}	$V_{pin2} = 2.3V$, $R_L = 15k\Omega$ to GND	5	6	-	V
Low Output Voltage	V_{OL}	$V_{pin2} = 2.7V$, $R_L = 15k\Omega$ to Pin 8	-	0.8	1.1	V
CURRENT SENSE SECTION						
Gain	G_V	(Note 1 & 2)	2.85	3	3.15	V/V
Maximum Input Signal	$V_{I(MAX)}$	$V_{pin1} = 5V$ (Note 1)	0.9	1	1.1	V
Power Supply Rejection Ratio	PSRR	$12V \leq V_{CC} \leq 25V$ (Note 1,3)	-	70	-	dB
Input Bias Current	I_{BIAS}	-	-	-3	-10	μA
OUTPUT SECTION						
Low Output Voltage	V_{OL}	$I_{SINK} = 20mA$	-	0.08	0.4	V
		$I_{SINK} = 200mA$	-	1.4	2.2	V
High Output Voltage	V_{OH}	$I_{SOURCE} = 20mA$	13	13.5	-	V
		$I_{SOURCE} = 200mA$	12	13.0	-	V
Rise Time	t_R	$T_J = 25^\circ C$, $C_L = 1nF$ (Note 3)	-	45	150	ns
Fall Time	t_F	$T_J = 25^\circ C$, $C_L = 1nF$ (Note 3)	-	35	150	ns
UNDER-VOLTAGE LOCKOUT SECTION						
Start Threshold	$V_{TH(ST)}$	UC3842/UC3844	14.5	16.0	17.5	V
		UC3843/UC3845	7.8	8.4	9.0	V
Min. Operating Voltage (After Turn On)	$V_{OPR(MIN)}$	UC3842/UC3844	8.5	10.0	11.5	V
		UC3843/UC3844	7.0	7.6	8.2	V

Electrical Characteristics (Continued)(V_{CC}=15V, R_T=10kΩ, C_T=3.3nF, T_A= 0°C to +70°C, unless otherwise specified)

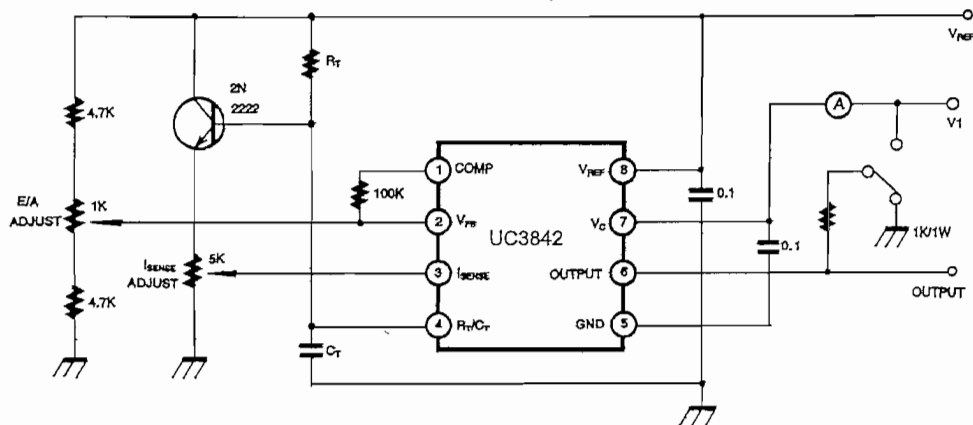
Parameter	Symbol	Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
PWM SECTION						
Max. Duty Cycle	D(Max)	UC3842/UC3843	95	97	100	%
	D(Max)	UC3844/UC3845	47	48	50	%
Min. Duty Cycle	D(MIN)	-	-	-	0	%
TOTAL STANDBY CURRENT						
Start-Up Current	I _{ST}	-	-	0.45	1	mA
Operating Supply Current	I _{CC(OPR)}	V _{pin3} =V _{pin2}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

Adjust V_{CC} above the start threshold before setting at 15V**Note:**

- Parameter measured at trip point of latch
- Gain defined as:

$$A = \frac{\Delta V_{pin1}}{\Delta V_{pin3}}, 0 \leq V_{pin3} \leq 0.8V$$

- These parameters, although guaranteed, are not 100 tested in production.

**Figure 1. Open Loop Test Circuit**

High peak currents associated with capacitive loads necessitate careful grounding techniques. Timing and bypass capacitors should be connected close to pin 5 in a single point ground. The transistor and 5kΩ potentiometer are used to sample the oscillator waveform and apply an adjustable ramp to pin 3.

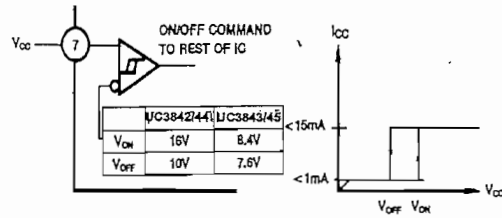


Figure 2. Under Voltage Lockout

During Under-Voltage Lock-Out, the output driver is biased to a high impedance state. Pin 6 should be shunted to ground with a bleeder resistor to prevent activating the power switch with output leakage current.

