

UNIVERSIDAD PRIVADA ANTENOR ORREGO

FACULTAD DE INGENIERÍA
ESCUELA PROFESIONAL DE INGENIERÍA ELECTRÓNICA



**“DISEÑO DE UNA FUENTE DE ALIMENTACIÓN EN
MODO CONMUTADO USANDO LA TOPOLOGÍA FLYBACK
PARA APLICACIONES EN ILUMINACIÓN LED”**

**TESIS
PARA OPTAR EL TÍTULO PROFESIONAL DE
INGENIERO ELECTRÓNICO**

LÍNEA DE INVESTIGACIÓN: ELECTRONICA DE POTENCIA

AUTORES:

Br. JUAN ALFREDO ROMERO ALVARADO

Br. JASON MARCOS ROMAN LARA

ASESOR:

Ing. OSCAR MORALES GONZAGA

**TRUJILLO – PERÚ
2015**

**TESIS PARA OBTENER EL TITULO PROFESIONAL DE INGENIERO
ELECTRÓNICO**

TÍTULO:

**“DISEÑO DE UNA FUENTE DE ALIMENTACIÓN EN MODO
CONMUTADO USANDO LA TOPOGÍA FLYBACK PARA
APLICACIONES EN ILUMINACIÓN LED”**

DESARROLLADO POR:

**Br. JUAN ALFREDO ROMERO ALVARADO
TESISTA**

**Br. JASON MARCOS ROMÁN LARA
TESISTA**

APROBADA POR:

**ING. SAUL N. LINARES VERTIZ
PRESIDENTE
CIP N° 142213**

**ING. LUIS ALBERTO VARGAS DIAZ
SECRETARIO
CIP N° 104175**

**ING. LENIN H. LLANOS LEON
VOCAL
CIP N° 139213**

**ING. OSCAR MORALES GONZAGA
ASESOR
CIP N° 24975**

PRESENTACIÓN

Señores Miembros del Jurado:

De conformidad a lo estipulado en el Reglamento de Grados y Títulos de la Universidad Privada Antenor Orrego, ponemos a vuestra consideración el trabajo de investigación titulado “DISEÑO DE UNA FUENTE DE ALIMENTACIÓN EN MODO CONMUTADO UTILIZANDO LA TOPOLOGÍA FLYBACK PARA APLICACIONES LED”, a fin de ser evaluado.

El presente trabajo es el resultado de la investigación realizada en el área de Electrónica de Potencia y tiene como finalidad brindar un aporte importante en el Diseño e Implementación de Fuentes en modo Conmutado o SMPS a estudiantes, investigadores y desarrolladores de esta tecnología aquí en nuestro medio; ya que la bibliografía respecto al tema en la lengua española es bastante escasa y de poco contenido tecnológico.

Esperamos que el presente trabajo logre cubrir las expectativas que tienen al respecto, excusándonos de antemano por los errores involuntarios en el desarrollo del mismo

Br. Romero Alvarado Juan Alfredo

Br. Román Lara Jasón Marcos

DEDICATORIA

A mis padres, que día a día me demostraron el interés y la confianza depositada en mí, gracias a su esfuerzo permitieron el desarrollo constante y las ganas de seguir adelante.

JASON MARCOS ROMAN LARA.

A mis dos grandes mujeres, mi hija que es la razón de salir siempre adelante y a mi esposa por ser la persona quien me acompañará toda la vida.

JUAN ALFREDO ROMERO ALVARADO

AGRADECIMIENTO

Para concluir la presente tesis hemos contado con el apoyo de algunas personas, a través de sus opiniones, consejos, incentivos y conocimientos hicieron posible que podamos mejorar esta tesis.

A nuestro asesor **Ing. Oscar Morales Gonzaga** por su apoyo profesional y por su valioso aporte teórico en la elaboración y en el desarrollo de nuestra tesis, a nuestros familiares y amigos por sus consejos, su ejemplo, ética y conocimientos brindados en el transcurso de la elaboración de nuestro proyecto de tesis.

RESUMEN

En el presente trabajo de investigación se brinda un aporte importantísimo a nuestra sociedad científica, respecto a una metodología de Diseño e Implementación de Fuentes de Alimentación en Modo Conmutado o SMPS, por sus siglas del inglés *Switching Mode Power Supply*, haciendo énfasis en una aplicación para iluminación LED.

En el capítulo uno se expone una visión general referente a las fuentes conmutadas, campos de aplicación, nuevas tecnologías y avances más recientes en la investigación de esta temática que se ha popularizado cuantiosamente.

En el capítulo dos se brinda una fundamentación teórica de esta tecnología, así como las diversas topologías existentes hasta hoy en la actualidad, indicando las ecuaciones fundamentales que gobiernan su funcionamiento además de las formas de ondas características de éstas.

En el capítulo tres se presenta de forma muy breve y sintética los tipos de materiales de ferritas usadas para transformadores e inductores en las aplicaciones de fuentes conmutadas.

En el capítulo cuatro se da el aporte importante de este proyecto de investigación; la metodología a seguir para diseñar una fuente de alimentación en modo conmutado, usando la topología Flyback. Aquí paso a paso se va explicando cómo dimensionar cada uno de los componentes que integran la fuente, haciendo bastante énfasis en el diseño del transformador Flyback.

En el capítulo cinco se hace un análisis al desempeño de la fuente en funcionamiento a régimen de carga y sometiéndole a diversos análisis tales como térmico y formas características de ondas de este tipo de topología.

Los demás capítulos forman parte del resumen e información adicional que complementa este proyecto de investigación.

ABSTRACT

In the present research work it is given an important contribution to our scientific society with respect to the methodology for Design and Implementation of Switching Power Supply or SMPS by its acronym English, emphasizing an application for led lighting.

In chapter one concerning overview switched exposed to sources, fields of application, new technology and latest research on this subject that has become popular progress.

In chapter two a theoretical foundation of this technology is provided as well as the various existing topologies so far today, indicating the fundamental equations that govern its operation in addition to the waveform characteristics thereof.

Chapter three presents very short and summarizes the types of materials used ferrite transformers and inductors for applications in switching power supplies.

In chapter four the important contribution of this research project is given; the methodology to design a power supply switch mode, using the flyback topology. This step by step will explain how to size each of the components that make up the source, causing considerable emphasis on the flyback transformer design.

In the fifth chapter analyzes the performance of the power in steady operation load is made and subjecting him to various tests such as thermal and wave forms characteristic of this type of topology.

Other chapters are part of the summary and additional information to supplement this research project.

ÍNDICE	Pag.
Dedicatoria.....	<i>iii</i>
Agradecimientos.....	<i>iv</i>
Resumen.....	<i>v</i>
Abstract.....	<i>vi</i>
Índice.....	<i>viii</i>
Índice Tablas.....	<i>xii</i>
Índice de Gráficos.....	<i>xiv</i>
CAPITULO I: INTRODUCCION.....	2
1.1 Delimitación del Problema.....	2
1.1.1 Características de la Realidad Problemática.....	2
1.1.2 Análisis de las Características.....	3
1.2 Antecedentes.....	5
1.3 Formulación del Problema.....	8
1.4 Objetivos del Estudio.....	9
1.4.1 Objetivo General.....	9
1.4.2 Objetivos Específicos.....	9
1.5 Formulación de la Hipótesis.....	9
1.6 Justificación del Estudio.....	10
CAPITULO II: MARCO TEORICO (Parte 1).....	12
2.1 Una introducción a fuentes Lineales.....	13
2.2 Topologías fundamentales de fuentes conmutadas o SMPS.....	14
2.2.1 Convertidor BUCK (o Reductor).....	14
2.2.2 Regulador BOOST (o Elevador).....	20
2.2.3 Regulador BUCK-BOOST.....	22
2.2.4 Convertidor FLYBACK.....	23
2.2.5 Convertidor FORWARD.....	25
2.3 Fundamentos topológicos del convertidor FLYBACK.....	26
2.3.1 Operación en Modo de Conducción Discontinuo (DCM).....	29

2.3.2	Operación en Modo de Conducción Continuo (CCM).....	32
2.3.3	Flyback de Doble Terminación en Modo Discontinuo.....	35
2.4	Métodos de Control Topológicos.....	37
2.4.1	Modo de Control en Corriente.....	37
2.4.2	Modo de Control en Voltaje.....	38
2.5	Lazos de Re-alimentación y Estabilidad.....	40
2.5.1	Mecanismos y circuitos de Re-alimentación.....	41
2.5.2	Cálculos y Diseños de circuitos de Re-alimentación.....	43
2.6	Perdidas por Conmutación Turn-on, Turn-off y Redes SNUBBERS.....	48
2.7	Corrección del Factor de Potencia.....	51
2.8	Selección de los Semiconductores.....	53
2.9	Otras consideraciones de Diseño.....	54
 CAPITULO III: MARCO TEORICO (Parte 2).....		59
3.1	Naturaleza de las Ferritas.....	60
3.2	Procesos de Magnetización en Ferritas.....	61
3.2.1	Magnetización.....	61
3.2.2	Ferromagnetismo.....	63
3.3	Propiedades de las Ferritas.....	63
3.3.1	Propiedades térmicas y mecánicas.....	64
3.3.2	Permeabilidad.....	66
3.3.3	Perdidas magnéticas.....	67
3.4	Núcleos de Ferritas para Inductores.....	68
3.4.1	Geometrías del Núcleo.....	71
3.4.2	Efectos del entre-hierro (AIR-GAP).....	73
3.4.3	Propiedades magnéticas de algunos núcleos de Ferritas.....	75
3.5	Núcleos de Ferritas para Transformadores.....	78
3.5.1	Formas de núcleos para Transformadores.....	80

CAPITULO IV: MATERIAL Y MÉTODOS.....	85
4.1 Selección de la Topología.....	87
4.2 Selección del IC controlador PWM.....	89
4.2.1 Selección del método de control óptimo.....	89
4.2.2 Selección del circuito integrado.....	90
4.3 Condiciones de operación de la fuente.....	90
4.4 Cálculo y Diseño de Flyback Transformador.....	91
4.4.1 Elección del núcleo.....	91
4.4.2 Cálculo del número de espiras del primario.....	92
4.4.3 Cálculo de número de espiras del secundario.....	93
4.4.4 Cálculo de la sección del conductor para los devanados.....	94
4.4.5 Cálculo del devanado auxiliar o bias.....	99
4.5 Cálculos de los componentes de entrada y salida.....	101
4.5.1 Calculo del condensador de filtro de entrada.....	101
4.5.2 Calculo condensador filtro de salida.....	102
4.5.3 Cálculo de la inductancia filtro de salida.....	104
4.5.4 Calculo del sensor de corriente.....	104
4.5.5 Diseñando el circuito de control.....	105
4.5.6 Calculo de la red Clamping RCD.....	107
4.6 Selección de los semiconductores.....	110
4.6.1 Selección del transistor conmutador.....	110
4.6.2 Selección de los diodos rectificadores.....	111
4.7 Diseño del compensador del Lazo de Realimentación.....	112
4.8 Diseño del Circuito Impreso o PCB.....	113
4.9 Prueba y puesta en marcha de la fuente.....	115
CAPITULO V: RESULTADOS EXPERIMENTALES.....	116
5.1 Introducción.....	117
5.2 Especificaciones de la Fuente.....	118
5.3 Diagrama Esquemático.....	118

5.3.1	Descripción.....	119
5.4	Circuito Impreso PCB.....	121
5.5	Lista de Materiales.....	122
5.6	Especificaciones del Transformador.....	123
5.7	Datos de Rendimiento.....	125
5.7.1	Eficiencia.....	125
5.7.2	Potencia de entrada sin carga.....	125
5.7.3	Regulación.....	126
5.8	Rendimiento Térmico.....	126
5.9	Formas de Ondas.....	129
5.9.1	Voltaje de salida del transformador sin carga.....	129
5.9.2	Voltaje del Drenador en operación normal.....	130
5.9.3	Corriente del Drenador en operación normal.....	131
5.9.4	Voltaje de salida del transformador T1.....	131
5.9.5	Voltaje de rizado en la salida.....	132
5.9.6	Frecuencias de resonancias características.....	132
5.9.7	Ciclo de servicio.....	133
 CAPITULO VI: DISCUSIÓN DE RESULTADOS.....		 134
CAPITULO VII:.....		137
6.1	CONCLUSIONES.....	138
7.1	RECOMENDACIONES.....	139
8.1	REFERENCIAS BIBLIOGRAFICAS.....	140

Índice de Tablas

Capítulo II

Tabla 2.1	Estimación de parámetros significativos en semiconductores de potencia REF [1]	Pág. 53
-----------	--	---------

Capítulo III

Tabla 3.1	Propiedades Mecánicas de la Ferrita..... REF [1]	Pág. 65
Tabla 3.2	Propiedades Termales típicas de la Ferrita..... REF [1]	Pág. 65
Tabla 3.3	Permeabilidades Relativas..... REF [8]	Pág. 66
Tabla 3.4	Parámetros y Permeabilidad efectiva para el rango de Núcleos RM.... REF [4]	Pág. 75
Tabla 3.5	Propiedades típicas de una serie de núcleos de transformadores RM... REF [8]	Pág. 82

Capítulo IV

Tabla 4.1	Comparación de las diferentes topologías SMPS..... REF [1]	Pág. 87
Tabla 4.2	Consideraciones iniciales de diseño de la fuente..... REF [1]	Pág. 91
Tabla 4.3	Datos técnicos del núcleo seleccionado..... REF [Generado]	Pág. 92
Tabla 4.4	Criterio práctico para determinar KRP..... REF [Generado]	Pág. 96
Tabla 4.5	Tabla resumen de conductores REF [Generado]	Pág. 99
Tabla 5	Tabla resumen conductor auxiliar o Bias.....	Pág. 101

	REF [Generado]	
Tabla 4.6	Tabla referencial de diodos.....	Pág. 112
	REF [5]	

Capítulo V

Tabla 5.1	Especificaciones de la fuente.....	Pág. 118
	REF [Generado]	
Tabla 5.2	Lista de materiales.....	Pág. 122
	REF [Generado]	

Índice de Imágenes

Capítulo II

Figura 2.1	Convertidor Buck.....	Pág. 15
	REF [3]	
Figura 2.2	Cambios de Tensión y Corriente.....	Pág. 15
	REF [3]	
Figura 2.3	Convertidor Buck en el límite de conducción.....	Pág. 17
	REF [3]	
Figura 2.4	Convertidor Buck – Conducción discontinua.....	Pág. 18
	REF [3]	
Figura 2.5	Tensión de Salida Vs Corriente.....	Pág. 20
	REF [3]	
Figura 2.6	Convertidor Boost.....	Pág. 20
	REF [3]	
Figura 2.7	Formas de onda de Corriente y Tensión.....	Pág. 21
	REF [3]	
Figura 2.8	Esquema de convertidor Buck-Boost.....	Pág. 22
	REF [3]	
Figura 2.9	Formas de onda de Convertidor Boost.....	Pág. 22
	REF [3]	
Figura 2.10	Convertidor Buck-Bost.....	Pág. 24
(a)	REF [3]	
Figura 2.10	Sustitución de inductor por transformador.....	Pág. 24
(b)	REF [3]	
Figura 2.10	Convertidor reconfigurado Flyback.....	Pág. 24
(c)	REF [3]	
Figura 2.11	Convertidor Forward.....	Pág. 25
	REF [3]	
Figura 2.12	Bobinados del Convertidor Forward.....	Pág. 26
	REF [3]	

Figura 2.13	Topología Flyback.....	Pág. 27
	REF [3]	
Figura 2.14	Forma de onda ideal Convertidor Flyback – Modo Discontinuo.....	Pág. 30
	REF [7]	
Figura 2.15	Forma de onda ideal Convertidor Flyback – Modo Continuo.....	Pág. 32
	REF [7]	
Figura 2.16	Flyback de doble terminación en modo Discontinuo.....	Pág. 35
	REF [2]	
Figura 2.17	Operación básica del convertidor.....	Pág. 37
	REF [2]	
Figura 2.18	Modo de control en Corriente.....	Pág. 38
	REF [web]	
Figura 2.19	Modo de control en Voltaje.. ..	Pág. 39
	REF [web]	
Figura 2.20	Modo de control en Voltaje de frecuencia variable.....	Pág. 40
	REF [7]	
Figura 2.21	Controlador de acción proporcional.....	Pág. 41
	REF [8]	
Figura 2.22	Ganancia del controlador.....	Pág. 42
	REF [8]	
Figura 2.23	Controlador con cero único.....	Pág. 44
	REF [8]	
Figura 2.24	Diagrama de bode Cero Único.....	Pág. 45
	REF [8]	
Figura 2.25	Controlador par Polo/Cero.....	Pág. 46
	REF [8]	
Figura 2.26	Diagrama de bode par Polo/Cero.....	Pág. 46
	REF [8]	
Figura 2.27	Controlador par Polo/Cero.....	Pág. 47
	REF [8]	

Figura 2.28	Diagrama de bode par Polo/Cero	Pág. 48
	REF [8]	
Figura 2.29	Corriente y Voltaje en el Conmutador.....	Pág. 48
	REF [2]	
Figura 2.30	Red snubber RCD.....	Pág. 49
	REF [2]	
Figura 2.31	Red de protección en el encendido.....	Pág. 50
(a)	REF [2]	
Figura 2.31	Las formas de onda del filtro de entrada capacitivo.....	Pág. 51
(b)	REF [2]	
Figura 2.33	Corrección del Factor de Potencia.	Pág. 52
(a)	REF [2]	
Figura 2.32	Tipos de Núcleos Comunes.....	Pág. 55
(b)	REF [1]	
Figura 2.33	Métodos Comunes Para controlar Voltajes Picos y/o RFI.....	Pág. 57
	REF [1]	
Figura 2.34	Los efectos de un circuito Snubber Vs Clamp.....	Pág. 57
	REF [1]	
Figura 2.35	Ejemplos de circuitos impresos o PCBs.....	Pág. 58
	REF [web]	

Capítulo III

Figura 3.1	Curva de imantación y curva de permeabilidad para la ferrita.....	Pág. 67
	REF [8]	
Figura 3.2	Núcleo tipo POT.....	Pág. 71
	REF [web]	
Figura 3.3	Típico Núcleo RM.....	Pág. 73
	REF [web]	
Figura 3.4	Circuito equivalente simplificado de un transformador.....	Pág. 79
	REF [web - Generado]	

Figura 3.5	Algunos Núcleos de ferrita de transformadores de baja potencia..... REF [web]	Pág. 82
Figura 3.6	Núcleo de ferrita tipo EE-40 y Nucleo tipo toroidal..... REF [web]	Pág. 84

Capítulo IV

Figura 4.1	Áreas de uso de las diferentes topologías REF [1]	Pág. 88
Figura 4.2	Modos de conducción de corriente en el primario..... REF [5]	Pág. 95
Figura 4.3	Máximo calibre AWG VS Frecuencia..... REF [7]	Pág. 98
Figura 4.4	Circuito auxiliar o de Bias REF [Generado]	Pág. 99
Figura 4.5	Forma de onda del voltaje de entrada REF [web]	Pág. 102
Figura 4.6	Circuito sensor de corriente y LEB..... REF [Generado]	Pág. 105
Figura 4.7	Circuito control Opto-TL431..... REF [Generado]	Pág. 107
Figura 4.8	Configuración con componentes parásitas..... REF [Generado]	Pág. 108
Figura 4.9	Configuración con componentes parásitas..... REF [5]	Pág. 109
Figura 4.10	Programa para elaboración del PCB..... REF [Generado]	Pág. 114
Figura 4.11	PCB de la fuente diseñado en EAGLE REF [Generado]	Pág. 114
Figura 4.12	PCB en 3D elaborado en POVRay REF [Generado]	Pág. 115

Figura 4.13	Protección para la fuente Conmutada..... REF [Generado]	Pág. 115
-------------	---	----------

Capítulo V

Figura 5.1	Fuente Conmutada SMPS implementada..... REF [Generado]	Pág. 117
Figura 5.2	Diagrama Esquemático de la fuente conmutada..... REF [5]	Pág. 118
Figura 5.3	PCB vista de arriba..... REF [Generado]	Pág. 121
Figura 5.4	PCB vista de abajo..... REF [Generado]	Pág. 121
Figura 5.5	Datos del Transformador..... REF [Generado]	Pág. 123
Figura 5.6	Datos del boninado..... REF [Generado]	Pág. 124
Figura 5.7	Eficiencia VS Voltaje de Línea AC..... REF [Generado]	Pág. 125
Figura 5.8	Potencia S/Carga VS Voltaje de Línea AC..... REF [Generado]	Pág. 125
Figura 5.9	Regulación de Salida a 24W REF [Generado]	Pág. 126
Figura 5.10	Localización de los puntos de medida de Temperatura..... REF [Generado]	Pág. 127
Figura 5.11	Equipo para la medición de Temperatura..... REF [Generado]	Pág. 127
Figura 5.12	Temperaturas del Diodo Puente y Mosfet..... REF [Generado]	Pág. 128
Figura 5.13	Temperaturas del Transformador y Rectificador de Salida..... REF [Generado]	Pág. 129

Figura 5.14	Convertidor en modo BURTS..... REF [Generado]	Pág. 130
Figura 5.15	Forma de onda del Drenador del Mosfet..... REF [Generado]	Pág. 130
Figura 5.16	Forma de onda de corriente Drenador del Mosfet..... REF [Generado]	Pág. 131
Figura 5.17	Forma de onda de salida Transformador (pin8)..... REF [Generado]	Pág. 131
Figura 5.18	Voltaje de Rizado en capacitor salida (C12)..... REF [Generado]	Pág. 132
Figura 5.19	Frecuencia de resonancia de LLeak y Coss:..... REF [Generado]	Pág. 132
Figura 5.20	Frecuencia de resonancia de Lm y Coss..... REF [Generado]	Pág. 133
Figura 5.21	Ciclo de servicio en operación normal..... REF [Generado]	Pág. 133

Capítulo I

Introducción

CAPITULO I: INTRODUCCION

1.1. REALIDAD PROBLEMÁTICA

En la actualidad los sistemas de iluminación o luminarias tradicionales están siendo desplazadas por las Iluminación a base de LEDs, debido a las grandes ventajas que presenta estos sistemas de iluminación tales como bajo consumo energético, menor disipación de calor, mayor rendimiento, menor tamaño entre otras ventajas (Fuente WEB:[20] y [21]). Debido a la gran creciente demanda de consumo de estos dispositivos; en España con un crecimiento de 30% en 2015 esperando llegar a un 60% en 2010, Osram ha señalado que en 2020, el mercado de la iluminación LED de China representará el 42% de todo el mercado de Asia y el 20% del mercado global (Fuente:[22]); por lo tanto ya que estos componentes consumen voltajes de corriente continua (CC) es una necesidad de que tengan integradas una fuente de alimentación en corriente continua.

En estas condiciones se tienen dos alternativas, usar una fuente de alimentación lineal estándar o una fuente de alimentación en modo conmutado. Como ya es de conocimiento general dentro del ámbito de la electrónica, las fuentes lineales son poco eficientes y de mayor volumen; muy al contrario las fuentes “*Conmutadas*” mejoran notablemente estas características (Fuente: [23] y [24]), siendo la mejor opción para el diseñador de equipos electrónicos el uso de este tipo de fuente. Sin embargo, a la hora de optar por la alternativa de la fuente conmutada, nos encontramos con la problemática de cómo afrontar el diseño. Recurriendo a la bibliografía clásica en electrónica de potencia, muy usada por estudiantes de Ingeniería Electrónica, tales como: “Electrónica de Potencia” del autor Muhammad H. Rashid, se aprecia que se toman la teoría de una manera bastante general y sintética. Buscando en el repositorio de la Biblioteca de la Universidad Antenor Orrego, no se encontró tesis que referencien al diseño de fuentes conmutadas (Fuente: [25]); sin embargo si se encontró en otros países como son México (Fuente: [26]), Colombia (Fuente: [27]), y otras más en España en la Universidad de OVIEDO.

Visto esta problemática en nuestro medio, de la falta de información técnico-

científica para diseñar una fuente de alimentación en modo conmutado, para la aplicación en iluminación LED, nosotros con este proyecto de investigación, pretendemos brindar un aporte a nuestra Universidad referente a esta temática de gran importancia en las aplicaciones de ingeniería.

1.1.1. DELIMITACION DEL PROBLEMA

Como se deduce de la realidad problemática, para poder afrontar la problemática de diseño de la fuente conmutada para aplicaciones de iluminación LED, se requiere tener de un procedimiento que sirva como base para calcular cada componente que integra esta fuente. Como se observó en la bibliografía consultada este proceso de diseño se enfoca de muy diversas formas, resultado un poco confuso para el diseñador cuál de las metodologías debería seguir. Por lo tanto aquí en este proyecto de investigación se brindará un procedimiento de diseño de la fuente, usando la topología Flyback.

1.1.2. CARACTERISTICA DE LA REALIDAD PROBLEMÁTICA

Algunas de las características de la realidad problemática referentes a esta temática, se menciona a continuación:

- 1.1.2.1.** La no existencia de un estándar de solución técnica y operativa que sirva como referencia para afrontar el diseño y construcción de la fuente de alimentación en modo conmutado.
- 1.1.2.2.** El deficiente material bibliográfico en castellano o inglés con que se cuenta en nuestro medio (bibliotecas públicas y universitarias) imposibilita al investigador o diseñador compenetrarse en el estudio y diseño de esta tecnología, teniendo como consecuencia el escaso interés en el desarrollo aplicativo de este tipo de fuentes en nuestro medio.
- 1.1.2.3.** La creciente tendencia mundial en el uso de estas fuentes conmutadas en los equipos o aparatos electrónicos, implica

consecuentemente capacitar al ingeniero o técnico electrónico, en el diseño y mantenimiento de este tipo de fuentes; incluso pensar en desarrollar esta tecnología a nivel empresarial, generando productos que puedan competir en el mercado internacional.

1.1.3. ANALISIS DE LAS CARACTERISTICAS

Haciendo un breve análisis de las características de esta realidad problemática se puede inferir lo siguiente:

1.1.3.1. Estando en uso ya esta tecnología unas cuantas décadas, sin embargo no existe, hasta hoy en nuestro medio, un patrón estándar que sirva de guía para el diseñador de fuentes conmutadas (SMPS), de cómo afrontar el problema del diseño de una fuente de alimentación conmutada. En ciertos “papper” y “aplicaciones de ingeniería” publicados por fabricantes de circuitos integrados especializados para fuentes SMPS, tocan el tema de solución al problema de una manera empírica y muchas veces sin justificación técnico-científica respectiva. Estas técnicas tendrían que ser verificadas en su fiabilidad, como técnicas de diseño para fuentes conmutadas.

1.1.3.2. Haciendo una breve evaluación del material bibliográfico referente al tema de fuentes conmutadas o SMPS en bibliotecas universitarias públicas o privadas, así como en las municipales; es notorio a simple vista el deficiente material bibliográfico respecto a esta temática, y si hubiere, el contenido es de conocimiento genérico sin brindar información técnico-científica respecto a los fenómenos que son materia de estudio.

Al indagar por el mundo del internet, se encuentra mayor información respecto al tema de fuentes SMPS; sin embargo toda la información más sustanciosa esta en inglés, imposibilitando algunas

veces al estudiante o investigador de este tema, desarrollarse sin dificultad, ya que primero debe de traducir estos textos al castellano y luego recién estudiarlos. Este grado de dificultad hace que el estudiante o investigador pierda interés en ahondar en el estudio de fuentes conmutadas SMPS delegando esta tarea a investigadores nativos de la lengua inglesa pasando solo a ser usuario de esta tecnología.

Algunos libros y material informativo que se pudo encontrar en internet se mencionan en las referencias bibliográficas.

1.1.3.3. Hoy en día el uso de las fuentes conmutadas o SMPS se han generalizado extensamente, tanto así que se las encuentra formando parte de casi todos los aparatos electrónicos ya sean de uso doméstico, industrial, médico, etc. También los fabricantes especializados en chips para fuentes SMPS, han desarrollado una serie de productos para las diferentes aplicaciones topológicas como BUCK, BOOST, FLYBACK, HALF-BRIDGE, FULL-BRIDGE, etc. estando desarrollándose en la actualidad chips para aplicaciones en la topología QUASI-RESONANT, en sus dos formas de control ZERO CURRENT SWITCHING (ZCS) o ZERO VOLTAGE SWITCHING (ZVS).

Algunas empresas fabricantes son: Fairchild, Motorola, Texas Instruments, ON Semiconductor, Power Integrations, Sanyo y otros más. También se puede mencionar a “Microchips”, empresa dedicada a la fabricación de microcontroladores que ha lanzado al mercado el DSPIC30-SMPS, donde ahora el control de la fuente así como la generación de pulsos PWM se realiza mediante un software embebido en el propio chip.

Con todo esto, es justificable que el Ingeniero o Técnico Electrónico esté capacitado para poder hacer uso de esta tecnología,

diseñando fuentes SMPS y brindarle aplicabilidad a la gran gama de integrados existentes para este fin.

También se puede pensar en diseñar y fabricar fuentes SMPS a nivel empresarial, para cubrir el creciente mercado de la industria de iluminación a LEDs ya que sería más eficiente usar una fuente conmutada y compacta que una fuente lineal, en base a transformador que sería demasiado robusta y costosa.

1.2. ANTECEDENTES:

Después de haber realizado un sondeo bibliográfico en la biblioteca especializada de Ingeniería de la Universidad Privada Antenor Orrego no se encontraron trabajos referentes con este tema de investigación, sin embargo sí se pudo encontrar en las bibliotecas virtuales de Universidades Españolas; y estas son:

1. TESIS DOCTORAL (1993): Universidad de Oviedo; Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Sistemas.

TEMA: Elementos magnéticos en alta frecuencia, estudio modelado y criterios de diseño.

AUTOR: Lopera Ronda, Juan Manuel

Conclusiones:

- *El presente trabajo tiene como objetivo la simplificación de la tarea de diseño de los elementos magnéticos en alta frecuencia. Así se han realizado aportaciones en dos aspectos principales: el modelado de los elementos magnéticos y establecimiento de criterios de diseños de los mismos.*
- *En relación al modelado se ha desarrollado una técnica nueva, que permite la inclusión de los efectos en alta frecuencia, se ha aplicado a estructuras con devanados concéntricos, estructura que es la más utilizada en diseños industriales, y se ha mostrado su implementación en los programas de simulación de circuitos eléctricos. Con ello se simplifica la tarea de diseño de*

elementos magnéticos hasta el punto de ser prácticamente necesaria la realización de rediseños de los mismos, lográndose con ello un importante ahorro económico.

- *Por lo que se refiere a los criterios de diseño, se ha desarrollado un método que permite de forma directa la selección del núcleo y los devanados para las aplicaciones de baja frecuencia, a partir de los datos conocidos de la aplicación, no resultando necesario especificar a priori ningún dato de difícil obtención, con lo que dicha tarea de diseño se simplifica en gran medida.*
- *Con lo anterior se llena un vacío existente entre los trabajos industriales, que tienden a elevar la frecuencia de conmutación en los convertidores de potencia, y las herramientas disponibles por los diseñadores, que no recogían ninguno de los nuevos efectos que se producen en estas frecuencias más elevadas, con lo que se simplifica en gran medida el trabajo de los últimos.*

2. TESIS DOCTORAL (2000): Universidad de Oviedo; Departamento de Ingeniería Eléctrica, Electrónica y Sistemas.

TEMA: Elementos magnéticos integrados para aplicación en Convertidores Electrónicos de alta densidad de Potencia.

AUTOR: José Prieto, Miguel Ángel

Conclusiones:

- *Se han propuesto distintas estructuras posibles para generar componentes magnéticos integrados utilizando tecnología de capa gruesa, identificándose inicialmente cuatro estructuras diferentes: estructura plana, estructura con entrehierro, estructura apilada y estructura tipo sándwich.*
- *Se han analizado las limitaciones tecnológicas que siguen existiendo en la actualidad y se han aplicado las conclusiones de este análisis a las estructuras propuestas como posibles. El resultado fue el de elegir únicamente dos (estructura plana y estructura apilada) como adecuadas para ser desarrolladas con el método propuesto.*

- *Aplicado al estudio de bobinas, se ha concluido que tanto las estructuras planas como las apiladas son susceptibles de ser utilizadas para fabricar bobinas integradas.*
- *Por lo que se refiere a la utilización de esta técnica para dar lugar a transformadores, se han identificado como únicas estructuras adecuadas las estructuras apiladas, ya que las estructuras planas no dan lugar al necesario acoplamiento entre devanados.*
- *Se ha verificado la validez de este tipo de estructuras mediante la inclusión de una bobina de este tipo en un convertidor cc/cc cuya densidad de potencia llega a ser casi el doble que la de otros convertidores comerciales de características similares.*

3. TESIS DOCTORAL (2005): Universidad Politécnica de Catalunya; Departamento de Ingeniería Electrónica.

TEMA: Inversores Bidireccionales con aislamiento en alta frecuencia para aplicaciones de Energías Renovables.

AUTOR: Beristáin Jiménez, José Antonio

Conclusiones:

- *La metodología propuesta se aplica a inversores bidireccionales con aislamiento en alta frecuencia de dos niveles, se abordan las siguientes topologías: puente completo/ puente completo, puente completo/ medio puente, push-pull/ puente completo. La relevancia de la aplicación de la metodología a inversores de dos niveles radica en la extensión que se puede hacer de los resultados a los inversores multinivel.*
- *Los resultados de simulación presentados exponen ventajas de trabajar con inversores multinivel y con la estrategia de modulación de los dos vectores más cercanos (distorsión armónica total de la tensión V_{ef} , 50% menor que los inversores de dos niveles).*

- *Así mismo el rizado de corriente es menor en el inversor multinivel para un mismo filtro de salida pasa bajos.*
- *El mayor rendimiento se obtiene al utilizar el inversor multinivel basado en las topologías push-pull/ puente completo, lo cual nos indica que las pérdidas en el convertidor cc/ca son determinantes para las condiciones de prueba que se utilizaron que se puede resumir en tensión de entrada baja y corriente de entrada elevada.*
- *La estrategia de modulación unipolar multinivel permite reducir la distorsión armónica total de la tensión de salida de los inversores bidireccionales multinivel con un mínimo número de conmutaciones en el convertidor ca/ca.*

1.3. FORMULACIÓN DEL PROBLEMA:

En Perú, existe una carencia en el desarrollo del diseño, construcción y elaboración de fuentes en modo Conmutado para aplicaciones domésticas e industriales, limitándonos solamente a ser usuarios de esta tecnología de productos diseñados y fabricados en el extranjero; y como ingenieros solo con capacidades para diseñar fuentes poco eficientes en modo lineal de baja frecuencia. Además de no contar con un procedimiento apropiado de diseño que nos sirva como referencia para la construcción de éstas como se evidencia en las bibliotecas de las universidades locales. Por lo tanto en esta este proyecto de investigación proponemos desarrollar un procedimiento estándar de diseño y construcción de una fuente de alimentación en modo conmutado, usando la topología Flyback.

1.4. OBJETIVOS DEL ESTUDIO:

1.4.1. OBJETIVO GENERAL:

Determinar y proponer una metodología diseño y construcción de una fuente de alimentación en modo conmutado utilizando la topología Flyback para aplicaciones en iluminación LED.

1.4.2. OBJETIVOS ESPECIFICOS:

- 1.4.2.1.** Diseño e implementación de una fuente conmutada (SMPS) para aplicaciones domesticas o industriales.
- 1.4.2.2.** Proponer una metodología de técnicas de construcción de bobinas para mejorar el rendimiento de transformadores de ferrita en alta frecuencia.
- 1.4.2.3.** Determinación de la técnica de construcción más común y eficiente usada por los fabricantes de transformadores de ferrita.
- 1.4.2.4.** Obtención de las formas de ondas características para la topología Flyback en diversos puntos importantes del convertidor.
- 1.4.2.5.** Obtener hojas de cálculo del desempeño típico de la topología Flyback en eficiencia, regulación y térmico.

1.5. FORMULACIÓN DE LA HIPÓTESIS:

Basado en investigaciones en nuestro medio referentes a la carencia de un método tecnológico para diseñar y construir fuentes en modo conmutado, se propone un método estándar para diseñar, dimensionar y calcular cada componente que integra una fuente en modo conmutado, incluyendo procedimientos y técnicas para construir el transformador de alta frecuencia de una fuente con topología Flyback, para aplicarlo en soluciones de alimentación de voltajes para luminarias LEDs.

VARIABLES INDEPENDIENTES:

- Las técnicas de diseño de fuentes conmutadas.
- Indicadores:
 - Mayor Eficiencia y reducción del tamaño del Transformador.
 - Técnicas del bobinado de transformador.
 - Selección del Núcleo de Ferrita.
 - Selección de los conductores de los bobinados.

- Reducción de radiación EMI y ruidos audible.

VARIABLES DEPENDIENTES:

- Fuente de alimentación conmutada para aplicaciones LED.
- Indicadores:
 - Necesidad de usar poco espacio.
 - Necesidad de mayor eficiencia de la fuente.
 - Necesidad de poco peso del equipo electrónico.
 - Funcionamiento en un amplio rango de voltaje de entrada.
 - Necesidad de una tensión de salida regulada y estabilizada.

1.6. JUSTIFICACIÓN DEL ESTUDIO:

Siendo la fuente de alimentación una parte importante en todo equipo electrónico, ya que sin éste sería imposible su funcionamiento; además de la tendencia mundial en el uso de fuentes en modo conmutado debido a sus grandes prestaciones como reducido tamaño, alta eficiencia y alta densidad de potencia; es importante que el estudiante y profesional en electrónica esté capacitado para diseñar y construir este tipo de fuentes para darles aplicación en cualquier aparato electrónico. Como egresados de Ingeniería Electrónica de una Universidad Peruana, con pocos conocimientos para diseñar y construir una fuente de alimentación en modo conmutado; sentimos el vacío de tener una metodología que nos sirva de referencia para enfrentar esta problemática, por tal motivo proponemos en el presente proyecto de investigación, desarrollar una metodología estándar para diseñar y construir una fuente en modo conmutado usando la topología Flyback para aplicaciones en iluminación LEDs.

Capítulo II

Marco Teórico (Parte 1)

CAPITULO II: FUNDAMENTOS DE FUENTES CONMUTADAS SMPS

2.1 Introducción a fuentes Lineales.

Históricamente, el regulador lineal era el método principal de crear una tensión de salida regulada. Se opera mediante la reducción de un voltaje de entrada superior hasta una tensión de salida inferior controlando linealmente la conductividad mediante el paso de una serie de dispositivo de potencia en respuesta a cambios en su carga. En cumplimiento de esto, el regulador lineal desperdicia una gran cantidad de energía en forma de calor, y por lo tanto se calienta. Es, sin embargo, una muy eléctricamente tranquila fuente de alimentación. La fuente de alimentación lineal encuentra un nicho muy fuerte dentro de aplicaciones en las que su ineficiencia no es importante y también aquellas aplicaciones en las que el instrumento es tan sensible al ruido eléctrico que requiere un sistema eléctrico "no ruidoso", estos productos pueden incluir audio y amplificadores de video, receptores de RF, y así sucesivamente.

Este margen de pérdida hace que el regulador lineal solamente tenga de 30 a 50 por ciento de eficiencia. Esto significa que por cada vatio entregado a la carga, por lo menos un vatio tiene que ser disipada en calor. En general, el regulador lineal es bastante útil para aplicaciones de suministro de energía que requieren menos de 10 vatios de potencia de salida, por lo que los pocos vatios de pérdida pueden ser atendidas por un disipador de calor simple. Por encima de 10 vatios, el disipador de calor requerido llega a ser tan grande y caro que una fuente de alimentación conmutada (*Switched Mode Power Supply*) se hace más atractivo.

Todas las fuentes de alimentación funcionan bajo el mismo principio básico, si la fuente es una lineal o una fuente de alimentación conmutada, todas las fuentes de alimentación tienen en su corazón un circuito cerrado de retroalimentación negativa. Este lazo de realimentación no hace nada más que mantener la tensión de salida en un valor constante.

El corazón del lazo de realimentación negativa es un amplificador operacional de alta ganancia llamado un amplificador de error de tensión. Su propósito es comparar continuamente la diferencia entre una referencia de tensión muy estable y la tensión de salida.

La velocidad con la que el amplificador de error responde a los cambios en la salida y la precisión con la que la tensión de salida se mantiene, depende de compensación del amplificador de error del lazo de realimentación.

El funcionamiento de un regulador lineal es muy simple. El circuito mismo existe en el corazón de todos los reguladores, incluidos los reguladores más complicados de conmutación. El lazo de realimentación de tensión realiza la función de control de la fuente de alimentación manteniendo de la tensión de salida estable.

2.2 Topologías fundamentales de fuentes conmutadas o Switched Mode Power Supply - SMPS.

2.2.1 Convertidor BUCK (reductor):

En este circuito el transistor conmuta al estado de encendido (**ON**), permitiendo el paso del voltaje V_{in} por un extremo del inductor (**L**). Esta tensión causará una subida en la corriente del inductor. Cuando el transistor pase al estado de apagado (**OFF**), la corriente seguirá fluyendo a través del inductor pero ahora fluirá a través del diodo. Inicialmente se asume que la corriente a través del inductor no llega a cero, de esta manera el voltaje en V_x será ahora sólo el voltaje a través del diodo de conducción durante el tiempo de apagado (**OFF**) completo. La tensión promedio en V_x dependerá del tiempo de encendido (**ON**) promedio en que el transistor entregue una corriente continua al inductor.

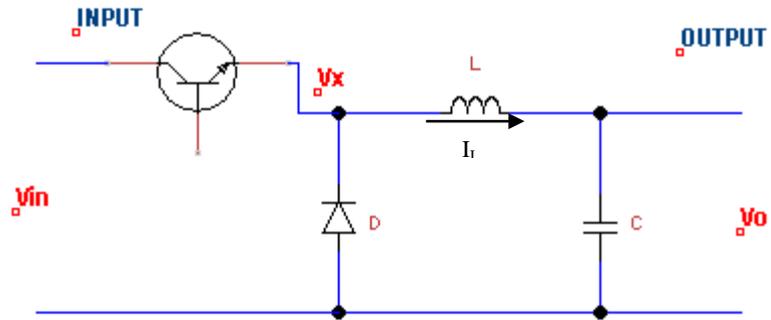


Fig. 2.1: Convertidor Buck

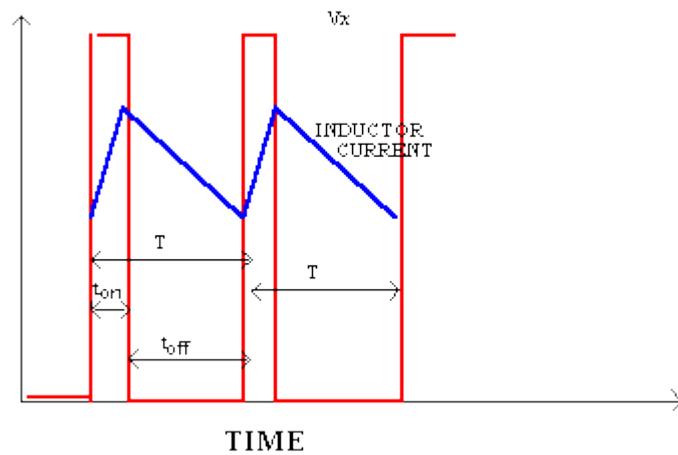


Fig. 2.2: Cambios de Tensión y corriente

Para analizar las tensiones de este circuito vamos a considerar los cambios en la corriente del inductor durante un ciclo. De la relación

$$V_X - V_0 = L \frac{di}{dt} \quad (2.1)$$

del cambio de la corriente cumple con

$$di = \int_{ON} (V_X - V_0) dt + \int_{OFF} (V_X - V_0) dt \quad (2.2)$$

Para funcionamiento en estado estacionario la corriente en el inicio y el final de un período T no cambiará. Para tener una relación simple entre las tensiones no asumimos ninguna caída de

tensión en el transistor o diodo mientras está en **ON** (interruptor cerrado) y un cambio de conmutación perfecto. Así, durante el tiempo **ON** (interruptor cerrado) $V_x = V_{in}$ y en **OFF** (interruptor abierto) $V_x=0$. Así

$$0 = di = \int_0^{t_{on}} (V_{in} - V_o) dt + \int_{t_{on}}^{t_{on}+t_{off}} (-V_o) dt \quad (2.3)$$

Simplificando a

$$(V_{in} - V_o)t_{on} - V_o t_{off} = 0 \quad (2.4)$$

o de otra forma a

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{t_{on}}{T} \quad (2.5)$$

Y definiendo “ciclo de trabajo” como

$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad (2.6)$$

La relación de tensión se convierte en $V_o=D*V_{in}$, considerando que en el circuito no hay pérdidas y las potencias de entrada y salida coinciden con la relación promedio $V_o * I_o = V_{in} * I_{in}$. Así, el promedio de la entrada y salida de corriente debe satisfacer la relación $I_{in} =D I_o$. Estas relaciones se basan en la suposición de que la corriente del inductor no llega a ser cero.