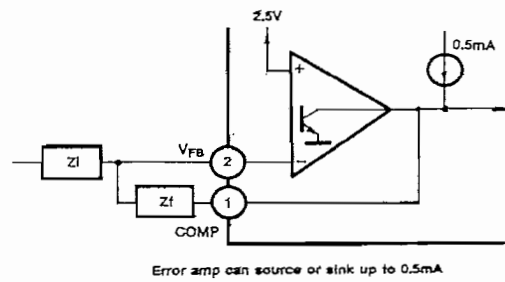


Figure 3. Error Amp Configuration

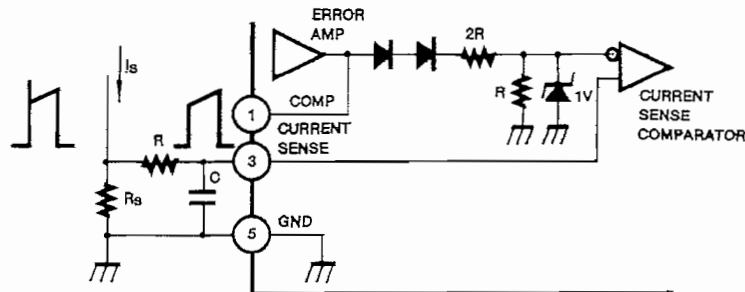


Figure 4. Current Sense Circuit

Peak current (I_S) is determined by the formula:

$$I_S(\text{MAX}) = \frac{1.0\text{V}}{R_S}$$

A small RC filter may be required to suppress switch transients.

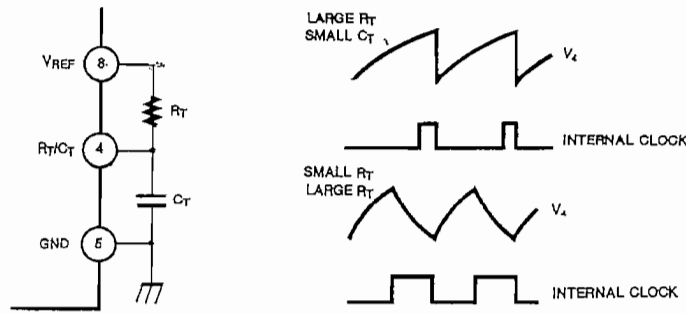


Figure 5. Oscillator Waveforms and Maximum Duty Cycle

Oscillator timing capacitor, C_T , is charged by V_{REF} through R_T and discharged by an internal current source. During the discharge time, the internal clock signal blanks the output to the low state. Selection of R_T and C_T therefore determines both oscillator frequency and maximum duty cycle. Charge and discharge times are determined by the formulas:

$$t_c = 0.55 R_T C_T$$

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

Frequency, then, is: $f = (t_c + t_d)^{-1}$

$$\text{For } R_T > 5K\Omega, f = \frac{1.8}{R_T C_T}$$

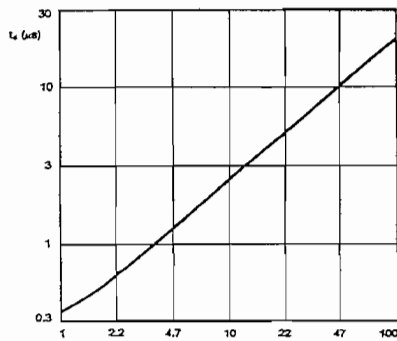


Figure 6. Oscillator Dead Time & Frequency

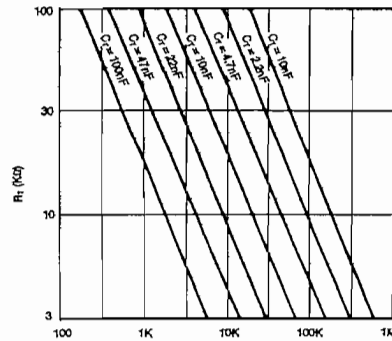


Figure 7. Timing Resistance vs Frequency

(Deadtime vs C_T $R_T > 5k\Omega$)

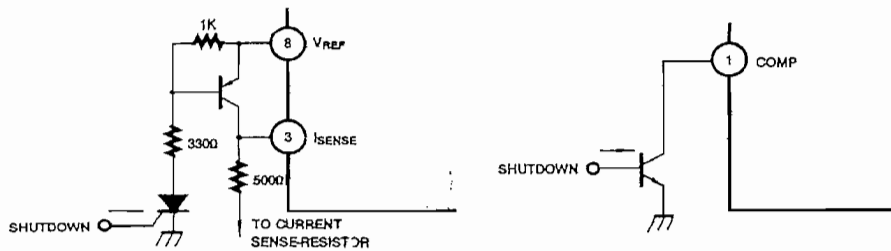


Figure 8. Shutdown Techniques

Shutdown of the UC3842 can be accomplished by two methods; either raise pin 3 above 1V or pull pin 1 below a voltage two diode drops above ground. Either method causes the output of the PWM comparator to be high (refer to block diagram). The PWM latch is reset dominant so that the output will remain low until the next clock cycle after the shutdown condition at pins 1 and/or 3 is removed. In one example, an externally latched shutdown may be accomplished by adding an SCR which will be reset by cycling VCC below the lower UVLO threshold. At this point the reference turns off, allowing the SCR to reset.

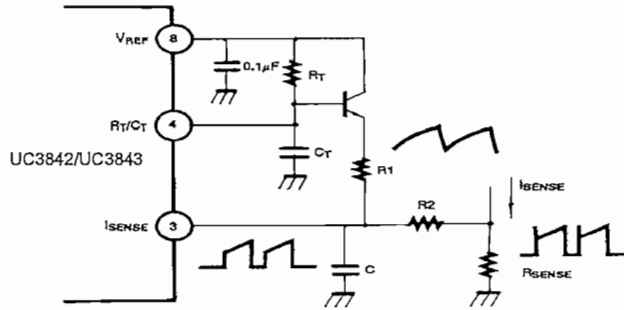


Figure 9. Slope Compensation

A fraction of the oscillator ramp can be resistively summed with the current sense signal to provide slope compensation for converters requiring duty cycles over 50%. Note that capacitor, CT, forms a filter with R2 to suppress the leading edge switch spikes.

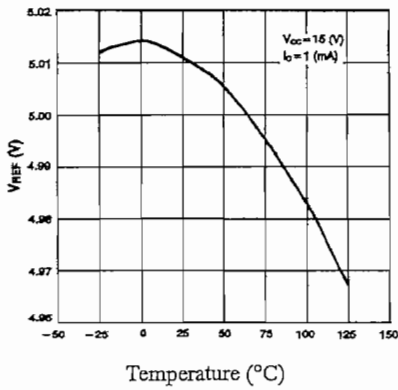


Figure 10. Temperature Drift (Vref)

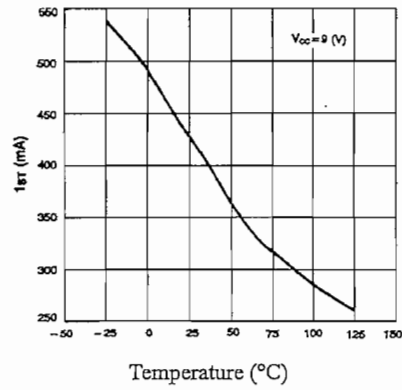


Figure 11. Temperature Drift (Ist)

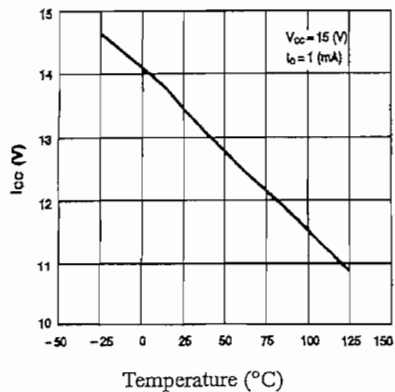
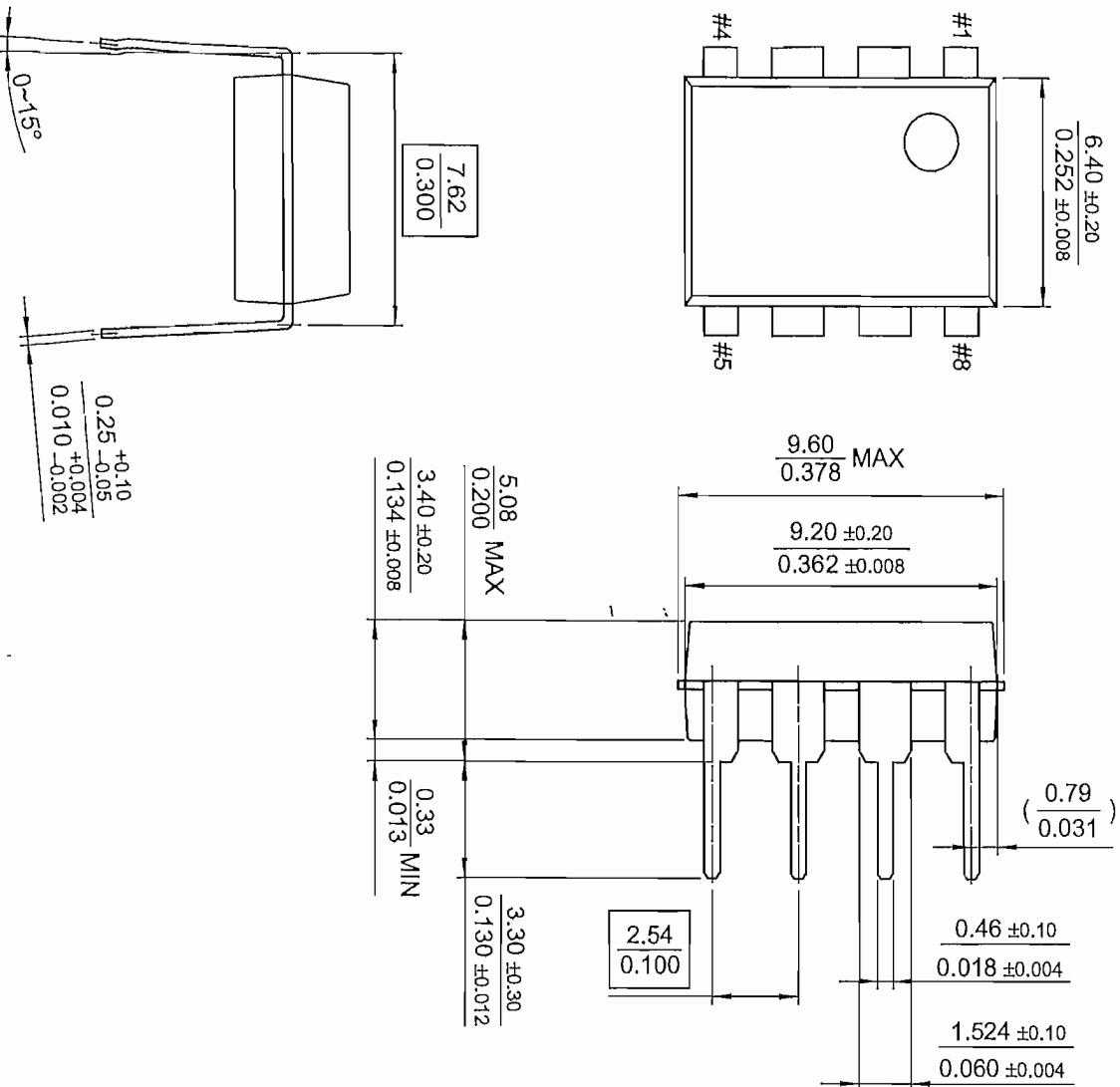