Transición entre continuo y discontinuo

Cuando la corriente en el inductor **L** permanece siempre positiva entonces el transistor **T1** o el diodo **D1** siempre están conduciendo. Para modo de conducción continua la tensión V_x está entre V_{in} o **0**. Si la corriente de inductor siempre se torna a cero, entonces la tensión de salida no se verá forzada a cualquiera de esas condiciones. En este punto de transición de la corriente

sólo llega a cero como se ve en la Figura 2.3. Durante el periodo de conmutación **ON** entonces $V_{in} - V_{out}$ a través del inductor es:

$$I_L(\text{pico}) = (V_{in} - V_{out}) \frac{t_{on}}{L} \quad (2.7)$$

La corriente promedio el cual debe coincidir con la corriente de salida satisface con:

$$I_{L(\text{Promedio en la transición})} = \frac{I_{L(\text{pico})}}{2} = (V_{in} - V_{out}) \frac{dT}{2L} = I_{out(\text{Transición})} \quad (2.8)$$

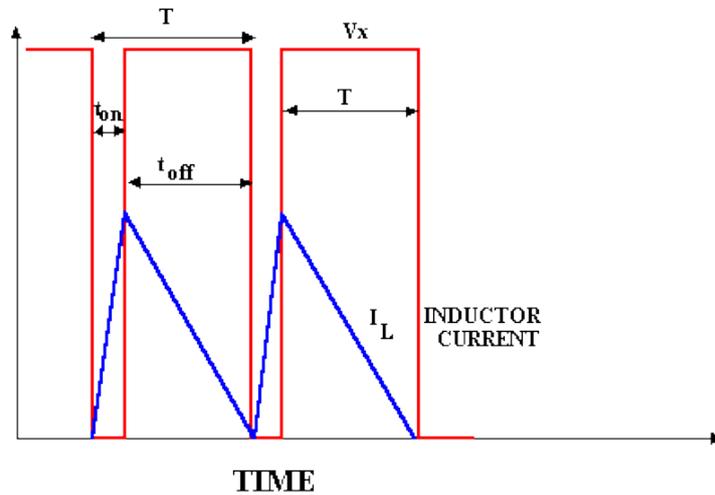


Fig. 2.3: Convertidor Buck en el límite de Conducción

Si el voltaje de entrada es constante la corriente de salida en el punto de transición satisface:

$$I_{out(\text{transición})} = V_{in} \frac{(1-d)d}{2L} T \quad (2.9)$$

Relaciones de voltaje del Convertidor Buck (modo discontinuo)

En cuanto al análisis del modo de conducción continua se utiliza el hecho de que la integral del voltaje a través del inductor L es igual a cero durante un ciclo de conmutación de transistor T . El tiempo de conmutación **OFF** del transistor (interruptor abierto) está ahora dividida en segmentos de conducción de diodo $d_d T$ y conducción por cero $d_o T$.

El promedio del voltaje del inductor se expresa así

$$(V_{in} - V_o) DT + (-V_o) \delta_d T = 0 \quad (2.10)$$

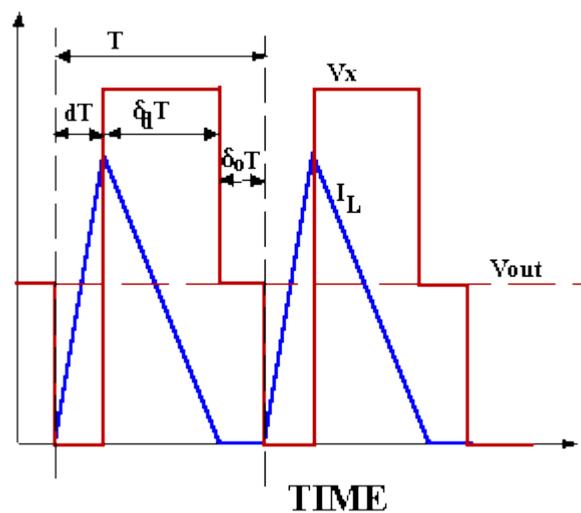


Fig. 2.4: Convertidor Buck – Conducción discontinua

$$\therefore \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{d}{d + \delta_d} \quad (2.11)$$

Para el caso $d + \delta_d < 1$. Para resolver δ_d el valor de $d + \delta_d$ considerar que la corriente de salida es la mitad de la corriente pico cuando se da el periodo de conducción.

$$I_{out} = \frac{I_{L(pico)}}{2} d + \delta_d \quad (2.12)$$

Considerando el cambio de la corriente durante el periodo de conducción del diodo

$$I_{l(pico)} = \frac{V_0(\delta_d T)}{L} \quad (2.13)$$

Así, de (2.12) y (2.13) se puede obtener

$$I_{out} = \frac{V_0 \delta_d T (d + \delta_d)}{2L} \quad (2.14)$$

Usando la relación de (2.11)

$$I_{out} = \frac{V_{in} d \delta_d T}{2L} \quad (2.15)$$

Y resolviendo para la conducción del diodo

$$\delta_d = \frac{2L I_{out}}{V_{in} d T} \quad (2.16)$$

El voltaje de salida se determina por

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{d^2}{d^2 + \left(\frac{2L I_{out}}{V_{in} T} \right)} \quad (2.17)$$

Definiendo $k^* = 2L / (V_{in} T)$, se puede ver el efecto de la corriente discontinua de la relación de voltaje del convertidor.

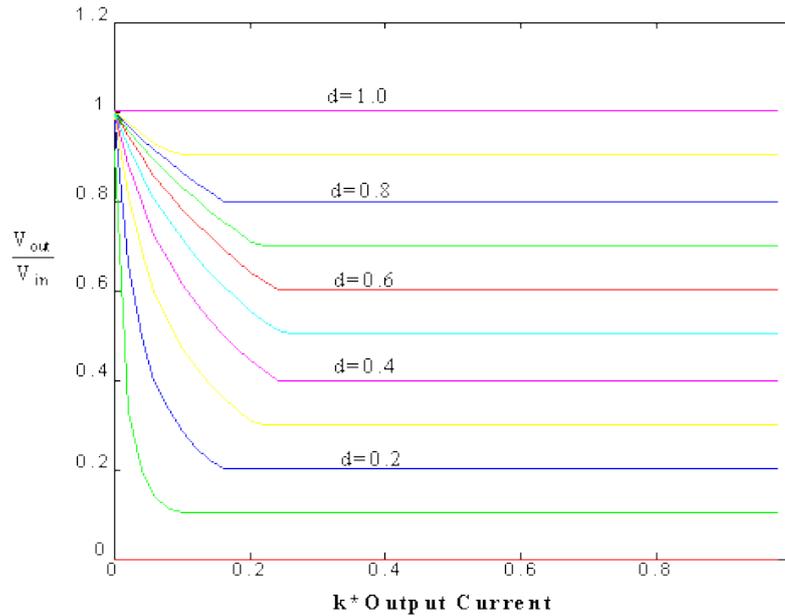


Fig. 2.5: Tensión de salida vs Corriente

Como se ve en la figura, una vez que la corriente de salida es lo suficientemente alta, la relación de voltaje depende sólo de la relación del ciclo de trabajo "d". A bajas corrientes de la operación discontinua tiende a aumentar la tensión de salida del convertidor hacia V_{in} .

2.2.2 Regulador BOOST (o elevador)

La esquemática en la figura. 6 muestra el convertidor de impulso básico. Este circuito se utiliza cuando una tensión de salida mayor que la entrada se requiere.

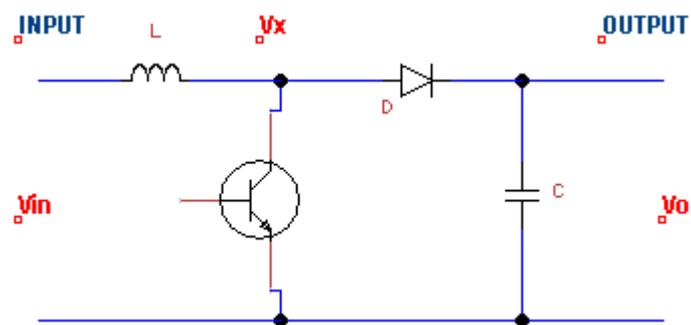


Fig. 2.6: Convertidor Boost

Mientras el transistor está en **ON**, $V_x = V_{in}$, y en el estado **OFF** la corriente del inductor fluye a través del diodo dando $V_x = V_o$. Para este análisis se asume que la corriente del inductor siempre permanece fluida (conducción continua). La tensión a través del inductor se muestra en la figura 7 y el promedio debe ser cero para que la corriente media permanezca en estado estacionario.

$$V_{in}t_{on} + (V_{in} - V_o)t_{off} = 0 \quad (2.18)$$

Esto puede reordenarse como

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{T}{t_{off}} = \frac{1}{(1 - D)} \quad (2.19)$$

y por un circuito sin pérdidas de energía asegura el equilibrio

$$\frac{I_o}{I_{in}} = (1 - D) \quad (2.20)$$

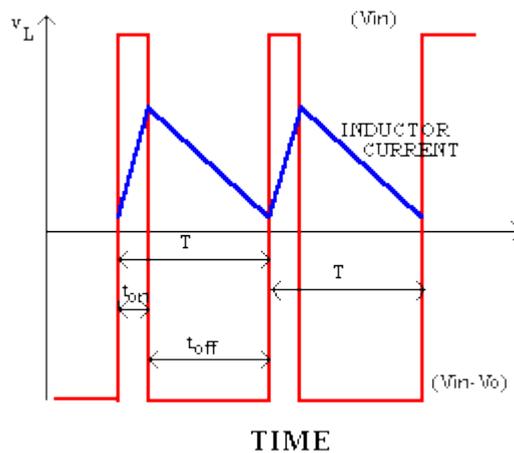


Fig. 2.7: Formas de onda de corriente y tensión (Convertidor Boost)

Dado que el ciclo de trabajo "**D**" es entre 0 y 1 el voltaje de salida debe ser siempre mayor que la tensión de entrada en magnitud. El signo negativo indica una inversión del sentido de la tensión de salida.

2.2.3 Regulador BUCK-BOOST

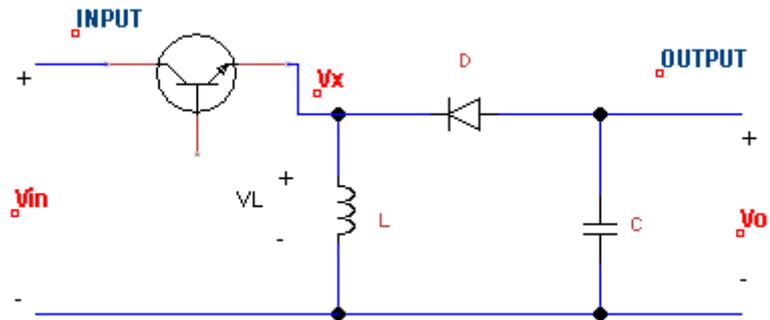


Fig. 2.8: Esquema de convertidor buck-boost

Con la conducción continua para el convertidor Buck-Boost $V_x=V_{in}$ cuando el transistor está **ON** (encendido) y $V_x=V_o$ cuando el transistor está **OFF** (apagado). Por cambio de corriente del cero neto durante un período de la tensión media en la bobina es cero

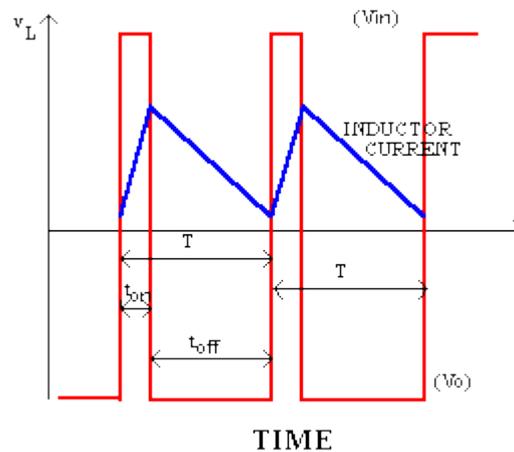


Fig. 2.9: Formas de onda de Convertidor Boost

$$V_{in}t_{ON} + V_o t_{OFF} = 0 \quad (2.21)$$

que da la relación de voltaje

$$\frac{V_0}{V_{in}} = \frac{D}{(1-D)} \quad (2.22)$$

y la corriente correspondiente

$$\frac{I_0}{I_{in}} = \frac{(1-D)}{D} \quad (2.23)$$

Dado que el ciclo de trabajo "**D**" es entre 0 y 1 la tensión de salida puede variar entre el menor o mayor que la tensión de entrada en magnitud. El signo negativo indica una inversión del sentido de la tensión de salida.

2.2.4 Convertidor FLYBACK

El convertidor flyback puede ser desarrollado como una extensión del convertidor Buck-Boost. La figura 2.10(a) muestra el convertidor de base; Fig. 2.10(b) reemplaza el inductor por un transformador. El convertidor buck-boost funciona almacenando la energía en el inductor durante la fase de **ON** (encendido) y liberándolo a la salida durante la fase de **OFF** (apagado). Con el transformador de almacenamiento de energía está en la magnetización del núcleo del transformador. Para aumentar la energía almacenada un núcleo con espacio se utiliza a menudo. En la figura 2.10(c) de la salida aislada se clarifica mediante la eliminación de la referencia común de circuitos de entrada y de salida.

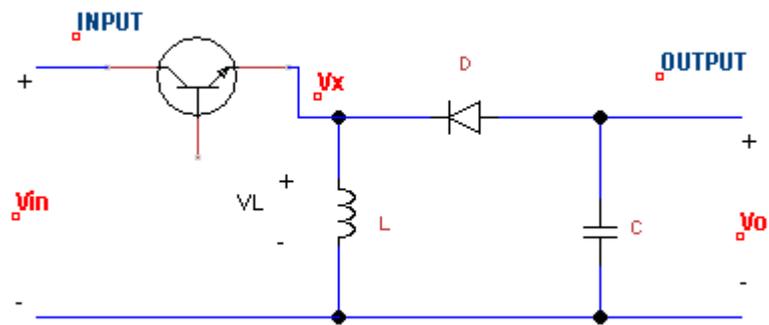


Fig. 2.10 (a): Convertidor Buck-Boost

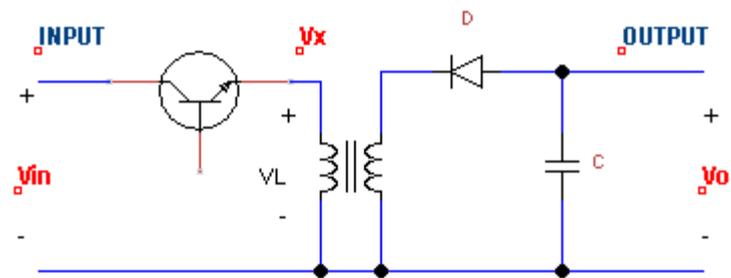


Fig. 2.10 (b): Sustitución de inductor por transformador

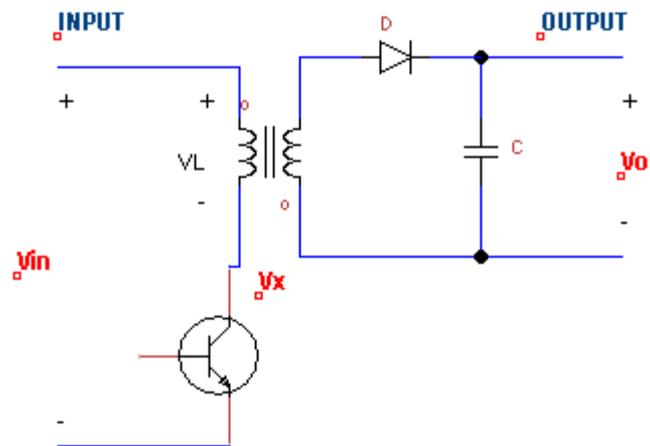


Fig. 2.10 (c): Convertidor reconfigurado Flyback

2.2.5 Convertidor FORWARD

El concepto detrás del convertidor Forward es que el transformador ideal de convertir el voltaje de entrada AC a un voltaje de salida secundario aislado. Para el circuito de la figura 15, cuando el transistor está en **ON**, V_{in} aparece a través del primario y luego genera

$$V_x = \frac{N_1}{N_2} V_{in} \quad (2.24)$$

El diodo **D1** en el secundario asegura que sólo los voltajes positivos se aplican al circuito de salida **D2**, mientras que proporciona una vía de circulación para la corriente del inductor si la tensión del transformador es cero o negativa.

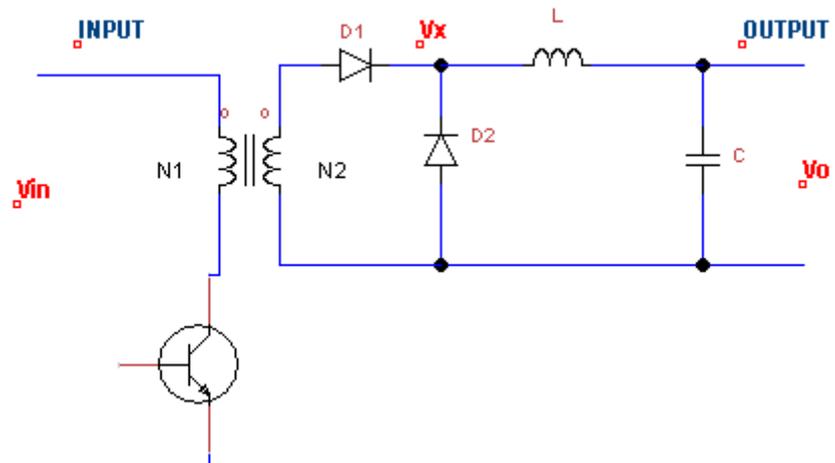


Fig. 2.11: Convertidor Forward

El problema con el funcionamiento del circuito de la figura 15 es que sólo se aplica un voltaje positivo a través del núcleo, con lo que el flujo sólo puede aumentar con el incremento de la corriente. El flujo aumentará hasta que el núcleo se satura cuando la corriente de magnetización aumenta significativamente y la desactivación del circuito se produce. El transformador sólo

puede mantener la operación cuando no hay componente DC significativa a la tensión de entrada. Mientras el interruptor está encendido hay un voltaje positivo a través del núcleo y aumentos de flujo. Cuando el interruptor se apaga necesitamos la tensión de alimentación negativa para restablecer el flujo en el núcleo. El circuito de la figura 16 muestra un embobinado terciario con una conexión de diodo que permitan revertir la actual. Tenga en cuenta que el "punto" de convenciones para el embobinado terciario se encuentra frente a las de los otros embobinados. Cuando el interruptor se apaga la corriente estará fluyendo en el sentido de la marca de polaridad del terminal la inductancia principal. Por lo tanto el sentido de las corrientes de los demás devanados tendrán el sentido de las marcas de polaridad de acuerdo a la figura.

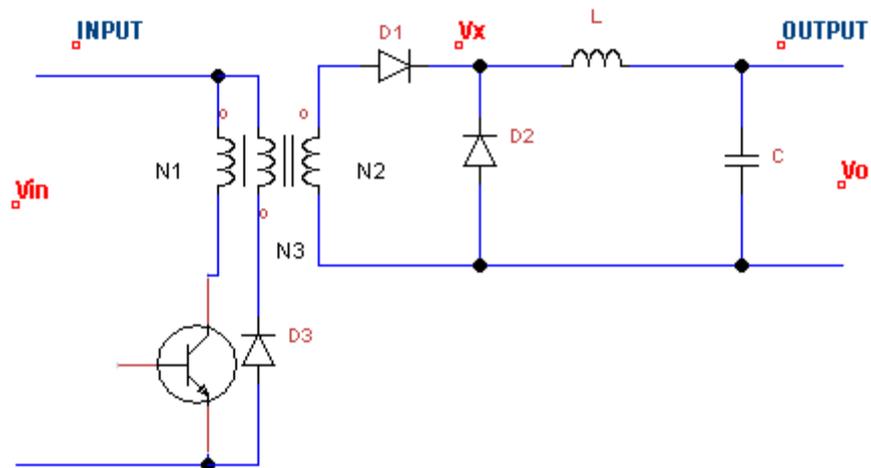


Fig. 2.12: Bobinados del Convertidor Forward

2.3 Fundamentos topológicos del Convertidor FLYBACK

La topología Flyback, que se muestra en la Figura, es recomendable para aplicaciones en fuentes aisladas o **off-line** (Fuera de línea). La fuente Flyback tiene bajo número de componentes, una amplia gama de entrada de voltaje, la capacidad del voltaje de salida única o múltiple, tensión de

salida puede ser mayor o menor que el voltaje de entrada, y la capacidad para proporcionar voltajes positivos y negativos.

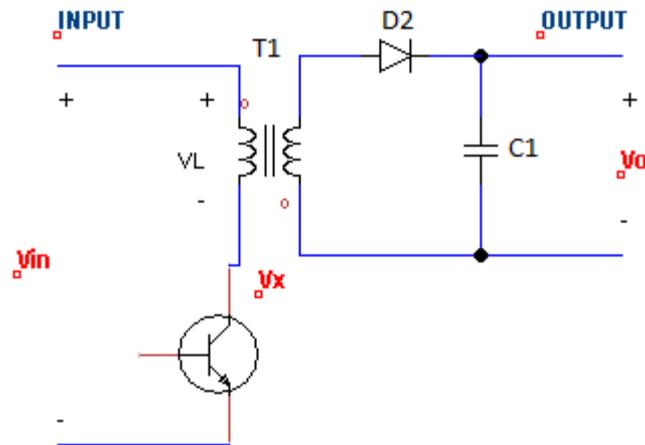


Fig. 2.13: Topología Flyback

Casi todas las fuentes de alimentación de conmutadas **Off Line** (fuera de línea) requieren el aislamiento entre los componentes primarios y secundarios para satisfacer los requisitos de las normas de seguridad nacionales e internacionales. Este aislamiento, junto con cualquier transformación de tensión necesaria, requiere un transformador de potencia. La mayoría de las fuentes de alimentación en modo conmutado también necesitan un inductor como el componente de almacenamiento de energía y también como parte de los filtro de paso bajo requeridos para transformar el ancho de pulso modulado de la forma de onda de conmutación en una salida de corriente continua. La topología Flyback es atractiva para fuentes de poder conmutadas aisladas de baja potencia, debido a que el transformador se combina con el inductor en un solo componente magnético que proporciona almacenamiento de energía, el aislamiento, y la transformación de tensión. En comparación con otras topologías tales como el convertidor Forward, Flyback tiene menor cantidad de componentes magnéticos y un menor número de componentes, lo que resulta en costos más bajos. La topología flyback conserva estas ventajas en los niveles de potencia de hasta 120 vatios, o corrientes de salida de hasta un poco más de 10 amperios. Los niveles de estrés de los componentes por encima de 120 vatios requieren el uso de

componentes más caros, permitiendo a otras topologías ser más rentables. Otra ventaja importante de la topología Flyback es que una tensión de realimentación proporcional a la tensión de salida puede ser obtenida directamente mediante la adición de una "retroalimentación" bobinado para el transformador de potencia. Esto significa que la regulación del lado secundario puede llevarse a cabo en el lado primario de la fuente de alimentación sin usar un acoplador óptico o dispositivo de aislamiento similar entre los circuitos primario y secundario.

Un circuito de alimentación **flyback** básica se muestra en la Figura 2.13. El transformador se utiliza tanto para el almacenamiento de energía, aislamiento de salida, y la transformación de tensión de salida. Cuando el conmutador está en estado ON, diodo secundario D2 se polarizan inversamente, la corriente se incrementa en el devanado del transformador primario de acuerdo con la ecuación

$$I_{PRI} = I_I + \frac{(V_{IN} - V_{DS(ON)}) * t_{ON}}{L_p} \quad (2.25)$$

I_{PRI} - es la corriente principal en amperios,

I_I - es el valor inicial de la corriente primaria en amperios,

V_{IN} - es el voltaje de entrada de CC después del diodo puente,

$V_{DS(ON)}$ - Voltaje del Mosfet conmutador entre Drenador y Surtidor

T_{on} - es el tiempo en estado ON de conmutación.

L_p - es la inductancia primaria del transformador de Henrios (H).

Puesto que el transformador está aislado desde la carga del circuito de salida por la polarización inversa de D2, la energía se suministra a carga desde el condensador de salida C1 durante el tiempo en estado ON del conmutador.

Cuando el conmutador se apaga, el flujo magnético en el núcleo del transformador comienza a decaer, y la polaridad del devanado secundario se invierte. D2 conduce, y la energía almacenada en el transformador

durante el tiempo ON del conmutador se descarga en el circuito de la carga, cargando nuevamente el condensador C1 y a la vez entregando corriente hacia la carga. El valor inicial de la corriente secundaria en el instante que el conmutador se apaga será igual a $I_P \times N_S / N_P$, donde I_P es el valor de pico de la corriente primaria I_{PRI} . N_P es el número de espiras del primario. N_S es el número de espiras del secundario. La corriente secundaria decae de su valor inicial de acuerdo con la ecuación (2).

$$I_{SEC} = \frac{I_P * N_P}{N_S} - \frac{(V_0 - V_{D2}) * t_{OFF} * N_P^2}{N_S^2 * L_p} \quad (2.26)$$

$$(I_{SEC} \geq 0)$$

V_0 : es el voltaje de salida de la fuente

V_{D2} : es el voltaje de polarización directa de D2

t_{OFF} : es el tiempo de apagado del conmutador.

Si la corriente secundaria decae a cero durante el tiempo de desconexión del conmutador principal, la corriente de salida es suministrada a por el condensador de salida C1.

Existen dos modos distintos de operación en la topología Flyback, dependiendo del valor de la **corriente secundaria** I_{SEC} . Si I_{SEC} decae a cero en o antes del tiempo final de conmutación, se está operando en el modo discontinuo (DCM). Si I_{SEC} es mayor que cero en el final del tiempo de apagado t_{OFF} , se está operando en el modo continuo (CCM).

2.3.1 Operación en Modo de Conducción Discontinuo (DCM).

Hay tres intervalos diferentes de operación del circuito para fuentes de alimentación flyback que operan en el modo discontinuo, como se muestra en la Figura 2.14. El primer intervalo (1) de funcionamiento se produce cuando el conmutador está encendido. La corriente I_{PRI} del devanado primario del

transformador, genera un campo magnético en el núcleo del transformador. El voltaje Drenador-Surtidor V_{DS} a través de conmutador es casi cero durante este intervalo. El diodo de salida impide el flujo de corriente en el secundario del transformador, debido a las marcas de polaridad del transformador. La salida está aislada del secundario del transformador por el diodo D2, así de este modo el que suministra corriente a la salida es el condensador C1.

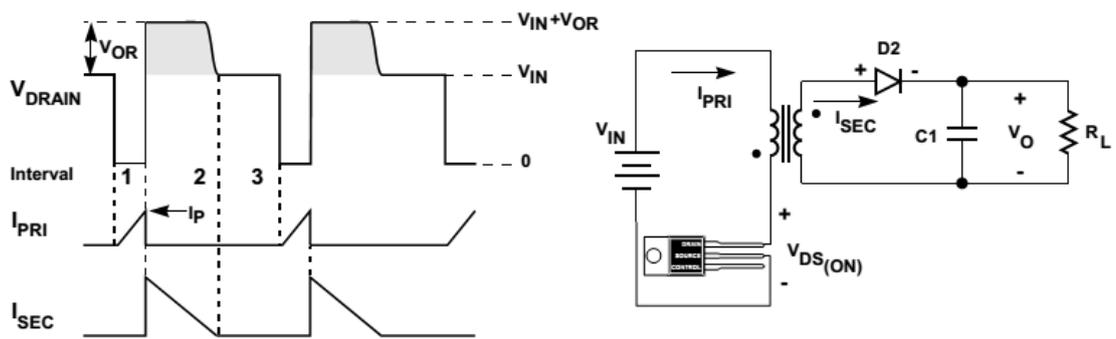


Fig. 2.14: Forma de onda ideal Convertidor Flyback – Modo Discontinuo

El segundo intervalo (2) de la operación se inicia cuando el conmutador se apaga. La energía almacenada en el campo magnético del transformador hace que el voltaje a través de ambos devanados primario y secundario se invierta de polaridad. En un circuito ideal la corriente primaria I_{PRI} instantáneamente deja de fluir, mientras que la corriente secundaria I_{SEC} al instante empieza a fluir. El voltaje a través del devanado secundario es igual a la suma de la tensión de salida y la tensión directa del diodo V_D . La tensión secundaria se "refleja" a través de la relación de vueltas del transformador al devanado primario. Tenga en cuenta que el voltaje del Drenador de la fuente a través del conmutador durante este intervalo de operación es igual a la suma de la tensión de salida reflejada V_{OR} y la tensión de entrada V_{IN} . Este voltaje reflejado debe tenerse en cuenta al seleccionar la relación de vueltas del transformador para evitar el estrés por

tensión excesiva en el conmutador. El voltaje reflejado también se puede utilizar para detectar indirectamente la tensión de salida de la fuente desde el lado primario del transformador a través de un devanado de control o **Bias** que se hace referencia al voltaje primario, por lo que hace posible el control de la fuente en el lado primario.

La energía almacenada en la inductancia del primario del transformador durante el primer intervalo de operación suministra corriente al circuito de carga durante el segundo intervalo de operación y repone la carga del condensador de salida C1 durante los intervalos primero y tercero.

El tercer intervalo (3) de operación se produce cuando el campo magnético dentro del núcleo ha decaído a cero ($I_{SEC} = 0$). No hay flujo de corriente en el primario o secundario del transformador (que define el Modo de Conducción Discontinuo). Tenga en cuenta que el voltaje del Drenador de la fuente a través del conmutador a decaído hasta el nivel de la tensión de entrada. Dado que la energía almacenada del transformador ha decaído a cero, la corriente de carga de salida es de nuevo suministrado por el condensador de salida C1. La energía suministrada a cada ciclo de carga por el transformador viene dada por

$$E = \frac{1}{2} * L_p * I_p^2 * \eta \quad (2.27)$$

por lo tanto la potencia de salida se define por

$$P_0 = \frac{1}{2} * L_p * I_p^2 * \eta * f_s \quad (2.28)$$

Donde

f_s : frecuencia de funcionamiento de la fuente de alimentación

η : Eficiencia del Transformador.

Sustituyendo la expresión de la ecuación (2.25) para el I_p (con I_I

= 0 y $V_{DS} (ON) = 0$), y la definición de t_{ON} como D / f_s , donde D es el ciclo de trabajo y f_s es la frecuencia de operación de la fuente. Se obtiene la expresión

$$P_0 = \frac{V_{IN}^2 * D^2 * \eta}{2 * L_P * f_s} \quad (2.29)$$

En una fuente de alimentación que opera en el modo discontinuo, el controlador ajustará el ciclo de trabajo del conmutador principal para suministrar suficiente energía a la carga para mantener la tensión de salida deseada. El ciclo de trabajo está en función tanto de la tensión de entrada y la carga de salida.

2.3.2 Operación en Modo de Conducción Continuo (CCM).

Considerando la Figura 2.15 para las formas de onda características para el modo de operación continuo. El circuito de referencia es el mismo que en la Figura 2.14

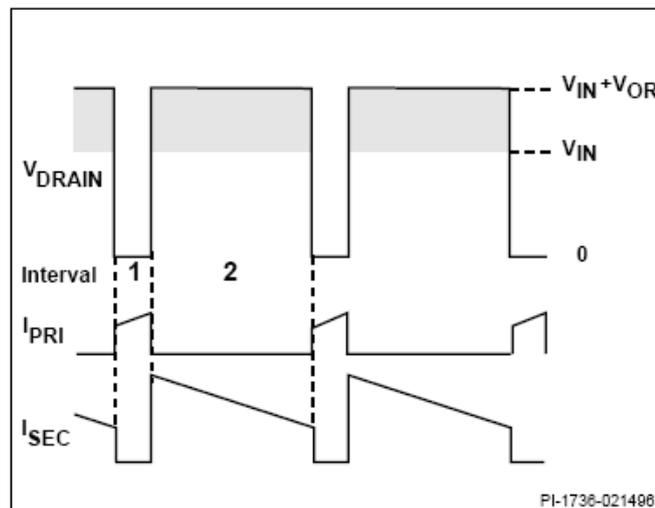


Fig. 2.15: Forma de onda ideal Convertidor Flyback – Modo Continuo

La corriente secundaria I_{SEC} no decae completamente a cero como en el modo discontinuo, de modo que el tercer intervalo de operación (3) no existe. La corriente primaria I_{PRI} comienza con un paso de corriente igual al valor final de la corriente secundaria

I_{SEC} reflejada a través de la relación de vueltas del transformador. La fuga de voltaje de alimentación a través del conmutador en el instante de encendido también es diferente, ya que el tercer intervalo se ha eliminado como se indicó anteriormente. El Voltaje Reflejado de salida persiste durante el resto del ciclo de apagado (OFF) hasta conmutador se enciende nuevamente.

Con el fin de mantener una tensión de salida constante, la cantidad de corriente en la rampa de carga de la inductancia primaria durante el tiempo ON debe ser equilibrada por la corriente en rampa de descarga durante el tiempo OFF. Esto significa que

$$\frac{(V_{IN} - V_{DS(ON)}) * D}{L_P * f_S} = \frac{(V_0 + V_{D2}) * (1 - D)}{\frac{N_S}{N_P} * L_P * f_S} \quad (2.30)$$

Despejando V_0 , se obtiene la expresión

$$V_0 = \left[(V_{IN} - V_{DS(ON)}) * \frac{D}{1 - D} * \frac{N_S}{N_P} \right] - V_{D2} \quad (2.31)$$

Mientras la fuente de alimentación está funcionando en el modo continuo, se puede observar a partir de la expresión anterior que no existe una dependencia directa de la tensión de salida en la carga de salida. Para un primer orden, el ciclo de trabajo de la fuente se mantendrá constante a medida que cambia la carga, y el valor inicial de la forma de onda de corriente primaria va a cambiar.

La inductancia primaria del transformador de potencia, la carga de salida, y el tiempo en off T_{OFF} del conmutador determinan la operación continua o discontinua. Esta dependencia se muestra en la ecuación (2.26). El límite de operación continua versus discontinua se define por la ecuación

$$I_{OB} = \frac{V_{IN}^2 * V_0}{2 * f_s * L_P \left[\left(\frac{N_s}{N_p} * V_{IN} \right) + V_0 \right]} \quad (2.32)$$

Donde I_{OB} es la corriente en el límite entre el funcionamiento continuo y discontinuo de salida.

Esta ecuación se obtiene suponiendo que la integral de la corriente de la fuente de alimentación a través de todo el ciclo de conmutación de salida es exactamente igual a la integral de la corriente durante el período de tiempo de desactivación de la salida del secundario del transformador. Esto significa que durante el tiempo libre, el transformador suministra energía suficiente exactamente para equilibrar la energía entregada a la carga durante todo el ciclo de conmutación, sin energía de sobra, y se ejecuta a cabo exactamente en el final del tiempo de apagado. Si la corriente de salida es mayor que el de lado de la mano derecho de la ecuación (2.32), la alimentación está funcionando en el modo continuo. Si la corriente de salida es menor que o igual que el lado derecho de la ecuación, la fuente está funcionando en el modo discontinuo **DCM**. Una menor inductancia primaria del transformador descargará la energía almacenada en el campo magnético a una velocidad más rápida y da lugar al modo de conducción discontinua. Por el contrario, una inductancia primaria más grande no le dará toda la energía almacenada en el núcleo de cada ciclo y operara en modo continuo **CCM**. Si la corriente de carga se reduce por debajo I_{OB} , la fuente operará en el modo discontinuo. Además, si la tensión de entrada se incrementa para una carga dada, la fuente puede pasar al modo discontinuo, a medida que aumenta I_{OB} con el aumento de tensión de entrada.

2.3.3 Flyback de doble terminación en modo Discontinuo

a) Área de aplicación

La topología se muestra en la figura 2.16. Esta topología tiene una mayor ventaja que la configuración del convertidor forward (directo) de doble terminación, el transistor de potencia en el estado desactivado (off) está sujeto solo al máximo del voltaje de entrada DC. Esto es una significativa ventaja sobre el convertidor forward de terminación simple, donde el máximo voltaje de pérdidas en el estado off, es el máximo voltaje de entrada más el voltaje reflejado del secundario $(N_p/N_s)(V_0 + 1)$ más el voltaje pico de la inductancia de dispersión y esto resultaría ser un nivel de voltaje como casi la tercera parte del voltaje DC de entrada.

El costo pagado por esta ventaja es, por supuesto, el requerimiento de dos transistores y dos diodos clamping, D1, D2.

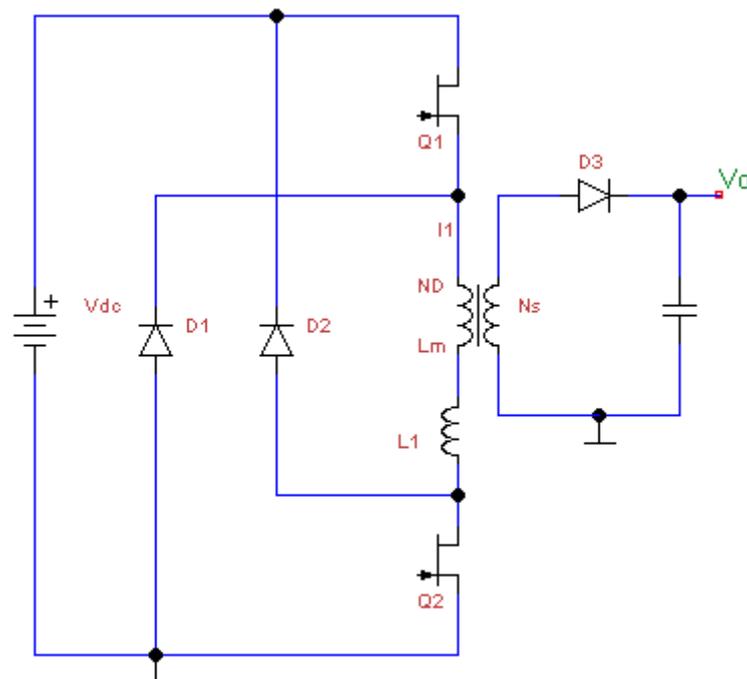


Fig. 2.16: Flyback de doble terminación en modo Discontinuo

b) Operación básica

Las pérdidas en el periodo off (desactivado), ocurren de la misma forma que en el convertidor forward de doble terminación. Los transistores de potencia Q1, Q2 son activados simultáneamente. Cuando está activado el punto de marca de polaridad del secundario es negativo, D3 esta polarizado inversamente, y no hay flujo de corriente en el secundario. El primario es únicamente un inductor, y la corriente asciende linealmente a una razón de $dI_1/dt = V_{dc}/(L_m + L_l)$, donde L_m y L_l son la inductancia magnetizante y la inductancia de dispersión primaria, respectivamente.

Cuando Q1 y Q2 conmutan a off, como en el anterior Flyback, el voltaje primario y secundario tienen polaridad inversa, D3 esta polarizado directamente, y la energía o corriente acumulada en la inductancia magnetizante $L_m (= 1/2 L_m I_1^2)$ es entregada a la carga.

Como siempre, el voltaje en el periodo ON del primario debería ser igual al voltaje del periodo OFF del secundario. En el instante que conmuta a OFF, la parte inferior de la inductancia de dispersión intenta ser menos positiva pero es retenida por la polaridad del terminal positivo de V_{dc} .

El voltaje de reajuste real V_r a través de la inductancia de dispersión L_m durante el periodo OFF se da por el voltaje reflejado de la carga secundaria $(N_p/N_s)(V_o + V_{D3})$. El voltaje en serie a través de L_m y L_l del voltaje de la fuente DC se observa en la figura 2.17, el voltaje de la inductancia de dispersión L_l es $V_l = (V_{dc} - V_r)$.

Esta división del voltaje de la fuente V_{dc} a través de L_m y L_l en serie durante el periodo de OFF es un punto muy importante en el diseño del circuito y establecer la relación de vueltas del transformador N_p/N_s , como se verá más adelante.

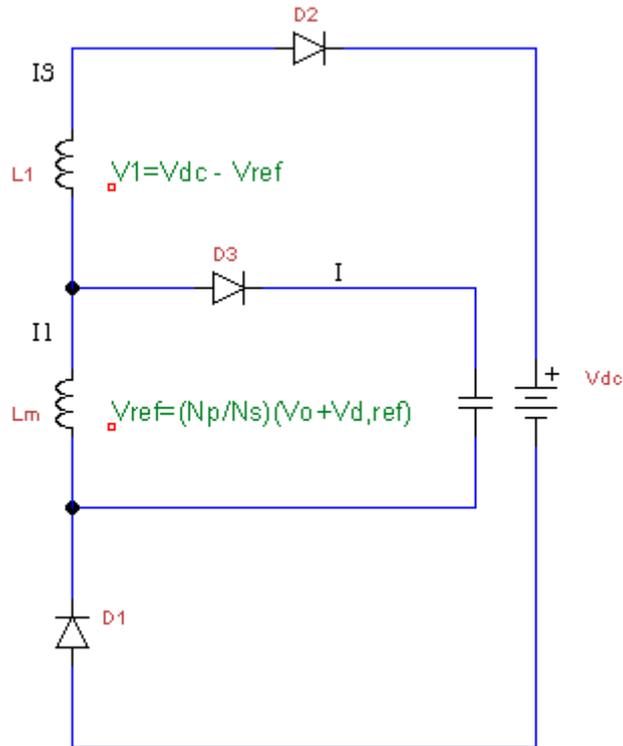


Fig. 2.17: Operación básica del convertidor

2.4 Métodos de Control Topológicos.

Hay dos métodos populares de control de PWM para las fuentes de alimentación conmutadas. Estos se centran alrededor de los parámetros detectados dentro del modo de conmutación; de corriente o de tensión puede ser detectada para proporcionar voltajes de salida consistentes. Los diversos fabricantes de dispositivos semiconductores para aplicaciones en fuentes conmutadas, diseñan sus dispositivos dependiendo del modo de control ya sea este el modo de corriente o el modo de voltaje. El diseñador de la fuente debería elegir su dispositivo de control PWM de acuerdo al modo de control que elija.

2.4.1 Modo de Control en Corriente.

Actualmente este modo de control es algo nuevo. Detecta no sólo la tensión de salida, sino también la cantidad de corriente que fluye a través del inductor o transformador. Cuando la salida exige más potencia, el controlador permite ingresar mayor carga de corriente en el inductor o transformador. A la inversa, si el

voltaje de entrada cambia repentinamente, es inmediatamente detectado por el controlador y responde, manteniendo la tensión de salida en su nivel requerido. El método común en modo de control de corriente se llama de conmutación con el pulso de reloj en modo de control de corriente. Esto significa que la frecuencia de funcionamiento está determinada por un oscilador cuya única finalidad es comenzar cada ciclo "ON".

Controladores en modo de corriente pueden ser identificados por la salida del amplificador de error que es colocado en un comparador, donde se detecta el nivel de la rampa de corriente como se muestra en la Figura 2.18.

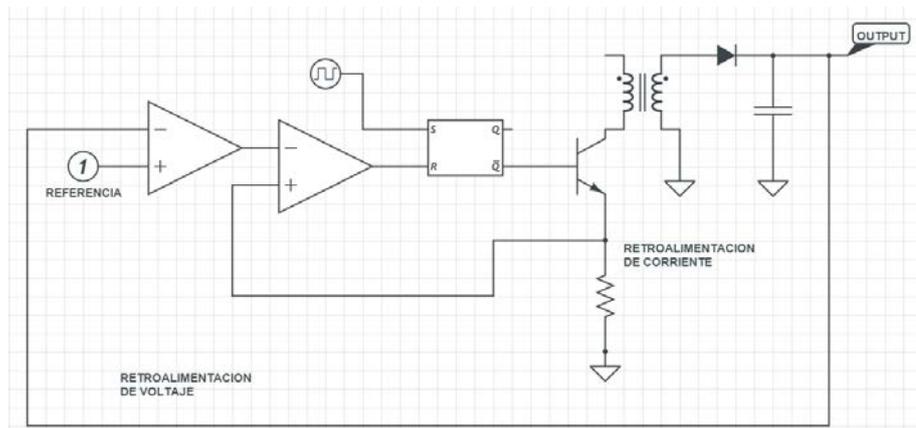


Fig. 2.18: Modo de control en Corriente

Este método de control es muy fácil y proporciona un tiempo de respuesta transitoria muy buena, es decir, el tiempo que tarda en responder a los cambios en cualquiera de las entradas de alimentación o de salida. Tiende a ser un método de control muy robusto, respondiendo rápidamente a las de corto circuito y las condiciones de sobrecarga, sin fallas en el suministro. Ejemplos de estas partes son el UC3842/3/4/5, MC34023, MC34025 y el MC34129.

2.4.2 Modo de Control en Voltaje.

En el Modo de control de Voltaje solamente la tensión de salida

es detectada a fin de mantener el nivel de voltaje requerido. Este tipo de control puede ser reconocido porque la salida del amplificador de error de entrada es un comparador que “**compara**” el voltaje de error con la rampa creada por la sección de oscilador del circuito integrado. El comparador, a veces llamado comparador PWM, convierte el voltaje de error en una forma de onda modulada en amplitud de pulso con el fin de controlar al dispositivo conmutador de la fuente para generar una señal de amplitud de pulso modulado en modo ON / OFF con una amplitud de voltaje apropiada que ingresa al inductor o transformador.

El modo de control de voltaje más común es un método de control en frecuencia fija, como se muestra en la Figura 2.19. Ejemplos de este tipo de controlador son la MC34060A, MC34166, TL494, SG3524 y otros más.

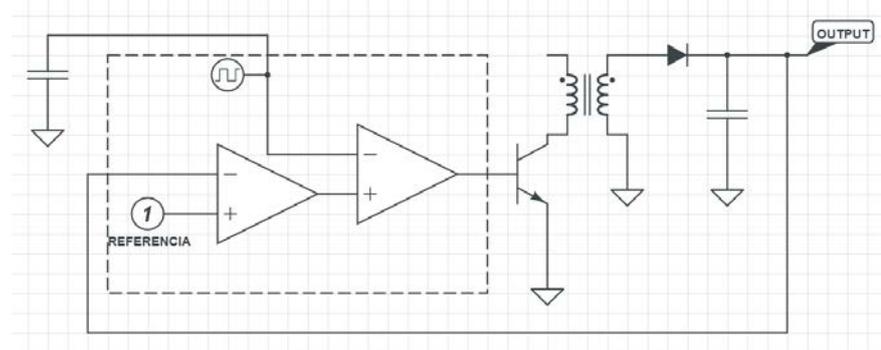


Fig. 2.19: Modo de control en Voltaje

Otro método de control utilizado en modo de voltaje son los comúnmente llamados cuasi-resonantes con una metodología de control de frecuencia de oscilación variable, como se muestra en la Figura 2.20. Este es un control en modo de voltaje ya que sólo la tensión de salida es detectada y el ciclo de trabajo de salida (la relación entre los periodos ON/OFF) es controlada. Esto incluye tanto de tipo **Zero Current Switching (ZCS)** o de **Zero Voltage Switching (ZVS)**. Algunos circuitos integrados de control para este tipo de control son: MC34066P (ZCS) y MC34067P (ZVS).

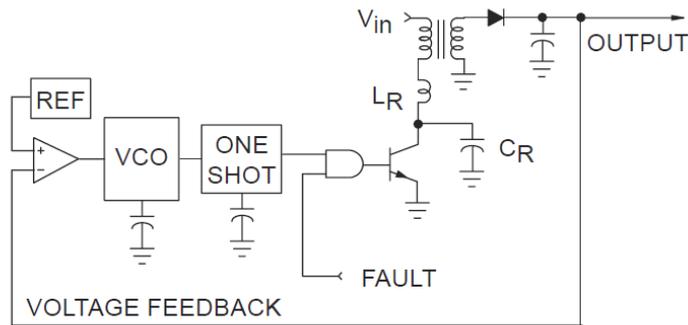


Fig. 2.20: Modo de control en Voltaje de frecuencia variable

El control en modo de tensión es el método más común. A pesar de que proporciona una buena producción en la regulación (buena respuesta a los cambios en la carga de salida), es algo lenta a los cambios en el voltaje de entrada, y tiene problemas en la detección de una condición de saturación del núcleo.

2.5 Lazos de Re-alimentación y Estabilidad.

En las fuentes conmutadas es necesario conjugar diferentes posibilidades para obtener un margen de control y estabilidad que esté de acuerdo con las especificaciones y necesidades iniciales (generalmente tensión de salida, estabilidad y cobertura de control para variaciones, tanto de la fuente primaria como de la carga).

El margen de control son los límites entre los que puede variar la tensión de entrada y la carga, tratando de conservar la estabilidad del sistema ante las variaciones (variaciones de la entrada o de la carga, temperatura, tolerancia de componentes, etc) dando una respuesta constante, esto se da por medio del lazo de realimentación que detecta las variaciones en el sistema y responde automáticamente, restaurando la tensión de salida a su valor prefijado.

Si se sobre pasa el margen de error, el sistema exhibirá valores erráticos e incluso peligrosos para los componentes.

2.5.1 Mecanismos y circuitos de Re-alimentación.

La función básica consiste en evaluar las posibles desviaciones de la tensión o corriente de salida, de forma que actuando sobre el modulador de ancho de impulso, la salida retorne, a través del elemento conmutador, a su valor de régimen. Este bloque generalmente está basado en un controlador de acción proporcional, cuya forma más simple se muestra en la Figura 2.21.

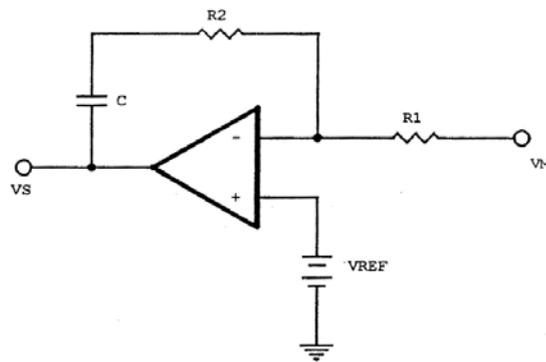


Figura 2.21: Controlador de acción proporcional

Como puede observarse, las entradas del circuito están atacadas mediante dos señales: la señal de muestra (V_M), formada por una componente continua (proporcional a la tensión media de salida, si la muestra tomada es de tensión, o proporcional a la corriente a través de la bobina, si la muestra tomada es de corriente), a la que se superpone una señal variable correspondiente a la señal de rizado y la señal de referencia (V_{REF}), consistente en una señal continua pura. De esta forma, la salida del circuito se obtiene como la suma de los efectos producidos por cada componente.

Frente a la componente continua de la señal de muestra, el circuito se comporta como un comparador. Así, si el valor de la señal de muestra es menor que el correspondiente a la señal de referencia, el circuito tenderá a conmutar a saturación positiva, pero debido a la presencia del condensador, este paso no se realiza de forma inmediata, por lo que el estado de saturación se alcanza una vez

que el condensador haya completado su carga. Análogamente, el circuito tenderá a saturación negativa cuando el valor de la señal de referencia sea mayor que el nivel de continua de la señal de muestra.

El lazo de control de cualquier sistema de alimentación conmutado se cierra mediante una red de realimentación, consistente en un amplificador operacional (AO), cuyo funcionamiento está afectado por una red de compensación por cada control. Para los lazos simples (lazo por muestra de tensión o por muestra de corriente), la entrada inversora corresponde a la muestra o señal de control y la no inversora a la tensión de referencia. En el caso de utilizar un lazo doble (control combinado corriente/tensión), la señal de referencia del lazo de corriente será la señal de salida del lazo de tensión, el cual dispone de una señal de referencia fija. Estas redes de compensación determinan la ganancia del AO (Fig. 2.22).

$$\Delta_{AO} = -\frac{Z2}{Z1}$$

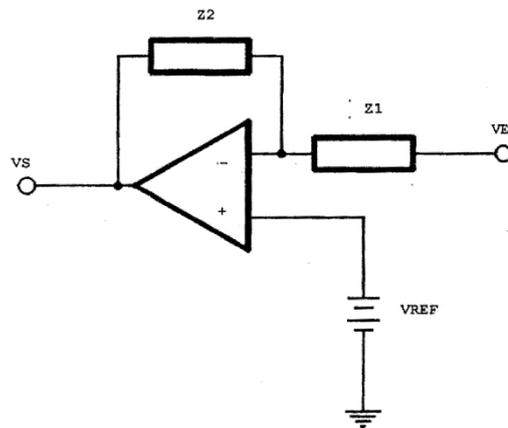


Figura 2.22: Ganancia del controlador

La función de transferencia de esta red introduce un conjunto de polos y/o ceros, de forma que, situados convenientemente, compensan la respuesta en frecuencia del convertidor en lazo abierto, según las especificaciones del diseño. Esta salida

compensada, se envía como señal de control al comparador PWM, de forma que a la frecuencia de cruce del lazo, el producto $\Delta_{AO} * \Delta_{PWM}$ debe ser igual en módulo a la inversa de la ganancia del resto del sistema (circuito de potencia/filtro/carga), con un margen de fase comprendido entre 40 y 60°, asegurándose así la estabilidad del sistema.

Por otra parte, dependiendo de la topología utilizada, debe tenerse en cuenta que no siempre es posible conseguir una compensación perfecta. Por ejemplo, en el caso de las topologías fly-back, la ganancia del circuito de potencia/filtro/carga, varía con la tensión de salida y con las variaciones de corriente a través de la carga. No obstante, eligiendo convenientemente el tipo de muestra y las características de la red de compensación, es posible compensar satisfactoriamente casi todas las topologías, pudiéndose llegar, en caso contrario, a una solución de compromiso.

2.5.2 Cálculos y Diseños de circuitos de Re-alimentación.

En el presente apartado, se muestran las redes de compensación más utilizadas. En cada una de ellas se incluye:

- ✓ El tipo de convertidor donde se implementa.
- ✓ El modo de funcionamiento del convertidor.
- ✓ El modo de control utilizado.
- ✓ La topología de la red.
- ✓ Su circuito correspondiente.
- ✓ La expresión de la función de transferencia de tensión.
- ✓ La expresión de los polos y ceros.
- ✓ El diagrama de Bode de magnitud y fase.

CONVERTIDOR DIRECTO

- **Modo de funcionamiento:** continuo.
- **Modo de control:** modo de corriente, corriente en el inductor.

- **Topología de la red:** cero único.
- **Circuito** (Fig. 2.23).
- **Expresión de la función de la transferencia.** Se obtiene, al igual que en los casos posteriores, calculando la ganancia de tensión del circuito (para lo cual la señal de referencia se cortocircuita a masa), y expresando su resultado en función de la variable compleja $s = j\omega$. De esta forma:

$$F(s) = -\frac{\left(R_2 + \frac{1}{sC}\right)}{R_1}$$

- **Expresión de polos y ceros.** Existe un único cero ω_z en

$$\omega_z = \frac{1}{R_2 C}$$

- **Diagrama de bode magnitud/fase.** Se representa en la Figura 2.24.

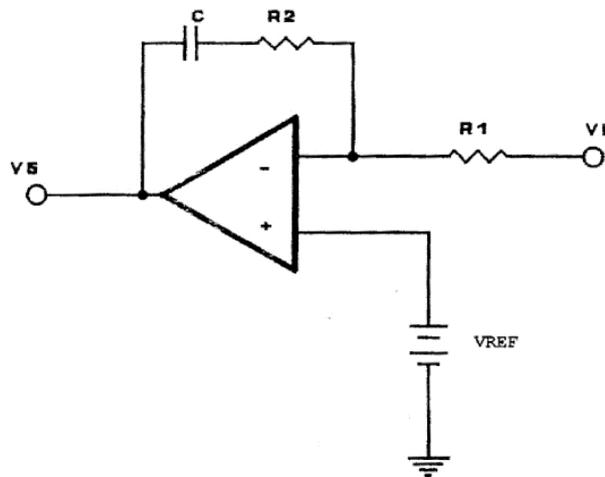


Figura 2.23: Controlador con cero único

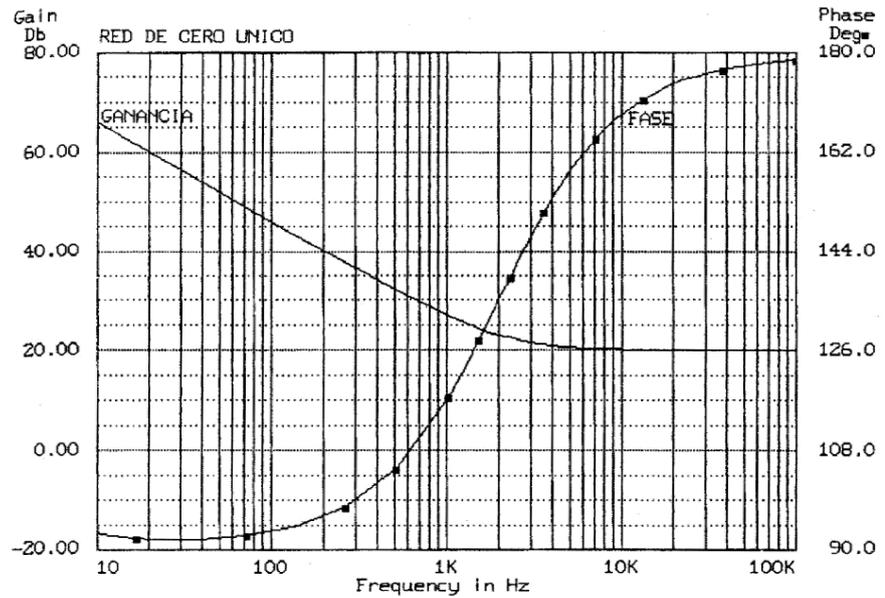


Figura 2.24: Diagrama de bode Cero Único

CONVERTIDOR DIRECTO, INVERSOR E INVERSO

- **Modo de funcionamiento:** continuo.
- **Modo de control:** Buck: modo de tensión, tensión de salida.
Fly-back y boost modo de corriente, corriente por diodo.
- **Topología de la red:** par polo/cero.
- **Circuito** (Fig. 2.25).
- **Expresión de la función de la transferencia.** Calculando nuevamente la función de transferencia como $-Z2/Z1$, se obtiene:

$$F(s) = -\frac{s(R_2C_1) + 1}{sR_1(sR_2C_1C_2 + C_1 + C_2)}$$

- **Expresión de polos y ceros.** Existe un cero en ω_z :

$$\omega_z = \frac{1}{R_2C_1}$$

Y un polo en ω_p :

$$\omega_p = \frac{1}{R_2} \frac{C_1 + C_2}{C_1 * C_2}$$

Teniendo en cuenta estas expresiones, la función de transferencia puede escribirse como:

$$F(s) = -\frac{1}{R_1 C_2} \frac{s + \omega_z}{s(s + \omega_p)}$$

- **Diagrama de Bode magnitud/fase.** Se muestra en la Figura 2.26

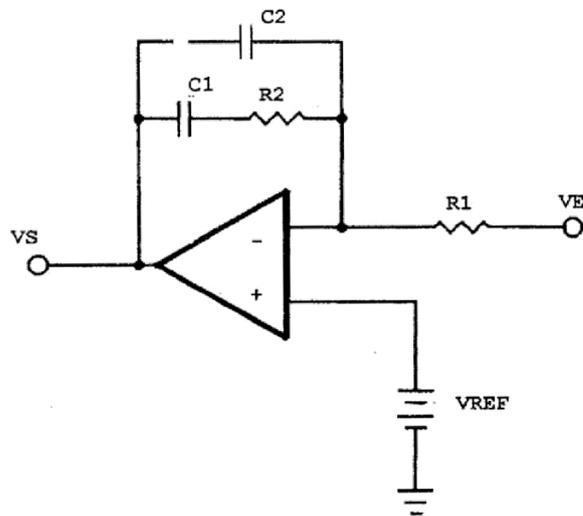


Figura 2.25: Controlador par Polo/Cero

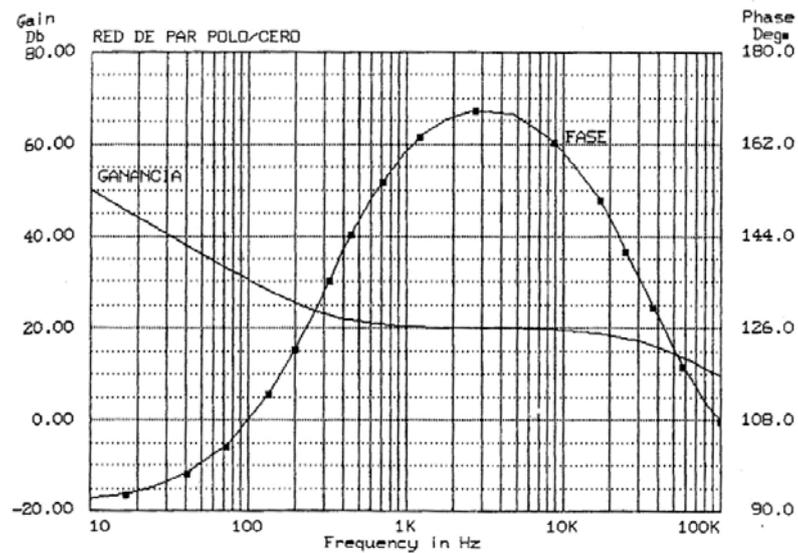


Figura 2.26: Diagrama de bode par Polo/Cero

CONVERTIDOR DIRECTO E INVERSO

- **Modo de funcionamiento:** continuo.
- **Modo de control:** modo de corriente. Buck, corriente por el inductor. Boost, corriente de entrada al convertidor.
- **Topología de la red:** par polo/cero.
- **Circuito** (Fig. 2.27).
- **Expresión de la función de la transferencia.**

$$F(s) = -\frac{sR_2(C_1 + C_2) + 1}{sC_1(sR_2C_2 + 1)}$$

- **Expresión de polos y ceros.** Este circuito introduce un cero en ω_z .

$$\omega_z = \frac{1}{R_2(C_1 + C_2)}$$

y un polo en ω_p :

$$\omega_p = \frac{1}{R_2C_2}$$

Sustituyendo las Ecuaciones 5.15 y 5.16, la función de transferencia puede expresarse como:

$$F(s) = -\frac{1 + \frac{s}{\omega_z}}{sC_1(1 + \frac{s}{\omega_p})}$$

- **Diagrama de bode magnitud/fase.** Se representa en la Figura 2.28.

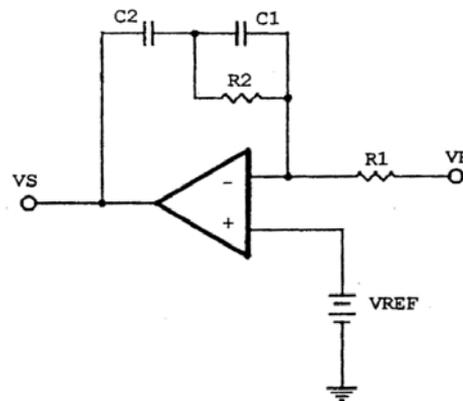


Figura 2.27: Controlador par Polo/Cero

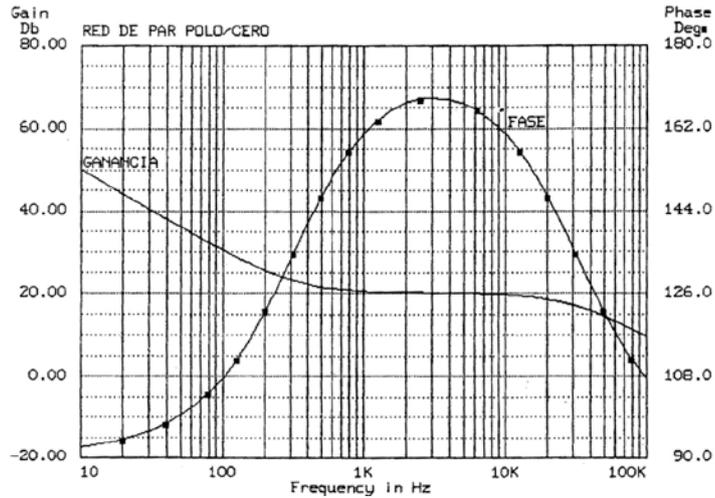


Figura 2.28: Diagrama de bode par Polo/Cero

2.6 Perdidas por Conmutación Turn-on, Turn-off y Redes SNUBBERS.

Protección en el corte (Turn-off)

Como se indica en la **Figura 2.29**, para asegurar un desplazamiento alejado de los límites del momento de corte, la corriente debe decrecer antes que la tensión colector emisor aumente. El cambio de corte a conducción no es crítico, pues al tratarse de un circuito inductivo, la tensión colector emisor siempre decrecerá antes que la corriente de Colector o Drenador aumenten.

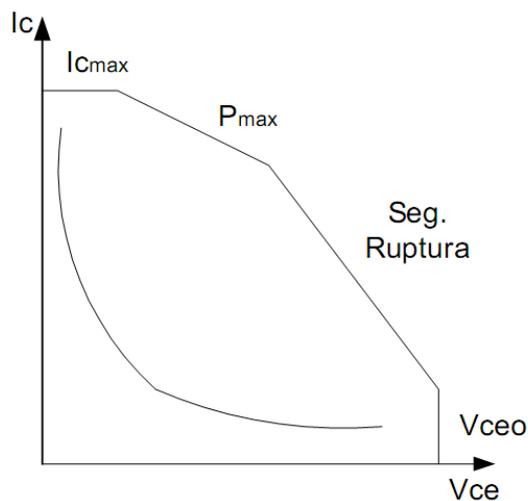


Figura 2.29: Corriente y Voltaje en el Conmutador

La red de “snubber” RCD indicada en la **Figura 2.30**, asegura la adecuada operación del punto de trabajo dentro del área segura (SOA).

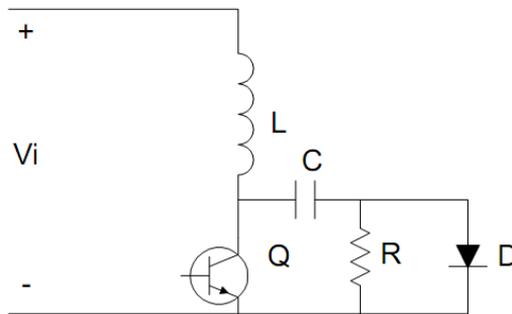


Figura 2.30: Red snubber RCD

Cuando el transistor se corta, la corriente del primario carga al capacitor C a través del diodo D . El valor del condensador C se elige de un valor tal que V_{ce} alcance su valor máximo en un tiempo mayor que el tiempo de caída t_f . Se incluye la resistencia R para limitar a un valor permitido los picos repetitivos de corriente producidos por la descarga del capacitor cada vez que el transistor se satura durante el período de conducción.

Para estimar los valores requeridos de C y R , se considera que el capacitor se carga a su valor máximo en un tiempo mayor al t_f , requerido por la corriente de colector en decrecer a cero.

$$V_{cond} = \frac{1}{C} \int_0^t i dt \quad (2.33)$$

La corriente de colector decrece desde su valor máximo a cero. Si a los efectos de este cálculo se la considera constante e igual al máximo, se estará en una situación de peor caso.

$$V_{cond} = \frac{I_{C_{MAX}} \cdot t}{C} \quad C > \frac{I_{C_{MAX}} \cdot t_f}{V_{ce_{MAX}}} \quad (2.34)$$

La resistencia R debe ser lo suficientemente elevada para que el pico de corriente de descarga pueda ser absorbido por el transistor, y lo

suficientemente pequeña para permitir la descarga del capacitor en el período de conducción.

$$R > \frac{V_{ce_{MAX}}}{I_{MAX-pico}} \quad R < \frac{\delta T_{min}}{2} \quad (2.35)$$

La presencia de este circuito también disminuye la disipación de potencia en el dispositivo de conmutación, al permanecer baja la V_{ce} mientras se extingue la I_c .

Protección para el encendido (Turn-on)

La disipación de potencia durante el encendido puede disminuirse con el circuito de la **Figura 2.31**.

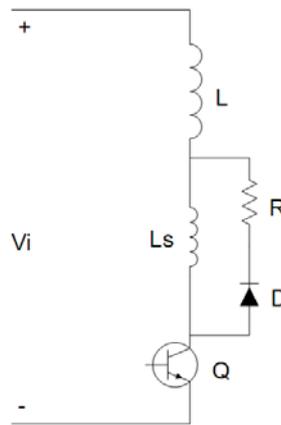


Figura 2.31: Red de protección en el encendido

Durante el encendido, la inductancia en serie aísla al transistor de la carga, permitiendo su encendido antes que comience a conducir un valor significativo de corriente. El crecimiento de la corriente de colector es:

$$\frac{dI_c}{dt} = \frac{V_{in}}{L} \quad (2.36)$$

La red constituida por la resistencia y el diodo provee un paso para la descarga de la energía acumulada en la inductancia durante el período de apagado (T_{OFF}).

Tanto este circuito como el anterior, si bien disminuyen la disipación

de potencia en el elemento conmutador, no reducen las pérdidas totales. La energía que no es disipada por el dispositivo de conmutación, es en cambio disipada en las resistencias de los circuitos auxiliares.

2.7 Corrección del Factor de Potencia PFC.

Las fuentes de energía actuales utilizan un filtro de entrada capacitiva cuando se alimenta desde la línea de alimentación de AC. Un defecto resultante es que la línea de AC se rectifica lo que resulta en corrientes de pico alto en las crestas de la tensión de AC, como se muestra en la Figura 2.32. Estos picos de corriente son típicamente de tres a cinco veces superior el valor medio actual de la corriente de la fuente. Esto provoca problemas de caída de tensión excesiva en los conductores y desequilibrio en el suministro de red. Además, el potencial de la energía total de la línea de corriente alterna no se utiliza (ver Figura 2.32).

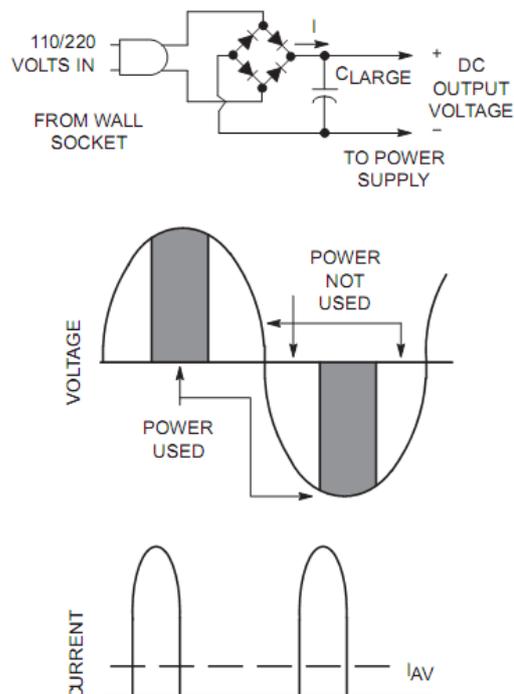


Fig. 2.31: Las formas de onda del filtro de entrada capacitivo

La tarea es aumentar el ángulo de conducción de los rectificadores AC y hacer que el aspecto resultante de la onda de corriente lo más sinusoidal

posible y en fase con la onda de tensión. De esta manera, la potencia consumida por la fuente de alimentación de la red, se maximiza como se muestra en la Figura 2.32. Un método popular de conseguir esto es mediante el uso de un convertidor elevador (Boost) antes de la fuente de alimentación real. El condensador de filtro de entrada se coloca ahora en la salida del convertidor elevador. El condensador de entrada, después de puente rectificador se ve reducido y es ahora inferior al 1 μF . Esto produce una forma de onda de voltaje de entrada del circuito **PFC** tenga un nivel alto de voltaje de Rizado y que el convertidor elevador conduzca toda la potencia directamente desde la línea.

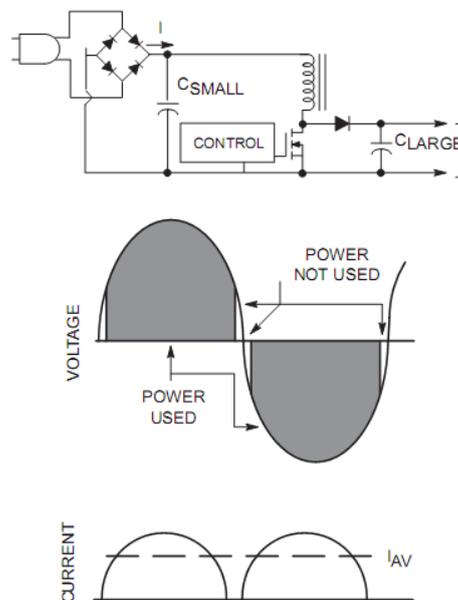


Fig. 2.32: Corrección del Factor de Potencia.

Los semiconductores que operan en circuito **PFC** deben cumplir con algunos requisitos especiales. En primer lugar, los rectificadores 50/60 Hz ahora tienen que ser rectificadores ultrarrápidos, debido a que rápidos impulsos de corriente se están conduciendo a través de ellos. El rectificador elevador de salida tendrá que ser ultrarrápido si el convertidor está funcionando en el modo de conducción continua (**CCM**). El interruptor conmutador de encendido tiene que eliminar la carga de recuperación inversa del diodo. En el modo de conducción discontinua (para $P_{in} < 200$ vatios), el rectificador de salida no tiene que

ser ultrarrápido, ya que no hay corriente que fluye a través del diodo antes que el interruptor conmutador encienda.

2.8 Selección de los Semiconductores.

Mediante el uso de la Tabla 2.1, es posible tomar decisiones razonables para el uso de los semiconductores de potencia antes de que la Fuente SMPS sea diseñada. Cada topología presenta su propio conjunto único de condiciones de Voltaje y Corriente que se puede predecir con certeza razonable. Esto permite al diseñador seleccionar los más apropiados semiconductores de potencia muy rápidamente en el ciclo de diseño con un alto grado de confianza. Los resultados de cada uno de los parámetros definidos y descritas en la Tabla 2.1 se deben considerar como valores de parámetro mínimos. Parámetros tales como la clasificación de voltajes de ruptura deben tener un margen para cualquier pico de voltaje generados por la fuente.

Topology	Switch de Potencia Bipolar		Switch de Potencia MOSFET		Rectificado(s)	
	V_{CEO}	I_C	V_{DSS}	I_D	V_R	I_F
Buck	V_{in}	I_{out}	V_{in}	I_{out}	V_{in}	I_{out}
Boost	V_{out}	$\frac{2.0P_{out}}{V_{in(min)}}$	V_{out}	$\frac{2.0P_{out}}{V_{in(min)}}$	V_{out}	I_{out}
Buck-Boost	$V_{in} - V_{out}$	$\frac{2.0P_{out}}{V_{in(min)}}$	$V_{in} - V_{out}$	$\frac{2.0P_{out}}{V_{in(min)}}$	$V_{in} - V_{out}$	I_{out}
Flyback	$1.7V_{in(max)}$	$\frac{2.0P_{out}}{V_{in(min)}}$	$1.5V_{in(max)}$	$\frac{2.0P_{out}}{V_{in(min)}}$	$10V_{out}$	I_{out}
Forward	$2.0V_{in}$	$\frac{1.5P_{out}}{V_{in(min)}}$	$2.0V_{in}$	$\frac{1.5P_{out}}{V_{in(min)}}$	$3.0V_{out}$	I_{out}
Push-Pull	$2.0V_{in}$	$\frac{1.2P_{out}}{V_{in(min)}}$	$2.0V_{in}$	$\frac{1.2P_{out}}{V_{in(min)}}$	$2.0V_{out}$	I_{out}
Half-Bridge	V_{in}	$\frac{2.0P_{out}}{V_{in(min)}}$	V_{in}	$\frac{2.0P_{out}}{V_{in(min)}}$	$2.0V_{out}$	I_{out}
Full--Bridge	V_{in}	$\frac{1.2P_{out}}{V_{in(min)}}$	V_{in}	$\frac{1.2P_{out}}{V_{in(min)}}$	$2.0V_{out}$	I_{out}

Tabla 2.1: Estimación de parámetros significativos en semiconductores de potencia

2.9 Otras consideraciones de Diseño.

Transformadores e Inductores:

Los elementos magnéticos son la piedra angular de todos los diseños de las fuentes SMPS, pero también son los menos comprendidos. Hay tres tipos de componentes magnéticos dentro de estas fuentes; un transformador modo *Forward* o un transformador modo *Flyback*, un filtro inductor de AC, y un filtro inductor de DC. Cada uno tiene su propio método de diseño. Aunque el diseño de cada uno de estos componentes magnéticos se puede abordar de una manera organizada paso a paso.

El diseño y la técnica de devanado utilizada en el diseño del componente magnético tienen una gran importancia en la confiabilidad de la fuente de alimentación. Dos situaciones se derivan de un mal diseño del transformador; picos de alta tensión (*Voltage Spikes*) se generan por las variaciones de corriente de la fuente de alimentación, y la posibilidad de saturación del núcleo puede producirse durante un modo de funcionamiento anormal. Voltaje pico son causados por una mala construcción del bobinado del transformador. La fuente de alimentación depende de la rápida transición de transición de la corriente y la tensión entre los devanados del transformador.

Cuando los devanados están físicamente bobinados una distante de otra, la Inductancia de dispersión acumula y libera parte de la energía almacenada en los devanados en forma de picos de voltaje. Pero esto también a su vez retarda el proceso de carga del devanado principal. Los Picos de voltajes puede hacer que los semiconductores entren en la zona de ruptura y el dispositivo inmediatamente puede fallar si se aplica exceso de energía. Esto también puede causar problemas de interferencias de radiofrecuencia (*RFI*). Una red *SNUBBER* suele ser la solución, pero esto disminuye la eficiencia de la fuente de alimentación. La saturación del núcleo se produce cuando hay muy pocas vueltas en el devanado del transformador o inductor. Esto

hace que la densidad de flujo sea demasiado alta y con tensiones de entrada elevadas o anchos de pulsos largos, el núcleo puede entrar en saturación. La saturación es cuando el núcleo del área de la sección transversal ya no puede soportar más líneas de flujo. Esto hace que la permeabilidad del núcleo caiga, y el valor de la inductancia caiga drásticamente.

Esto hace que el inductor o bobinado deje de ser un dispositivo de limitación de corriente de AC y se convierte en un cortocircuito. Por lo tanto, en unos microsegundos, una rampa lineal ascendente de corriente puede ir desde unos pocos amperios hasta decenas o cientos de amperios causando así que el semiconductor pueda fallar. Se puede verificar esta condición, usando un osciloscopio verificando la forma de onda del devanado primario. Entonces se debe revisar el diseño y en la mayoría de los casos añadir más vueltas a los bobinados.

Núcleos:

Los núcleos vienen en muchas formas y tamaños. Los tres tipos básicos más comunes se muestran en la Figura 2.32. Hay muchos más tipos, pero todos se basan en estos estilos básicos. Algunas de las consideraciones importantes para seleccionar un tipo de núcleo, son material de núcleo, el coste, la potencia de salida de la fuente de alimentación, el volumen físico del transformador o inductor y la cantidad de RFI que el núcleo debe proporcionar.

Los materiales de núcleos utilizados comúnmente en fuentes SMPS son: (F, K, N) de **MAGNETICS INC.**, (3C8, 3C85) de **FERROXCUBE INC.** o (H7C4 y H7C40) de **TDK**.

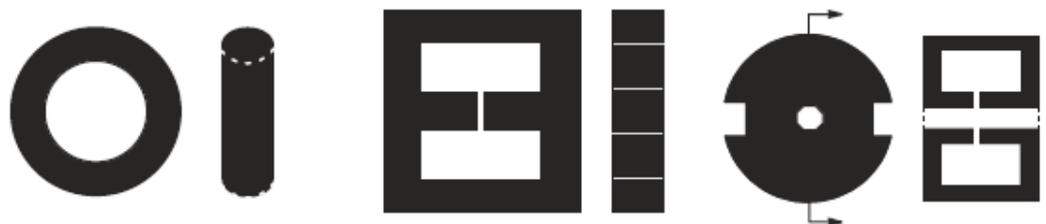


Fig. 2.32: Tipos de Núcleos Comunes

Al seleccionar el tipo del núcleo, el diseñador no sólo debe considerar el coste inicial del propio núcleo, sino los costes de mano de obra asociados con la fabricación del transformador o inductor. Los tipos de Núcleos para bobinas son generalmente más caros. Los núcleos Toroidales son menos costosos, pero requieren un equipo especial para la fabricación del transformador o inductor.

Los Núcleos Toroidales irradian menos energía RFI que muchos de los núcleos de bobina. Una cosa a tener en cuenta durante la fase de diseño de una fuente SMPS es que es casi imposible hacer una mala elección, ya que todos los núcleos se pueden hacer para trabajar en estas aplicaciones. Incluso la determinación del número de espiras debe ser considerada una conjetura calculada. Sólo las vueltas en el secundario de un transformador necesitan ser algo precisa con el fin de obtener los voltajes de salida necesarios para la fuente de alimentación.

Circuitos Snubbers y Clamping:

Snubber y ***Clamping*** se utilizan para dos propósitos muy diferentes. Cuando se aplican erróneamente, la fiabilidad de funcionamiento de los semiconductores dentro de la fuente de alimentación está en peligro.

Una red ***Snubber*** se utiliza para reducir los niveles de voltaje pico y la relación del cambio de voltaje en la forma de onda. Esto tiene sus beneficios en el **área de operación segura** (SOA) de los semiconductores, y disminuye el contenido espectral de cualquier RFI irradiada por lo tanto menos de energía RF irradiada.

Una red ***Clamping*** sólo se utiliza para reducir los niveles de pico de voltaje. No tiene ningún efecto sobre el dV/dt de la transición. Por lo tanto, no es muy útil para reducir la RFI. Es útil para prevenir que los componentes, tales como semiconductores y condensadores que entran en zona de ruptura por avalancha.

Las redes *Snubber* y *Clamping* típicos se muestran en la Figura 2.33. Los efectos que tienen estas redes sobre la forma de onda de conmutación, se muestran en la figura 2.34.

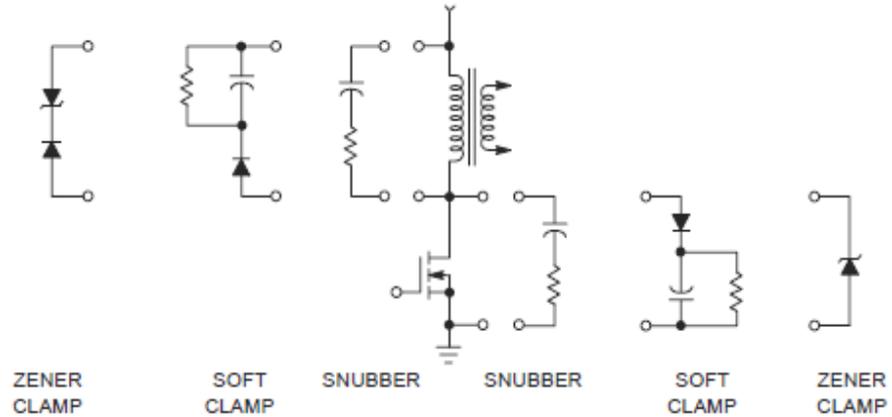


Fig. 2.33: Métodos Comunes Para controlar Voltajes Picos y/o RFI

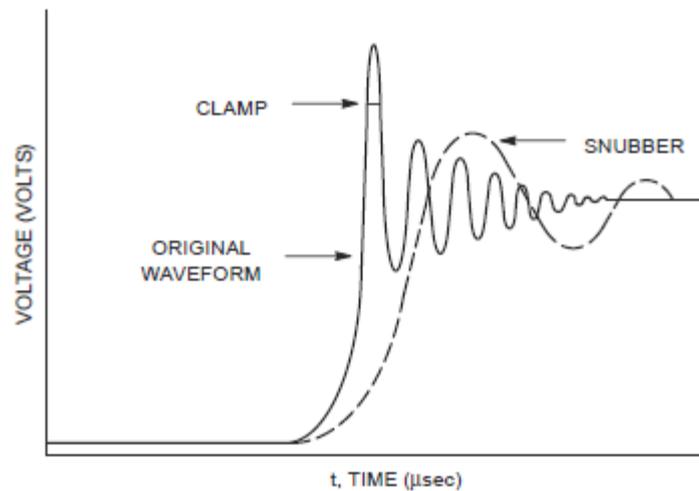


Fig. 2.34: Los efectos de un circuito Snubber Vs Clamp

El diseño de la placa de circuito impreso o PCB:

La placa de circuito impreso (*PCB*) es la tercera parte más sensible de todos los diseños de la fuente de alimentación SMPS seguido del diseño básico y el diseño magnético. La falta de calidad en su diseño puede afectar negativamente a la radiación RFI, la fiabilidad de los componentes, la eficiencia y la estabilidad.

En primer lugar, todos los trazos del PCB presentan una inductancia y

resistencia. Estos pueden generar perturbaciones en la fuente que se emiten por medio de los trazos. Para los trazos que son demasiado estrechos para la corriente fluye a través de ellos, significa que existiría una caída de voltaje entre los extremos del trazo, o en caso contrario potencialmente puede ser una antena de RFI.

Hay dos reglas de oro para los diseños de PCB. Trazos que son cortos y gruesos minimizan los aspectos inductivos y resistivos de éste, reduciendo así el ruido dentro de los circuitos y RFI. Un Punto de tierra mantiene separados los circuitos de control sensibles al ruido. Hay tres tipos de tierra, la tierra de entrada (*HOT*), la de salida (*COLD*) y una tierra para las etapas de control (*SHIELD*).

Se debe prestar atención a la distribución alrededor de los condensadores del filtro. Si los condensadores en paralelo se encuentran en una línea, el condensador más cercano a la fuente de la corriente de rizado se calienta y el otro no verá este nivel de corriente alterna y por lo tanto no compartirá de forma pareja la corriente de rizado. Todos los condensadores conectados en paralelo deben estar dispuestos radialmente simétricos respecto a la fuente de corriente de rizado que es típicamente un interruptor o rectificador de corriente.

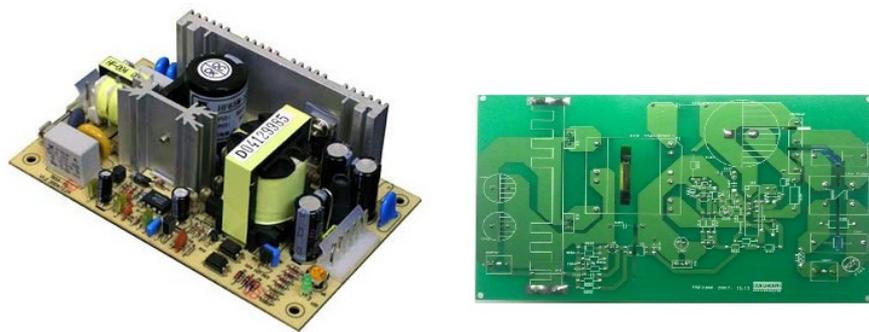


Fig. 2.35: Ejemplos de circuitos impresos o PCBs

Capítulo III

Marco Teórico (Parte 2)

CAPITULO III: FUNDAMENTOS DE CIRCUITOS MAGNETICOS

3.1 Naturaleza de las Ferritas.

En el contexto de magnetismo aplicado, ferritas pueden definirse como los óxidos magnéticos formulados para obtener propiedades magnéticas específicas y se utilizan como materiales de núcleo en una amplia variedad de aplicaciones. Mucho antes de que el descubrimiento del electromagnetismo o aleaciones magnéticas, el óxido magnético de origen natural, es decir, magnetita, Fe_3O_4 , fue prácticamente la única fuente de magnetismo directamente accesible para el hombre. Inicialmente fue utilizado como piedra imán de brújulas magnéticas y más tarde los primeros imanes de hierro se magnetizan por inducción a partir de magnetita.

Tras el descubrimiento del electromagnetismo se había sentado las bases de la industria eléctrica, el hierro y sus aleaciones magnéticas dominaron su crecimiento. El desarrollo de materiales magnéticos se concentró en la producción de aleaciones que tienen propiedades especialmente adaptados a las diversas aplicaciones industriales.

La principal motivación para el estudio de óxidos magnéticos fue la necesidad de disponer de materiales magnéticos en los que la aparición de corrientes parasitas se reduce considerablemente. Las corrientes parasitas, inducida en aleaciones por los campos magnéticos variables en el tiempo se encuentran en la mayoría de las aplicaciones, dan lugar a la pérdida de potencia y esto sólo se puede reducir a niveles tolerables por el sub-dividir el núcleo en forma de láminas, alambre o partículas.

Las primeras ferritas comercialmente disponibles tenían la estructura cristalina cúbica del mineral espinela. Se conocen en general como ferritas blandas, un término que indica que son relativamente fáciles de magnetizar. Esta

característica las hace particularmente adecuadas como núcleos de bobinas y transformadores. La fórmula general para estas ferritas es MeFe_2O_4 donde "Me" es uno o más de los metales de transición divalentes. Las ferritas cúbicas son aquellos en los que "Me" es una combinación de manganeso y zinc, las ferritas de MnZn, o níquel y zinc, las ferritas NiZn.

La saturación de magnetización y en consecuencia la densidad de flujo de saturación, B_{sat} , de todas ferritas es baja en comparación con el hierro y este hecho se traduce en que las ferritas son inferiores a las aleaciones de hierro a baja frecuencias (red eléctrica). Las permeabilidades relativas pueden, sin embargo, ser razonablemente alta y ellos se mantiene prácticamente constante hasta las frecuencias en la región de 100 kHz a 50 MHz en función de la composición. En contraste, las corrientes parásitas provocan la permeabilidad de aleaciones magnéticas a caer rápidamente a medida que la frecuencia aumenta. La constancia de la permeabilidad con frecuencia exhibida por ferritas las hace adecuadas para una amplia gama de aplicaciones de alta frecuencia.

Por último, la alta resistividad, ρ , es una propiedad esencial. No sólo prevenir, salvo en circunstancias excepcionales, cualquier dispersión de la permeabilidad debido a efectos de corrientes parásitas, pero, en general, hace que cualquier pérdida de potencia debido a las corrientes parásitas muy pequeñas y, en muchas aplicaciones, insignificante.

3.2 Procesos de Magnetización en Ferritas.

3.2.1 Magnetización.

La Magnetización es el resultado del movimiento de la carga eléctrica. Una carga eléctrica en movimiento rotativo o circulatorio constituye un bucle de corriente y tiene un momento magnético, m , lo que en términos macroscópicos es el producto de la corriente y de la zona del bucle.

Como el electrón es la partícula elemental de carga, la cantidad elemental de momento magnético es, debido al giro del electrón. Esta constante se denomina Bohr magnetón, μ_B .

$$\mu_B = eh/4\pi m = 9.2732 \times 10^{-24} \text{ JT}^{-1} \quad \text{o} \quad \text{Am}^{-2} \quad (3.1)$$

Donde:

e = la carga del electrón

m = masa del electrón

h = constante de Planck.

Cuando los átomos de los metales de transición (Mg, Ni, Co, Cu, Fe, Zn, Mn y Cd) se mantienen juntas en un cristal, sus momentos interactúan y se mantienen en alineación paralela espontánea sobre las regiones del cristal. Estas regiones se denominan dominios y pueden extenderse a lo largo de muchos millones de espaciamentos de red. P. Weiss postuló por primera vez la existencia de un fuerte campo magnético, el campo molecular de Weiss, que por debajo de una cierta temperatura crítica, la temperatura de Curie, es capaz de superar el efecto alterador de la agitación térmica.

El campo Weiss, el cual causa los momentos para estar alineados, se atribuye a una interacción de intercambio, que es la mecánica cuántica en la naturaleza.