Figure 12. Temperature Drift (Icc)

Mechanical Dimensions

Package

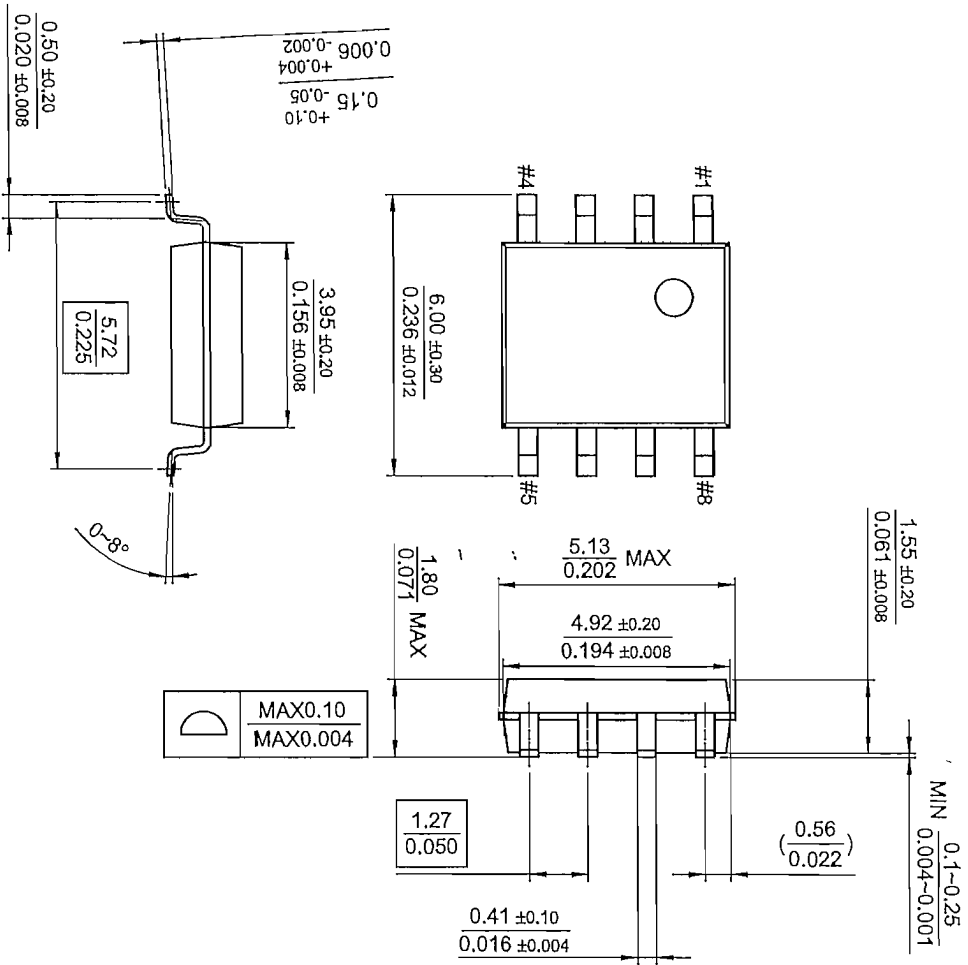
8-DIP



Mechanical Dimensions (Continued)

Package

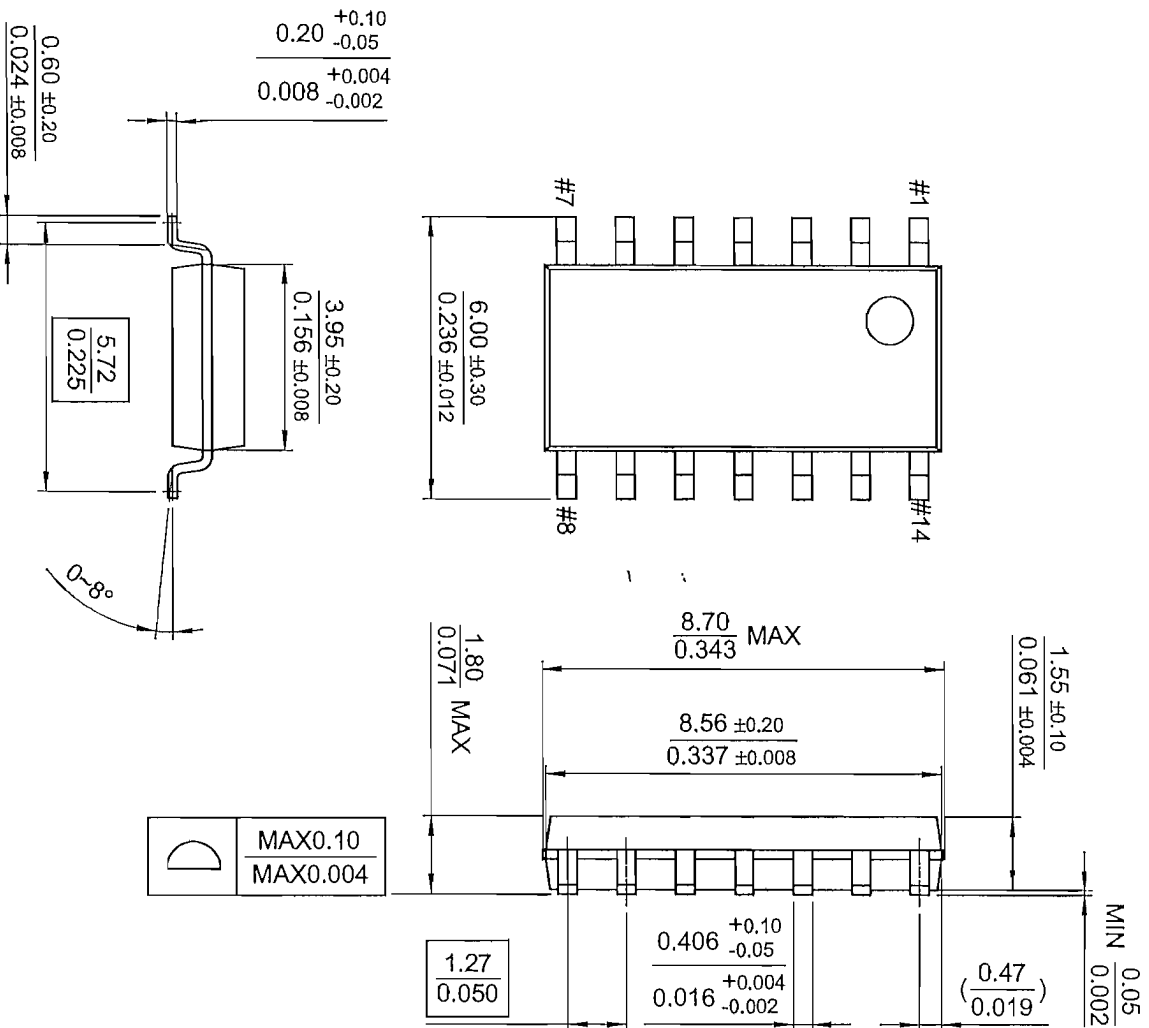
8-SOP

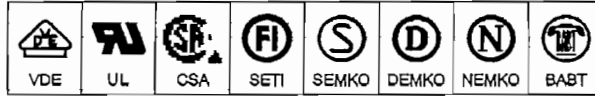


Mechanical Dimensions (Continued)

Package

14-SOP





6-Pin DIP Optoisolators Transistor Output (No Base Connection)

The MOC8111, MOC8112 and MOC8113 devices consist of a gallium arsenide infrared emitting diode optically coupled to a monolithic silicon phototransistor detector. The internal base-to-Pin 6 connection has been eliminated for improved noise immunity.

- To order devices that are tested and marked per VDE 0884 requirements, the suffix "V" must be included at end of part number. VDE 0884 is a test option.

Applications

- Appliances, Measuring Instruments
- Regulation and Feedback Control
- Programmable Controllers
- Interfacing and coupling systems of different potentials and impedances
- General Purpose Switching Circuits
- High Noise Environments

MAXIMUM RATINGS (T_A = 25°C unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
--------	--------	-------	------

INPUT LED

Reverse Voltage	V _R	6	Volts
Forward Current — Continuous	I _F	60	mA
LED Power Dissipation @ T _A = 25°C with Negligible Power in Output Detector	P _D	120	mW
Derate above 25°C		1.41	mW/°C

OUTPUT TRANSISTOR

Collector-Emitter Voltage	V _{CEO}	30	Volts
Emitter-Collector Voltage	V _{ECO}	7	Volts
Collector Current — Continuous	I _C	150	mA
Detector Power Dissipation @ T _A = 25°C with Negligible Power in Input LED	P _D	150	mW
Derate above 25°C		1.76	mW/°C

TOTAL DEVICE

Isolation Surge Voltage ⁽¹⁾ (Peak ac Voltage, 60 Hz, 1 sec Duration)	V _{ISO}	7500	Vac(pk)
Total Device Power Dissipation @ T _A = 25°C Derate above 25°C	P _D	250 2.94	mW mW/°C
Ambient Operating Temperature Range ⁽²⁾	T _A	-55 to +100	°C
Storage Temperature Range ⁽²⁾	T _{stg}	-55 to +150	°C
Soldering Temperature (10 sec, 1/16" from case)	T _L	260	°C

- Isolation surge voltage is an internal device dielectric breakdown rating. For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4 and 5 are common.
 - Refer to Quality and Reliability Section in Opto Data Book for information on test conditions.
- Preferred devices are Motorola recommended choices for future use and best overall value. Global Optoisolator is a trademark of Motorola, Inc.

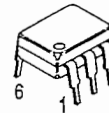
REV 1

© Motorola, Inc. 1995

MOC8111*
[CTR = 20% Min]
MOC8112*
[CTR = 50% Min]
MOC8113
[CTR = 100% Min]

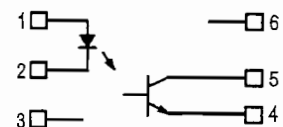
*Motorola Preferred Devices

STYLE 3 PLASTIC



STANDARD THRU HOLE
CASE 730A-04

SCHEMATIC



- PIN 1. LED ANODE
2. LED CATHODE
3. N.C.
4. EMITTER
5. COLLECTOR
6. N.C.