Este fenómeno de la alineación paralela de los momentos magnéticos de metales y aleaciones se conoce como ferromagnetismo. A temperatura ambiente los únicos metales puros que presentan ferromagnetismo son el hierro, el níquel y el cobalto. La magnetización, M_s , dentro de un dominio se define como el momento magnético total por unidad de volumen

$$M_s = \sum m/V \quad (3.2)$$

3.2.2 Ferrimagnetismo.

Las ferritas son óxidos en los que los iones de metales de transición (cationes) están separados por iones de oxígeno (aniones). Sólo se consideran ferritas cúbicas, que son un grupo de óxidos que tienen la estructura de la espinela mineral.

Ferritas cúbicas tienen la fórmula general $Me_2O \cdot Fe_2O_3$ donde "Me" representa una combinación de uno o más de los iones de metales de transición divalentes (Mg, Ni, Co, Cu, Fe, Zn, Mn o Cd)

Los factores que influyen en la distribución de los cationes en los sitios A y B incluyen el radio iónico, configuración electrónica y energías electrostáticas. Los iones vecinos más próximos a los de la subred A son los iones en la subred B. Puesto que estos están separados por los iones de oxígeno la distancia entre ellos es tal que la interacción intercambio directo del tipo que se encuentra en los materiales ferromagnéticos es insignificante. En su lugar, una interacción de intercambio funciona a través del anión y es conocido como Interacción intercambio indirecto o super-intercambio. Esta interacción tiene los momentos atómicos de la subred A antiparalelo a los de la subred B, un fenómeno conocido como ferrimagnetismo. La magnetización neta es la diferencia de magnetización entre las dos subredes.

3.3 Propiedades de las Ferritas.

La ferrita es una de las estructuras cristalinas del hierro. Cristaliza en el sistema cúbico centrado en el cuerpo y tiene propiedades magnéticas. Se emplea en la fabricación de imanes permanentes aleados, en núcleos de inductancias y transformadores con níquel, zinc o manganeso, ya que en ellos quedan

eliminadas prácticamente las Corrientes de Foucault.

Las ferritas tienen una alta permeabilidad magnética, lo cual les permite almacenar campos magnéticos con más fuerza que el hierro. Las ferritas se producen a menudo en forma de polvo, con el cual se pueden producir piezas de gran resistencia y dureza, previamente moldeadas por presión y luego calentadas, sin llegar a la temperatura de fusión, dentro de un proceso conocido como sinterización. Mediante este procedimiento se fabrican núcleos para transformadores, inductores/bobinas y otros elementos eléctricos o electrónicos.

En general, es deseable tener una alta permeabilidad y bajas pérdidas magnéticas hasta la frecuencia más alta posible. Las pérdidas magnéticas son las diversas pérdidas de energía observados como la diferencia entre la energía almacenada durante la aplicación de un campo magnético y la energía recuperada cuando el campo se devuelve a su valor inicial.

3.3.1 Propiedades Mecánicas y Térmicas.

Tabla 3.1 da los valores para las propiedades mecánicas de algunas ferritas prensadas medidos en la gama de un fabricante de materiales. Se debe tener cuidado en la interpretación de estos valores, en particular aquellos para resistencia a la tracción, ya que la fractura a la tracción del material a menudo se inicia por una grieta de disparo u otro imperfección, y entre más grande la pieza, más posibilidades habrá de la presencia de tal imperfección. El valor obtenido puede por lo tanto dependerá del tamaño de la muestra medida. Propiedades térmicas típicas de ferritas se dan en la Tabla 3.2.

	Densidad (Kg.m ⁻³)	Resistencia a la tracción Final (kgf.mm ⁻²)	Resistencia a la compresión final (kgf.mm ⁻²)	Módulo de elasticidad (kgf.mm ⁻²)
Ferrita MnZn	4500 – 4900	3.5 – 6.5	20 – 60	(9 - 15) x 10 ³
Ferrita NiZn	4000 – 5000	3 – 6	18 – 70	(8 - 15) x 10 ³

Tabla 3.1. Propiedades Mecánicas de la Ferrita

Propiedades	Condiciones	Valor	Unidades
<u>Coefficiente lineal de Expansión</u>			
Ferrita MnZn	0 – 50 °C	10 x 10 ⁻⁶	°C ⁻¹
	0 – 200 °C	11 x 10 ⁻⁶	°C ⁻¹
Ferrita NiZn	0 – 50 °C	7 x 10 ⁻⁶	°C ⁻¹
	0 – 200 °C	8 x 10 ⁻⁶	°C ⁻¹
<u>Calor Especifico</u>			
Ferrita MnZn	25 °C	1100	J.kg ⁻¹ .°C ⁻¹
		0.26	Cal.g ⁻¹ .°C ⁻¹
Ferrita NiZn	25°C	750	J.kg ⁻¹ .°C ⁻¹
		0.18	Cal.g ⁻¹ .°C ⁻¹
<u>Conductividad Térmica</u>			
Ferrita MnZn Ferrita NiZn	25 – 85 °C	3500 – 4300	μW.mm ⁻¹ .°C ⁻¹
		35 – 43	mW.cm ⁻¹ .°C ⁻¹
		0.0083 – 0.010	Cal.s ⁻¹ .cm ⁻¹ .°C ⁻¹

Tabla 3.2: Propiedades Termales típicas de la Ferrita

3.3.2 Permeabilidad

Es una característica que tiene gran influencia sobre el núcleo de las bobinas respecto del valor de la inductancia de las mismas. El factor que determina la mayor o menor sensibilidad a esos campos magnéticos se llama permeabilidad magnética. Cuando este factor es grande el valor de la inductancia también lo es.

La permeabilidad magnética, definida como el cociente de la inducción magnética B respecto al campo aplicado H.

$$\mu = \frac{B}{H} \quad (3.3)$$

$$\mu = \mu_0 * \mu_r$$

La permeabilidad es el producto de la permeabilidad del vacío ($1.257*10^{-8} \text{ Vs/Am}$) por la permeabilidad relativa, la permeabilidad relativa μ_r , indica cuantas veces es mayor la inductancia de la bobina con el núcleo q sin él, para una f.m.m data. La permeabilidad relativa del aire es 1, las permeabilidades relativas de las sustancias ferromagnéticas están alrededor de algunos millares (Tabla 3.3).

SUSTANCIAS	$\mu_r \text{ max}$
Aleación Fe-Co	2000 – 6000
Hierro Dulce	6000
Aleación Fe-Si	10000 – 20000
Aleación Fe-Ni	15000 – 30000
Ferritas Magnéticamente Dulces	10 - 40000

Tabla 3.3: Permeabilidades Relativas

La permeabilidad magnética de una sustancia no es constante varia con la intensidad de campo (**fig. 3.1**).

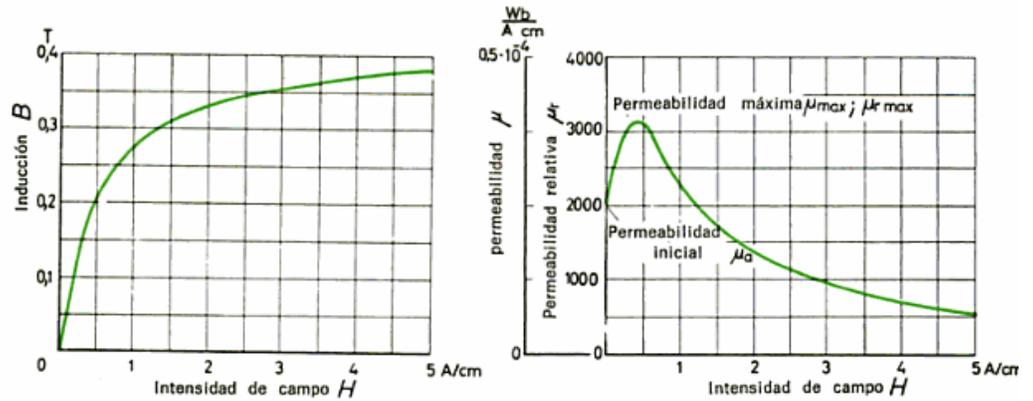


Fig. 3.1: Curva de imantación y curva de permeabilidad para la ferrita

3.3.3 Perdidas magnéticas

Al someter un material magnético a imantaciones alternas (flujo variable) se producen pérdidas de energía, que se manifiestan en forma de calor.

Pérdidas de histéresis

El trabajo necesario para magnetizar un núcleo de volumen V , se expresa mediante la integral curvilínea:

$$\omega = V \int_c H dB \quad (3.4)$$

donde se puede comprobar que las pérdidas de energía en el núcleo son proporcionales al área del ciclo de histéresis y dependen del tipo de material y de la frecuencia de conmutación. Su valor, según la fórmula de Steinmetz, se calcula como:

$$Ph = K_H F B_{max}^n \left(\frac{W}{m^3} \right) \quad (3.5)$$

donde K_H es el coeficiente de pérdidas de histéresis, cuyo valor es

proporcional, para cada tipo de material, a la superficie del ciclo de histéresis; F es la frecuencia de conmutación; B_{max} corresponde al campo máximo al que se somete al núcleo ($B_{max} \leq B_{sat}$) y η es una constante dependiente del material y del valor del campo aplicado. Para ferritas de potencia $\eta = 2.4$.

Pérdidas de Foucault

Son las pérdidas en la masa del material del núcleo producidas por las corrientes de conducción resultantes de la fuerza electromotriz inducida (f.e.m.) por la variación del campo magnético. Estas pérdidas aumentan con el cuadrado de la frecuencia, estando su efecto minimizado en materiales de tipo ferromagnéticos.

$$Pf = K_f f^2 B_{max}^2 \quad (3.6)$$

Donde K_f es una constante proporcionada por el fabricante para cada tipo de chapa, f es la frecuencia a la que trabajará el circuito magnético y B_{max} la inducción máxima que se puede presentar

3.4 Núcleos de Ferritas para Inductores.

El inductor moderno es el producto de una larga evolución; su diseño y la aplicación son extremadamente flexibles y puede ser de bajo costo. Todavía se utiliza a gran escala. Por ejemplo, tiene una posición preeminente en los equipos de telefonía analógica a larga distancia en el que millones de inductores de alta calidad han sido utilizados anualmente para proporcionar el filtrado, la mayoría de las cuales aún se encuentra en servicio. Recientemente, la introducción de la transmisión digital ha dado lugar a una disminución, pero de ninguna manera el cese, en la adquisición de equipos analógicos. Sin embargo, la sustitución o la evitación de los inductores por tecnologías competitivas por lo general sólo es

rentable si hay un mercado muy grande para una función de circuito normalizado; para demandas de menor escala, o en los casos en que el diseño debe ser flexible, el inductor sigue siendo un elemento esencial en el circuito.

La Ferrita se ha convertido en el material del núcleo aceptada para los inductores que cubren una amplia gama de aplicaciones. Los requisitos de un inductor se pueden resumir de la siguiente manera:

- Un valor de la inductancia que, una vez ajustado, es sustancialmente constante a una temperatura dada durante su vida de servicio.
- Un coeficiente de temperatura de la inductancia que se encuentra muy cerca de los límites de un valor nominal adecuado en el rango de temperatura requerido.
- Las pérdidas eléctricas y magnéticas muy baja.
- Baja distorsión no lineal.
- Bajo costo y volumen.

En el diseño de redes, las capacitancias generalmente se fijan en los valores estándar y se calculan con precisión los valores nominales de las inductancias correspondientes. El inductor está diseñado para proporcionar la inductancia nominal, pero por lo general es necesario que este valor sea ajustable en circuito. Este ajuste es para compensar la tolerancia de la permeabilidad efectiva del inductor y de la capacidad del condensador de resonancia, la presencia de capacidades parásitas, las variaciones en la geometría de bobinado y la necesidad para el bobinado de tener un número entero de vueltas. El rango de ajuste de $\pm 7\%$ es típico y una precisión de ajuste de $\pm 10^{-4}$ es deseable.

Dentro de un volumen dado, un factor Q alto es generalmente deseable ya que esto dará lugar generalmente a un diseño de red más eficiente. Sin embargo, especialmente en las frecuencias más bajas, factor Q alto no es compatible con una baja frecuencia. Esto se debe a la realización de un factor Q alto requeriría un pequeño espacio de aire, mientras que una baja variabilidad requiere un gran

espacio de aire.

El bucle de histéresis es esencialmente no lineal y esto da lugar a una cierta distorsión entre las formas de onda de corriente y tensión. El parámetro relevante es la tangente de pérdida de histéresis de la bobina que a su vez depende del coeficiente de histéresis del material de ferrita y la longitud del espacio de aire. La distorsión que surge de histéresis es generalmente despreciable en un buen núcleo de ferrita y esto le da al inductor de la ventaja de un muy amplio rango dinámico, un parámetro que es a menudo deficientes en circuitos activos.

Para cumplir con los requisitos del núcleo inductor, una serie de ferritas de MnZn está disponible para la aplicación a frecuencias de hasta alrededor de 1 MHz. Ellos tienen bajas pérdidas y la dependencia de temperatura controlada de la permeabilidad; las permeabilidades iniciales van desde alrededor de 3000 para la región de frecuencia más baja a alrededor de 700 para aplicaciones a alrededor de 1 MHz. Para frecuencias aún más altas un cambio a ferritas NiZn de baja es una ventaja.

Volumen del núcleo y el costo están relacionados entre sí y dependen de muchos factores. Para una representación de conjunto, los volúmenes básicos se han reducido en al menos un factor de 20 en el período transcurrido desde que las ferritas se introdujeron en el mercado. Esta reducción se ha debido principalmente a la mejora de materiales de ferrita, pero la optimización de la geometría subyacente ha jugado un papel importante. El costo de un inductor que incluye el devanado, el ensamblaje, el montaje y el ajuste, por lo que se ha prestado una gran atención a estos aspectos, así como el coste básico del núcleo de ferrita.

3.4.1 Geometrías del Núcleo.

Antes de la introducción de ferritas, los inductores de alta calidad a menudo se utilizan núcleos de hierro en polvo. Debido a la permeabilidad relativamente baja, el aislamiento magnético adecuado entre inductores adyacentes sólo podía obtenerse por el uso de formas núcleo toroidales y esto dio como resultado en el bobinado y dificultades de ajuste. Materiales de ferrita, con permeabilidades iniciales entre aproximadamente 100 y 3000, puede proporcionar la detección magnética adecuada cuando se utiliza para encerrar un bobinado solenoidal. Desde el principio, lo que condujo a un núcleo de dos partes ensamblado una antigua bobina cilíndrica que ocupaba un rebaje anular en las mitades del núcleo. La figura 3.2 muestra la geometría cilíndrica de base, que se conoce como un núcleo Pot.



Fig.3.2: Núcleo tipo "Pot"

Muchas variaciones han evolucionado, pero el núcleo Pot ejemplifica las características esenciales. En general, las dos mitades del núcleo se fabrican a partir de matrices idénticas y las superficies planas, donde las paredes exteriores se encuentran, están finamente aterrados para proporcionar un contacto de baja resistencia. Los postes del centro, que definen el camino magnético a través de la bobina, por lo general no cumplen, uno o ambos después de haber sido recortados por molienda de precisión, para proporcionar el espacio de aire. Un orificio axial en el centro de polos proporciona acceso al espacio de aire para los fines de ajuste de inductancia. El acceso a la primera bobina es a través de las

ranuras adecuadas en las paredes exteriores. La asamblea general, implica un conjunto de piezas de montaje por separado, como platos y clips y éstas varían ampliamente entre los fabricantes. La Cementación de resina epoxi también se utiliza, pero se debe tener cuidado para evitar cualquier espesor de línea de pegamento significativo en las caras de los polos.

El factor Q es el parámetro que depende más directamente en proporciones básicas. También depende, por supuesto, de un número de otras consideraciones tales como las pérdidas magnéticas en el material del núcleo, la longitud del espacio de aire, etc, pero suponiendo que estos son constantes, se puede demostrar en una primera aproximación de que la óptima proporciones del núcleo son aquellos que producen el valor más bajo de la relación de la resistencia del devanado, a la inductancia correspondiente. Claramente estas proporciones darán el mayor factor Q , a bajas frecuencias. A frecuencias más altas, las corrientes de Foucault en el devanado va a cambiar las proporciones óptimas un poco en función del tipo de conductor, pero, puesto que tales factores son dependientes del usuario, que no pueden ser tomadas en cuenta, salvo que el núcleo está optimizado para una aplicación específica.

Varias cadenas de núcleos de Pot se han diseñado en el pasado y uno en particular ha sido adoptado por la Comisión Electrotécnica Internacional como norma internacional. La necesidad de aumentar la densidad de empaquetamiento de los componentes en las placas de circuitos impresos condujo a la introducción del núcleo **Square Pot** que también fue optimizado por los principios anteriores. Se ilustra en la figura. 4.2, incorpora un armazón de bobina que tiene pasadores fijos. Es el tipo de núcleo utilizado actualmente para en inductores de alta calidad (**RM core**).

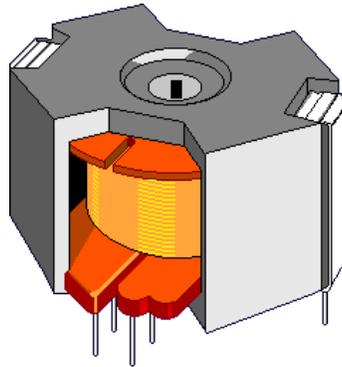


Fig.3.3: Típico Núcleo RM.

3.4.2 Efectos del entre-hierro (AIR-GAP).

El espacio de aire puede ser considerado como el moderador principal en el diseño de un inductor utilizando un núcleo dado. En términos cualitativos que reduce el efecto, sobre el rendimiento del inductor, de todos los parámetros de los materiales de núcleo y aumenta los efectos debidos al devanado. Para un determinado conjunto de requisitos de desempeño no es, en términos generales, un valor óptimo de la longitud del espacio de aire, en la práctica las diferentes sub-conjuntos de requisitos puede dar lugar a un tanto diferentes valores óptimos así pudiera ser necesario una elección o compromiso.

La inductancia de una bobina sobre un núcleo que tiene un factor de núcleo C_1 , un espacio de aire longitud / área = ℓ_g / A_g , donde ℓ_g es pequeño en comparación con ℓ_e , y un material con una permeabilidad inicial, μ_i , es dada por

$$L = \frac{\mu_0 N^2}{\ell_g / A_g + C_1 / \mu_i} = \mu_0 \mu_e N^2 / C_1 \quad H \quad (3.7)$$

Donde μ_e es la permeabilidad eficaz y está definida por esta ecuación, es

decir es la permeabilidad que un núcleo parece tener si se ignora la presencia del vacío, Resulta que

$$\mu_e = \frac{C_1}{\ell_g/A_g + C_1/\mu_i} \quad (3.8)$$

Si μ_i es amplio y ℓ_g / A_g no es demasiado pequeña

$$\mu_e = \frac{A_g C_1}{\ell_g} \approx \ell_e / \ell_g \quad (3.9)$$

Originalmente núcleos se fabrican con diferencia de longitudes estándar, pero ahora se prefiere que el vacío se ajustado durante la fabricación para proporcionar un valor nominal cercana a la tolerancia de inductancia para un número dado de vueltas. Esto se expresa como el "factor de inductancia", que en la práctica se define como la inductancia en nH normalizado para una vuelta, y tiene el símbolo de A_L . Así

$$L = A_L N^2 \quad nH \quad (3.10)$$

Esto resulta

$$A_L = \frac{\mu_0 \mu_e 10^6}{C_1} \quad nH \text{ para 1 vuelta} \quad (3.11)$$

Donde C_1 está en mm^{-1}

Los fabricantes suelen citar el valor A_L para núcleos huecos. Los valores están normalizados en la serie R de números estándar. La Tabla 3.4 muestra los valores de A_L con las permeabilidades efectivas correspondientes a la gama RM.

Tipo de Nucleo	Parametros efectivos			Permeabilidad Efectiva para A_L (en nH/Vuelta ²)									
	le mm	Ae2 mm ²	C1 mm ⁻¹	40	63	100	160	250	315	400	630	1000	1600
RM4	21.0	11.0	1.90	60.8	95.7	152	243	380	479				
RM5	20.8	20.8	1.00	31.8	50.1	79.6	127	199	251				
RM6S	26.9	31.3	0.86	27.4	43.1	68.4	109	171	215				
RM6R	25.6	32	0.80	25.5	40.1	63.7	102	159	201	255			
RM7	29.8	40	0.74	23.7	37.4	59.3	94.9	148	-	237			
RM8	35.1	52	0.67	21.5	33.8	53.7	85.9	134	169	215	338		
RM10	42	83	0.50	-	-	40.3	64.4	101	127	161	254	403	644
RM14	71	178	0.40	-	-	-	50.8	79.4	100	127	200	317	508

Tabla 3.4: Parámetros efectivos y Permeabilidad efectiva para el rango de Núcleos RM

Considerando que el valor es directamente aplicable a los cálculos de liquidación, es la permeabilidad efectiva que es el parámetro esencial que caracteriza el núcleo para los cálculos de rendimiento. En la práctica el valor de A_L depende un poco de la forma del bobinado que está ocupado por el devanado. El valor citado se refiere generalmente a una carga completa, un arrollamiento fraccionadamente completo puede resultar en una desviación de varios puntos porcentuales.

Aunque el propósito principal del espacio de aire es permitir un equilibrio óptimo entre aproximadamente las Influencias del núcleo y bobina, sino que también proporciona un medio conveniente de ajuste de inductancia.

3.4.3 Propiedades magnéticas de algunos núcleos de Ferritas.

Cuando un núcleo se convierte en un artículo comercial, su rendimiento se especifica por el fabricante en términos de parámetros básicos, tales

como tangentes de pérdida y el coeficiente de temperatura de los valores normalizados de factor de inductancia. Entonces es innecesario y desaconsejable, en efecto, para obtener los parámetros básicos de los datos del material.

Las propiedades del material ferrita, se publican por los fabricantes para sus diversas calidades de material. Los valores, y sus límites en su caso, se refieren a la ferrita hecha de composiciones especificadas, elaborados de una forma específica y hecho en formas relativamente simples, generalmente toroides, adecuado para las mediciones básicas. En estas condiciones, la capacidad máxima de la calificación ferrita puede ser realizada.

Las causas de estas discrepancias entre propiedades toroidales y los del núcleo de inductor son complejas y siguen siendo un área activa de investigación. Entre las causas más importantes son in-homogeneidad en el núcleo debido a las variaciones en la densidad de prensado resultantes de geometrías difíciles de la Matriz, la exposición desigual a la temperatura del horno y Ambiental durante las operaciones de prensado durante el acabado del núcleo, y el estrés debido a las operaciones de montaje.

Si el núcleo no es uniformemente denso o no es uniformemente expuesto a las condiciones del horno, el curva $\mu(\Theta)$ será diferente en diferentes partes del núcleo. El coeficiente de temperatura global de la permeabilidad a continuación, es más difícil de controlar de lo que es para un simple toroide.

También se ha visto que el estrés tiene un fuerte efecto sobre la curva $\mu(\Theta)$ y en sobre las pérdidas magnéticas. El estrés es uno de los factores más importantes que influyen en las propiedades de un núcleo acabado.

Un núcleo de inductor de ferrita invariable tiene las caras de contacto de tierra plana para garantizar una baja resistencia estable, conjunta y además, una operación de pulido se utiliza para proporcionar el espacio de aire. Por lo tanto un incremento significativo en ambos histéresis y pérdida residual, y una alteración en el TC es de esperar que estas operaciones y estos efectos se debe tener en cuenta al especificar el rendimiento del núcleo acabado. Las tensiones pueden, en principio, ser aliviados por pulir las superficies de estrés y esto va a restaurar las propiedades de ferrita toroidal hacia sus valores básicos. Sin embargo, incluso si es posible, el proceso de pulido es caro y sólo está justificada por circunstancias especiales.

Otras causas de cambio de las propiedades surgen de la utilización de ganchos, grapas o adhesivos para el montaje. Una capa delgada de resina epoxi aplicada a la superficie de ferrita y se cura a una temperatura elevada se alterar sensiblemente el TC. Presiones de apriete excesivas causan cambios similares. Por desgracia, la sensibilidad de ferrita a los efectos del estrés es mayor para esas ferritas que se han desarrollado para tener pérdidas especialmente bajas, es decir, para los núcleos de inductancias de alta calidad. Sin embargo, con el cuidado adecuado, la degradación debido a estos efectos puede ser pequeña en comparación con las mejoras debidas al desarrollo material, por lo que es de hecho un aumento significativo en el uso de los materiales de mejor calidad.

El Pulido y apriete o encolado parecen ser inevitables operaciones y, en general los parámetros modificados tienen que ser aceptados. El fabricante normalmente cita las propiedades toroidales que caracterizan el grado del material pero, para permitir los efectos del proceso que acabamos de describir, límites un tanto diferentes se utilizará en el cálculo de las propiedades del núcleo acabado. Estas propiedades

principales son entonces el sujeto del núcleo (es decir, componente) especificación; sus valores se mantienen dentro de los límites de especificación de control de la producción y evaluación de la calidad.

3.5 Núcleos de Ferritas para Transformadores.

Los transformadores se utilizan en equipos electrónicos para proporcionar emparejamiento de las impedancias del circuito, para establecer relaciones precisas de tensión o de corriente, para el acoplamiento equilibrado para circuitos desequilibrados y para proporcionar aislamiento eléctrico. Como en el caso del inductor, el transformador se ha convertido en cada vez más incompatible con tecnología microelectrónica moderna y algunas de las funciones anteriores ahora se puede implementar, o su necesidad se puede obviar, por circuitos activos en los que la complejidad ya no es un factor inhibitor. Sin embargo, el aislamiento eléctrico eficiente es una función de transformador que no es fácilmente proporcionado por circuitos micro electrónicos y así, de hecho, los sistemas modernos emplean todavía un número significativo de transformadores, en particular para la interconexión y para la fuente de alimentación.

Cuando ferritas fueron por primera vez introducidas, su valor como material central para reemplazar los núcleos metálicos laminados tradicionales fue evidente de inmediato, sobre todo a frecuencias superiores al rango de audio. Primero fueron utilizados en una amplia banda de transformadores de señal analógica para la telefonía y poco después encontraron un mercado masivo como núcleos para Transformadores de línea de receptores de televisión. Más tarde, fueron utilizados para transformadores de pulsos de baja potencia, transformadores HF balun y luego en alta potencia, transformadores de alta frecuencia. Además, ahora juegan un papel esencial como núcleos para transformadores de Fuentes de alimentación conmutada.

Una función fundamental de un núcleo de transformador es proporcionar el

acoplamiento magnético máximo entre los devanados. En la ausencia de un núcleo, sólo una pequeña fracción del flujo magnético generado por las parejas primarias con el devanado secundario. Una Núcleo alta permeabilidad resulta en un gran flujo adicional, la mayoría de los cuales se limita al núcleo y por lo tanto está limitada para acoplar por completo con las dos bobinas. Cuanto mayor es la permeabilidad, más completa es el acoplamiento del flujo total. Esto También es importante para lograr este acoplamiento con la pérdida mínima de potencia, por lo que suele ser conveniente que la pérdida en el núcleo sea pequeña. Pérdidas de devanado también son importantes y estos pueden, en cierta medida ser minimizados por la adecuada elección de las propiedades básicas.

Será útil recordar previamente el circuito equivalente de un transformador y para definir algunos de los términos y relaciones básicos Figura5.1 muestra los principales elementos de un circuito equivalente de un tanto simplificada.

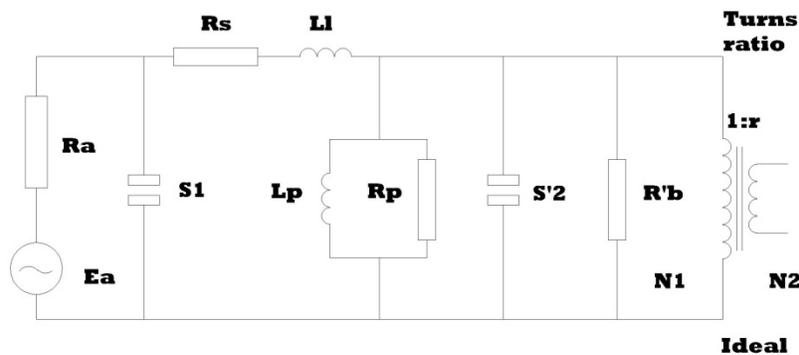


Fig.3.4: Circuito equivalente simplificado de un transformador.

Los elementos de este circuito pueden ser definidos como sigue:

E_a : Fuente de Voltaje.

R_a : Resistencia de la fuente.

L : Resistencia Total del devanado = $R_1 + R_2'$, donde R_1 es la resistencia del bobinado primario y R_2' es la resistencia del devanado secundario referido a l primaria.

L_p : Inductancia del circuito abierto.

R_p : Pérdida de resistencia *Shunt* que representa la pérdida en el núcleo.

$S1, S2'$: El primario y el mismo secundario referido o capacidades parásitas, respectivamente.

Rb' : resistencia de carga referida al primario.

r : relación de vueltas

Este circuito equivalente es aplicable a la mayoría de los tipos de transformador y proporciona una referencia básica en las siguientes secciones. En el primero de ellos, se tendrá en cuenta a los bajos transformadores de potencia en el que la transmisión de información con la mínima distorsión es la principal preocupación. Esto es seguido por una sección que trata con transformadores de Alta potencia en el que la principal limitación es la pérdida de potencia, ya que afecta a la eficacia o la temperatura de funcionamiento.

3.5.1 Formas de núcleos para Transformadores.

La mayoría de núcleos de transformador de ferrita, con la excepción de toroides, constan de dos partes con caras de polo tierra y tope. Por lo general, se ha hecho algún intento de obtener un compromiso razonable en proporciones geométricas óptimas, pero a menudo las consideraciones prácticas, tales como la necesidad de una disposición particular de terminales, tendrán una fuerte influencia en la forma.

Los primeros núcleos de ferrita del transformador copian las formas E núcleo de laminación. Esto proporcionó intercambiabilidad pero no explotan la capacidad del núcleo de ferrita que se hará en formas más versátiles. Núcleos E con extremidades centro redondas seguidas lo que mejora R_s/L_p , menor inductancia de dispersión y la mayor facilidad de bobinado. El núcleo olla, ya desarrollado y optimizado para aplicaciones de inductor, presenta una alternativa atractiva. Es siempre la estandarización de formas básicas y accesorios para ambas aplicaciones, pero tenía el

inconveniente de que el acceso para las salidas de plomo y el suministro de terminales se restringieron. La gama RM elimina gran parte estos inconvenientes y ofrece clavijas terminales compatibles con las placas de circuitos impresos. Esta gama es ahora aceptada internacionalmente, tanto para aplicaciones de inductor y transformador; núcleos para esta última aplicación se hacen generalmente en las ferritas con permeabilidad más alta y se suministran sin espacio de aire.

La Tabla 3.5 muestra los valores típicos de las propiedades de un rango de núcleos de transformadores RM.

La última columna de la Tabla 3.5 muestra la relación de la corriente continua resistencia a la inductancia de un devanado que ocupa la mitad del espacio de bobinado disponibles, por ejemplo, un devanado primario, basado en la longitud media nominal a su vez, para el espacio de bobinado total. Esta cifra se obtiene de la siguiente expresión

$$\left(\frac{R_{dc}}{L}\right)_{1/2} = \frac{2\rho_c \ell_w 10^9}{F_w A_w F_p A_\ell} \quad \Omega/H \quad (3.12)$$

donde el factor de espacio de cobre del bobinado, F_w , se pone igual a 0,56 y F_p se pone igual a 0,85; A_w y A_L son valores mínimos.

Muchas formas diferentes núcleo a lo largo de los años, se han desarrollado para los transformadores de baja potencia; fig. 3.5 muestra una selección. Aunque la forma del núcleo RM tiene, debido a su aceptación en aplicaciones de transformador y el inductor, superada la mayoría de las otras formas básicas, algunas de estas formas alternativas todavía se utilizan y pueden ofrecer ciertas ventajas.

Tipo de núcleo	Longitud media vuelta ℓ_w mm	Amplitud del bobinado bw (min) mm	Altura del bobinado Hw (min) mm	Área del bobinado Aw (min) mm	μ_e (min)	AL (min) nH/N^2	$(R_{dc}/L)_{1/2}$ (min) Ω/H
RM4	19.8	6.0	1.35	8.1	2820	2090	84
RM5	24.9	5.2	1.98	10.3	2775	3450	49
RM6	30.7	6.6	2.33	15.4	2850	4125	34
RM7	35.6	7.2	3.05	22.0	2450	4200	27
RM8	14.9	9.35	3.38	31.6	2890	5325	17.6
RM10	52.3	11.0	4.15	45.7	3140	7500	11
RM14	71.3	18.9	5.90	111.5			

Tabla 3.5: Propiedades típicas de una serie de núcleos de transformadores RM.



Fig.3.5: Algunos Núcleos de ferrita de transformadores de baja potencia

El núcleo X proporciona acceso generoso en salida de plomo y su cuerpo de bobina ofrece un número relativamente grande de los extremos terminales fijos.

El núcleo H explota la alta permeabilidad inicial de la ferrita, haciendo que el espacio de aire eficaz insignificante. Esto se logra haciendo que el área de la cara polo (las extremidades verticales de la H) muy grande en comparación con la sección transversal del núcleo abrazado por el

bobinado (el miembro horizontal de la H). También la longitud de espacio residual se reduce puliendo las superficies de contacto con un buen pulido. Como resultado, la permeabilidad efectiva es casi igual a la permeabilidad inicial (que es típicamente mayor que 5000).

El núcleo EP es un núcleo de olla de sección cuadrada en un plano paralelo a un lado de la plaza para proporcionar acceso al devanado. Está montado con su eje Horizontal y los pasadores fijos en el armazón de bobina permitir el devanado que termine simétricamente a cada brida, la inserción de los pasadores en la placa de circuito impreso. Esta disposición altamente simétrica es particularmente útil cuando se realizan más alta frecuencia transformador equilibrado, donde a menudo es deseable terminar cada extremo de una capa sin la necesidad de pasar un extremo de vuelta a la otra brida.

Para los transformadores de alta frecuencia, que requieren sólo unas pocas vueltas, hay una variedad de uno y núcleos de talón en forma de dos agujeros. Tales núcleos proporcionan a juego o el equilibrio/desequilibrio a frecuencias de hasta 100 MHz aproximadamente.

Por último, está el simple toroide. Esto siempre ha sido la forma preferida para la medición de las propiedades básicas de ferrita pero su uso como un núcleo práctico es algo limitado por la necesidad de emplear más bien máquinas de bobinado toroidales caros. Sin embargo, la ausencia de un hueco ofrece la ventaja considerable de que la permeabilidad efectiva, o utilizable es igual a la permeabilidad inicial. Como se ha señalado en el apartado anterior, toroides con permeabilidades iniciales superiores a 10000 están disponibles comercialmente. Los factores de inductancia elevados resultantes permiten a las especificaciones del transformador que se reunieron en

volúmenes más pequeños o con menos vueltas. Además, la forma toroidal, cuando se enrollan de manera uniforme alrededor de toda su circunferencia, tiene un flujo de fuga muy bajo y esto se traduce en baja inductancia de fuga. Así, la alta permeabilidad del toroide es superior, en principio, los más habituales los núcleos de dos partes, ya que permite a los mayores anchos de banda posibles (o menor distorsión del pulso) a obtener. Por estas razones, el núcleo toroidal seguirá siendo una forma importante para las aplicaciones de transformadores.



Fig.3.6: (a) Núcleo de ferrita tipo EE-40 y (b) Núcleo tipo Toroidal

Capítulo IV

Material y Métodos

CAPITULO IV: MÉTODO DE DISEÑO DE LA FUENTE CONMUTADA

Aunque el desarrollo de esta tecnología (modo conmutado), ya lleva unas décadas, los procedimientos para diseñar e implementar una fuente en este modo se afrontan de maneras muy diversas. En la variada bibliografía revisada el diseñador primeramente determina la potencia de la aplicación para luego dependiendo de que si la fuente es un convertidor DC-DC o CA-DC, establece que topología será apropiada para la potencia requerida.

Los campos en los que los sistemas de alimentación conmutados encuentran aplicación son cada vez más amplios y, en general, suele ser en aquellos equipos que requieren un elevado consumo. Así, sería impensable que una computadora personal actual incluyera una fuente de tipo lineal, pues sus consecuencias serían poco deseables, un consumo que podría llegar a medio kilovatio y más de la mitad disipado en forma de calor, así como un volumen y, sobre todo, un peso que sería prácticamente insostenible (típicamente, de 5 a 10 veces más peso y volumen). Pero el precio que debemos asumir es una complejidad muchísimo mayor en el diseño y el análisis de las fuentes conmutadas, además de otros inconvenientes como los mencionados anteriormente.

En este trabajo de tesis se presenta el diseño, análisis y detalles de construcción correspondientes a una fuente de alimentación conmutada tipo *Flyback* (cuyo diagrama esquemático se muestra en el **Anexo 1**), que se ha construido como una propuesta para la realización práctica de ésta aplicación. La idea es abordar un proyecto en el que se tengan en cuenta parámetros esenciales para su diseño, como los incluidos en las ecuaciones que rigen su comportamiento en régimen estacionario, así como adentrarnos en otro aspecto menos conocido, como resulta ser el análisis y diseño del lazo de control, tan importante en el comportamiento del sistema en régimen dinámico.

La topología flyback que aquí empleamos es la más adecuada para convertidores AC-DC de baja potencia como el de nuestra aplicación, además puede servir de referencia para otros de mayor potencia y, de paso, aprovechamos para salir de la monotonía de la popular fuente de alimentación lineal a la cual estamos muy acostumbrados a diseñar.

4.1 Selección de la Topología.

Una decisión importante que debe ser considerado al inicio del diseño de una fuente conmutada *SMPS* es que topología básica se debería usar. El término *topología* se refiere a la disposición de los componentes de potencia dentro del diseño de la fuente de alimentación conmutada. Esta disposición tiene una gran incidencia en el ambiente el cual la fuente pueda operar de forma segura y la cantidad de energía de la fuente de alimentación pueda proporcionar a la cargas. Este es el punto en el proceso de diseño en donde se realizan comparaciones entre mayor costo versus el rendimiento de la fuente. Cada topología tiene sus méritos relativos. Una topología puede tener bajos costos por sus partes que la integran, pero sólo puede proporcionar una cantidad limitada de energía; otro puede tener gran capacidad de potencia, pero cuesta más, y así sucesivamente. Más de una topología funcionaría para una aplicación específica, pero solo una de ellas puede proporcionar el mejor rendimiento al menor costo. Un resumen de las ventajas relativas en las diversas topologías se da en la **Tabla 4-1**.

Topology	Power Range (W)	$V_{in(dc)}$ Range	In/Out Isolation	Typical Efficiency (%)	Relative Parts Cost
Buck	0–1000	5–40	No	78	1.0
Boost	0–150	5–40	No	80	1.0
Buck-boost	0–150	5–40	No	80	1.0
1T forward	0–150	5–500	Yes	78	1.4
Flyback	0–150	5–500	Yes	80	1.2
Push-pull	100–1000	50–1000	Yes	75	2.0
Half-bridge	100–500	50–1000	Yes	75	2.2
Full-bridge	400–2000+	50–1000	Yes	73	2.5

Tabla 4-1: Comparación de las diferentes topologías SMPS

Los factores más importantes que determinan la elección óptima de la topología son:

- ¿Es necesario el aislamiento del transformador en la entrada y salida?
- ¿Cuánto el voltaje de entrada que se conduce a través del devanado primario

del transformador o inductor?

- c) ¿Cuál es el pico de corriente a través de los conmutadores de potencia?
- d) ¿Cuál es el máximo voltaje de operación a través de los conmutadores de potencia?

Las topologías con transformador no aislado se utilizan para los convertidores para fuentes auxiliares en una misma placa PCB. Estos son en sistemas de fuentes distribuidas, en donde una tensión de bus intermedio es distribuido en todo el sistema y cada placa dentro del sistema tiene su propia fuente de alimentación. La tensión del bus es siempre un nivel de voltaje "seguro" de modo que no sea letal para el operador del equipo, por lo tanto, el aislamiento dieléctrico es opcional.

El costo adicional es mínimo en comparación con el nivel de protección adicional para la carga. Topologías con transformadores aislados es obligatorio para todas las las fuentes conmutadas que tienen voltaje de entrada de aproximadamente 40VDC o superior.

La topología *flyback* (ver Figura 4-1) es la favorita por debajo de 100 a 150W debido al poco requerimiento de componentes (por lo tanto menor costo) e intrínsecamente desarrolla una mejor eficiencia. Por lo tanto la topología que se usará para el diseño de nuestra fuente; y de acorde con los requerimientos de la aplicación, que en este caso se trata de una fuente para aplicaciones en iluminación LED, usaremos la topología *FLYBACK*.

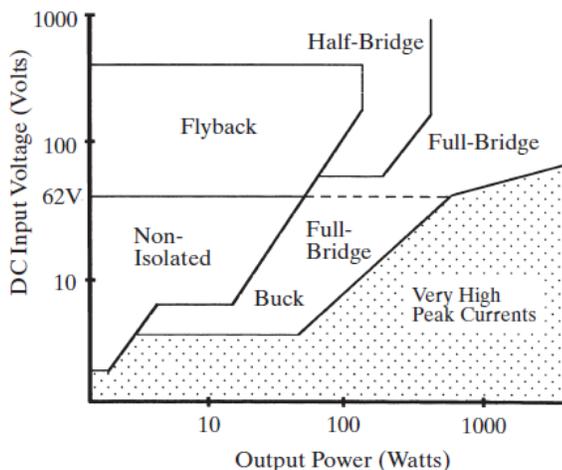


Figura 4-1: Áreas de uso de las diferentes topologías

4.2 Selección del IC controlador PWM.

Hoy en día, hay muchas opciones a la hora de elegir un circuito integrado controlador. Uno debe decidir al principio del proceso de diseño de cuanta funcionalidad se desea en el circuito integrado controlador, por ejemplo, si el conmutador de potencia debería estar dentro del IC, el circuito de arranque suave (*soft start*), circuito de arranque en el lado de alto voltaje (*Start Up*), circuitos de sincronización, etc.

Esto es impulsado por la aplicación y las funciones adicionales que se desean. Se debe de tener extrema precaución al seleccionar circuitos integrados candidatos.

Hoy en día los fabricantes especializados en estos circuitos integrados, han reducido tremendamente la cantidad de pines de estos circuitos, limitando seriamente la flexibilidad del IC. Por ejemplo hoy en día se encuentran circuitos integrados controladores de fuentes SMPS con solo tres pines; como los del fabricante *POWER INTEGRATIONS* (serie *TOPxxx*); por lo tanto esto hace que el proceso de selección del IC modulador sea una etapa importante en el proceso de diseño de la fuente conmutada.

4.2.1 Selección del método de control óptimo.

Como ya se vio en el **capítulo 2** en la sección **2.4** referente a los métodos de control topológicos en fuentes conmutadas conocemos que existen dos formas de control, un control por sensor de voltaje y otro por sensor de corriente. La selección del IC de control es muy importante; si se toma la decisión equivocada, podría dar lugar a una fuente inestable y así perderse tiempo valioso ocupado en el diseño. El diseñador debe entender la sutil diferencia entre las diversas formas de control, en general, topologías en *Modo-Forward* tiene un control en *Modo-Voltaje*, y las topologías de *Modo-Boost* tienen un control en *Modo-Corriente*. Esto no se debe de considerar como una regla general, ya que cualquiera de los métodos se puede utilizar como modo de control en las diferentes topologías.

En el desarrollo del diseño de nuestra fuente conmutada usaremos la topología flyback, ya que ésta se ajusta al requerimiento de potencia de la

aplicación y así mismo se opta por usar el método de control en corriente (*Current-Mode*) ya que en nuestro medio se puede conseguir una gran variedad de estos circuitos integrados.

4.2.2 Selección del circuito integrado.

Para seleccionar el IC modulador PWM, tendremos en consideración que nuestro controlador debe de funcionar en modo de control por corriente, debe de poder operar con lazo de realimentación en voltaje, tener un circuito de “*Bootstrap*” para manejar un Mosfet de potencia, permitir trabajar en topología flyback y tener una frecuencia de oscilación configurable. En el mercado existen varios que se ajustan a estos requerimientos, sin embargo deberemos seleccionar uno que se pueda encontrar con facilidad en nuestro medio, que sea económico y que se tenga acceso a la información técnica del mismo (datasheet).

Si revisamos el Anexo 3, encontramos uno que cumple con los requerimientos y su código es *UC3842* del fabricante UNITRODE. Hoy en día existen versiones similares, pero de distintos fabricantes, tal es así que la versión de FAIRCHILD es el KA3842 que puede operar hasta frecuencias de 500KHz.

4.3 Condiciones de Operación de la Fuente.

Debido a la poca experiencia en construcción de este tipo de convertidores, y considerando el riesgo que conlleva la realización de un primer diseño conectado a la red, hemos decidido usar un control en modo corriente (*Current-Mode*) que garantiza mayor seguridad y sencillez que uno del tipo convencional en modo tensión. Para este propósito se ha seleccionado, como hemos visto en el apartado anterior al conocido circuito integrado *UC3842* del fabricante *UNITRODE*, que es un modulador de ancho de pulso (PWM) con controlador en modo corriente, y un ciclo de trabajo máximo (*Duty Cycle*) del 97% (típico) y un voltaje de arranque típico (*Start-Up*) de 16V(ver *ANEXO 2*).