MOTOROLA

MOC8111 MOC8112 MOC8113

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted)⁽¹⁾

Characteristic	Symbol	Min	Typ ⁽¹⁾	Max	Unit
INPUT LED					
Forward Voltage ($I_F = 10\text{ mA}$) $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = -55^\circ\text{C}$ $T_A = 100^\circ\text{C}$	V_F	—	1.15 1.3 1.05	1.5	Volts
Reverse Leakage Current ($V_R = 6\text{ V}$)	I_R	—	0.05	10	μA
Capacitance ($V = 0, f = 1\text{ MHz}$)	C_J	—	18	—	pF

OUTPUT TRANSISTOR					
Collector–Emitter Dark Current $(V_{CE} = 10\text{ V}, T_A = 25^\circ\text{C})$	I_{CEO}	—	1	50	nA
$(V_{CE} = 10\text{ V}, T_A = 100^\circ\text{C})$	I_{CEO}	—	1	—	μA
Collector–Emitter Breakdown Voltage ($I_C = 1\text{ mA}$)	$V_{(BR)CEO}$	30	45	—	Volts
Emitter–Collector Breakdown Voltage ($I_E = 100\text{ }\mu\text{A}$)	$V_{(BR)ECO}$	7	7.8	—	Volts
Collector–Emitter Capacitance ($f = 1\text{ MHz}, V_{CE} = 0$)	C_{CE}	—	7	—	pF

COUPLED					
Output Collector Current ($I_F = 10\text{ mA}, V_{CE} = 10\text{ V}$) MOC8111 MOC8112 MOC8113	I_C (CTR) ⁽²⁾	2 (20) 5 (50) 10 (100)	5 (50) 10 (100) 20 (200)	— — —	mA (%)
Collector–Emitter Saturation Voltage ($I_C = 500\text{ }\mu\text{A}, I_F = 10\text{ mA}$)	$V_{CE(sat)}$	—	0.15	0.4	Volts
Turn–On Time ($I_C = 2\text{ mA}, V_{CC} = 10\text{ V}, R_L = 100\text{ }\Omega$) ⁽³⁾	t_{on}	—	7.5	20	μs
Turn–Off Time ($I_C = 2\text{ mA}, V_{CC} = 10\text{ V}, R_L = 100\text{ }\Omega$) ⁽³⁾	t_{off}	—	5.7	20	μs
Rise Time ($I_C = 2\text{ mA}, V_{CC} = 10\text{ V}, R_L = 100\text{ }\Omega$) ⁽³⁾	t_r	—	3.2	—	μs
Fall Time ($I_C = 2\text{ mA}, V_{CC} = 10\text{ V}, R_L = 100\text{ }\Omega$) ⁽³⁾	t_f	—	4.7	—	μs
Isolation Voltage ($f = 60\text{ Hz}, t = 1\text{ sec}$) ⁽⁴⁾	V_{ISO}	7500	—	—	Vac(pk)
Isolation Resistance ($V = 500\text{ V}$) ⁽⁴⁾	R_{ISO}	10^{11}	—	—	Ω
Isolation Capacitance ($V = 0, f = 1\text{ MHz}$) ⁽⁴⁾	C_{ISO}	—	0.2	—	pF

1. Always design to the specified minimum/maximum electrical limits (where applicable).
2. Current Transfer Ratio (CTR) = $I_C/I_F \times 100\%$.
3. For test circuit setup and waveforms, refer to Figure 10.
4. For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4 and 5 are common.

TYPICAL CHARACTERISTICS

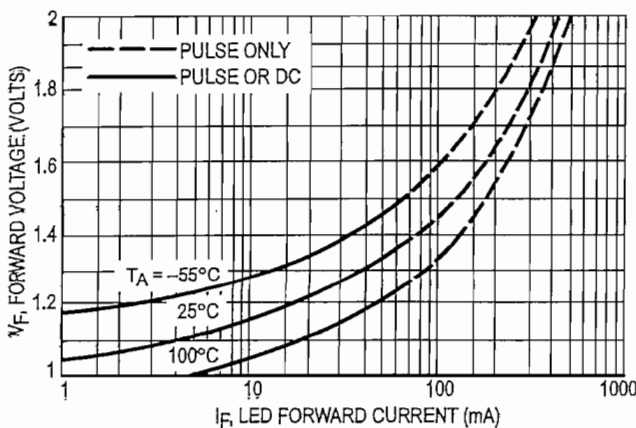


Figure 1. LED Forward Voltage versus Forward Current

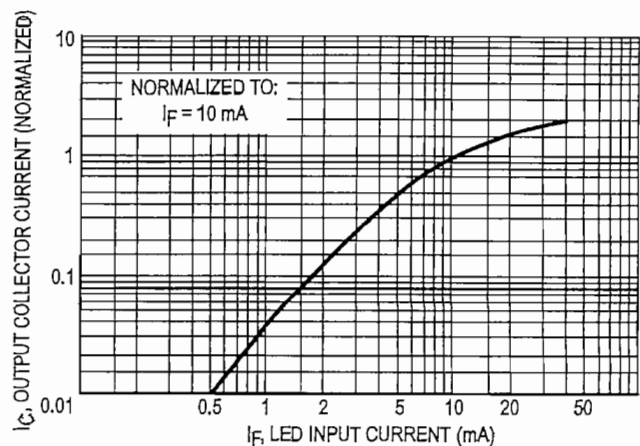


Figure 2. Output Current versus Input Current

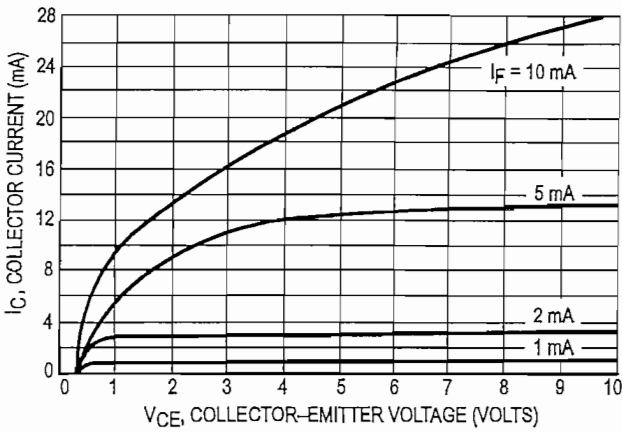


Figure 3. Collector Current versus Collector-Emitter Voltage

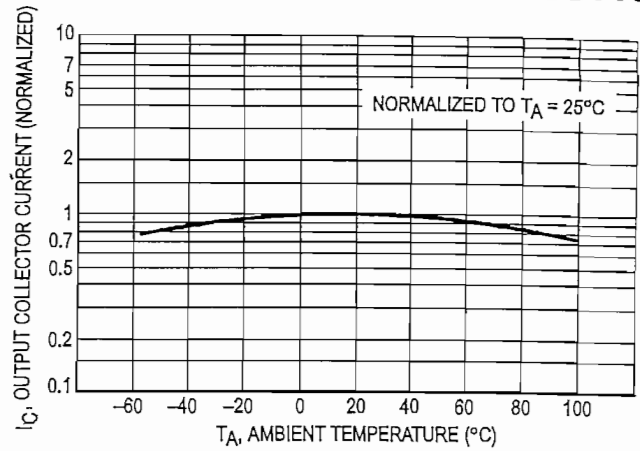


Figure 4. Output Current versus Ambient Temperature

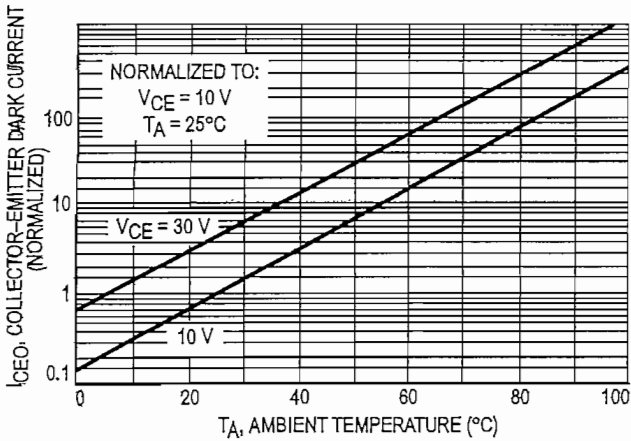


Figure 5. Dark Current versus Ambient Temperature

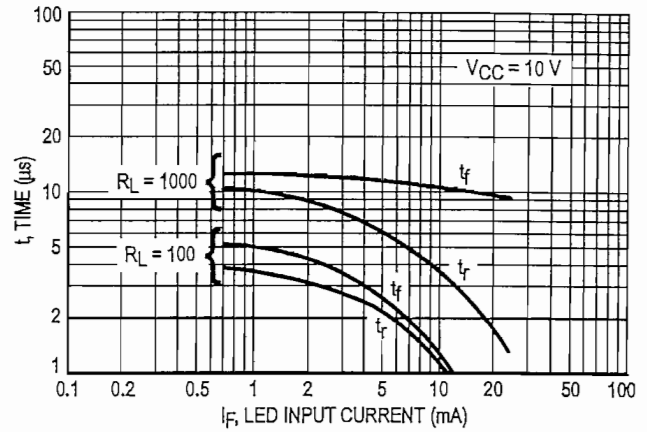


Figure 6. Rise and Fall Times (Typical Values)