Para iniciar nuestro diseño, debemos considerar unas condiciones iniciales que nos

servirán para definir el funcionamiento de nuestra fuente y en base a estos datos determinaremos las características o valores de cada uno de los componentes que integrará la fuente conmutada. Éstos se pueden observar en cuadro siguiente:

Parámetros de Diseño a considerar	Variable	Valor
Voltaje mínimo de entrada AC	V_{AC-min}	180V _{AC}
Voltaje máximo de entrada AC	$V_{AC-máx}$	260V _{AC}
Frecuencia de Línea	F_L	60Hz
Frecuencia de oscilación	F_s	50KHz
Voltaje de salida DC	V_o	12V _{DC}
Potencia de salida	P_o	30W
Eficiencia de la fuente	η_o	0.8 (80%)
Ciclo de servicio máximo (de diseño)	$D_{máx}$	50%

Tabla 4-2: Consideraciones iniciales de diseño de la fuente.

4.4 Cálculo y diseño del Transformador Flyback.

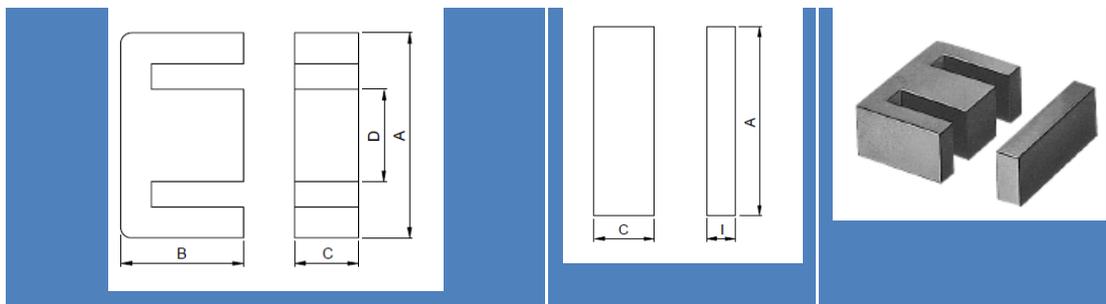
4.4.1 Elección del núcleo.

Como se observa en la Tabla 4-2, sabemos que se determinó por trabajar a una frecuencia de 50KHz, en estas condiciones podemos considerar que la variación del flujo magnético estará limitada por la saturación del núcleo y, por tanto, las pérdidas debidas al calentamiento del núcleo son despreciables, siendo debidas principalmente al devanado. Según esto, para calcular el *Área Producto* (AP) usaremos la ecuación 4-1. Para más detalles respecto a esta ecuación referirse al *Anexo 6* o también puede consultar el libro [1] que se referencia en la bibliografía.

$$AP = \left(\frac{11.1 \cdot P_{in}}{K \cdot \Delta B \cdot f_s} \right)^{1.143} [cm^4] \quad (4-1)$$

Pero con motivos de simplificar el proceso de diseño, nuestro punto de partida particular será otro. Disponemos de un núcleo **EI-33/29/13** del fabricante japonés TDK sobre el que deseamos construir el transformador.

Consultando los datos técnicos del fabricante (ver *Anexo 5*) encontramos que puede ser usado hasta para una potencia de salida de 206W; aunque podríamos haber usado un núcleo EI-28 ó EI-30 ya que estos si proporcionarían la potencia deseada, usamos éste para asegurar que los devanados se puedan alojar con mucha más facilidad y evitar el calentamiento excesivo de éstos.



TIPO	Dimensiones (mm)					A_e	l_e
	A	B	C	D	I	(mm ²)	(mm)
EI33/29/13	33±0.5	23.15±0.25	12.7±0.3	9.7±0.3	5±0.3	118.5	67.5

Tabla 4-3: Datos técnicos del núcleo seleccionado.

4.4.2 Cálculo del número de espiras del primario.

Como en nuestro caso las pérdidas del núcleo son despreciables y no imponen una temperatura máxima en el mismo, La variación del flujo magnético ΔB no viene limitado por el calentamiento del núcleo, sino por la saturación del mismo. Por ello, tomamos $\Delta B = 200mT$ (2000Gauss) que es un valor seguro con el que aseguramos que núcleo del transformador no entre en zona de saturación ($B_s=500mT$ para material **PC40**) cuando se le exija la máxima potencia a la fuente. Para más información revisar las características técnicas del núcleo en el *Anexo 5*.

$$N_p > \frac{V_{IN-min} \cdot 10^4}{A_e \cdot \Delta B \cdot 2f_s} \quad (4-2)$$

Reemplazando valores en la ecuación anterior:

$$N_p > \frac{254V \cdot 10^4}{1.18cm^2 \cdot 0.2T \cdot 2 \cdot 50 \cdot 10^3Hz} = 107.6 \approx 108espiras$$

Además debemos mencionar que en otros procedimientos de cálculos que hemos consultado, primero se estima la corriente pico del primario del transformador (I_{pk}) y luego se determina la inductancia primaria (L_p) para así de esta forma calcular el número de vueltas del devanado primario aplicando las ecuaciones 4-3 a 4-5. Para más detalles revisar el libro [4] y la nota de aplicación [5] que se referencia en la bibliografía.

$$I_{pk} = \frac{2 \cdot P_O}{\eta \cdot V_{IN-min} \cdot D_{m\acute{a}x}} \quad (4-3)$$

$$L_p = \frac{V_{IN-min} \cdot D_{m\acute{a}x}}{I_{pk} \cdot f_s} \quad (4-4)$$

$$N_p = \frac{L_p \cdot I_{pk} \cdot 10^8}{A_e \cdot B_{m\acute{a}x}} \quad (4-5)$$

Para el cálculo en la ecuación 4-2, hemos considerado que el ciclo de servicio máximo ($D_{m\acute{a}x}$) para que la fuente entregue la máxima energía acumulada en el entrehierro (*gap*) del núcleo, es de 50%, aunque el circuito integrado pueda dar un margen mayor (hasta 97%). Otro factor que hay que tener en cuenta, es el valor de la inductancia primaria (L_p), que no sea demasiado grande ya que esto generaría que se tenga mayores pérdidas en la inductancia de dispersión (L_{leak}) ocasionando poca eficiencia del transformador y mayor voltaje de flayback (V_{flk}) o voltaje reflejado (V_{OR}), notándose este efecto por el sobrecalentamiento del switch conmutador y la red RCD Clamping.

4.4.3 Cálculo del número de espiras del secundario.

La relación de transformación entre el primario y el secundario (n) requerida, se calcula para mínimo voltaje de entrada (V_{IN-min}) y máximo

ciclo de servicio ($D_{m\acute{a}x}$), ya que se considera que la fuente debería de mantener el voltaje de salida (V_O) en estas condiciones.

Basta con aplicar la conocida relación de transformación para conocer el número de espiras del secundario (N_S), pero incorporando un factor (0.9) de compensación de pérdidas debidas causadas por la resistencia interna Drenador-Surtidor (R_{DS-on}), tiempos de conmutación del MOSFET, caída directa de tensión en el diodo rectificador (V_F).

$$n = \frac{N_P}{N_S} = \frac{0.9 \cdot [V_{IN-min} - V_{DS-sat}] \cdot D_{m\acute{a}x}}{V_O - V_F} \quad (4-6)$$

Reemplazando valores tenemos:

$$n = \frac{N_P}{N_S} = \frac{0.9 \cdot [254V - 1V] \cdot 0.5}{12V + 0.7V} = 10.1 \quad (4-7)$$

Ahora calcularemos el número de vueltas requeridas para el secundario (N_S) y lo redondeamos al valor de vueltas entero mayor.

$$N_S = \text{Entero} \left(\frac{N_P}{n} \right) \quad (4-8)$$

Con los valores de las ecuaciones 4-2 y 4-7, tenemos:

$$N_S = \text{Entero} \left(\frac{107.8 \text{espiras}}{10.1} \right) = 11 \text{espiras} \quad (4-9)$$

Ahora recalculamos el número de vueltas del primario:

$$N_P = n \cdot N_S \quad (4-10)$$

Remplazamos valores:

$$N_P = 10.1 \cdot 11 \approx 112 \text{espiras} \quad (4-11)$$

Del resultado de la ecuación 4-11 tomaremos un valor entero par, de tal forma que el número de espiras se pueda dividir en dos devanados con el mismo número de espiras pero bobinados por separado. Esto se detallará en el siguiente capítulo.

4.4.4 Cálculo de la sección del conductor para los devanados.

Para el Primario:

En la bibliografía consultada [6]; para poder determinar la sección de los

conductores, primero se calcula la corriente RMS del primario (I_{P-rms}) en función del factor de corriente de la topología ($K_{RP} = I_R/I_{PK}$) y luego se determina la densidad de corriente de diseño con la ecuación 4-12 para el área producto (AP) que se calculó anteriormente. Ya con estos valores calculamos la mínima área requerida para el conductor primario (A_{WP}) con la ecuación 4-13.

$$J_{max} = 450 \cdot AP^{-0.235} \text{ A/cm}^2 \quad (4-12)$$

$$A_{WP} = \frac{I_{P-rms}}{J_{max}} \text{ cm}^2 \quad (4-13)$$

Con el resultado de la ecuación 4-13, obtenemos el calibre del conductor AWG de la tabla N°1 del Anexo7.

Nuevamente, para simplificar el proceso de diseño nuestro punto de partida será otro. Primero hay que definir el modo de conducción en la que deseamos trabaje nuestra fuente, en modo de conducción continua (CCM) o modo de conducción discontinua (DCM) como se observa en la figura 4-2.

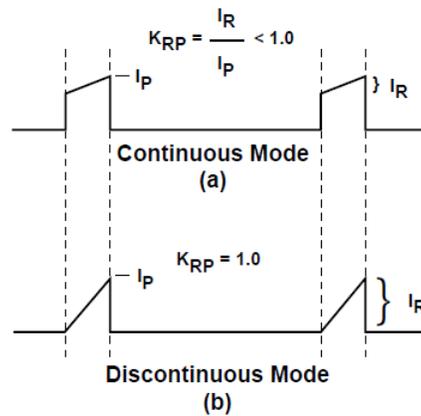


Figura 4-2: Modos de conducción de corriente en el primario
 (a) CCM: conducción continua (b) DCM: conducción discontinua

Para evitar confusión y hacer más fácil el diseño, nos guiaremos de los siguientes criterios que observamos en la Tabla 4-4, que hemos determinado que funcionan y es un buen punto de inicio.

$K_{RP} = 0.4$	Entrada rango universal (100-240V _{AC}) ó Entrada simple de 110V _{AC}
$K_{RP} = 0.6$	Entrada simple de 220V _{AC}
$0.4 \sim 0.6 \leq K_{RP} \leq 1$	
Operación Continua	Operación Discontinua

Tabla 4-4: Criterio práctico para determinar K_{RP} .

Determinemos ahora los parámetros de forma de onda del primario, teniendo en consideración que nuestra fuente trabajará en modo de conducción continua (*CCM*) y en un rango de entrada de voltaje simple de 220V_{AC}; con esto decidimos que el factor de conducción de nuestra fuente Flyback será de $K_{PR} = 0.6$ como se muestra en la tabla 4-4.

Determinemos la corriente pico (I_{PK}) del primario con la ecuación siguiente:

$$I_{PK} = \frac{2 \cdot P_0}{\eta \cdot V_{IN-min} \cdot D_{max}} \quad (4-14)$$

Reemplazamos valores y calculamos:

$$I_{PK} = \frac{2 \cdot 30W}{0.8 \cdot 254V \cdot 0.5} = 0,59A \quad (4-16)$$

Calculemos ahora la corriente de rizado (*ripple*) primaria (I_R):

$$I_R = I_{PK} \cdot K_{RP} = 0,59A \cdot 0.6 = 0.35A \quad (4-17)$$

Con estos valores, ahora ya tenemos una idea de la forma de onda aproximada para la corriente primaria, tal como se muestra en el gráfico (a) de la figura 4-2. Pero para determinar el calibre del conductor del primario, necesitamos conocer el valor de la corriente RMS del primario y la podemos calcular con la ecuación 4-18.

$$I_{RMS} = I_{PK} \cdot \sqrt{D_{max} \cdot \left[\frac{K_{RP}^2}{3} - K_{RP} + 1 \right]} \quad (4-18)$$

Así de este modo tenemos:

$$I_{RMS} = 0.59A \cdot \sqrt{0.5 \cdot \left[\frac{0.6^2}{3} - 0.6 + 1 \right]} = 0.3A \quad (4-19)$$

El paso siguiente consiste en determinar el calibre del conductor mediante la estimación de la corriente (en amperios) que puede conducir por un conductor en función del área seccional de este, pero expresado en mil-circular (**CM**). Por lo tanto la capacidad de un conductor para conducir corriente la podemos expresar en términos de **mil-circular/A**, que no viene a ser otra cosa que la inversa de la densidad de corriente eléctrica (**J:A/cm²**); pero el área expresada en mil-circular.

Calculemos ahora el conductor primario mediante la ecuación siguiente:

$$CMA = \frac{N \cdot CM}{I_{RMS}} \quad [mil - circular/A] \quad (4-20)$$

Dónde: **N** es el número de conductores en paralelo.

Aquí aplicaremos otro criterio técnico de diseño, donde consideramos que el valor de **CMA** este entre 200 a 500 mil-circular/A. Más detalles consultar en [7].

El valor **CM** entonces, para un único conductor primario sería:

$$CM = CMA \cdot I_{RMS} = 250\text{milcir}/A \cdot 0.3A = 75\text{milcir} \quad (4-21)$$

Consultando en el Anexo 7 en la tabla A7-1, determinamos que el conductor que se aproxima este valor es el **#31AWG** con 79.21milcir. Por lo tanto este sería el calibre del conductor del devanado primario.

Si el calibre del conductor resultaría ser menor al número **#26AWG**, es recomendable usar un arreglo “**multifilar**” de 2,3 o más conductores de menor área de sección transversal, es decir un conductor más delgado que el calibre #26AWG. Esto se puede deducir del grafico de la figura 4-3, en donde se observa que para una frecuencia de 100KHz la utilización plena del conductor se da en calibre #AWG26.

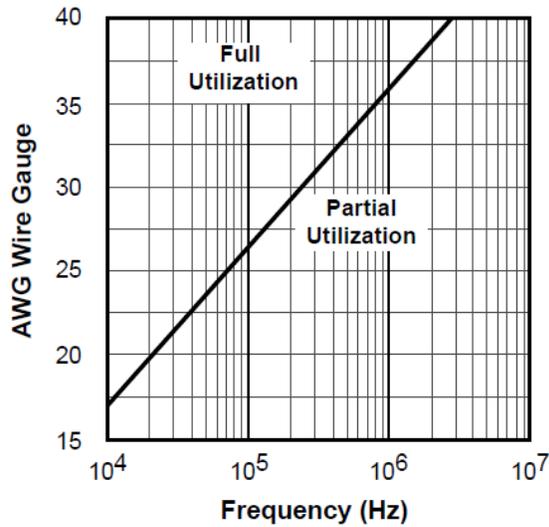


Figura 4-3: Máximo calibre AWG VS Frecuencia

Para el Secundario:

De forma análoga calcularemos los parámetros de forma de onda de las corrientes pico (I_{SP}), corriente RMS (I_{SMRS}) y la corriente de rizado o ripple del capacitor de salida (I_{RIPPLE}) en el secundario.

La corriente pico del secundario (I_{SP}) se determina de la corriente pico del primario y la relación de vueltas entre primario-secundario:

$$I_{SP} = I_{PK} \cdot \frac{N_P}{N_S} = 0,59A \cdot \frac{112\text{espiras}}{11\text{espiras}} = 6A \quad (4-22)$$

Calculamos la corriente RMS del secundario ecuación 4-23:

$$I_{SRMS} = I_{SP} \cdot \sqrt{(1 - D_{\max}) \cdot \left[\frac{K_{RP}^2}{3} - K_{RP} + 1 \right]} \quad (4-23)$$

Solucionando la ecuación obtenemos:

$$I_{SRMS} = 6A \cdot \sqrt{(1 - 0.5) \cdot \left[\frac{0.6^2}{3} - 0.6 + 1 \right]} = 3A \quad (4-24)$$

Para determinar la corriente de rizado usamos la siguiente ecuación:

$$I_{RIPPLE} = \sqrt{I_{SMRS}^2 - I_O^2} = \sqrt{3^2 - 2.5^2} = 1.65A \quad (4-25)$$

Para obtener el calibre del conductor secundario usamos la ecuación 4-26:

$$CM = \frac{CMA \cdot I_{RMS}}{N} = \frac{250 \text{ milcir/A} \cdot 3A}{3} = 250 \text{ milcir} \quad (4-26)$$

De la tabla A7-1 del Anexo 7, obtenemos el conductor que se ajusta a este valor, el calibre #26AWG. Así, para el devanado secundario usaremos un arreglo multifilar de tres conductores esmaltados #26AWG.

Resultado final:

Como síntesis para la construcción de los devanados primario y secundario, usaremos la tabla siguiente:

DEVANADO	# DE ESPIRAS	CALIBRE CONDUCTOR
PRIMARIO	112	#31AWGx1 hilo
SECUNDARIO	11	#26AWGx3 hilos

Tabla 4-: Tabla resumen de conductores.

4.4.5 Cálculo del devanado auxiliar o Bias.

El transformador debe disponer, además, de otro devanado auxiliar para alimentar al circuito controlador PWM una vez que el sistema ha arrancado (*Star-Up*). Con él se pretende alimentar el circuito controlador con un voltaje de unos 16V aproximadamente, según como se muestra en el esquema de la figura 4-4.

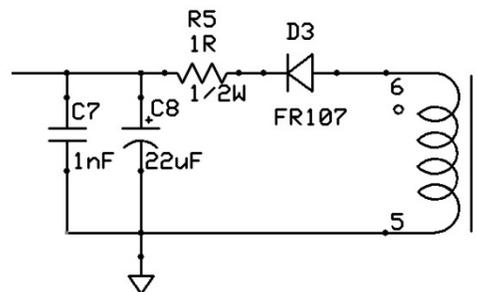


Figura 4-4: Circuito auxiliar o de Bias

El condensador se va a cargar aproximadamente al valor de pico en cada

ciclo de T_{OFF} de conmutación de MOSFET y la red R5-C8 se ha incluido con la idea de filtrar posibles transitorios rápidos de gran amplitud, que pudieran producirse durante la conmutación. Por otra parte, es fácil prever que la tensión de pico en el devanado N_B variará con el voltaje de entrada V_{IN-max} pero en un margen muy tolerable por el circuito controlador PWM. Para obtener un rechazo efectivo a los transitorios provocados por las conmutaciones del MOSFET, fijaremos la constante de tiempo RC mayor al periodo de la frecuencia de conmutación; así:

$$R5 \cdot C8 > \frac{1}{f_S} = T_S \quad (4-27)$$

Esto es, si fijamos a $C8=22\mu F$ entonces tenemos que:

$$R5 \cdot 22\mu F > 20\mu s$$

Asumamos un valor de: $R5 = 1\Omega$

Para calcular el número espiras del bobinado auxiliar N_B , lo consideraremos como un devanado secundario más. Por lo tanto hay que obtener la relación de voltios por vuelta V_{PT} para luego determinar las espiras del devanado auxiliar o Bias (ver [7]).

$$V_{PT} = \frac{V_O + V_D}{N_S} \quad (4-28)$$

Donde V_D : voltaje de polarización directa del diodo rectificador de salida (considere típicamente 0.7V para diodos PN de potencia ultra-rápidos o 0.4V para diodos Schoktty).

Reemplazando valores:

$$V_{PT} = \frac{12V + 0.7V}{11esp} = 1.15V/esp \quad (4-29)$$

Usamos este valor para calcular las vueltas requeridas para el devanado auxiliar:

$$N_S = \frac{V_B + V_D}{V_{PT}} = \frac{16V + 0.7V}{1.15} = 14.5 \approx 16espiras \quad (4-30)$$

Resultado final:

DEVANADO	# DE ESPIRAS	CALIBRE CONDUCTOR
AUXILIAR o BIAS	16	#26AWGx1 hilo

Tabla 5-: Tabla resumen conductor auxiliar o Bias.

4.5 Cálculo de los componentes de entrada y salida.

4.5.1 Cálculo del condensador filtro de entrada.

Cuando la salida del rectificador de onda completa se filtra con un capacitor de entrada (C_{IN}), el voltaje DC bus resultante tiene un rizado como el que se muestra en la figura 4-5. El voltaje de DC mínimo (V_{IN-min}) ocurre cuando se produce un voltaje AC mínimo (V_{AC-min}) y este es un factor importante para el diseño de la fuente de alimentación.

Una regla práctica para la elección del valor C_{IN} es utilizar de 2 a 3 μF por vatio de potencia de salida para una red de 100/115 V_{AC} o una entrada universal, y 1 μF /vatios para 230 V_{AC} . Esto da como resultado en una V_{IN} de 90 V_{DC} para 100 / 115 V_{AC} o entrada universal y 240 V_{DC} para 230 V_{AC} , respectivamente.

El valor C_{IN} obtenido usando esta regla representa un diseño casi óptimo en términos de costo del sistema en la mayoría de aplicaciones. Los valores excesivos de C_{IN} conllevan a un incremento en el costo del condensador sin mayor beneficio de en términos de mayor voltaje de V_{IN} o menor voltaje de rizado, mientras que pequeños valores de C_{IN} dan como resultado un bajo voltaje de V_{IN} resultando en un incremento de la corriente pico de entrada. Valores bajos de C_{IN} también aumentan la tensión de ondulación de entrada, lo que podría aumentar la tensión de rizado en la salida si la ganancia del lazo de control es un factor limitante.

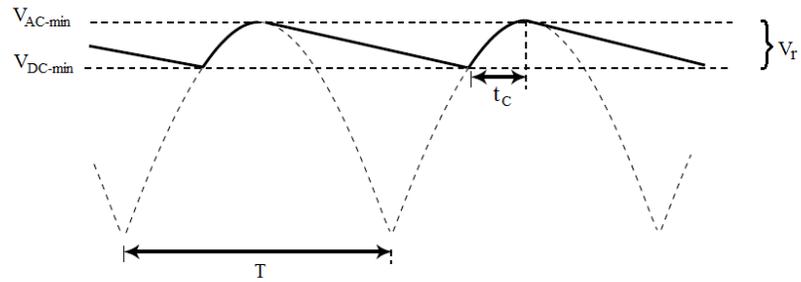


Figura 4-5: Forma de onda del voltaje de entrada

En este caso particular, nosotros usaremos la ecuación 4-31 (ver en [8]) para calcular el mínimo capacitor requerido para esta aplicación.

$$C_{IN} = \frac{T \cdot P_{IN}}{V_{IN-min} \cdot V_r} \quad (4-31)$$

Calculemos ahora el capacitor de entrada:

$$C_{IN} = \frac{8.33 \times 10^{-3} \text{ s} \cdot 37.5 \text{ W}}{254 \text{ V} \cdot 63.5 \text{ V}} = 9.68 \times 10^{-6} \text{ F} \approx 10 \mu\text{F} \quad (4-31)$$

En donde:

$$T = \frac{1}{2 \cdot f_L} = \frac{1}{2 \cdot 60 \text{ Hz}} = 8.33 \text{ ms} \quad (4-32)$$

$$P_{IN} = \frac{P_o}{\eta} = \frac{30 \text{ W}}{0.8} = 37.5 \text{ W} \quad (4-33)$$

Para calcular el voltaje de rizado V_r usamos esta ecuación:

$$V_r = 0.25 \cdot V_{IN-min} = 0.25 \cdot 254 \text{ V} = 63.5 \text{ V} \quad (4-34)$$

El criterio que usamos para el cálculo en la ecuación 4-34, consiste en asumir una tensión de rizado comprendida entre el 25 y el 30% del valor mínimo de pico de la tensión de línea.

4.5.2 Cálculo del condensador filtro de salida.

Para suprimir el fuerte voltaje de rizado generado por las altas frecuencias de conmutación, se requerirá una red de filtrado en el secundario del transformador posterior a la rectificación. La metodología en el desarrollo del cálculo, dependerá de la topología del convertidor siendo muy variados

los procedimientos para determinarlos de acuerdo con el material bibliográfico que se consultó. El filtro puede ser una red $L-C$, doble $L-C$ o un simple capacitor y esto dependerá del nivel de voltaje de rizado V_{RIPPLE} que se requiera en la tensión de salida del convertidor. La metodología de cálculo que hemos elegido se fundamenta en el procedimiento de diseño propuesto en el apartado (3.6.3) del libro [1] que se referencia en la bibliografía.

Este método de cálculo del condensador de filtro de salida (C_O) se usa tanto para el modo FORWARD como para las etapas de salida en modo BOOST. Para convertidores en modo Forward, se puede esperar una típica tensión de rizado en la salida de 30mVp-p. En salidas en modo Boost un valor 150 mVp-p es típico. Para calcular el valor del capacitor filtro de salida se puede usar la siguiente ecuación:

$$C_O = \frac{I_O \cdot (1 - D_{min})}{f \cdot V_{RIPPLE}} \quad (4-35)$$

Donde: I_O :Corriente de salida del convertidor en (A)
 D_{min} :Mínimo ciclo de servicio en condiciones de máximo voltaje de entrada, pero con un mínimo consumo de carga (una buena estimación si se desconoce sería 0.3).
 V_{RIPPLE} :Es el deseado voltaje de rizado pico-pico en la salida (V)

Calculemos ahora el valor de C_O :

$$C_O = \frac{2.5A \cdot (1 - 0.3)}{50 \cdot 10^3 Hz \cdot 0.15V} = 233.3 \times 10^{-6} F \approx 330 \mu F \quad (4-36)$$

Especialmente dentro de los convertidores con topología flyback, la elección del condensador adecuado es extremadamente importante. Esto es porque el convertidor flyback no tiene impedancia inductiva entre el rectificador y estos. Esto permite que valores instantáneos de altos picos de corrientes entren y salgan del condensador. Esta alta corriente AC fluye a través de la ESR (resistencia serie equivalente) y ESL (inductancia serie

equivalente) del condensador. La ESR hace que el condensador caliente, acortando su vida útil, y además de añadir un voltaje de rizado adicional al valor teórico utilizado en la ecuación 4-35.

Para un mejor diseño del filtro de salida, el diseñador debería dividir la capacitancia final obtenida con la ecuación 4-35 en 2 ó 3 capacitores de tal modo que cada condensador funcione a aproximadamente 70 a 80 por ciento de su máximo nominal de corriente de rizado. Esto resulta ventajoso cuando en la salida se requiere altas corrientes y el capacitor filtro es demasiado voluminoso.

4.5.3 Cálculo de la inductancia filtro de salida.

Aunque en la topología Flyback no se usa un filtro inductivo después de diodo rectificador, como en la forward; si sería necesario, en caso que se requiere reducir aún más el rizado posterior al ya filtrado con el capacitor. Como en este presente trabajo se está diseñando una fuente para aplicaciones en iluminación LED, la exigencia de suprimir aún más el voltaje de rizado en la salida no es tan prioritaria, como si lo sería en una fuente para aplicaciones en instrumentación.

Sin embargo, si requiere diseñar un filtro inductivo para esta topología, recomendamos revisar el libro [2] en su ítem 20.7 a 20.11 (ejemplo de filtro resonante), o también en [8] en sus apartados 2.4.4.1 (cálculo de bobina) a 2.4.4.2 (cálculo del condensador). Y se requiere métodos para construir la inductancia, recomendamos revisar el libro [9] que en su capítulo 10 hay una serie de ejemplos prácticos.

4.5.4 Cálculo del sensor de corriente.

El sensado de corriente es llevado a cabo por la resistencia R_S conectada en serie con el surtidor del MOSFET, y su valor es supervisado ciclo a ciclo por el controlador UC3842 a través del pin (3) destinado para tal fin.

De la hoja técnica (datasheet) del controlador UC3842 (anexo 2), obtenemos la ecuación que gobierna al circuito sensor de corriente, que es

la siguiente:

$$I_{S(max)} = \frac{1.0V}{R_S} \quad (4-37)$$

Donde; $I_{S(max)}$ es la máxima corriente programada en el controlador para cargar el inductor primario, es decir la corriente pico primaria (I_{PK}). Por lo tanto, para calcular el valor de la resistencia sensor de corriente (R_S) aplicamos esta ecuación:

$$R_S = \frac{1.0V}{I_{PK}} \quad (4-38)$$

Remplazando valores tenemos:

$$R_S = \frac{1.0V}{0.59A} = 1.69\Omega \approx 1.5\Omega \quad (4-39)$$

Tomaremos un valor inferior (1.5Ω) con la finalidad de no reducir la corriente de carga del primario del transformador. Y para determinar la potencia que disipará esta resistencia, se calculará con la ecuación 4-40.

$$P_{RS} = R_S \cdot I_{PK}^2 = 1.5\Omega \cdot (0.59)^2 \approx 0.5W \quad (4-40)$$

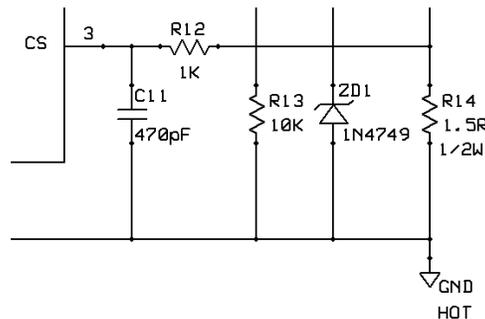


Figura 4-6: Circuito sensor de corriente y LEB

4.5.5 Diseñando el circuito de control.

Para mantener constante el voltaje en la salida del convertidor, hemos decidido por usar un control por voltaje constante (CV: constant voltage) con un simple regulador “*Shunt*” de bajo costo, el TL431. Y para mantener el aislamiento galvánico entre el primario y secundario de la fuente, ya que

ésta es del tipo fuera de línea (*Off-Line*), usaremos un opto-acoplador PC817. Además asumiremos para el análisis del circuito que la relación de transferencia en corriente CTR (**C**urrent **T**ransfer **R**atio) del opto-acoplador es del 100%.

En el circuito de la figura 4-7 La red divisor de tensión de R_A y R_B debe ser dimensionada para proporcionar 2.5V al pin de referencia (1) del regulador shunt TL431. La relación entre R_A y R_B está dada por la siguiente ecuación:

$$R_B = \frac{2.5 \cdot R_A}{V_O - 2.5} \quad (4-41)$$

Donde V_O es el voltaje de salida del convertidor. Si optamos que le valor de R_A sea $5K\Omega$, entonces R_B toma el valor de:

$$R_B = \frac{2.5 \cdot 5K\Omega}{V_O - 2.5} = 1.32K\Omega \approx 1.2K\Omega \quad (4-42)$$

La red de realimentación R_F - C_F introduce una ganancia integral al circuito de control de CV, y para garantizar una operación estable hemos elegido los valores de $C_F=0.1\mu F$ y $R_F 1K\Omega$. Para más detalles consultar en [8].

Las resistencias R_{BIAS} y R_{LIM} deben dimensionarse para proporcionar una corriente de funcionamiento adecuado para el TL431 y garantizar el correcto desarrollo del circuito de realimentación del controlador UC3842.

En general, el voltaje de cátodo mínimo y corriente para el TL431 son 2.5V y 1mA, respectivamente. Por lo tanto, R_{BIAS} y R_D deben ser calculados para satisfacer las siguientes condiciones:

$$R_{LIM} = \frac{V_O - V_{OP} - V_{AK}}{I_{LED}} \quad (4-43)$$

$$R_{BIAS} = \frac{V_{OP}}{1mA} \quad (4-44)$$

Donde: V_O :Voltaje de salida del convertidor (V)
 V_{OP} :Voltaje de polarización directa del LED del opto-acoplador ($V_F=1.2V$ típico; ver [Anexo8])
 I_{LED} :Corriente de polarización directa del opto-acoplador ($I_F=20mA$ típico [Anexo8])
 V_{AK} :Voltaje entre Ánodo-Cátodo del regulador shunt TL431 ($V_{AK}=2.5V$ [Anexo9])

La resistencia R_{BIAS} se adiciona al circuito para darle mayor estabilidad al lazo de realimentación del control de voltaje. Calculando valores tenemos:

$$R_{LIM} = \frac{12V - 1.2V - 2.5V}{8mA} \approx 1K\Omega \quad (4-45)$$

$$R_{BIAS} = \frac{1.2V}{1mA} \approx 1.2K\Omega \quad (4-46)$$

Para la corriente de I_{LED} elegimos un valor menor a $I_F = 20mA$, para que el transistor del opto-acoplador no disipe excesiva potencia debido a que ésta corriente se reflejará entre C-E a causa del factor CTR del mismo.

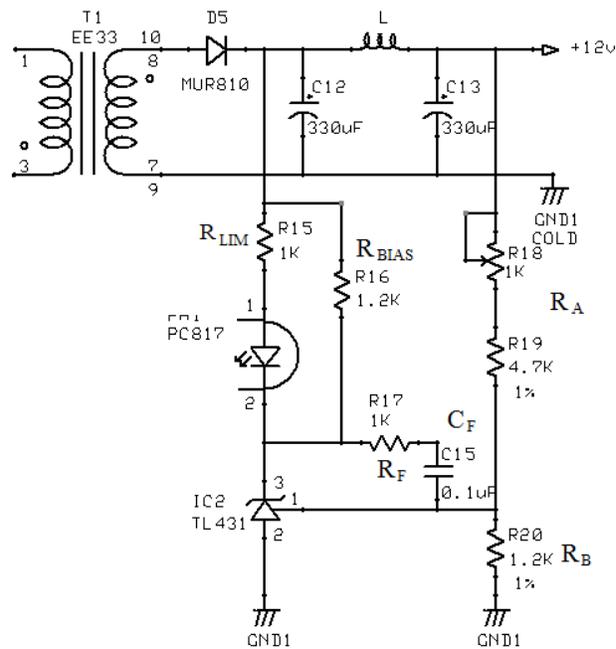


Figura 4-7: Circuito control Opto-TL431

4.5.6 Cálculo de la red Clamping RCD.

En el desarrollo de esta sección, se consultó diversa bibliografía en las cuales cada autor le da su propio enfoque para la determinación de los valores de cada uno de los componentes que integran esta red; es decir el Resistor-Capacitor-Diodo que serán los encargados de suprimir los picos transitorios generados por el voltaje del secundario reflejado al primario

(V_{OR}), por la resonancia entre la inductancia de dispersión primaria (L_{lkp}) y la capacitancia de salida (C_{OSS}) del Mosfet conmutador, por la resonancia entre la inductancia magnetizante (L_m) y la capacitancia C_{OSS} [ver fig. 4-8]. Por lo tanto, el diseñador, debe de decidir por cuál de estos procedimientos debería empezar su diseño. Recomendamos al diseñador, con el fin de que tenga un concepto más claro de cómo afrontar esta parte del diseño, consultar el libro [2] y las notas de aplicaciones [10 y 11] que se referencia en la bibliografía. Nosotros de forma particular, hemos decidido usar la metodología de la nota de aplicación en [11], debido a que se afronta de una manera más directa la determinación de los componentes RCD.

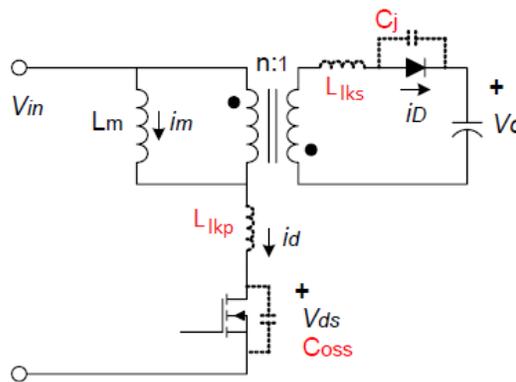


Figura 4-8: Configuración con componentes parásitas

En el capítulo 2 se detallan las formas de ondas ideales para una fuente Flyback, en sus dos modos de operación (DCM y CCM). Como sabemos, la nuestra está operando en **CCM**, así es que por aquí empezaremos nuestro análisis. Asumamos que la forma de onda (ideal) en el primario de nuestro convertidor es la que se muestra en figura 4-9.

El voltaje de la salida reflejado al primario (V_{OR}), lo podemos estimar con esta ecuación:

$$V_{OR} \approx \frac{N_p}{N_s} (V_o + V_D) \quad (4-47)$$

Reemplazando valores tenemos:

$$V_{OR} \approx \frac{112esp}{11esp} (12V + 0.7V) \approx 129V \quad (4-48)$$

Si consideramos que el voltaje de **clamping** (V_{CLAMP}) es el doble del voltaje V_{OR} ; tenemos:

$$V_{CLAMP} \approx 2 \cdot V_{OR} \approx 2 \cdot 129V \approx 258V \quad (4-49)$$

La resistencia necesaria para disipar la potencia de circuito **clamp** sería:

$$R_{CLAMP} = \frac{[2 \cdot V_{CLAMP} (V_{CLAMP} - V_{OR})]}{L_P \cdot I_{PK}^2 \cdot f} \quad (4-50)$$

Esto nos da un valor de:

$$R_{CLAMP} = \frac{[2 \cdot 258V(258V - 129V)]}{334\mu H \cdot (0.59A)^2 \cdot 50KHZ} = 11.4K \approx 12K\Omega \quad (4-51)$$

El mínimo valor del capacitor necesario es:

$$C_{CLAMP} = \frac{V_{CLAMP}}{V_{ripple} \cdot R_{CLAMP} \cdot f} \quad (4-52)$$

Donde; un valor razonable de voltaje de rizado entre 5~10% de V_{CLAMP} , sería correcto, por lo tanto el capacitor sería:

$$C_{CLAMP} = \frac{258V}{25.8V \cdot 12K \cdot 50KHZ} = 0.01\mu F \text{ ó } 10nF \quad (4-53)$$

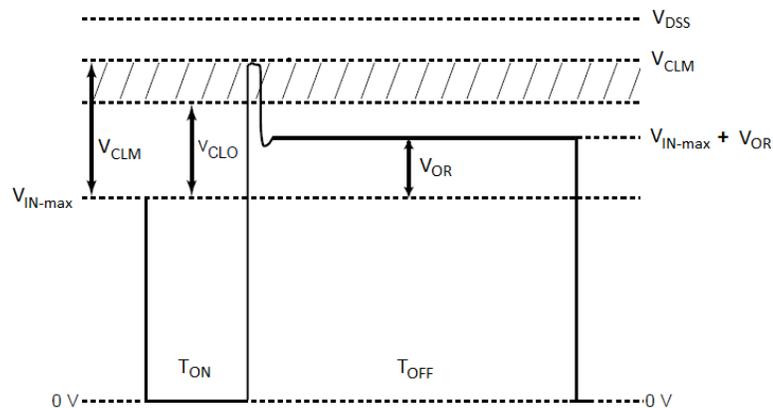


Figura 4-9: Forma de onda ideal del convertidor

Estas ecuaciones nos permiten estimar unos valores iniciales para R_{CLAMP} y C_{CLAMP} , ya que posterior al diseño tenemos que ajustar estos valores en

forma experimental (con osciloscopio), analizando las ondas características en drenador del conmutador hasta suprimir a un mínimo el voltaje de clamping.

4.6 Selección de los Semiconductores.

4.6.1 Selección del transistor conmutador.

En el proceso de diseño del convertidor, la etapa de selección del conmutador de potencia es menos tediosa e implica solamente en determinar el transistor de potencia o en su defecto el Mosfet que pueda operar en la condiciones de voltaje máximos y corrientes picos de régimen de funcionamiento de la fuente conmutada. Por lo tanto, en nuestro caso para seleccionar el MOSFET conmutador de potencia tendremos en consideración los valores asumidos en la forma de onda ideal del convertidor (ver fig. 4-9); así para elegir el voltaje de ruptura de Drenador-Surtidor (BV_{DSS}) tendremos sumo cuidado en que éste sea mayor en aproximadamente unos 40V que el pico máximo de voltaje en el primario del transformador para condiciones de máximo voltaje de entrada (V_{IN-max}). En este régimen de operación podríamos estimar que el máximo pico de voltaje sería:

$$V_{SPIKE} = V_{IN-max} + V_{CLAMP} = 368V + 258 \approx 626V \quad (4-54)$$

Considerando que el margen de voltaje de seguridad es 40V, entonces el semiconductor seleccionado tendría que tener un BV_{DSS} mayor a 666V.

En cuanto a la corriente que conducirá el conmutador de potencia (Mosfet), como criterio de diseño general, este debería de ser por lo menos el doble de la corriente pico (I_{PK}) del primario del transformador; esto es:

$$I_{D(min)} \geq 2 \cdot I_{PK} \rightarrow 2 \cdot 0.59A \geq 1.18A \quad (4-55)$$

Con estos valores nos vamos al Anexo 2 y seleccionamos un semiconductor que cumpla con estas características. Elegimos el código 2N80 que de acuerdo con sus datos técnicos (ver Anexo 10), este tiene un $BV_{DSS}=800V$; $I_D=2.4A$ (a $25^\circ C$) y además con un $R_{DSon}=4.9\Omega$. Asegurando que hemos elegido el semiconductor correcto, pasamos a otra etapa

importantísima en el diseño, el cuál es la selección del dispositivo rectificador del secundario.

4.6.2 Selección de los diodos Rectificadores.

Para seleccionar el apropiado diodo rectificador secundario, debemos primero estimar cuál será el voltaje de pico inverso (PIV_S) a través de éste, y para calcularlo usamos la siguiente ecuación:

$$PIV_S = V_O + \left(V_{IN-max} \cdot \frac{N_S}{N_P} \right) \quad (4-56)$$

Reemplazando valores tenemos:

$$PIV_S = 12V + \left(368V \cdot \frac{11esp}{112esp} \right) \approx 48V \quad (4-56)$$

Como un criterio técnico, el diodo se debería elegir con un rating de voltaje inverso (V_R) igual o mayor que $1.25 \times PIV_S$ para mantener el PIV_S en no más que el 80% del valor de V_R de su hoja técnica del diodo (ver Anexo 11), esto sería:

$$V_R \geq 1.25 \cdot 48V \approx 60V \quad (4-57)$$

Para la valoración de la corriente del diodo, una regla general en elegir un diodo con una corriente directa promedio (I_F) de al menos tres veces la corriente de salida (I_O) máxima del convertidor; es decir:

$$I_F \geq 3 \cdot I_O \rightarrow 3 \cdot 2.5A \approx 7.5A \quad (4-58)$$

Diodos Schottky se recomiendan para valores de V_R menos de 45V que correspondería a bajos voltajes de salida, como 5V o 3.3V. Para requerimientos de V_R que son superiores a 45V, diodos ultra rápidos PN se deben utilizar para aminorar costos.

Con estos datos nos vamos a la Tabla 6 de referencia rápida y ubicamos que el diodo **MUR810** cumple con las especificaciones calculadas.

Diodo Rectificador	V_R (V)	I_F (A)	Fabricante
Schottky 1N5819	40	1.0	Motorola
1N5822	40	3.0	Motorola
MBR745	45	7.5	Motorola
MBR1045	45	10	Motorola
MBR1645	45	16	Motorola
UFR UF4002	100	1.0	GI
MUR110	100	1.0	Motorola
MUR120	200	1.0	Motorola
UF4003	200	1.0	GI
BYV27-200	200	2.0	Philips, GI
UF5401	100	3.0	GI
UF5402	200	3.0	GI
MUR410	100	4.0	Motorola
MUR420	200	4.0	Motorola
MUR810	100	8.0	Motorola
MUR820	200	8.0	Motorola
BYW29-200	200	8.0	Philips, GI
BYV32-200	200	20	Philips

Tabla 4-6:- Tabla referencial de diodos.

4.7 Diseño del compensador del lazo de realimentación.

El circuito lazo de control de voltaje se explicó en el apartado 4.5.4 de este capítulo; sin embargo explicar el análisis de diseño del lazo de compensación es una tarea que nos tomaría varias páginas, ya que primero tendríamos que empezar a explicar de cómo obtener el modelo simplificado en corriente alterna para pequeña señal, la frecuencia de corte del “*polo*” filtro de salida (C_O) en condiciones de mínima carga, la contribución del “*cero*” formado por la ESR del capacitor de salida, la ganancia a lazo abierto (A_{DC}) que exhibe la fuente en condiciones de voltaje máximo de entrada, el máximo ancho de banda (f_{XO}), la ganancia contribuida por el amplificador de error (G_{XO}), la ganancia en términos absolutos (A_{XO}), para así calcular la red serie de compensación de lazo R_F y C_F (ver fig. 4-7). Para no hacer demasiado extensivo este proceso de diseño, hemos decidido no incluir el análisis aquí en este apartado y nos limitaremos solamente a indicar cuales son los valores de la red de compensación. Sin embargo si el diseñador desea

una explicación más concreta del dimensionamiento de ésta etapa importantísima del circuito, recomendamos que consulte el libro [1] en su Apéndice B (*Feedback loop compensation*) en donde se toma con bastante seriedad el proceso de diseño de esta etapa.

4.8 Diseño del circuito impreso o PCB.

La etapa final en el diseño de cualquier fuente de alimentación conmutada es el diseño físico de la placa de circuito impreso (PCB). Si se diseña inapropiadamente, el PCB podría contribuir a la inestabilidad de la de la fuente, e irradiar interferencia electromagnética excesiva (EMI).

La fuente de alimentación genera señales de alta frecuencia y cualquier trazo del PCB puede actuar como una antena. Trazos largos y anchos de un en-rutado afectan a su resistencia e inductancia, que a su vez afecta a su respuesta de frecuencia. Incluso las pistas que contienen las señales de corriente continua pueden recoger señales de RF de pistas vecinas y causar problemas en el circuito o incluso re-radiar la señal interferente de nuevo. Todas las pistas que llevan corriente alterna deben hacerse lo más corta y más gruesa posible. Esto significa que cualquiera de los componentes de potencia que se conectan a una pista de cobre y hacia otras pistas de potencia deben de estar situados uno junto a otro. De la longitud o grosor de estos trazos dependerá el valor de su resistencia o inductancia que esta presentarán en el PCB.