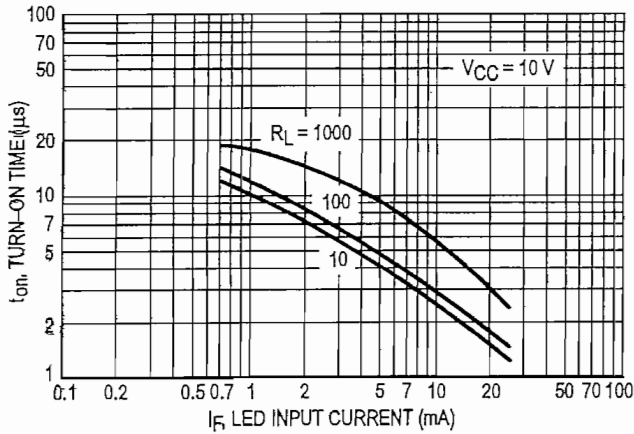


Figure 7. Turn-On Switching Times

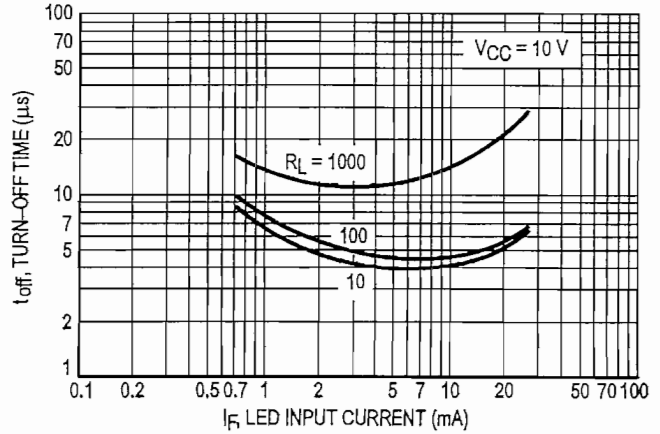


Figure 8. Turn-Off Switching Times

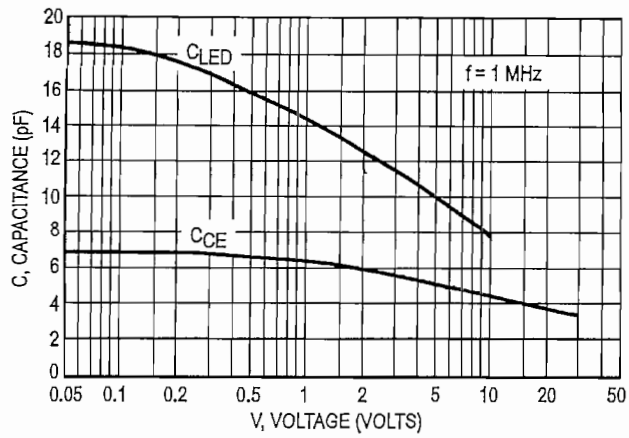


Figure 9. Capacitances versus Voltage

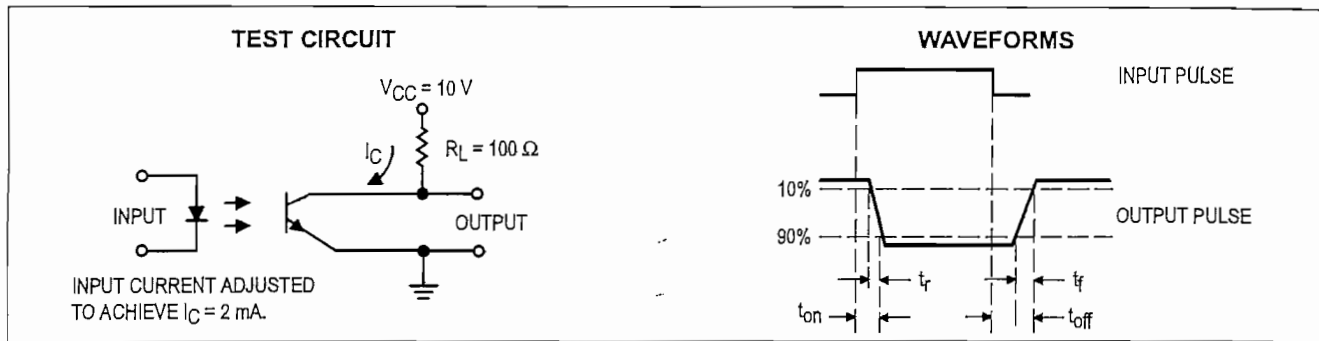
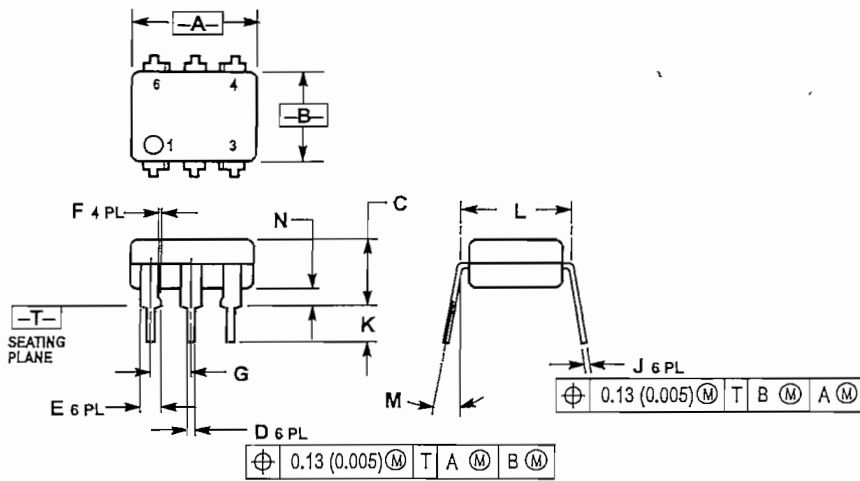


Figure 10. Switching Time Test Circuit and Waveforms

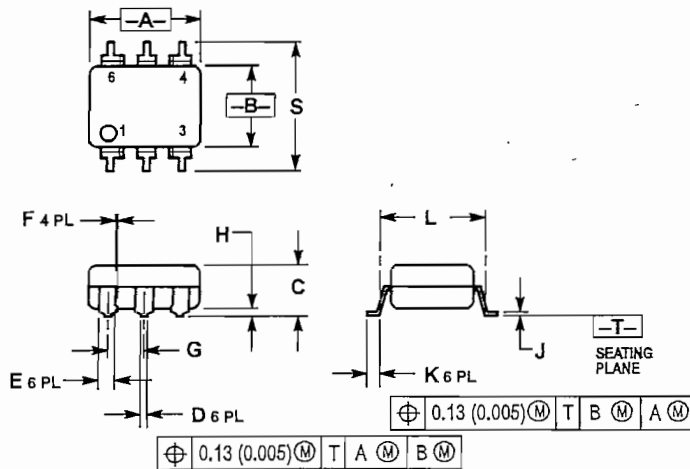
PACKAGE DIMENSIONS



- NOTES:
 1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
 3. DIMENSION L TO CENTER OF LEAD WHEN FORMED PARALLEL.

- STYLE 3:
 PIN 1. ANODE
 2. CATHODE
 3. NC
 4. EMITTER
 5. COLLECTOR
 6. NC

CASE 730A-04
 ISSUE G



- NOTES:
 1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

*Consult factory for leadform option availability

CASE 730C-04
 ISSUE D