Aunque existen normas técnicas para la elaboración de los PCBs, tales como los Estándares *IPC*, ejemplo *IPC-7351*, referente a los requerimientos de montaje superficial, nosotros solamente hemos aplicado algunas reglas de en-rutado que se configuran en el mismo software de elaboración de PCBs. En este caso hemos elegido el programa *EAGLE 6.1.0* de CADSoft-USA, para realizar la captura del circuito para luego elaborar el PCB (*Printed Circuit Board*).



Figura 4-10: Programa para la elaboración del PCB

Se realizaron algunos intentos de diseño del PCB y el que nos dio el mejor resultado en cuanto a distribución, estética, menor interferencia y mejor factor de forma, es el que se muestra en la Figura 4-11. Los artes finales para la impresión del PCB se muestran en el Anexo 12.

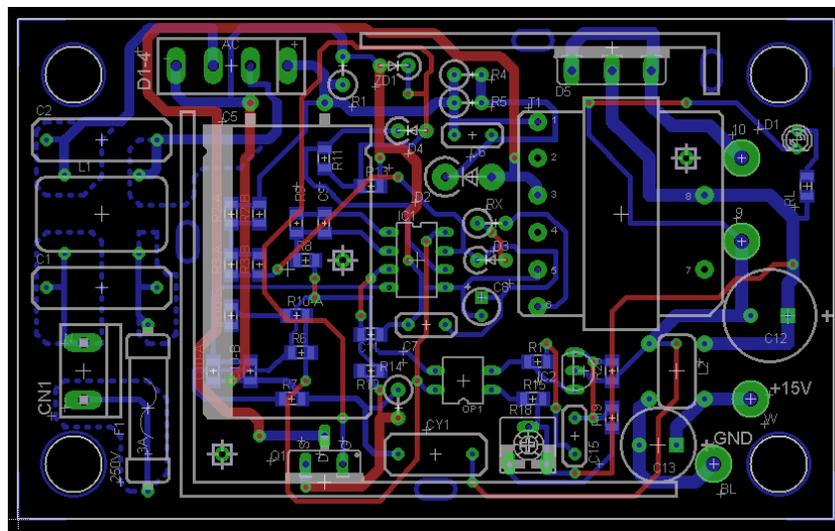


Figura 4-11: PCB de la fuente diseñado en EAGLE

Una vista en 3D del PCB de la fuente, generado con el programa POVRay.

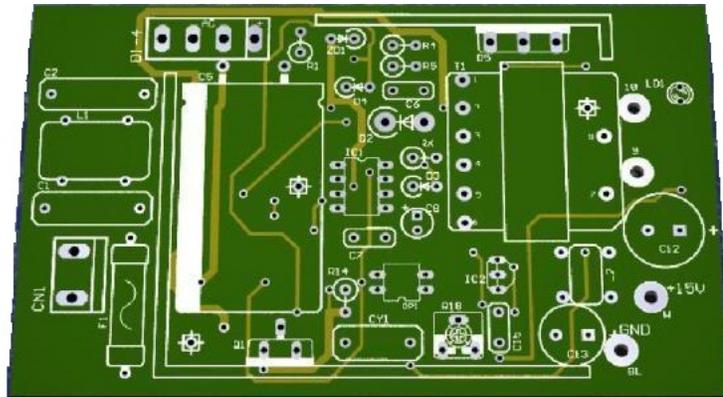


Figura 4-12: PCB en 3D elaborado en POVRay

4.9 Prueba y puesta en marcha de la fuente.

La etapa final del diseño es la comprobación del correcto funcionamiento de la fuente. Al realizar esta operación deberemos tener mucho cuidado y ser cautelosos al manipular el convertidor, ya que parte del circuito estará conduciendo elevados voltajes tanto alternos (AC) como continuos (DC) y una mala maniobra podría causarnos graves quemaduras e incluso la muerte.

Primeramente tenemos que energizar nuestra fuente para que comience a trabajar. Aquí para evitar ocasionarle graves daños al convertidor, usaremos un componente adicional en serie como una protección extra a la del fusible. El método consiste en colocarle una resistencia serie (como la de un foco) a la entrada de línea de la fuente, para que en caso de algún defecto cometido en la implementación de la fuente y ocurra un cortocircuito este absorba el grueso de la energía, evitando de esta forma que dañe el IC controlador o en su defecto el conmutador de potencia. El circuito a implementar se muestra en el diagrama siguiente:

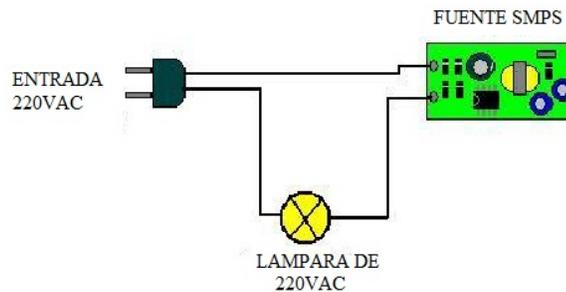


Figura 4-13: Protección para la fuente Conmutada

Capítulo V

Resultados Experimentales

1. INTRODUCCION

Este capítulo está dedicado a presentar los resultados del diseño de la fuente de alimentación conmutada que se ha implementado. Los resultados presentados serán evaluados analizando el desempeño de la fuente en funcionamiento con la luminaria de LED, analizando las formas de ondas en operación plena.

Debido a la naturaleza compleja del sistema, solo nos concentraremos en la comprobación del funcionamiento óptimo de la fuente, evaluando ciertos parámetros técnicos y experimentales para contrastarlos con los obtenidos en el proceso de diseño. Con respecto a la técnica de bobinado utilizada para la implementación del transformador de ferrita, aquí se explicará la secuencia requerida para implementar este componente fundamental e importantísimo de la fuente.

Por otro lado, para verificar el método de diseño propuesto en el capítulo 4, se implementó otros diseños de fuentes para luminarias de 5W con controlador integrado TOP224 y 10W a base de transistores usando la tecnología de control auto-oscilante (*self oscillating*). Aunque de estas fuentes no se brindará mucha información técnica, si se mostrarán los circuitos implementados para que sirvan como un aval de que el procedimiento de diseño desarrollado en este documento funciona confiablemente y sirve como una referencia a considerar para futuros diseños.



Figura 5-1: Fuente Conmutada SMPS implementada

2. Especificaciones de la Fuente:

DESCRIPCION	Simb.	Min.	Tip.	Max.	Uni.	COMENTARIO
ENTRADA:						
Voltaje de Entrada	V_{IN}	180	220	260	V_{AC}	
Frecuencia de Entrada	f	55	60	64	Hz	
Potencia de entrada sin carga		-	370	-	mW	
SALIDA:						
Voltaje de Salida	V_O	11.9	12.2	12.5	V_{DC}	180 a 260V _{AC} A máximo consumo
Voltaje de Rizado	V_{RIPPLE}	-	-	120	mV _{P-P}	
Corriente de salida	I_O	0	-	2.76	A _{DC}	
Potencia de Salida continua	P_O	0	-	35.5	W	
Regulación total		-1.7	-	+1.7	%	
Eficiencia (80V _{AC})		84	-	-	%	
Eficiencia (260V _{AC})	η	89	-	-	%	

3. Diagrama Esquemático:

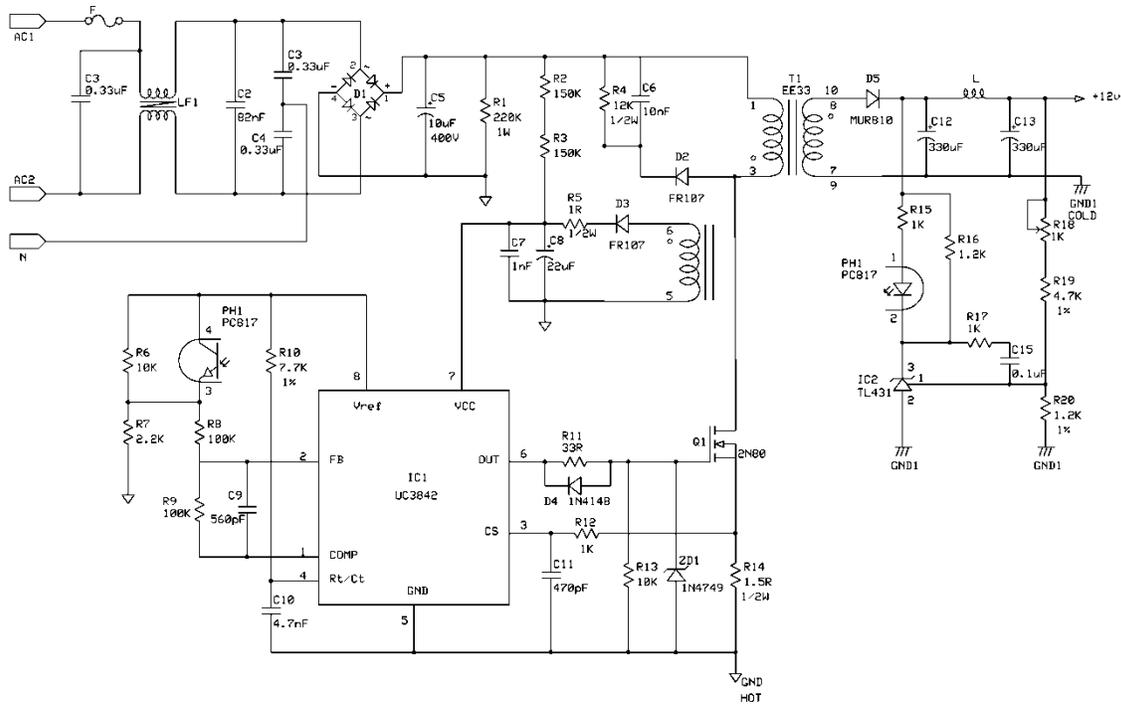


Figura 5-2: Diagrama Esquemático de la fuente conmutada

3.1 Descripción

El diagrama que se muestra en la figura 5-1 es una fuente conmutada diseñada en base al circuito controlador PWM en modo de control de corriente, el UC3842. El circuito es capaz de suministrar una tensión de salida de $12V_{DC}$ con una potencia de 30W operando en un rango de tensión de entrada entre 180 a $260V_{AC}$, diseñado para aplicaciones de iluminación LED. Este puede trabajar como “*open frame*” (sin encapsulado) o en un “*enclosed adapter*” (con encapsulado).

La línea de alimentación de entrada en alterna es rectificadora por el diodo puente D1 y el capacitor C5 filtra la tensión alterna para generar una tensión de bus continua que se aplica al primario del transformador T1. Por otro lado la tensión primaria del transformador es manejado mediante un Mosfet de potencia Q1 (2N80) que es el encargado de generar las alternancias en el primario, para así inducir tensión en el secundario del transformador. El diodo de bloqueo D3 en conjunto con la resistencia R4 y C6, forman parte del circuito de “*Clamping*” y se usan para reducir los picos de voltajes generados por la inductancia de dispersión del primario del transformador y que no supere al voltaje de ruptura Drenador-Surtidor del Mosfet. El capacitor C6 es adicionado en paralelo a R4 para reducir la disipación de potencia del circuito de clamping.

El controlador inicialmente recibe una tensión de arranque (*Start Up*) por medio de las resistencias R2 y R3 en su pin 7 (V_{CC}) que es de unos $16V_{DC}$, luego durante el periodo de conmutación de T_{OFF} , quien alimenta al controlador es el circuito de Bias conformado por D3, R5 y C8. Este último (C8) es el encargado de reducir al máximo la tensión de rizado del voltaje de bias y mantener una tensión estable para el correcto funcionamiento del UC3842.

El circuito de “*Bootstrap*” está conformado por R11, R13 y D4, que en conjunto forman un circuito de disparo pasivo (*passive Turn-On*) del Mosfet de potencia. Los pulsos de disparo salen por el pin 6 del controlador que internamente tiene una salida del tipo “*Totem Pole*”. El diodo DZ1 garantiza que los pulsos de conmutación no excedan los 24V.

El voltaje secundario es rectificado por D5, C12 y genera una tensión de aproximadamente $12V_{DC}$. El inductor L1 y C13 proporcionan un filtrado adicional al voltaje de salida para minimizar al máximo el voltaje de rizado.

La salida de $12V_{DC}$ es detectada directamente por la combinación en serie de R18, R19 y R20, que forman un divisor de voltaje. Estas resistencias, junto con el regulador de referencia IC2 (TL431) establecen la tensión de salida. La resistencia R15 establece la ganancia total del lazo de control, R16 proporciona un voltaje de polarización adicional al regulador de referencia TL431 y R17, C15 es la red principal de compensación del lazo de control para asegurar estabilidad al circuito.

Para limitar la corriente primaria del transformador se usa la resistencia sensor de corriente R14, ésta detecta la corriente de carga de la bobina primaria del transformador limitándola a un máximo y enviando esta información al pin 3 (CS) del circuito controlador para conmutar la salida (pin 6) de On a Off. La red R12 y C11 se usa como un filtro adicional para eliminar el sobre-impulso de borde de la señal de sensado de corriente; también se le conoce como circuito **LEB** por sus siglas del inglés "*Leading Edge Blanking*".

El opto-acoplador PH1 (PC817) permite una transmisión de corriente del secundario al primario y mediante el foto-transistor (pin 3) mantiene un voltaje constante de 2.5V en el terminal de realimentación FB (pin 2) del controlador, para mantener el error en el lazo de realimentación igual cero. La resistencia R10 y el capacitor C10 fijan la frecuencia de oscilación de los pulsos PWM en 50KHz

4. Circuito Impreso PCB

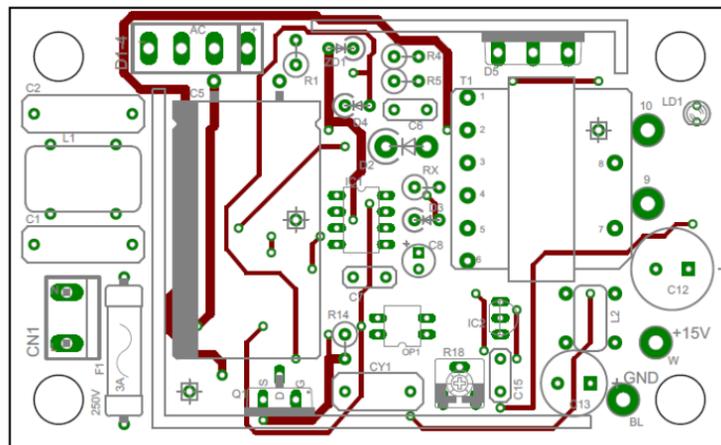


Figura 5-3: PCB vista de arriba (sin escala)

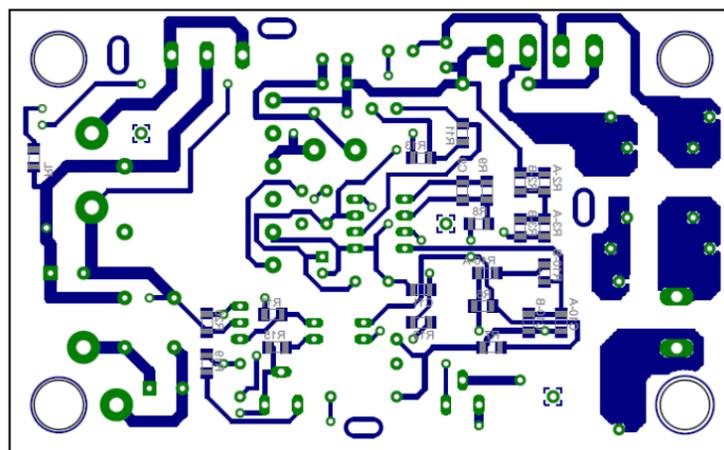


Figura 5-4: PCB vista de abajo (sin escala)

5. Lista de Materiales

Item	Cant.	Referencia	Parte o Valor	Comentario
1	1	R1	220K - 1W	
2	2	R2, R3	150K - 1/2W	
3	1	R4	12K - 1/2W	
4	1	R5	1Ω - 1/2W	
5	2	R6, R13	10K	
6	1	R7	2.2K	
7	2	R8, R9	100K	
8	1	R10	7.7K - 1%	De precisión
9	1	R11	33Ω	
10	3	R12, R15, R17	1K	
11	1	R14	1.5Ω - 1/2W	
12	1	R16	1.2K	
13	1	R18	1K	Resistencia variable
14	1	R19	4.7K - 1%	De precisión
15	1	R20	1.2K - 1%	De precisión
16	1	C2	82nF	
17	2	C3, C4	0.33uF	
18	1	C5	33uF - 400V	
19	1	C6	10nF - 1KV	Poliéster
20	1	C7	1nF - 50V	Cerámico
21	1	C8	47uF - 50V	Electrolítico
22	1	C9	560pF - 50V	Cerámico
23	1	C10	4.7nF - 50V	Poliéster
24	1	C11	470pF - 50V	
25	2	C12, C13	330uF - 35V	Electrolítico
26	1	C15	0.1uF - 50V	Cerámico
27	1	D1	KBL408	Diodo puente
28	2	D2, D3	FR107	Diodo ultra rápido
29	1	D4	1N4148	
30	1	D5	MUR810	Diodo ultra rápido
31	1	DZ1	1N4749	Diodo Zener
32	1	IC1	UC3842	Controlador PWM
33	1	IC2	TL431	Referencia regulador
34	1	PH1	PC817	Opto acoplador
35	1	T1	EI-33	TDK ferrita
36	1	LF1	82uH	Choke ferrita
37	1	F1	2A - 250V	Fusible
38	1	CN1	2x1	Conector molex

6. Especificaciones del Transformador

Transformador, T1:

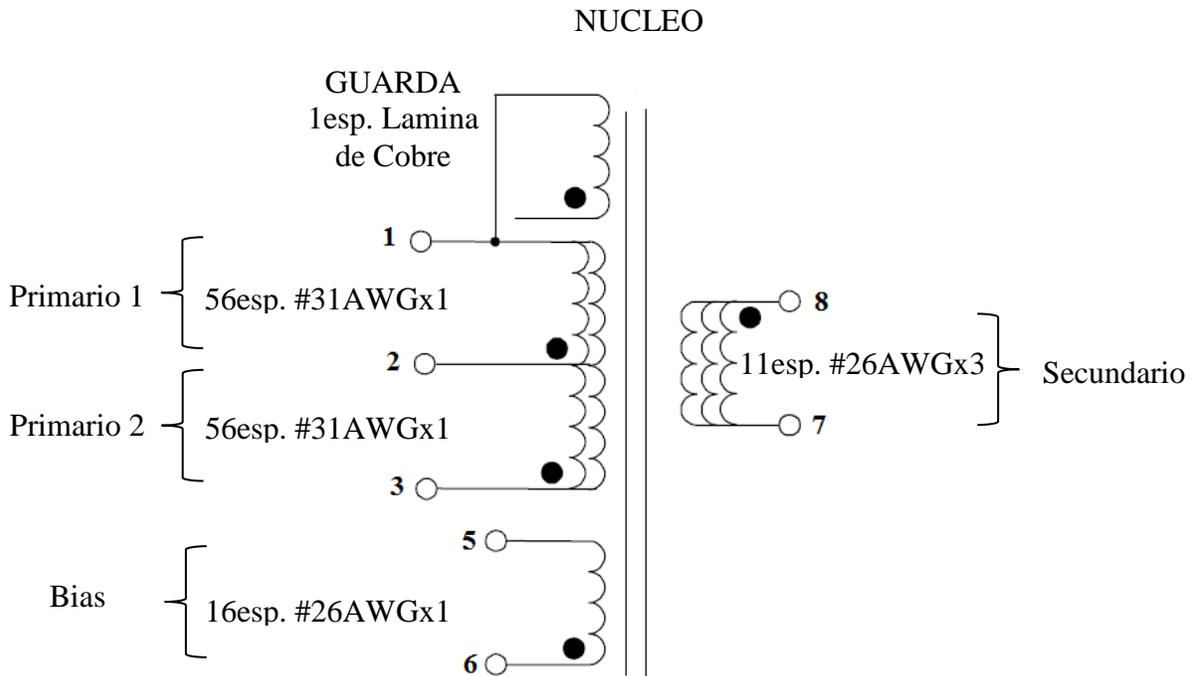


Figura 5-5: Datos del Transformador

MATERIALES:

ITEMS	DESCRIPCION
[1]	Núcleo: EI-33/29/13, TDK PC40 (o equivalente); con entre-hierro (Gap)
[2]	Carrete: BE-33/29/13-1112CPL (o equivalente)
[3]	Alambre: #31AWG Doble capa de esmalte
[4]	Alambre: #26AWG Doble capa de esmalte
[5]	Lámina de cobre: 12mm (ancho), Grosor: 0.051mm
[6]	Banda de cobre: 3M 1181 (o equivalente), 14mm de ancho
[7]	Cinta de Poliéster 3M (o equivalente), 48 mm de ancho (para cortar)
[8]	Barniz acrílico de secado al aire

ESPECIFICACIONES DEL BOBINADO:

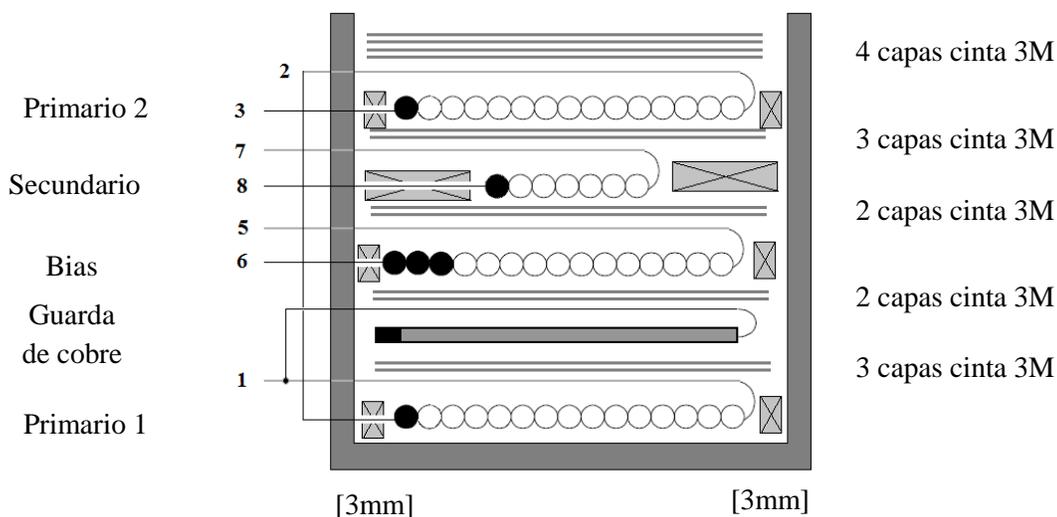


Figura 5-6: Datos del Bobinado

INSTRUCCIONES DE ENSAMBLADO:

Bobinando Primario 1	Iniciar en el pin 2 y bobinar de izquierda a derecha 56 espiras de alambre esmaltado #31AWG; terminar en el pin 1; colocar márgenes de cinta 3M (3mm).
Aislamiento básico	Colocar 3 capas de cinta de poliéster 3M
Colocar capa de Guarda	Colocar la Guarda de cobre debidamente aislada.
Aislamiento básico	Colocar 2 capas de cinta de poliéster 3M
Bobinando Bias	Iniciar en el pin 6 y bobinar 16 espiras de izquierda a derecha de alambre esmaltado #26AWG; terminar en el pin 5; colocar márgenes de 3mm.
Aislamiento básico	Colocar 2 capas de cinta de poliéster 3M
Bobinando Secundario	Iniciar en el pin 8 y bobinar de izquierda a derecha 11 espiras de alambre esmaltado #26AWG con tres en paralelo; terminar en el pin 7; colocar márgenes de cinta 3M (5mm).
Aislamiento básico	Colocar 3 capas de cinta de poliéster 3M
Bobinando Primario 2	Iniciar en el pin 3 y bobinar de izquierda a derecha 56 espiras de alambre esmaltado #31AWG; terminar en el pin 2; colocar márgenes de cinta 3M (3mm).
Aislamiento básico	Colocar 4 capas de cinta de poliéster 3M

7. Datos de Rendimiento:

Los datos con que se obtuvieron estas gráficas, las puede consultar en el Anexo 13.

7.1 Eficiencia:

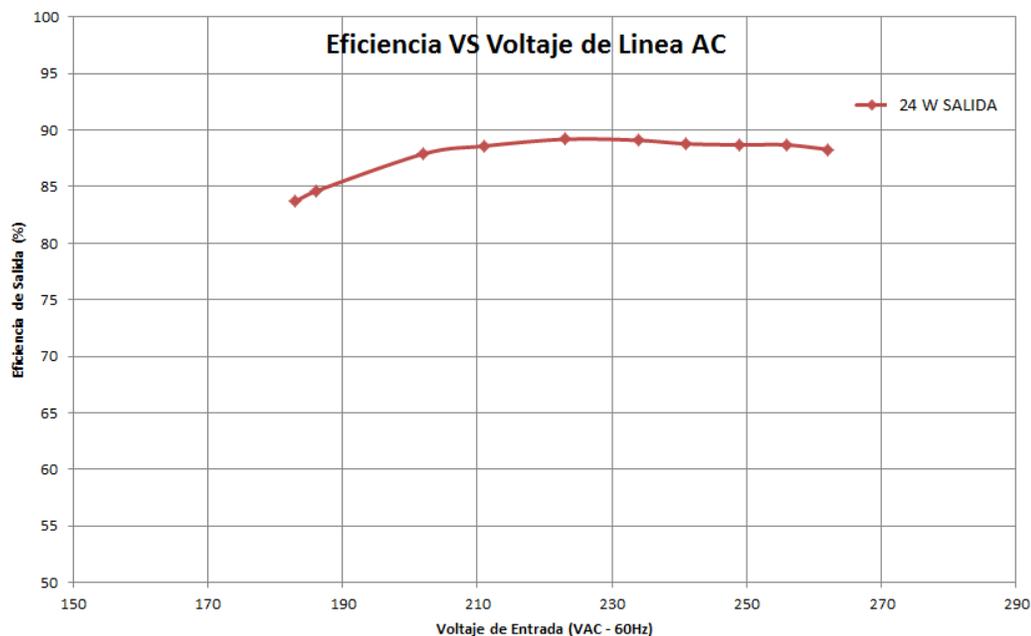


Figura 5-7: Eficiencia VS Voltaje de Línea AC

7.2 Potencia de Entrada sin Carga

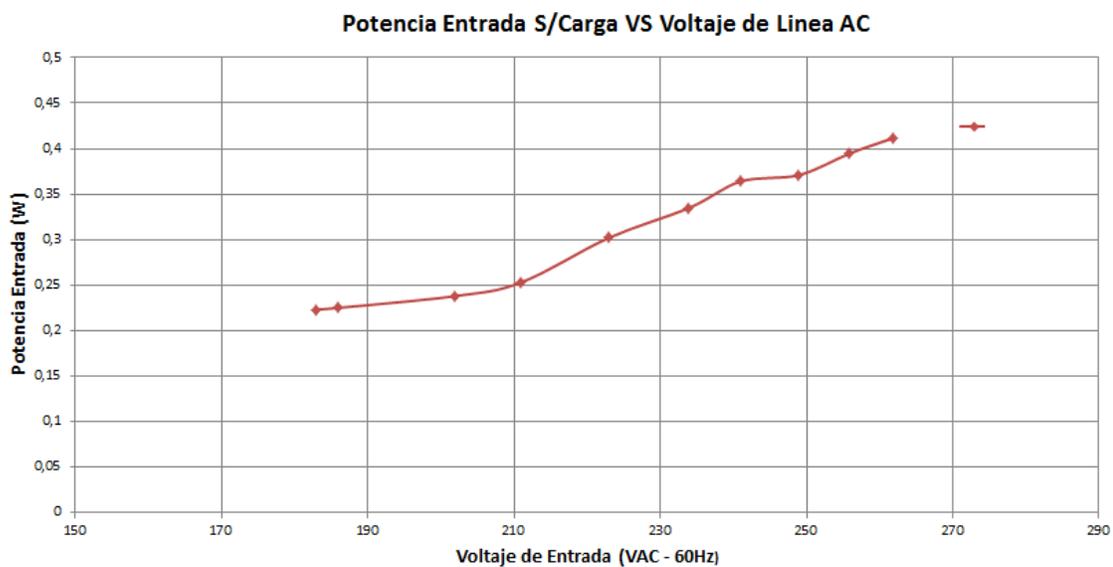


Figura 5-8: Potencia S/Carga VS Voltaje de Línea AC

7.3 Regulación:

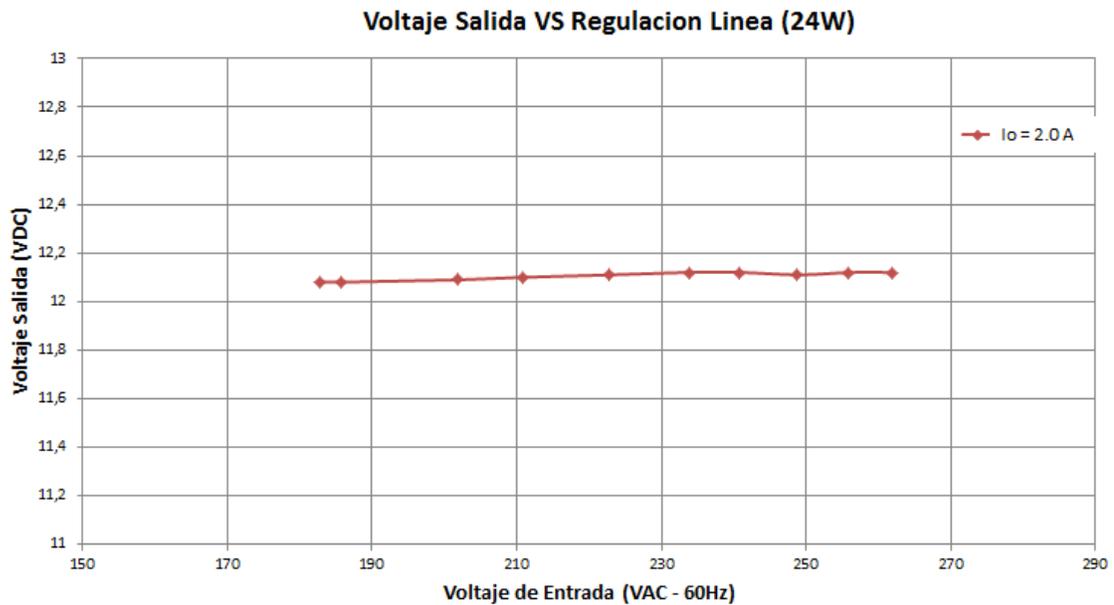


Figura 5-9: Regulación de Salida a 24W

8. Rendimiento Térmico:

Se realizó un análisis térmico al convertidor para verificar que los componentes electrónicos más importantes del sistema trabajen en zona segura (*SOA*, “Safe Operating Area”). Los componentes que se consideraron para este análisis son: el Diodo Puente (1), el Mosfet 2N80 (2), el Transformador (3) y el Rectificador de Salida MUR810 (4). Para más detalles ver la figura 5-10. En el laboratorio se implementó el sistema de medición utilizando para esto una Interface de VERNIER®, LabPro®, y mediante el software Logger Pro® se obtuvieron los datos del desempeño térmico que se observan en las figuras 5-12 y 5-13. El material y equipamiento usado para esta experiencia se muestra en la figura 5-10.

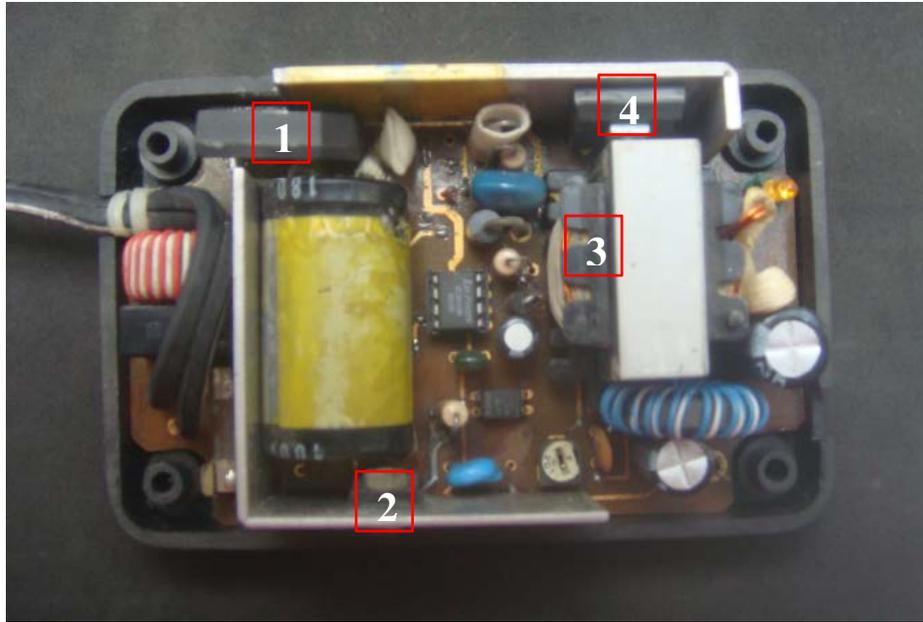


Figura 5-10: Localización de los puntos de medida de Temperatura

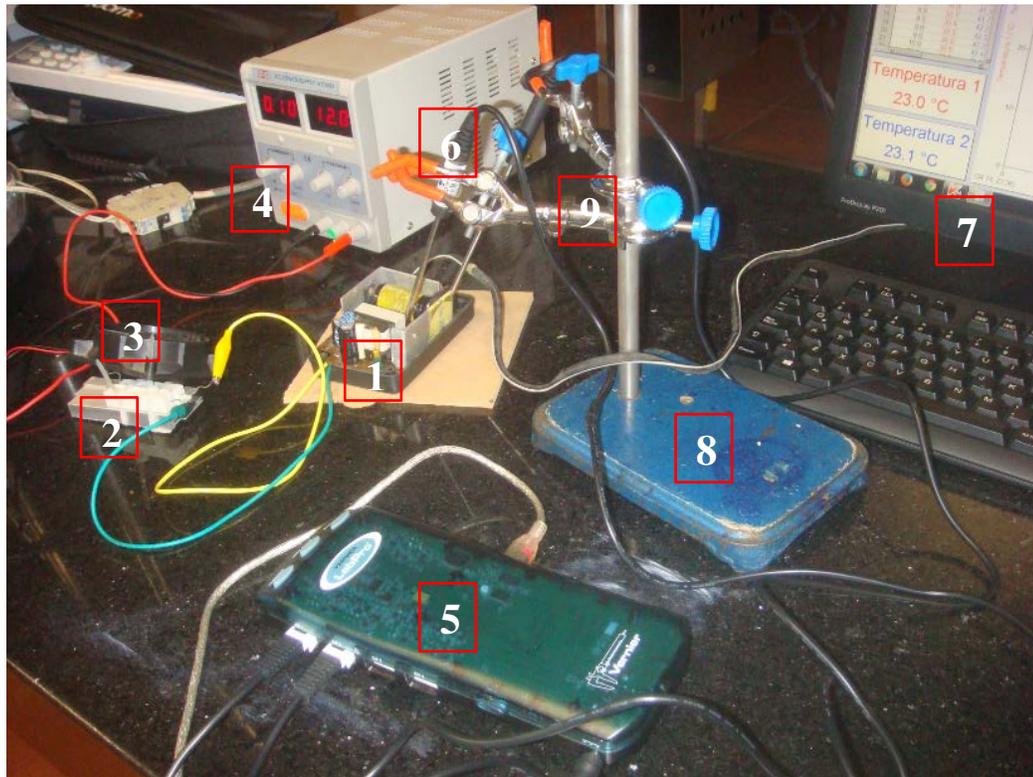


Figura 5-11: Equipo para la medición de Temperatura

MATERIALES:

ITEMS	DESCRIPCION
[1]	Fuente Conmutada SMPS 12V – 30W
[2]	Carga Resistiva de 24W y disipador térmico
[3]	Ventilador de 12V (Cooler)
[4]	Fuente de alimentación del ventilador
[5]	Interface LabPro® de VERNIER®
[6]	Sensor de Temperatura
[7]	PC con software Logger Pro®
[8]	Soporte universal
[9]	Pinzas universales

RESULTADOS:

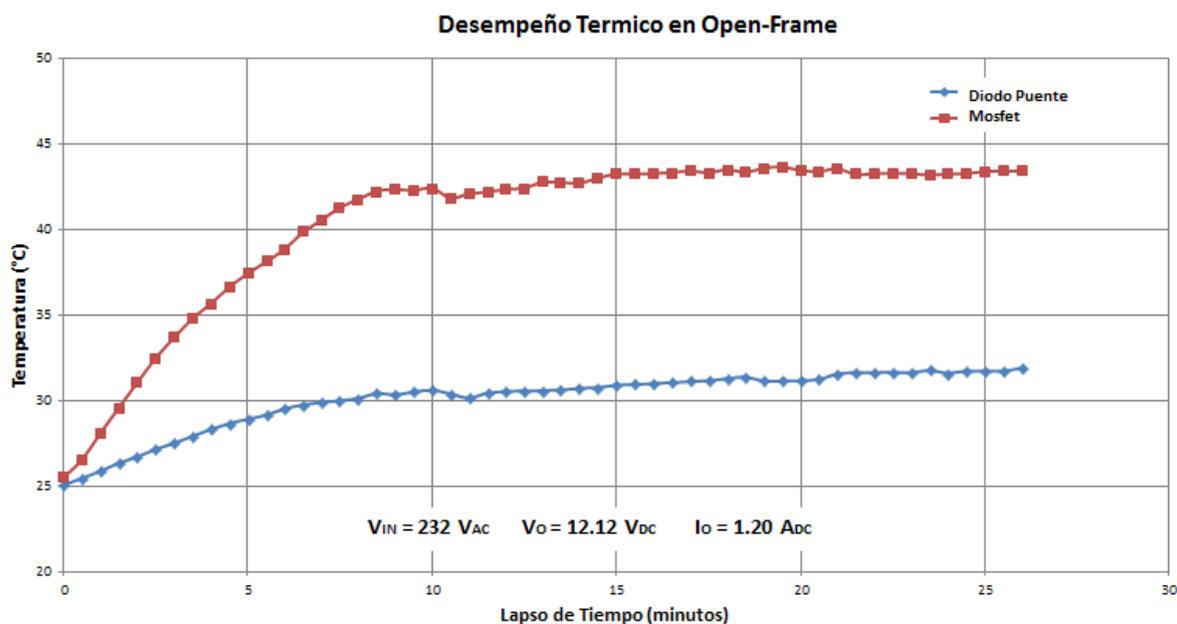


Figura 5-12: Temperaturas del Diodo Puente y Mosfet

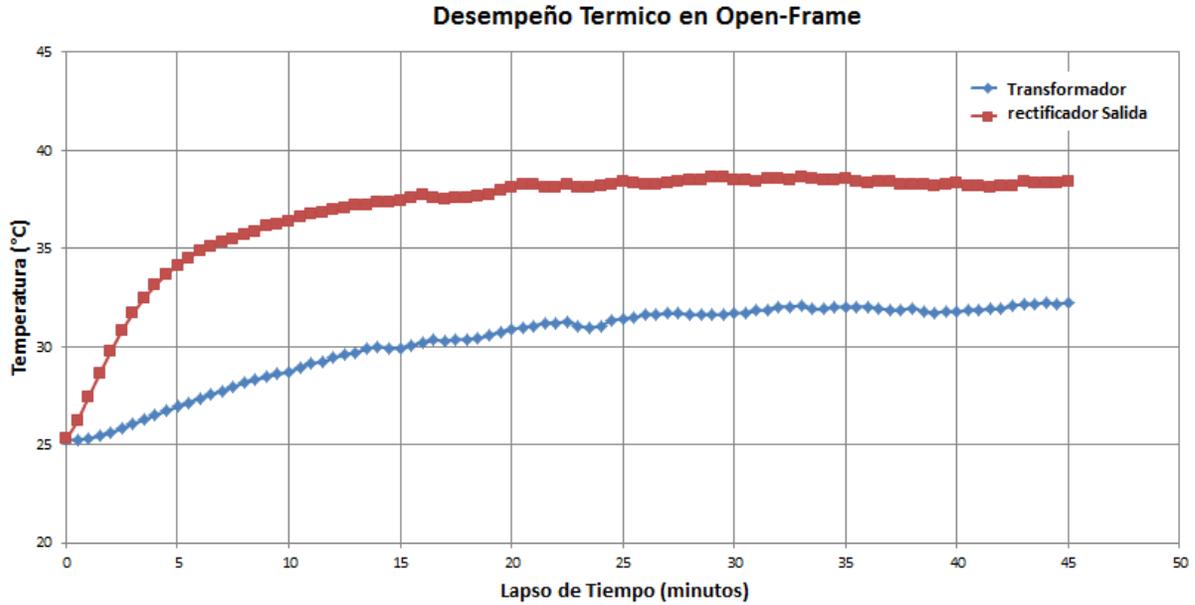


Figura 5-13: Temperaturas del Transformador y Rectificador de Salida

9. Formas de Ondas:

Todas las formas de ondas fueron capturadas con un osciloscopio TEKTRONIX® modelo TBS1102B-EDU, todos los oscilogramas se obtuvieron al conectar como carga una luminaria LED de 17W, y los resultados son los siguientes:

9.1 Voltaje de salida del Transformador sin carga:

Captura de la señal de salida del transformador sin carga; se observa que la fuente se pone en funcionamiento de “*Modo Burst*”, hasta que exista un consumo considerable en la salida del convertidor.

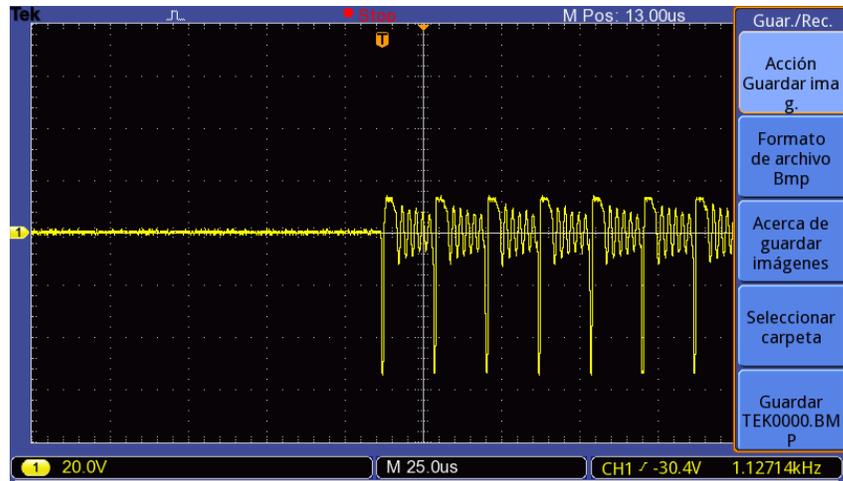


Figura 5-14: Convertidor en modo BURTS

9.2 Voltaje del Drenador en operación normal:

Voltaje del Drenador del Mosfet de potencia con una carga de 17W.

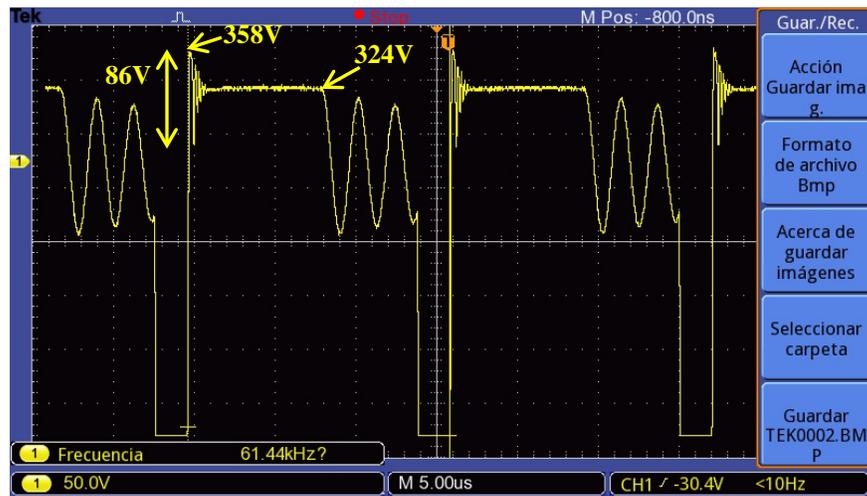


Figura 5-15: Forma de onda del Drenador del Mosfet

9.3 Corriente del Drenador en operación normal:

Forma de onda de la señal de corriente del Drenador del Mosfet de potencia medida en la resistencia sensor de corriente R14 (1.5Ω).

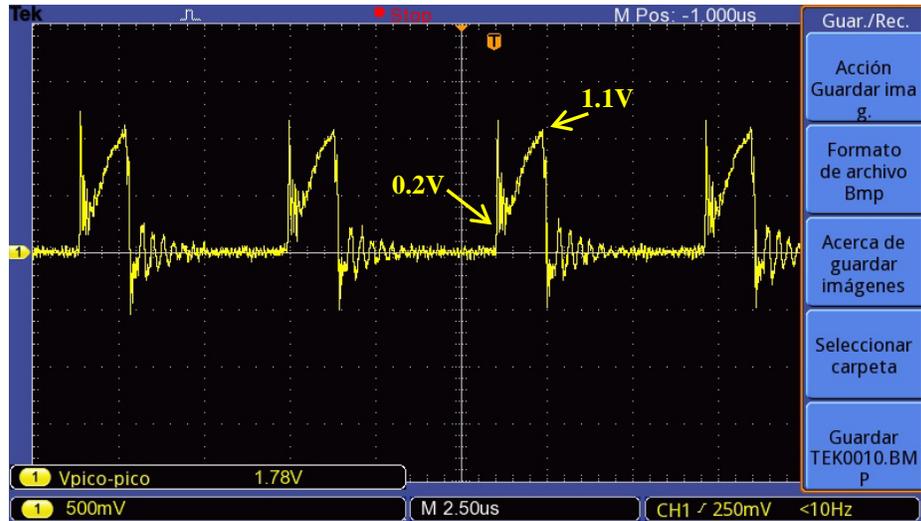


Figura 5-16: Forma de onda de corriente Drenador del Mosfet

9.4 Voltaje de salida del Transformador T1:

Esta se captura en el pin 8 del transformador, antes del diodo rectificador secundario.

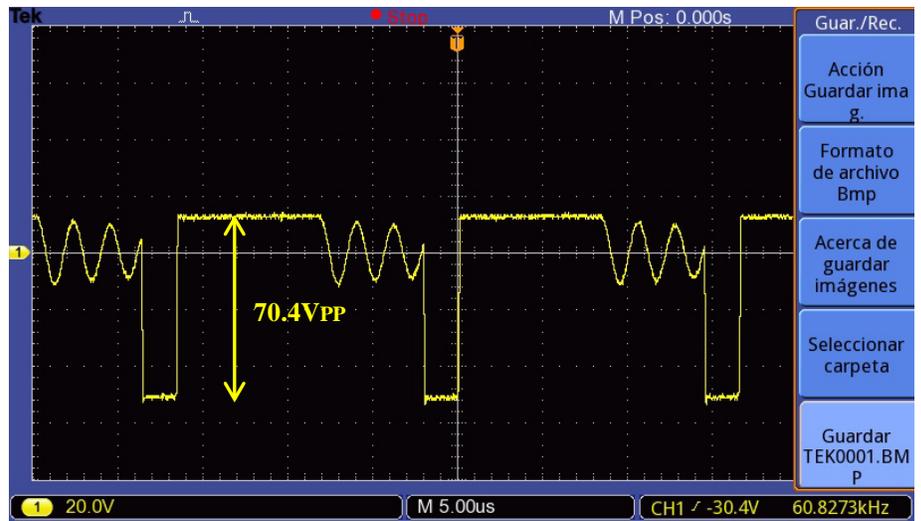


Figura 5-17: Forma de onda de salida Transformador (pin8)

9.5 Voltaje de Rizado en la salida:

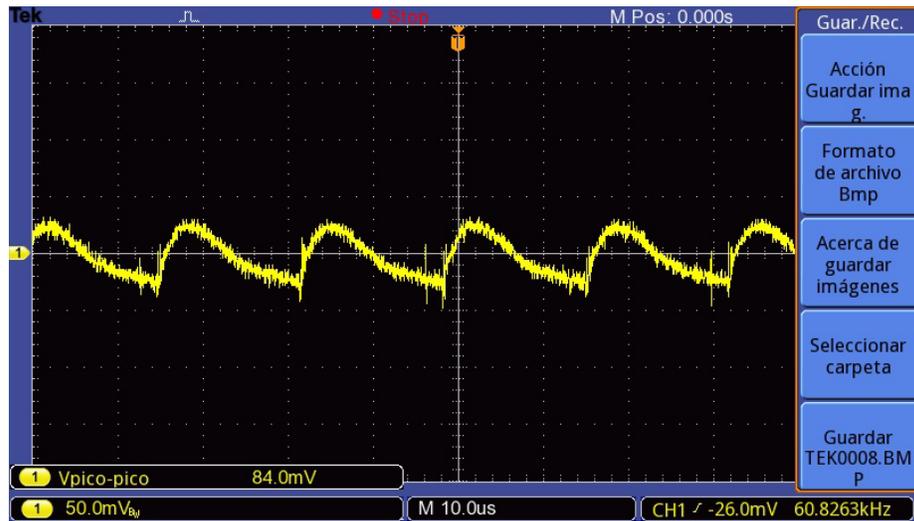


Figura 5-18: Voltaje de Rizado en capacitor salida (C12):

9.6 Frecuencias de Resonancias características:

Entre la Inductancia de dispersión (L_{leak}) y Capacitancia salida Mosfet (C_{oss}):

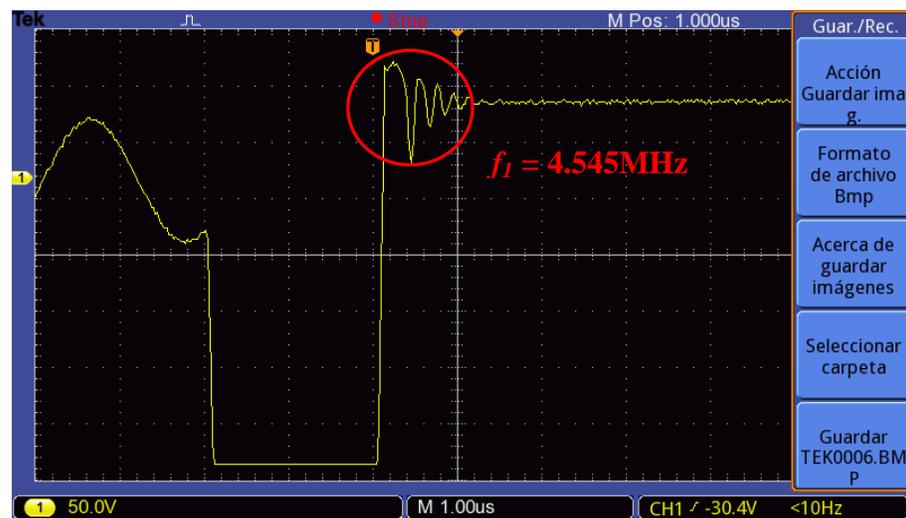


Figura 5-19: Frecuencia de resonancia de L_{Leak} y C_{oss} :

Entre la Inductancia Magnetizante (L_m) y Capacitancia salida Mosfet (C_{oss}):

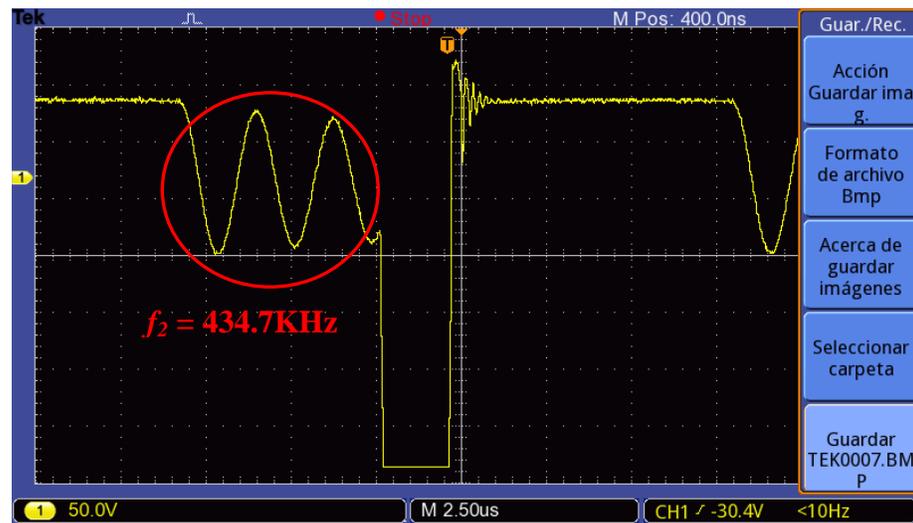


Figura 5-20: Frecuencia de resonancia de L_m y C_{oss} :

9.7 Ciclo de Servicio:

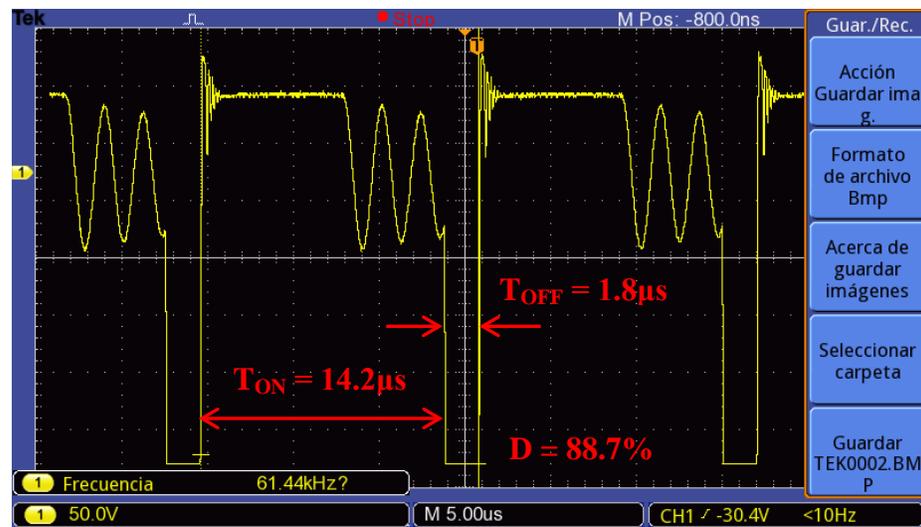


Figura 5-21: Ciclo de servicio en operación normal

Capítulo VI

Discusión de Resultados

6.1 Discusión de Resultados

Para bobinar el transformador se usó la técnica de bobinado con margen (*margin wound*), dándonos buenos resultados ya que las pérdidas de energía en el núcleo no fueron críticas, porque el transformador se mantuvo a una temperatura moderada de 38°C aproximadamente.

La eficiencia de la fuente se mantuvo entre 83.7% y 89.2%, cuando se hizo operar la fuente entre 183V_{AC} y 262V_{AC}, respectivamente. En cuanto a la Regulación del voltaje de salida, este 12.08V_{AC} y 12.12V_{DC} cuando se lo hizo funcionar en mismo rango de voltajes de entrada de la fuente.

Con respecto al rendimiento térmico, se observa que el Mosfet conmutador llega a una temperatura de máxima de 43.4°C y rectificador de salida a 38.42°C cuando se hace funcionar la fuente con una luminaria LED de 17W. Con esto se podría considerar que la fuente puede funcionar por largos periodos de tiempo, sin comprometer seriamente a sus componentes.

Con respecto a la elección del circuito modulador PWM se eligió el UC3842, que es un controlador para fuentes conmutadas en modo de control en corriente (“*Current Mode*”). Sin embargo existen otros fabricantes, como *FAIRCHILD* en su versión de IC modulador PWM, el FAN4822, que me permite trabajar a mayor frecuencia (>500KHz) además de poder usarlo como un corrector de factor potencia (*PFC*) y esta sería una buena opción para el modo de control en corriente en futuros diseños de fuentes conmutadas.

Para el proceso de diseño y elaboración del transformador se pudo haber usado uno de menores dimensiones, como un EER-28, EI-28, PQ-30, etc, pero se optó por usar uno que se tenía ya disponible y reciclado de otras fuentes, además que se contaba con la información técnica respectiva del fabricante del componente.

En el circuito integrado modulador PWM, UC3842, en su terminal (C_T/R_T) se fijó a una frecuencia de 50KHz, pero debido a la tolerancia de desvío en el valor los componentes capacitivos y resistivos del circuito oscilador, la frecuencia de oscilación

del convertidor se desplazó al valor de 61.44KHz como se verificó con el osciloscopio. Aunque este efecto no es crítico para nuestro diseño, ya que no afecta en demasía a la transformación de energía del primario al secundario del transformador. Pero si se deseara mayor precisión en este punto solo bastaría con colocar una resistencia variable y luego ajustar la frecuencia deseada con el instrumento.

El modo de conducción del convertidor se consideró en Modo de Conducción Continuo (*CCM*) ya que se diseñó con un factor de $K_{RP} = 0.6$. El valor final del K_{RP} experimental del convertidor es $K_{RP} = 0.82$ como se aprecia en la figura 5-16 de las formas de ondas del capítulo anterior. Este es el motivo por el cual el convertidor pasa a operar al modo de conducción discontinua (*DCM*) cuando se le exige un consumo de corriente moderado. Para futuros diseños, es preferible empezar el diseño con valores de K_{RP} en el rango de 0.3 a 0.4 si se desea usar el modo de conducción *CCM*.

Capítulo VII

Conclusiones y Recomendaciones

6.1 CONCLUSIONES

Si fue posible elaborar un método de procedimiento paso a paso para diseñar y dimensionar cada componente que integra una fuente en modo conmutado con topología Flyback, para aplicaciones en iluminación LED. Además este procedimiento se puede usar para diseñar fuentes de alimentación para cualquier equipo que necesite una fuente con requerimientos de poco espacio.

Las diferentes técnicas que se usan para bobinar transformadores de ferritas son; Margin Wound, Split y Sandwich; cada una con sus respectivas caracterizaciones. Pero nosotros decidimos usar la técnica de bobinado con márgenes (**Margin Wound**), porque es la más usada por las empresas que fabrican transformadores para fuentes conmutadas; además porque nos dio buenos resultados en su desempeño con la fuente. Esta técnica se puede apreciar en el capítulo 5, en las instrucciones de ensamblado del transformador de la figura 5.6.

En la construcción del transformador, se usó una lámina de cobre de 12x55mm como “*guarda*”, después de bobinar la mitad del primario. Este tiene como finalidad de disminuir el sobre impulso de voltaje en el primario del transformador y a la vez la emisión de Interferencia Electromagnética (EMI). Por motivo de no contar con el equipamiento adecuado para medir estas radiaciones, no se pudo realizar este estudio para incluirlo en el desarrollo del proyecto de investigación.

Se obtuvieron las formas de ondas características para la topología Flyback, estas se pueden observar en el apartado 9 del capítulo 5. De la figura 5-15 de la forma de onda del Drenador del Mosfet, se puede concluir que se sobre dimensionó el voltaje de clamping (V_{CLAMP}) calculado a 258V (ver ecuación 4-49), llegando el real a tan solo 86V como se observa en la figura 5-15. Con respecto al modo de conducción concluimos que se debería haber tomado un valor de $K_{RP} = 0.4$, para mantener el convertidor en el modo de conducción Continuo (**CCM**) y no se pase al límite de conducción cuando opere a máxima carga, como se observa en los resultados (fig. 5-16).

7.1 RECOMENDACIONES

Se recomienda realizar estudios en las otras topologías, para obtener procedimientos de diseños similares para la construcción de fuentes en estas topologías.

Se recomienda realizar comparativas de las diferentes técnicas de bobinados, usando las topologías Flyback y Forward para determinar sus características tales como por ejemplo las frecuencias de resonancias típicas de cada una de ellas.

Se recomienda realizar estudios de diseños con las diferentes gamas de circuitos integrados PWM para fuentes conmutadas de otros fabricantes.

Se recomienda realizar estudios y comparativas de transformadores de ferritas, usando las diferentes geometrías de núcleos que los fabricantes ofrecen para la construcción de estos.

Se recomienda realizar análisis y estudios, referentes al circuito de realimentación del lazo de control, ya que aquí en este proyecto solamente se le tocó de manera muy superficial.

8.1 REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

LIBROS:

- [1] Brown, Marty. (2001). **Power Supply Cookbook**. (2da. Ed.). U.S.A.: Newness Publications.
- [2] Keith H, Billings. (1989). **Switchmode Power Supply Handbook**. (1ra. Ed.). U.S.A.: McGraw-Hill. Inc.
- [3] Lloyd, H. Dixon Jr. (1999). **Magnetics Design for SMPS**. (1ra. Ed.). U.S.A.: Unitrode Corporation.
- [4] Colonel Wm. T. M.C. Lyman. (2001). **Transformer and Inductor Design Handbook** (3ra. Ed.). U.S.A. Marcel Dekker, Inc.
- [5] Power Integrations Inc. (2001). **Application Note AN-16. Flyback Design Methodology**. U.S.A.
- [6] Lloyd H. Dixon, Jr. (1998). **Flyback Transformer Design**. U.S.A. UNITRODE Inc.
- [7] Power Integrations Inc. (2000). **Application Note AN-18. Flyback Transformer Construction**. U.S.A.
- [8] J. Luis Muñoz Sáez. (1997). **Sistemas de alimentación Conmutados**. (1ra. Ed.). España. PARANINFO Ed.
- [9] Col. W McLyman. (2004). **Designing Magnetic Components for High Frecuency DC-DC Converters**. (2da. ed.)
- [10] Fairchild Semiconductor Inc. (2006). **Application Note AN4147. Design Guidelines for RCD Snubber of Flyback Converters**. U.S.A.
- [11] Dallas Semiconductor Inc. (2001). **Snubber Circuits Suppress Voltage Transient Spikes in Multiple Output DC-DC Flyback Converter Power Supplies**. U.S.A.

PAPPERS:

- [12] Tanathep Maneenopphon; y otros. (2004). **The Comparison of Conducted Electromagnetic Interference Effect on High Frequency Transformer Winding Techniques**. Thailand: Srinakharinwirot University.
- [13] Kenneth Pedersen; y otros. (2005). **Detailed High Frequency Models of Various Winding Types in Power Transformers**. Canada.: International Conference on Power Systems Transients.
- [14] Walter, Julio; y otros. (2009). **Comparación de tres topologías de transformadores de alta frecuencia y alta potencia mediante el uso de elementos finitos magnéticos**. Venezuela.: Universidad, Ciencia y Tecnología.

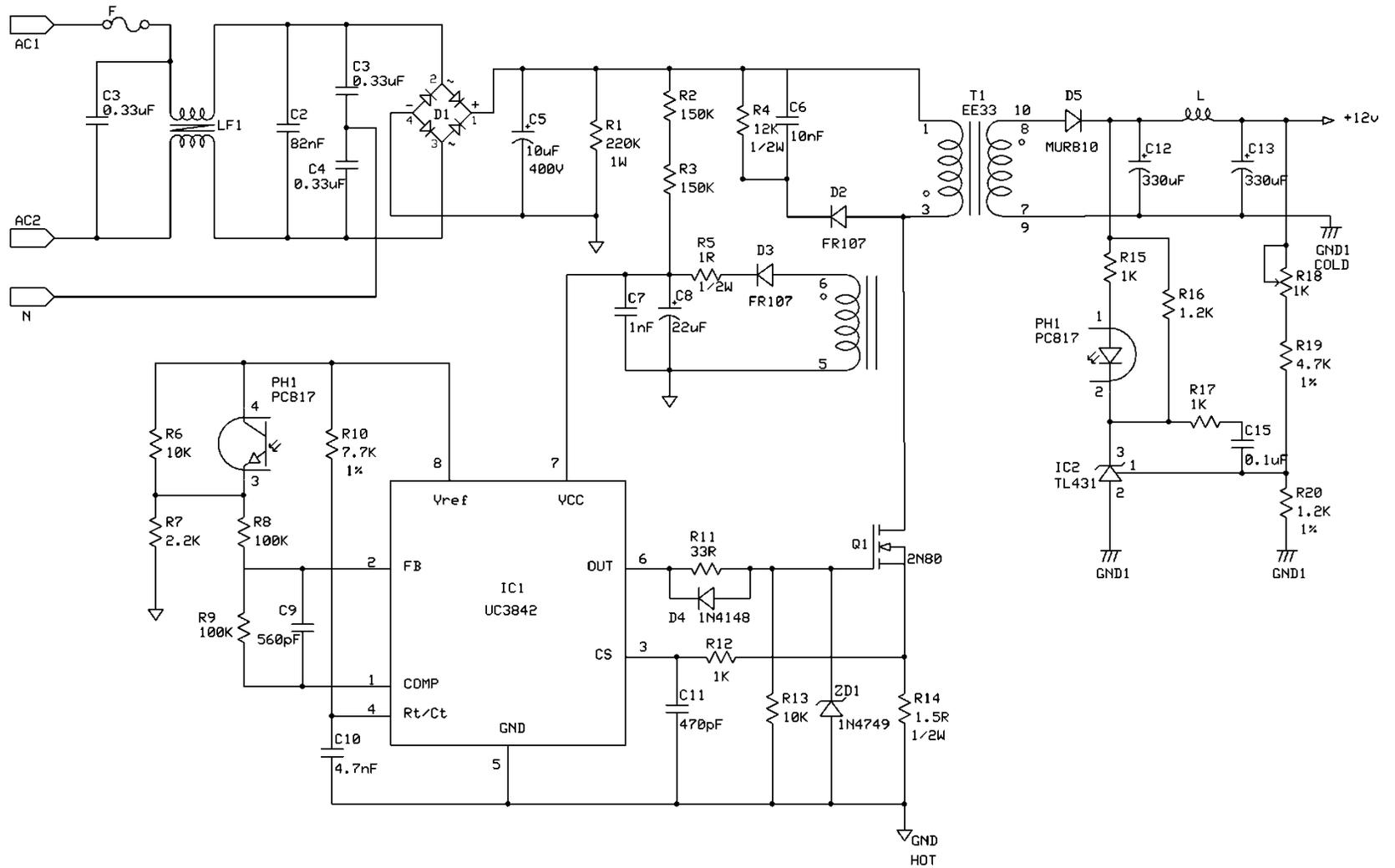
WEBS:

- [15] Switching Power Supply Design. Última fecha de acceso: Julio 2015, disponible en internet:
<http://www.smeps.com/>
- [16] Power supply circuit design problems, solutions, tutorials, tips, and resources. A website about power supply design for power supply designers. Última fecha de acceso: Julio 2015, disponible en internet:
<http://www.smpstech.com/>
- [17] An Introduction to Switched Mode Power Supply. Última fecha de acceso: Julio 2015, disponible en internet:
http://www.nxp.com/documents/application_note/APPCHP2.pdf
- [18] Switch Mode Power Supplies From Circuit Theory to the Workbench. Última fecha de acceso: Julio 2015, disponible en internet:
<http://cktse.eie.polyu.edu.hk/NSR/presentation/SMPS-lecture-1.pdf>
- [19] Design of Switch Mode Power Supplies. Última fecha de acceso: Julio 2015, disponible en internet:
http://schmidt-walter.eit.h-da.de/smeps_e/smeps_e.html

- [20] Philips presenta las tendencias y soluciones más innovadoras en el campo de la iluminación. Última fecha de acceso: Setiembre 2015, disponible en internet:
http://www.newscenter.philips.com/es_es/standard/news/press/2014/20140225-innovation-day.wpd#.Vf8EcNJ_Oko.html
- [21] ILUMINACIÓN, explore las últimas tendencias y desarrollos. Última fecha de acceso: Setiembre 2015, disponible en internet:
<http://www.lighting.philips.com.ar/lightcommunity/trends/.html>
- [22] La industria de la tecnología LED en un mercado global y competitivo. Última fecha de acceso: Setiembre 2015, disponible en internet:
<http://www.ambientum.com/revista/2013/noviembre/industria-tecnologia-LED-mercado-global-competitivo.asp.html>
- [23] Fuentes de alimentación ¿lineales o conmutadas?. Última fecha de acceso: Setiembre 2015, disponible en internet:
<http://www.revistacec.com/didactica/3006-fuentes-de-alimentacion-lineales-o-conmutadas-3006.html>
- [24] Diferencia entre Fuentes Lineales y Conmutadas. Última fecha de acceso: Setiembre 2015, disponible en internet:
<https://prezi.com/bcoczedtsyfn/diferencia-entre-fuentes-linales-y-conmutadas/.html>
- [25] Repositorio Universidad Privada Antenor Orrego. Última fecha de acceso: Setiembre 2015, disponible en internet:
http://repositorio.upao.edu.pe/handle/upaorep/55/browse?type=subject&order=ASC&rpp=20&starts_with=fuentes+conmutadas.html
- [26] TESIS CENIDET; Última fecha de acceso: Setiembre 2015, disponible en internet:
http://www.cenidet.edu.mx/subaca/web-elec/tesis_mc/32MC_ams.pdf.html
- [27] Diseño y simulación por Software de fuentes Conmutadas. Setiembre 2015, disponible en internet.
<http://lep.eie.pucv.cl/Tesis%20Marcelo%20Ahumada.pdf.html>

ANEXO 1

DIAGRAMA ELECTRICO DE LA FUENTE



LABTRONICS		
12V - 30W - POWER SUPPLY		
Draw: J.Romero	Rev 1.0	Page 1 of 1
	16/08/2015	

ANEXO 2

UC3842

Controlador PWM en modo de
control de corriente

Fabricante: UNITRODE

Current Mode PWM Controller

FEATURES

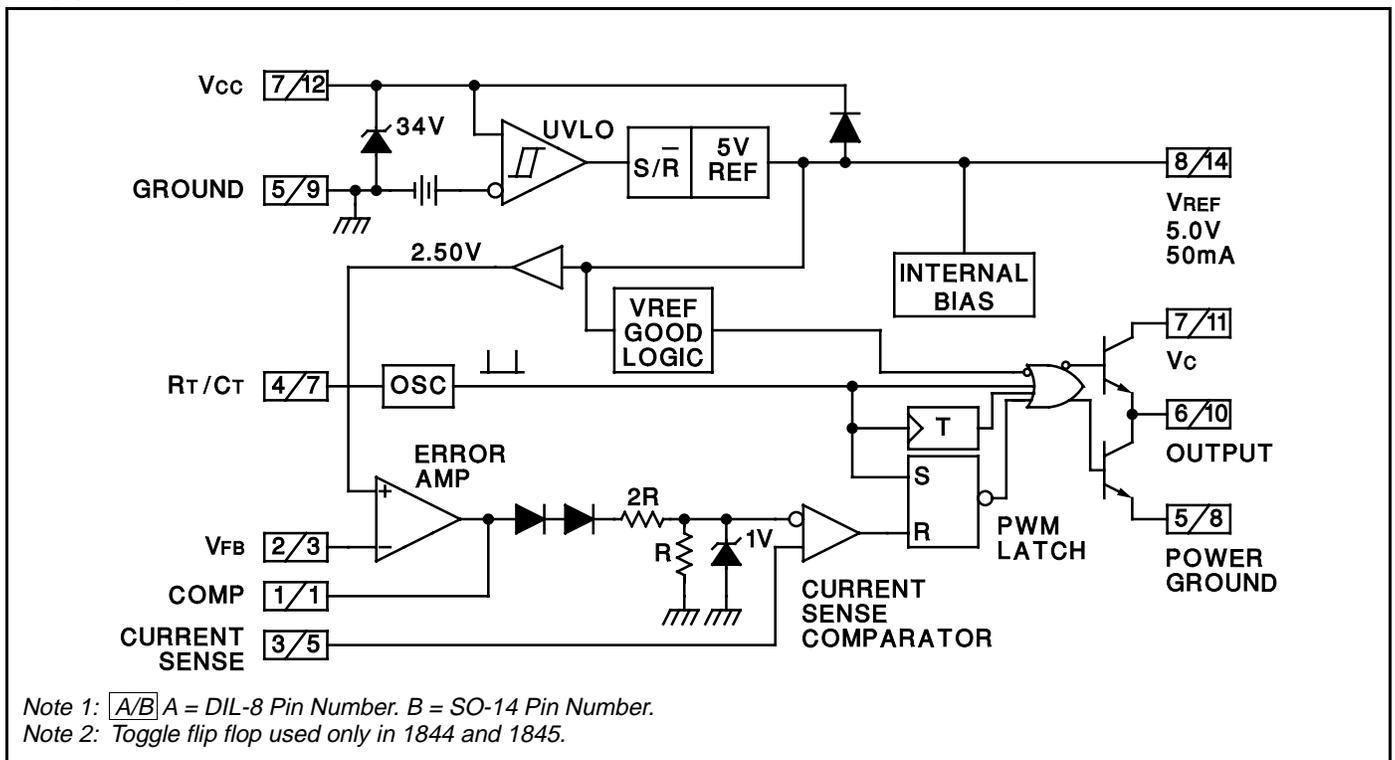
- Optimized For Off-line And DC To DC Converters
- Low Start Up Current (<1mA)
- Automatic Feed Forward Compensation
- Pulse-by-pulse Current Limiting
- Enhanced Load Response Characteristics
- Under-voltage Lockout With Hysteresis
- Double Pulse Suppression
- High Current Totem Pole Output
- Internally Trimmed Bandgap Reference
- 500khz Operation
- Low Ro Error Amp

DESCRIPTION

The UC1842/3/4/5 family of control ICs provides the necessary features to implement off-line or DC to DC fixed frequency current mode control schemes with a minimal external parts count. Internally implemented circuits include under-voltage lockout featuring start up current less than 1mA, a precision reference trimmed for accuracy at the error amp input, logic to insure latched operation, a PWM comparator which also provides current limit control, and a totem pole output stage designed to source or sink high peak current. The output stage, suitable for driving N Channel MOSFETs, is low in the off state.

Differences between members of this family are the under-voltage lockout thresholds and maximum duty cycle ranges. The UC1842 and UC1844 have UVLO thresholds of 16V (on) and 10V (off), ideally suited to off-line applications. The corresponding thresholds for the UC1843 and UC1845 are 8.4V and 7.6V. The UC1842 and UC1843 can operate to duty cycles approaching 100%. A range of zero to 50% is obtained by the UC1844 and UC1845 by the addition of an internal toggle flip flop which blanks the output off every other clock cycle.

BLOCK DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (Note 1)

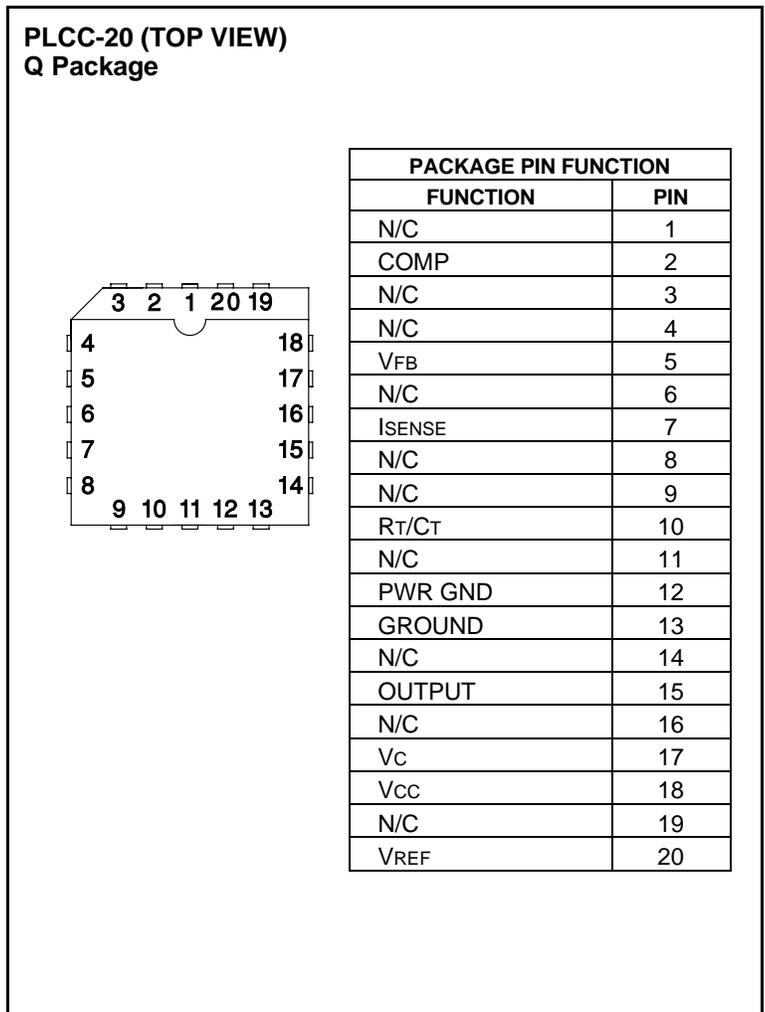
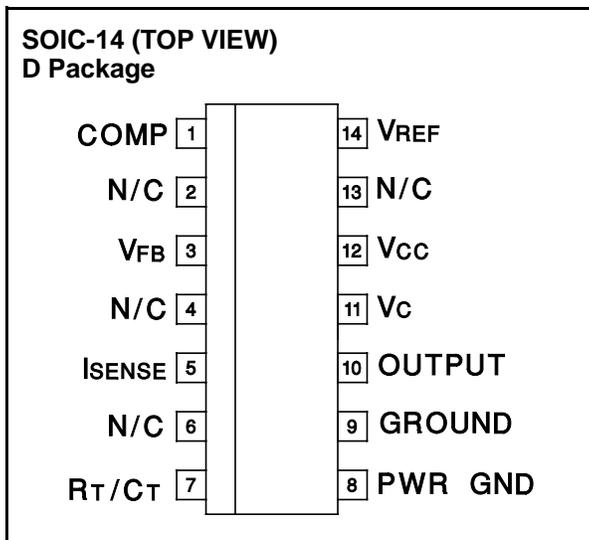
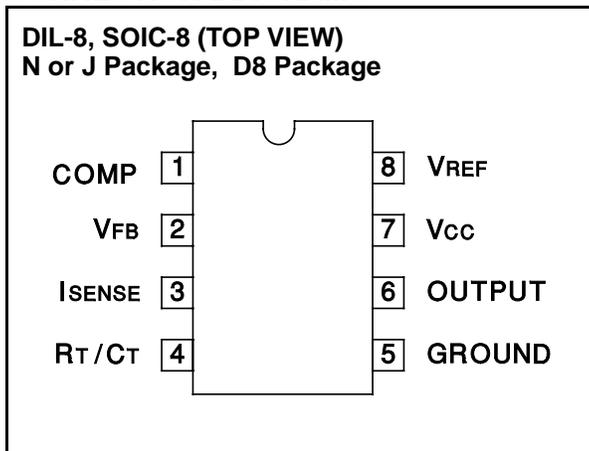
Supply Voltage (Low Impedance Source)	30V
Supply Voltage (I _{cc} <30mA)	Self Limiting
Output Current	±1A
Output Energy (Capacitive Load)	5μJ
Analog Inputs (Pins 2, 3)	-0.3V to +6.3V
Error Amp Output Sink Current	10mA
Power Dissipation at T _A ≤ 25°C (DIL-8)	1W
Power Dissipation at T _A ≤ 25°C (SOIC-14)	725mW
Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 Seconds)	300°C

Note 1: All voltages are with respect to Pin 5.

All currents are positive into the specified terminal.

Consult Packaging Section of Databook for thermal limitations and considerations of packages.

CONNECTION DIAGRAMS



ELECTRICAL CHARACTERISTICS: Unless otherwise stated, these specifications apply for $-55^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 125^{\circ}\text{C}$ for the UC184X; $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 85^{\circ}\text{C}$ for the UC284X; $0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 70^{\circ}\text{C}$ for the 384X; $V_{CC} = 15\text{V}$ (Note 5); $R_T = 10\text{k}$; $C_T = 3.3\text{nF}$, $T_A = T_J$.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	UC1842/3/4/5 UC2842/3/4/5			UC3842/3/4/5			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Reference Section								
Output Voltage	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$, $I_o = 1\text{mA}$	4.95	5.00	5.05	4.90	5.00	5.10	V
Line Regulation	$12 \leq V_{IN} \leq 25\text{V}$		6	20		6	20	mV
Load Regulation	$1 \leq I_o \leq 20\text{mA}$		6	25		6	25	mV
Temp. Stability	(Note 2) (Note 7)		0.2	0.4		0.2	0.4	mV/ $^{\circ}\text{C}$
Total Output Variation	Line, Load, Temp. (Note 2)	4.9		5.1	4.82		5.18	V
Output Noise Voltage	$10\text{Hz} \leq f \leq 10\text{kHz}$, $T_J = 25^{\circ}\text{C}$ (Note 2)		50			50		μV
Long Term Stability	$T_A = 125^{\circ}\text{C}$, 1000Hrs. (Note 2)		5	25		5	25	mV
Output Short Circuit		-30	-100	-180	-30	-100	-180	mA
Oscillator Section								
Initial Accuracy	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$ (Note 6)	47	52	57	47	52	57	kHz
Voltage Stability	$12 \leq V_{CC} \leq 25\text{V}$		0.2	1		0.2	1	%
Temp. Stability	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$ (Note 2)		5			5		%
Amplitude	$V_{PIN 4}$ peak to peak (Note 2)		1.7			1.7		V
Error Amp Section								
Input Voltage	$V_{PIN 1} = 2.5\text{V}$	2.45	2.50	2.55	2.42	2.50	2.58	V
Input Bias Current			-0.3	-1		-0.3	-2	μA
AVOL	$2 \leq V_o \leq 4\text{V}$	65	90		65	90		dB
Unity Gain Bandwidth	(Note 2) $T_J = 25^{\circ}\text{C}$	0.7	1		0.7	1		MHz
PSRR	$12 \leq V_{CC} \leq 25\text{V}$	60	70		60	70		dB
Output Sink Current	$V_{PIN 2} = 2.7\text{V}$, $V_{PIN 1} = 1.1\text{V}$	2	6		2	6		mA
Output Source Current	$V_{PIN 2} = 2.3\text{V}$, $V_{PIN 1} = 5\text{V}$	-0.5	-0.8		-0.5	-0.8		mA
VOUT High	$V_{PIN 2} = 2.3\text{V}$, $R_L = 15\text{k}$ to ground	5	6		5	6		V
VOUT Low	$V_{PIN 2} = 2.7\text{V}$, $R_L = 15\text{k}$ to Pin 8		0.7	1.1		0.7	1.1	V
Current Sense Section								
Gain	(Notes 3 and 4)	2.85	3	3.15	2.85	3	3.15	V/V
Maximum Input Signal	$V_{PIN 1} = 5\text{V}$ (Note 3)	0.9	1	1.1	0.9	1	1.1	V
PSRR	$12 \leq V_{CC} \leq 25\text{V}$ (Note 3) (Note 2)		70			70		dB
Input Bias Current			-2	-10		-2	-10	μA
Delay to Output	$V_{PIN 3} = 0$ to 2V (Note 2)		150	300		150	300	ns

Note 2: These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production.

Note 3: Parameter measured at trip point of latch with $V_{PIN 2} = 0$.

Note 4: Gain defined as

$$A = \frac{\Delta V_{PIN 1}}{\Delta V_{PIN 3}}, 0 \leq V_{PIN 3} \leq 0.8\text{V}$$

Note 5: Adjust V_{CC} above the start threshold before setting at 15V.

Note 6: Output frequency equals oscillator frequency for the UC1842 and UC1843.

Output frequency is one half oscillator frequency for the UC1844 and UC1845.

Note 7: Temperature stability, sometimes referred to as average temperature coefficient, is described by the equation:

$$\text{Temp Stability} = \frac{V_{REF(max)} - V_{REF(min)}}{T_J(max) - T_J(min)}$$

$V_{REF(max)}$ and $V_{REF(min)}$ are the maximum and minimum reference voltages measured over the appropriate temperature range. Note that the extremes in voltage do not necessarily occur at the extremes in temperature.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS: Unless otherwise stated, these specifications apply for $-55^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 125^{\circ}\text{C}$ for the UC184X; $-40^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 85^{\circ}\text{C}$ for the UC284X; $0^{\circ}\text{C} \leq T_A \leq 70^{\circ}\text{C}$ for the 384X; $V_{CC} = 15\text{V}$ (Note 5); $R_T = 10\text{k}$; $C_T = 3.3\text{nF}$, $T_A = T_J$.

PARAMETER	TEST CONDITION	UC1842/3/4/5 UC2842/3/4/5			UC3842/3/4/5			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Output Section								
Output Low Level	$I_{\text{SINK}} = 20\text{mA}$		0.1	0.4		0.1	0.4	V
	$I_{\text{SINK}} = 200\text{mA}$		1.5	2.2		1.5	2.2	V
Output High Level	$I_{\text{SOURCE}} = 20\text{mA}$	13	13.5		13	13.5		V
	$I_{\text{SOURCE}} = 200\text{mA}$	12	13.5		12	13.5		V
Rise Time	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$, $C_L = 1\text{nF}$ (Note 2)		50	150		50	150	ns
Fall Time	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$, $C_L = 1\text{nF}$ (Note 2)		50	150		50	150	ns
Under-voltage Lockout Section								
Start Threshold	X842/4	15	16	17	14.5	16	17.5	V
	X843/5	7.8	8.4	9.0	7.8	8.4	9.0	V
Min. Operating Voltage After Turn On	X842/4	9	10	11	8.5	10	11.5	V
	X843/5	7.0	7.6	8.2	7.0	7.6	8.2	V
PWM Section								
Maximum Duty Cycle	X842/3	95	97	100	95	97	100	%
	X844/5	46	48	50	47	48	50	%
Minimum Duty Cycle				0			0	%
Total Standby Current								
Start-Up Current			0.5	1		0.5	1	mA
Operating Supply Current	$V_{\text{PIN}2} = V_{\text{PIN}3} = 0\text{V}$		11	17		11	17	mA
V_{CC} Zener Voltage	$I_{CC} = 25\text{mA}$	30	34		30	34		V

Note 2: These parameters, although guaranteed, are not 100% tested in production.

Note 3: Parameter measured at trip point of latch with $V_{\text{PIN}2} = 0$.

Note 4: Gain defined as:

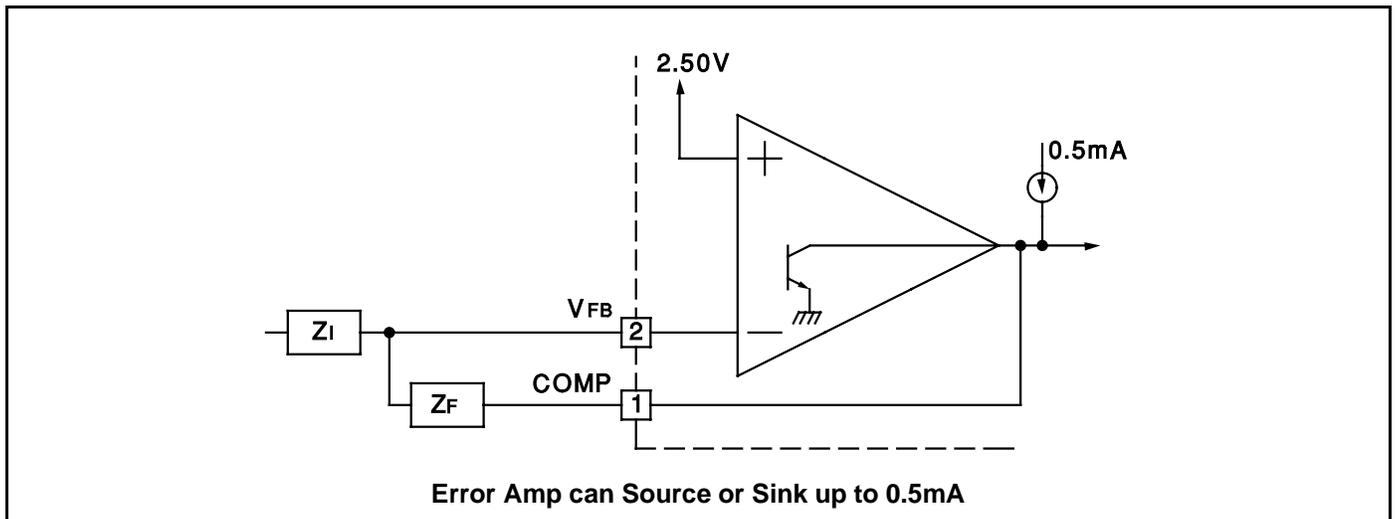
$$A = \frac{\Delta V_{\text{PIN}1}}{\Delta V_{\text{PIN}3}}; 0 \leq V_{\text{PIN}3} \leq 0.8\text{V}.$$

Note 5: Adjust V_{CC} above the start threshold before setting at 15V.

Note 6: Output frequency equals oscillator frequency for the UC1842 and UC1843.

Output frequency is one half oscillator frequency for the UC1844 and UC1845.

ERROR AMP CONFIGURATION



UNDER-VOLTAGE LOCKOUT

	UC1842 UC1844	UC1843 UC1845
V _{ON}	16V	8.4V
V _{OFF}	10V	7.6V

During under-voltage lock-out, the output driver is biased to sink minor amounts of current. Pin 6 should be shunted to ground with a bleeder resistor to prevent activating the power switch with extraneous leakage currents.

CURRENT SENSE CIRCUIT

Peak Current (I_s) is Determined By The Formula

$$I_{S\text{MAX}} \approx \frac{1.0\text{V}}{R_s}$$

A small RC filter may be required to suppress switch transients.

OSCILLATOR SECTION

For $R_T > 5k$ $f \approx \frac{1.72}{R_T C_T}$

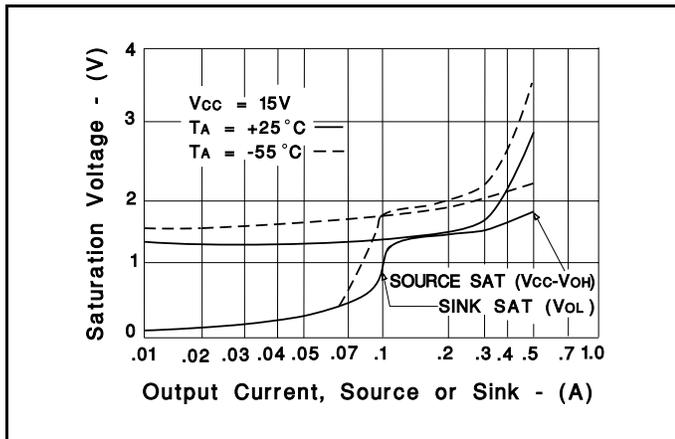
Deadtime vs CT (RT > 5k)

CT (nF)	td (μs)
1	0.3
2.2	0.6
4.7	1.2
10	2.4
22	4.8
47	9.6
100	19.2

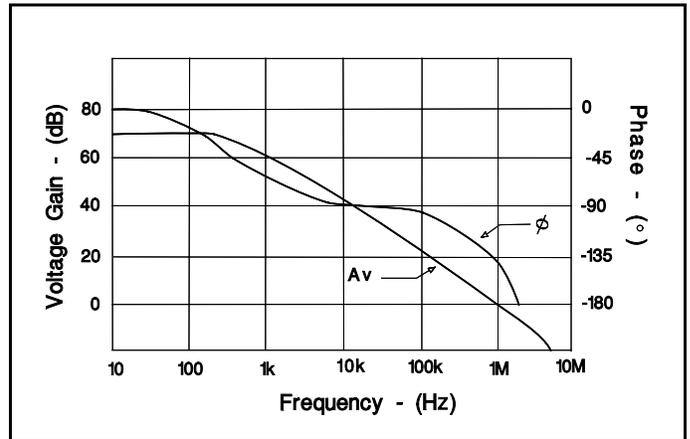
Timing Resistance vs Frequency

FREQUENCY (Hz)	RT (kΩ) for CT = 100nF
100	172
1k	17.2
10k	1.72
100k	0.172
1M	0.0172

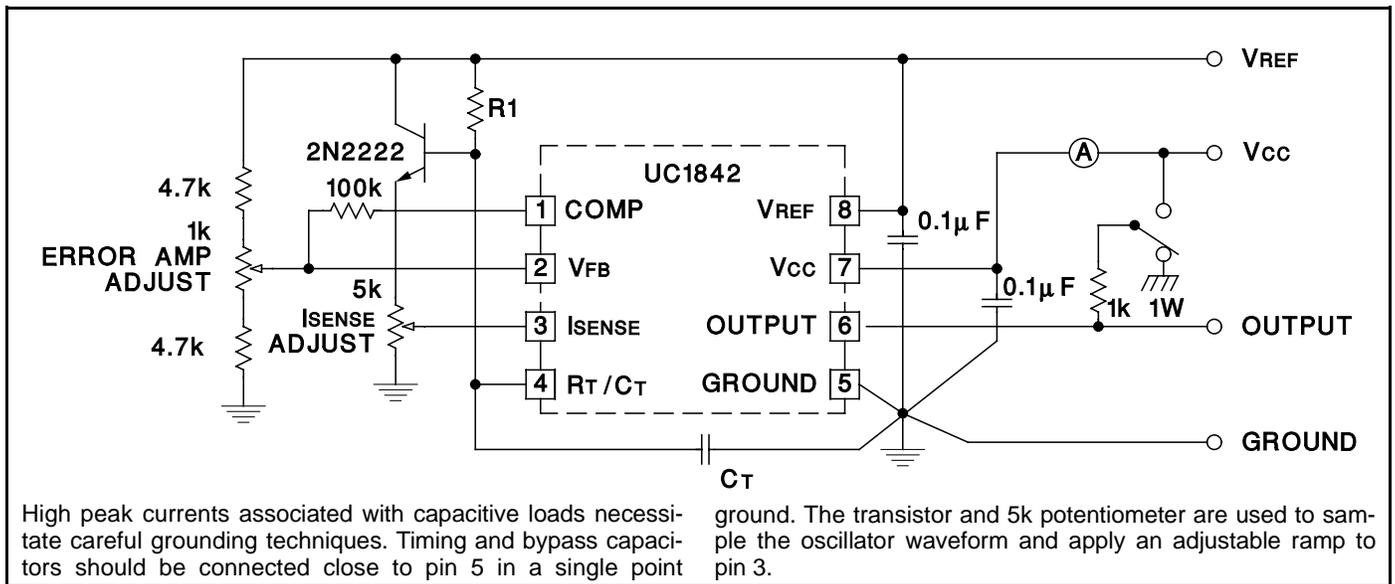
OUTPUT SATURATION CHARACTERISTICS



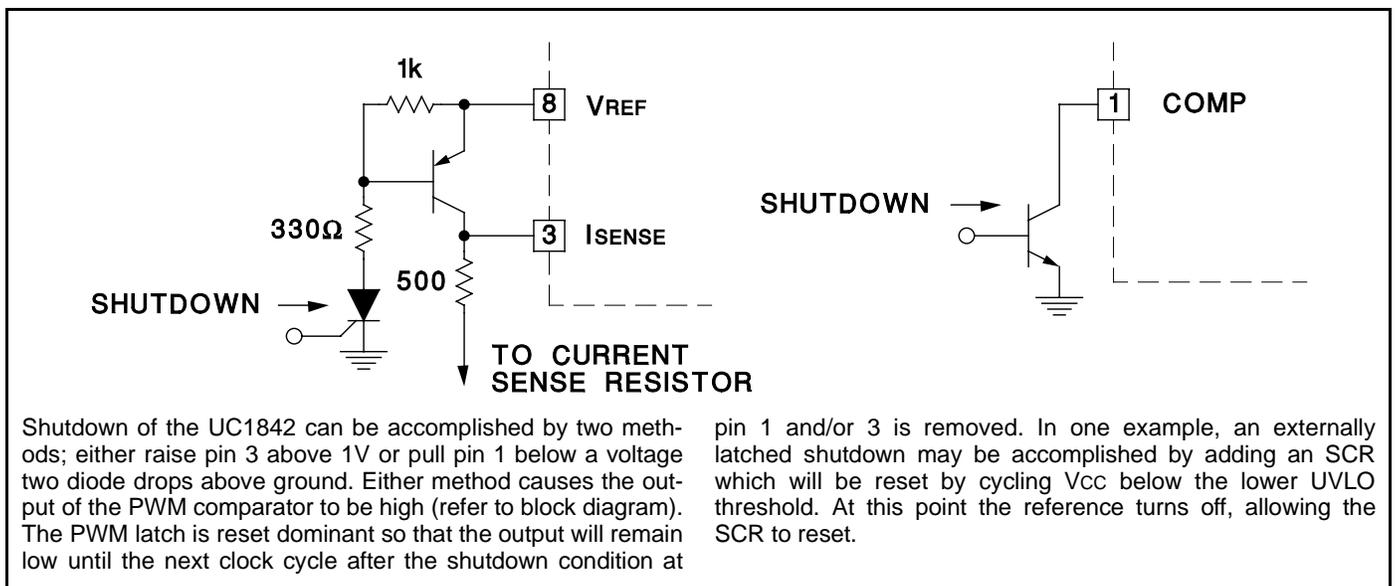
ERROR AMPLIFIER OPEN-LOOP FREQUENCY RESPONSE



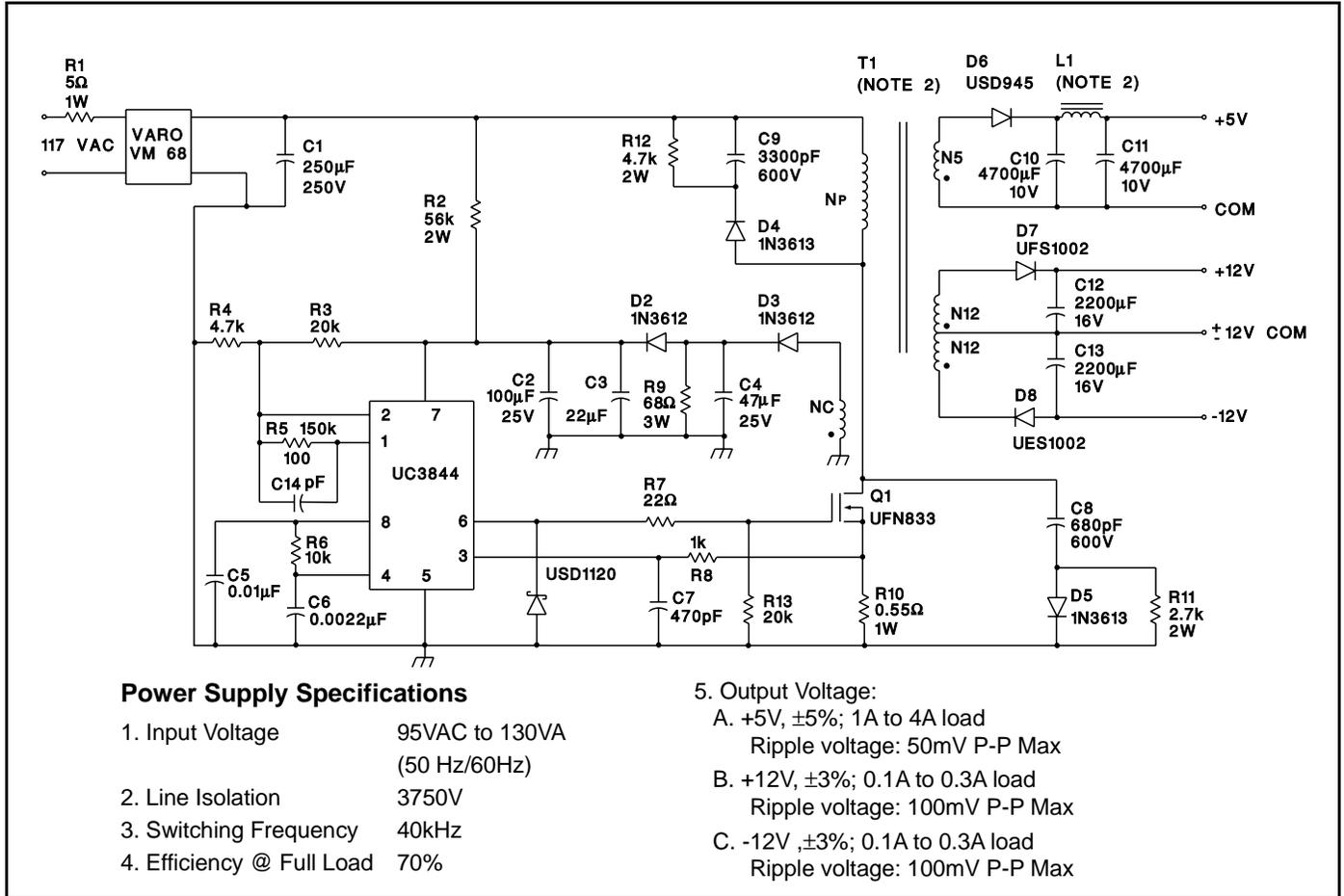
OPEN-LOOP LABORATORY FIXTURE



SHUT DOWN TECHNIQUES



OFFLINE FLYBACK REGULATOR



SLOPE COMPENSATION

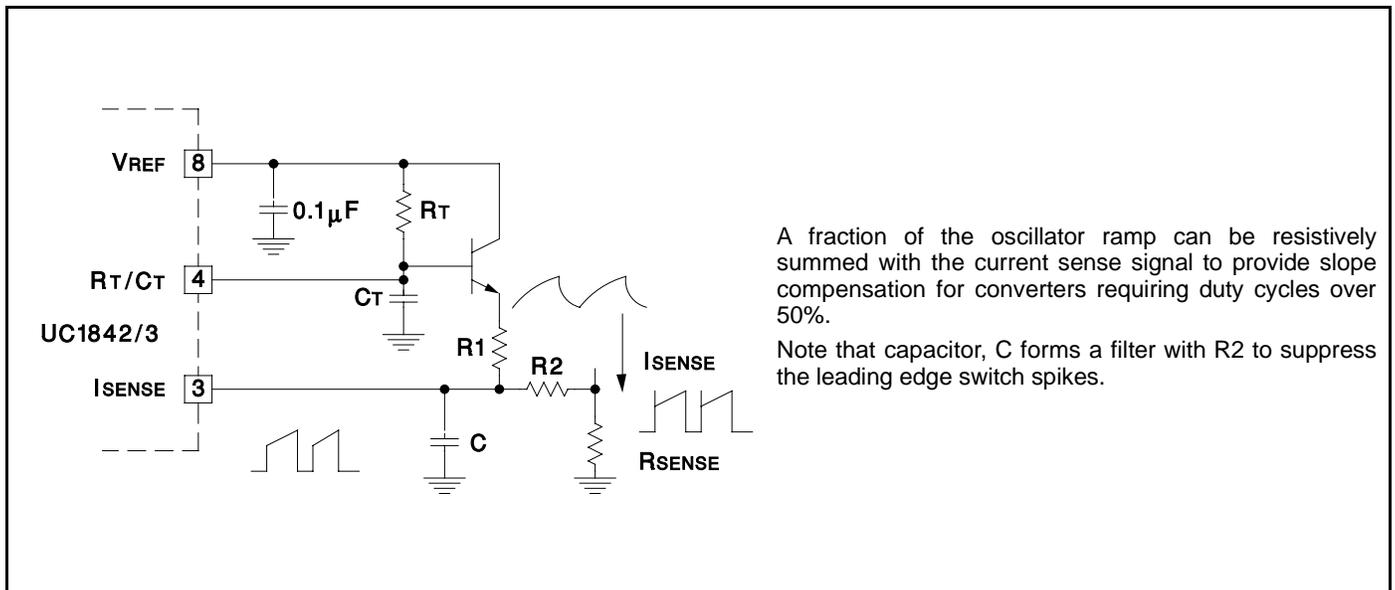


TABLA A1-2: Controladores en Terminación-Sencilla (Continuación)

I_O (mA) Max	Minimum Operating Voltage Range (V)	Operating Mode	Reference (V)	Maximum Useful Oscillator Frequency (kHz)	Device	T_A (°C)	Package
1000 (Totem Pole MOSFET Drive Output)	11 to 30	Current	$5.0 \pm 1.0\%$	500 (Improved Oscillator Specifications with Frequency Guaranteed at 250 kHz)	UC2842B	-25 to +85	SO-14
							SO-8
	DIP-8						
	8.2 to 30		UC3843B		0 to +70	SO-14	
						SO-8	
						DIP-8	
			UC3843BV		-40 to +105	SO-14	
						SO-8	
			DIP-8				
			UC2843B		-25 to +85	SO-14	
	SO-8						
	DIP-8						
	11.5 to 30		500 (50% Duty Cycle Limit)	UC3844B	0 to +70	SO-14	
						SO-8	
	DIP-8						
	UC3844BV			-40 to +105	SO-14		
			SO-8				
	DIP-8						
	11 to 30		UC2844B	-25 to +85	SO-14		
					SO-8		
DIP-8							
8.2 to 30	UC3845B	0 to +70	SO-14				
			SO-8				
			DIP-8				
	UC3845BV	-40 to +105	SO-14				
			SO-8				
	DIP-8						
UC2845B	-25 to +85	SO-14					
		SO-8					
DIP-8							
2000 (Totem Pole MOSFET Drive Output)	9.2 to 30	Current or Voltage	$5.1 \pm 1.0\%$	1000	MC34023P	0 to +70	DIP-16
					MC33023DW		-40 to +105

TABLA A1-3: Controladores en Terminación-Doble (Double-Ended)

I_O (mA) Max	Minimum Operating Voltage Range (V)	Operating Mode	Reference (V)	Maximum Useful Oscillator Frequency (kHz)	Device	T_A (°C)	Package
500 (Uncommitted Drive Outputs)	7.0 to 40	Voltage	$5.0 \pm 5.0\%$ ⁽¹⁾	200	TL494	0 to +70	DIP-16
						-25 to +85	DIP-16
			$5.0 \pm 1.5\%$	300	TL594	0 to +70	DIP-16
						-25 to +85	DIP-16
± 500 (Totem Pole MOSFET Drive Outputs)	8.0 to 40		$5.1 \pm 2.0\%$	400	SG3525A	0 to +70	DIP-16
± 200 (Totem Pole MOSFET Drive Outputs)			$5.0 \pm 2.0\%$				
± 1500 (Totem Pole MOSFET Drive Outputs)	9.6 to 20	Resonant (Zero Current)	$5.1 \pm 2.0\%$	1000	MC34066	0 to +70	DIP-16
					MC33066	-40 to +85	SO-16L
							DIP-16
		Resonant (Zero Voltage)		2000	MC34067	0 to +70	SO-16L
							DIP-16
					MC33067	-40 to +85	SO-16L
					DIP-16		
2000 (Totem Pole MOSFET Drive Outputs)	9.2 to 30	Current or Voltage	$5.1 \pm 1.0\%$	1000	MC34025	0 to +70	SO-16L
							DIP-16
					MC33025	-40 to +105	SO-16L

ANEXO 4

Catálogo de MOSFET de potencia
Manual de referencia

Fabricante: FAIRCHILD

TO-220

Products	BV _{DSS} Min. (V)	Config.	R _{DS(ON)} Max (Ω) @ V _{GS} =				Q _g Typ. (nC) @V _{GS} = 5V	I _D (A)	P _D (W)
			10V	4.5V	2.5V	1.8V			
TO-220 N-Channel									
ISL9N302AP3	30	Single	0.0025	0.0033	–	–	110	75	345
ISL9N303AP3	30	Single	0.0032	0.005	–	–	61	75	215
FDP8030L	30	Single	0.0035	0.0045	–	–	120	80	187
FDP8870	30	Single	0.0041	0.0046	–	–	106	156	160
FDP7045L	30	Single	0.0045	0.006	–	–	41	100	107
HUF76145P3	30	Single	0.0045	0.0065	–	–	73	75	270
ISL9N304AP3	30	Single	0.0045	0.0075	–	–	38	75	145
IFDP8874	30	Single	0.0053	0.0066	–	–	56	114	110
FDP8896	30	Single	0.0059	0.007	–	–	48	92	80
FDP6676	30	Single	0.006	0.0075	–	–	43	84	93
ISL9N306AP3	30	Single	0.006	0.0095	–	–	30	75	125
FDP6670AL	30	Single	0.0065	0.0085	–	–	24	80	68
FDP7030L	30	Single	0.007	0.01	–	–	24	80	68
ISL9N307AP3	30	Single	0.007	0.0115	–	–	28	75	100
FDP7042L	30	Single	0.0075	0.009	–	–	32	50	83
HUF76139P3	30	Single	0.0075	0.011	–	–	65	75	165
ISL9N308AP3	30	Single	0.008	0.012	–	–	45	75	100
FDP7030BL	30	Single	0.009	0.012	–	–	17	60	60
ISL9N7030BLP3	30	Single	0.009	0.012	–	–	45	75	100
ISL9N310AP3	30	Single	0.01	0.015	–	–	17	62	70
FDP6035L	30	Single	0.0112	0.014	–	–	13	48	52
ISL9N312AP3	30	Single	0.012	0.02	–	–	13	58	75
FDP6035AL	30	Single	0.0125	0.017	–	–	17	48	58
FDP6030L	30	Single	0.013	0.017	–	–	13	48	52
HUF76129P3	30	Single	0.016	0.023	–	–	37	56	105
FDP6030BL	30	Single	0.018	0.024	–	–	12	40	60
HUF76121P3	30	Single	0.021	0.031	–	–	24	47	75
HUF76107P3	30	Single	0.052	0.085	–	–	4.7	20	35
FDP6676S	30	SyncFET	0.0065	0.008	–	–	40	76	70
FDP6670S	30	SyncFET	0.0085	0.0105	–	–	23	62	62.5
FDP6644S	30	SyncFET	0.01	0.012	–	–	27	55	60
FDP6690S	30	SyncFET	0.0155	0.023	–	–	11	42	48
HUF75229P3	50	Single	0.022	–	–	–	35	44	90
BUZ11	50	Single	0.04	–	–	–	–	30	75
HUF75345P3	55	Single	0.007	–	–	–	125	75	325
HUFA75345P3	55	Single	0.007	–	–	–	125	75	325
HUF75344P3	55	Single	0.008	–	–	–	90	75	285
HUFA75344P3	55	Single	0.008	–	–	–	90	75	285

TO-220 (Continued)

Products	BV _{DSS} Min. (V)	Config.	R _{DS(ON)} Max (Ω) @ V _{GS} =				Q _g Typ. (nC) @V _{GS} = 5V	I _D (A)	P _D (W)
			10V	4.5V	2.5V	1.8V			
HUF75343P3	55	Single	0.009	–	–	–	92	75	270
HUFA75343P3	55	Single	0.009	–	–	–	92	75	270
HUF75339P3	55	Single	0.012	–	–	–	60	75	200
HUFA75339P3	55	Single	0.012	–	–	–	60	75	200
HUF75337P3	55	Single	0.014	–	–	–	51	75	175
HUFA75337P3	55	Single	0.014	–	–	–	51	75	175
HUF75333P3	55	Single	0.016	–	–	–	40	66	150
HUFA75333P3	55	Single	0.016	–	–	–	40	66	150
HUF75332P3	55	Single	0.019	–	–	–	40	60	145
HUFA75332P3	55	Single	0.019	–	–	–	40	60	145
HUFA75329P3	55	Single	0.024	–	–	–	35	49	128
HUF75329P3	55	Single	0.026	–	–	–	35	49	128
HUF75321P3	55	Single	0.034	–	–	–	21	35	93
HUFA75321P3	55	Single	0.034	–	–	–	21	35	93
HUF75309P3	55	Single	0.07	–	–	–	11	19	55
HUFA75309P3	55	Single	0.07	–	–	–	11	19	55
HUFA75307P3	55	Single	0.09	–	–	–	9	15	45
FDPO38AN06A0	60	Single	0.0038	0.0074@6V	–	–	95	80	310
FDPO50AN06A0	60	Single	0.005	0.011@6V	–	–	61	80	245
HUF76445P3	60	Single	0.0065	0.0075	–	–	124	75	310
HUFA76445P3	60	Single	0.0065	0.0075	–	–	124	75	310
FDPO70AN06A0	60	Single	0.007	–	–	–	51	15	175
HUF76443P3	60	Single	0.008	0.0095	–	–	107	75	260
HUFA76443P3	60	Single	0.008	0.0095	–	–	107	75	260
FDP5645	60	Single	0.0095	0.011@6V	–	–	76	80	125
FQP85N06	60	Single	0.01	–	–	–	86	85	160
FDP10AN06A0	60	Single	0.0105	0.027@6V	–	–	28	75	135
FDP14AN06LA0	60	Single	0.0116	0.0146@5V	–	–	24	61	125
HUF76439P3	60	Single	0.012	0.014	–	–	70	75	180
HUFA76439P3	60	Single	0.012	0.014	–	–	70	75	180
FDP13AN06A0	60	Single	0.0135	0.034@6V	–	–	22	62	115
RFP70N06	60	Single	0.014	–	–	–	100	70	150
HUFA76437P3	60	Single	0.014	0.017	–	–	59	71	155
FQP65N06	60	Single	0.016	–	–	–	48	65	150
HUF76432P3	60	Single	0.017	0.019	–	–	44	59	130
HUFA76432P3	60	Single	0.017	0.019	–	–	44	59	130
FDP24AN06LA0	60	Single	0.019	0.024@5V	–	–	16	36	75
FDP20AN06A0	60	Single	0.02	–	–	–	15	45	90
FQP55N06	60	Single	0.02	–	–	–	35	55	133
FDP5680	60	Single	0.02	0.023@6V	–	–	33	40	65

TO-220 (Continued)

Products	BV _{DSS} Min. (V)	Config.	R _{DS(ON)} Max (Ω) @ V _{GS} =				Q _g Typ. (nC) @V _{GS} = 5V	I _D (A)	P _D (W)
			10V	4.5V	2.5V	1.8V			
FQP50N06L	60	Single	0.021	0.025@5V	–	–	24.5	52	121
FQP50N06	60	Single	0.022	–	–	–	31	50	120
RFP50N06	60	Single	0.022	–	–	–	67	50	131
HUF76429P3	60	Single	0.022	0.025	–	–	38	47	110
HUFA76429P3	60	Single	0.022	0.025	–	–	38	47	110
FDP5690	60	Single	0.027	0.032@6V	–	–	23	32	58
HUF76423P3	60	Single	0.03	0.035	–	–	28	35	85
HUFA76423P3	60	Single	0.03	0.035	–	–	28	35	85
HUF76419P3	60	Single	0.035	0.04	–	–	22	29	75
HUFA76419P3	60	Single	0.035	0.04	–	–	22	29	75
FQP30N06L	60	Single	0.035	0.045@5V	–	–	15	32	79
FQP30N06	60	Single	0.04	–	–	–	19	30	79
HUFA76413P3	60	Single	0.049	0.056	–	–	17	23	60
FQP20N06L	60	Single	0.055	0.07@5V	–	–	9.5	21	53
FQP20N06	60	Single	0.06	–	–	–	11.5	20	53
HUFA76409P3	60	Single	0.062	0.07	–	–	12	18	49
HUF76407P3	60	Single	0.092	0.107	–	–	9.4	13	38
HUFA76407P3	60	Single	0.092	0.107	–	–	9.4	13	38
FQP13N06L	60	Single	0.11	0.14@5V	–	–	4.8	13.6	45
FQP13N06	60	Single	0.135	–	–	–	5.8	13	45
RFP3055	60	Single	0.15	–	–	–	10	12	53
FDP047AN08A0	75	Single	0.0047	0.0087@6V	–	–	92	80	310
FDP060AN08A0	75	Single	0.006	0.01@6V	–	–	99	80	285
FDP16AN08A0	75	Single	0.016	0.029@6V	–	–	28	58	135
HUF75545P3	80	Single	0.01	–	–	–	105	75	270
HUFA75545P3	80	Single	0.01	–	–	–	105	75	270
HUF75542P3	80	Single	0.014	–	–	–	80	75	230
HUFA75542P3	80	Single	0.014	–	–	–	80	75	230
FQP9N08	80	Single	0.016	–	–	–	84	71	160
FQP70N08	80	Single	0.017	–	–	–	75	70	155
FQP58N08	80	Single	0.024	–	–	–	50	57	146
FQP44N08	80	Single	0.034	–	–	–	38	44	127
FQP24N08	80	Single	0.06	–	–	–	19	24	75
FQP17N08L	80	Single	0.1	0.115@5V	–	–	8.8	16.5	65
FQP17N08	80	Single	0.115	–	–	–	12	16.5	65
FQP9N08	80	Single	0.21	–	–	–	5.9	9.3	40
FQP9N08L	80	Single	0.21	0.23@5V	–	–	4.7	9.3	40
IRL540A	100	Single	–	0.058@5V	–	–	38.4	28	121
IRL530A	100	Single	–	0.12@5V	–	–	16.9	14	62

TO-220 (Continued)

Products	BV _{DSS} Min. (V)	Config.	R _{DS(ON)} Max (Ω) @ V _{GS} =				Q _g Typ. (nC) @V _{GS} = 5V	I _D (A)	P _D (W)
			10V	4.5V	2.5V	1.8V			
IRL520A	100	Single	–	0.22@5V	–	–	10.2	9.2	49
IRL510A	100	Single	–	0.44@5V	–	–	5.5	5.6	37
FDP3632	100	Single	0.009	0.015@6V	–	–	84	80	310
FQP90N10V2	100	Single	0.01	–	–	–	146	90	250
HUF75645P3	100	Single	0.014	–	–	–	106	75	310
HUFA75645P3	100	Single	0.014	–	–	–	106	75	310
HUF76645P3	100	Single	0.014	0.015	–	–	127	75	310
HUFA76645P3	100	Single	0.014	0.015	–	–	127	75	310
FDP3652	100	Single	0.016	0.026@6V	–	–	41	61	150
FQP70N10	100	Single	0.025	–	–	–	85	57	160
HUF75639P3	100	Single	0.025	–	–	–	57	56	200
HUFA75639P3	100	Single	0.025	–	–	–	57	56	200
FQP55N10	100	Single	0.026	–	–	–	75	55	155
HUF76639P3	100	Single	0.026	0.027	–	–	71	51	180
HUFA76639P3	100	Single	0.026	0.027	–	–	71	51	180
HUF75637P3	100	Single	0.03	–	–	–	48	44	155
HUFA75637P3	100	Single	0.03	–	–	–	48	44	155
HUF76633P3	100	Single	0.035	0.036	–	–	56	39	145
HUFA76633P3	100	Single	0.035	0.036	–	–	56	39	145
FDP3682	100	Single	0.036	0.06@6V	–	–	18.5	32	95
FQP44N10	100	Single	0.039	–	–	–	48	43.5	146
HUF75631P3	100	Single	0.04	–	–	–	35	33	120
HUFA75631P3	100	Single	0.04	–	–	–	35	33	120
IRF550A	100	Single	0.04	–	–	–	75	40	167
FQP33N10	100	Single	0.052	–	–	–	38	33	127
IRF540A	100	Single	0.052	–	–	–	60	28	107
FQP33N10L	100	Single	0.052	0.055@5V	–	–	30	33	127
HUF75623P3	100	Single	0.064	–	–	–	23	22	85
HUFA75623P3	100	Single	0.064	–	–	–	23	22	85
FQP19N10	100	Single	0.1	–	–	–	19	19	75
FQP19N10L	100	Single	0.1	0.11@5V	–	–	14	19	75
IRF530A	100	Single	0.11	–	–	–	27	14	55
FQP13N10	100	Single	0.18	–	–	–	12	12.8	65
FQP13N10L	100	Single	0.18	0.2@5V	–	–	8.7	12.8	65
IRF520A	100	Single	0.2	–	–	–	16	9.2	45
FQP7N10	100	Single	0.35	–	–	–	5.8	7.3	40
FQP7N10L	100	Single	0.35	0.38@5V	–	–	4.6	7.3	40
IRF510A	100	Single	0.4	–	–	–	8.5	5.6	33
FDP3672	105	Single	0.033	0.055@6V	–	–	28	41	135
FQP32N12V2	120	Single	0.05	–	–	–	41	32	150

TO-220 (Continued)

Products	BV _{DSS} Min. (V)	Config.	R _{DS(ON)} Max (Ω) @ V _{GS} =				Q _g Typ. (nC) @V _{GS} = 5V	I _D (A)	P _D (W)	
			10V	4.5V	2.5V	1.8V				
FDP2532	150	Single	0.016	0.024@6V	–	–	86	79	310	
FDP2552	150	Single	0.036	0.054@6V	–	–	41	37	150	
FQP46N15	150	Single	0.042	–	–	–	85	45.6	210	
HUF75842P3	150	Single	0.042	–	–	–	77	43	230	
HUFA75842P3	150	Single	0.042	–	–	–	77	43	230	
FDP42AN15AO	150	Single	0.042	0.06@6V	–	–	30	35	150	
FDP2572	150	Single	0.056	0.075@6V	–	–	27	29	135	
FDP2570	150	Single	0.08	0.09@6V	–	–	40	22	93	
FDP120AN15AO	150	Single	0.12	0.17@6V	–	–	11.2	14	65	
FQP16N15	150	Single	0.16	–	–	–	23	16.4	108	
FQP14N15	150	Single	0.21	–	–	–	18	14.4	104	
FQP9N15	150	Single	0.4	–	–	–	10	9	75	
FQP6N15	150	Single	0.6	–	–	–	6.5	6.4	63	
IRL640A	200	Single	–	0.18@5V	–	–	40	18	110	
IRL630A	200	Single	–	0.4@5V	–	–	18.6	9	69	
IRL620A	200	Single	–	0.8@5V	–	–	10.3	5	39	
IRL610A	200	Single	–	1.5@5V	–	–	6.1	3.3	33	
SSP45N20B	200	Single	0.065	–	–	–	133	35	176	
FQP34N20	200	Single	0.075	–	–	–	60	31	180	
FQP34N20L	200	Single	0.075	0.08@5V	–	–	55	31	180	
FQP32N20C	200	Single	0.082	–	–	–	82.5	28	156	
IRF650B	200	Single	0.085	–	–	–	95	28	156	
HUF75939P3	200	Single	0.125	–	–	–	64	22	180	
FDP2670	200	Single	0.13	–	–	–	27	19	93	
FQP18N20V2	200	Single	0.14	–	–	–	20	18	–	
FQP19N20L	200	Single	0.14	0.15@5V	–	–	27	21	140	
FQP19N20	200	Single	0.15	–	–	–	31	19.4	140	
FQA19N20C	200	Single	0.17	–	–	–	40.5	21.8	180	
FQP19N20C	200	Single	0.17	–	–	–	40.5	19	139	
IRF640A	200	Single	Replaced by IRF640B							
IRF640B	200	Single	0.18	–	–	–	45	18	139	
FQP10N20C	200	Single	0.36	–	–	–	40.5	21.8	180	
FQP630	200	Single	0.4	–	–	–	19	9	78	
IRF630B	200	Single	0.4	–	–	–	22	9	72	
FQP7N20	200	Single	0.69	–	–	–	8	6.6	63	
FQP7N20L	200	Single	0.75	0.78@5V	–	–	6.8	6.5	63	
IRF620B	200	Single	0.8	–	–	–	12	5	47	
FQP5N20	200	Single	1.2	–	–	–	6	4.5	52	
FQP5N20L	200	Single	1.2	1.25@5V	–	–	4.8	4.5	52	

TO-220 (Continued)

Products	BV _{DSS} Min. (V)	Config.	R _{DS(ON)} Max (Ω) @ V _{GS} =				Q _g Typ. (nC) @V _{GS} = 5V	I _D (A)	P _D (W)
			10V	4.5V	2.5V	1.8V			
FQP4N20L	200	Single	1.35	1.4@5V	–	–	4	3.8	45
FQP4N20	200	Single	1.4	–	–	–	5	3.6	45
IRF610B	200	Single	1.5	–	–	–	7.2	3.3	38
FQP27N25	250	Single	0.11	–	–	–	50	25.5	180
IRF654B	250	Single	0.14	–	–	–	95	15	156
FQP16N25	250	Single	0.23	–	–	–	27	16	142
FQA16N25C	250	Single	0.27	–	–	–	41	17.8	180
FQAF16N25C	250	Single	0.27	–	–	–	41	11.4	73
FQP16N25C	250	Single	0.27	–	–	–	41	15.6	139
IRF644B	250	Single	0.28	–	–	–	47	14	139
FQI9N25C	250	Single	0.43	–	–	–	26.5	8.8	74
FQP9N25C	250	Single	0.43	–	–	–	26.5	8.8	74
IRF634B	250	Single	0.45	–	–	–	29	8.1	74
FQP6N25	250	Single	1	–	–	–	6.6	5.5	63
IRF624B	250	Single	1.1	–	–	–	13.5	4.1	49
FQP4N25	250	Single	1.75	–	–	–	4.3	3.6	52
IRF614B	250	Single	2	–	–	–	8.1	2.8	40
FQP3N25	250	Single	2.2	–	–	–	4	2.8	45
FQP22N30	300	Single	0.16	–	–	–	47	21	170
FQP14N30	300	Single	0.29	–	–	–	30	9.1	147
FQP9N30	300	Single	0.45	–	–	–	17	9	98
FQP5N30	300	Single	0.9	–	–	–	9.8	5.4	70
FQP3N30	300	Single	2.2	–	–	–	5.5	3.2	55
FQP2N30	300	Single	3.7	–	–	–	3.7	1.3	16
FDP20N40	400	Single	0.216	–	–	–	35	20	273
FQP17N40	400	Single	0.27	–	–	–	45	16	170
FQP11N40	400	Single	0.48	–	–	–	27	11.4	147
FQP11N40C	400	Single	0.53	–	–	–	28	11	135
FQP7N40	400	Single	0.8	–	–	–	16.5	7	98
FQP6N40C	400	Single	1	–	–	–	16	6	73
IRF730B	400	Single	1	–	–	–	25	5.5	73
FQP5N40	400	Single	1.6	–	–	–	10	4.5	70
IRF720B	400	Single	1.75	–	–	–	14	3.3	46
FQP3N40	400	Single	3.4	–	–	–	6	2.5	55
IRF710B	400	Single	3.4	–	–	–	7.7	2	36
FQP2N40	400	Single	5.8	–	–	–	4	1.8	40
FQP18N50V2	500	Single	0.265	–	–	–	42	18	208
FDP15N50	500	Single	0.38	–	–	–	33	15	300
FQP13N50	500	Single	0.43	–	–	–	45	12.5	170
FQP13N50C	500	Single	0.48	–	–	–	43	13	195

TO-220 (Continued)

Products	BV _{DSS} Min. (V)	Config.	R _{DS(ON)} Max (Ω) @ V _{GS} =				Q _g Typ. (nC) @V _{GS} = 5V	I _D (A)	P _D (W)
			10V	4.5V	2.5V	1.8V			
FDP11N50	500	Single	0.725	–	–	–	17	11	250
FQP9N50	500	Single	0.73	–	–	–	28	9	147
FQP9N50C	500	Single	0.8	–	–	–	28	9	135
IRF840B	500	Single	0.85	–	–	–	41	8	134
FQP6N50	500	Single	1.3	–	–	–	17	5.5	98
FQP5N50C	500	Single	1.4	–	–	–	18	5	73
IRF830B	500	Single	1.5	–	–	–	27	4.5	73
IRF820B	500	Single	2.6	–	–	–	14	2.5	49
FQP4N50	500	Single	2.7	–	–	–	10	3.4	70
FQP2N50	500	Single	5.3	–	–	–	6	2.1	55
SSP1N50B	500	Single	5.5	–	–	–	8.3	1.5	36
FQP1N50	500	Single	9	–	–	–	4	1.4	40
FCP11N60	600	Single	0.38	–	–	–	40	11	125
FDP14N60	600	Single	0.49	–	–	–	36	14	300
FQP12N60C	600	Single	0.65	–	–	–	48	12	225
FQP12N60	600	Single	0.7	–	–	–	42	10.5	180
FQP10N60C	600	Single	0.73	–	–	–	44	9.5	156
SSP10N60A	600	Single	0.8	–	–	–	74	9	156
SSP10N60B	600	Single	0.8	–	–	–	54	9	156
FQP7N60	600	Single	1	–	–	–	29	7.4	142
FQP8N60C	600	Single	1.2	–	–	–	28	7.5	147
SSP7N60B	600	Single	1.2	–	–	–	38	7	147
FQP6N60	600	Single	1.5	–	–	–	20	6.2	130
FQP6N60C	600	Single	2	–	–	–	16	5.5	125
FQP4N60	600	Single	2.2	–	–	–	15	4.4	106
FQP5N60C	600	Single	2.5	–	–	–	15	4.5	100
SSP4N60B	600	Single	2.5	–	–	–	22	4	100
FQP3N60	600	Single	3.6	–	–	–	10	3	75
FQP2N60	600	Single	4.7	–	–	–	9	2.4	64
FQP2N60C	600	Single	4.7	–	–	–	8.5	2	54
SSP2N60B	600	Single	5	–	–	–	12.5	2	54
FQP1N60	600	Single	11.5	–	–	–	5	1.2	40
FQP1N60C	600	Single	11.5	–	–	–	4.8	1.1	34
SSP1N60B	600	Single	12	–	–	–	5.9	1	34
FQP6N70	700	Single	1.5	–	–	–	30	6.2	142
SSP6N70A	700	Single	1.8	–	–	–	51	6	130
FQP8N80C	800	Single	1.55	–	–	–	35	8	178
FQP7N80C	800	Single	1.9	–	–	–	27	6.6	167
FQP6N80	800	Single	1.95	–	–	–	31	5.8	158

TO-220 (Continued)

Products	BV _{DSS} Min. (V)	Config.	R _{DS(ON)} Max (Ω) @ V _{GS} =				Q _g Typ. (nC) @V _{GS} = 5V	I _D (A)	P _D (W)
			10V	4.5V	2.5V	1.8V			
FQP6N80C	800	Single	2.5	–	–	–	21	5.5	158
FQP5N80	800	Single	2.6	–	–	–	25	4.8	140
FQP4N80	800	Single	3.6	–	–	–	19	3.9	130
FQP3N80C	800	Single	4.8	–	–	–	13	3	107
SSP3N80A	800	Single	Replaced by FQP3N80						
FQP3N80	800	Single	5	–	–	–	15	3	107
FQP2N80	800	Single	6.3	–	–	–	12	2.4	85
FQP9N90C	900	Single	1.4	–	–	–	45	8	205
FQP8N90C	900	Single	1.9	–	–	–	35	6	170
FQP6N90C	900	Single	2.3	–	–	–	30	6	167
FQP4N90	900	Single	3.1	–	–	–	24	4.2	140
FQP4N90C	900	Single	4.2	–	–	–	17	4	140
FQP3N90	900	Single	4.25	–	–	–	20	3.6	130
FQP2NA90	900	Single	5.8	–	–	–	15	2.8	107
FQP2N90	900	Single	7.2	–	–	–	12	2.2	85
TO-220 P-Channel									
FQP3P50	-500	Single	4.9	–	–	–	18	2.7	85
FQP1P50	-500	Single	10.5	–	–	–	11	1.5	63
FQP4P40	-400	Single	3.1	–	–	–	18	3.5	85
FQP2P40	-400	Single	6.5	–	–	–	10	2	63
FQP9P25	-250	Single	0.62	–	–	–	29	9.4	120
SFP9644	-250	Single	0.8	–	–	–	45	8.6	123
FQP6P25	-250	Single	1.1	–	–	–	21	6	90
SFP9634	-250	Single	1.3	–	–	–	29	5	70
FQP4P25	-250	Single	2.1	–	–	–	10	4	75
FQP2P25	-250	Single	4	–	–	–	6.5	2.3	52
SFP9614	-250	Single	4	–	–	–	9	1.6	20
SFP9640L	-200	Single	–	0.5@5V	–	–	46	11	98
FQP12P20	-200	Single	0.47	–	–	–	31	11.5	120
SFP9640	-200	Single	0.5	–	–	–	46	11	123
FQP7P20	-200	Single	0.69	–	–	–	19	7.3	90
SFP9630	-200	Single	0.8	–	–	–	29	6.5	70
FQP5P20	-200	Single	1.4	–	–	–	10	4.8	75
SFP9620	-200	Single	1.5	–	–	–	15	3.5	38
FQP3P20	-200	Single	2.7	–	–	–	6	2.8	52
SFP9610	-200	Single	3	–	–	–	9	1.8	20
FQP15P12	-120	Single	0.2	–	–	–	29	15	100
FQP22P10	-100	Single	0.125	–	–	–	40	22	125
FQP17P10	-100	Single	0.19	–	–	–	30	16.5	100
SFP9540	-100	Single	0.2	–	–	–	43	17	132

TO-220 (Continued)

Products	BV _{DSS} Min. (V)	Config.	R _{DS(ON)} Max (Ω) @ V _{GS} =				Q _g Typ. (nC) @V _{GS} = 5V	I _D (A)	P _D (W)	
			10V	4.5V	2.5V	1.8V				
FQP12P10	-100	Single	0.29	–	–	–	21	11.5	75	
SFP9530	-100	Single	0.3	–	–	–	30	10.5	66	
FQP8P10	-100	Single	0.53	–	–	–	12	8	65	
SFP9520	-100	Single	0.6	–	–	–	16	6	49	
FQP5P10	-100	Single	1.05	–	–	–	6.3	4.5	40	
SFP9510	-100	Single	1.2	–	–	–	9	3.6	32	
FQP47P06	-60	Single	0.026	–	–	–	84	47	160	
FQP27P06	-60	Single	0.07	–	–	–	33	27	120	
FQP17P06	-60	Single	0.12	–	–	–	21	17	79	
SFP9Z34	-60	Single	0.14	–	–	–	30	18	82	
FQP11P06	-60	Single	0.175	–	–	–	13	11.4	53	
SFP9Z24	-60	Single	0.28	–	–	–	15	9.7	49	
SFP2955	-60	Single	0.3	–	–	–	15	9.4	49	
FQP7P06	-60	Single	0.41	–	–	–	6.3	6.7	45	
SFP9Z14	-60	Single	0.5	–	–	–	9	6.7	38	
NDP6020P	-20	Single	–	0.05	0.075-10.07@2.7V		–	25	24	60
FDP4020P	-20	Single	–	0.08	0.11		–	9.5	16	37.5

ANEXO 5

Núcleos de Ferrita y Carretes
Para Fuentes Conmutadas
Núcleos tipo EI

Fabricante: TDK

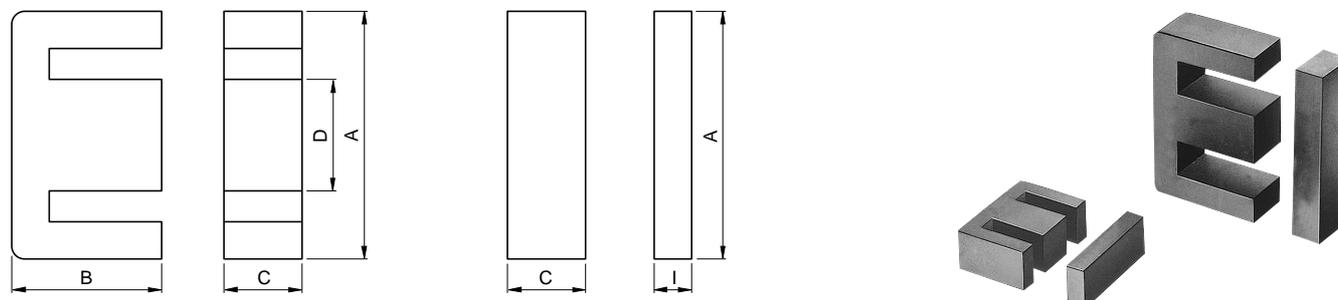
Ferrite Cores

For Power Supply

EI Cores

EI Series

CORE SHAPES AND DIMENSIONS/CHARACTERISTICS



Type	Dimensions (mm)					Ae (mm ²)	le (mm)	Weight (g)
	A	B	C	D	I			
EI12.5	12.4±0.3	7.4±0.1	4.85±0.15	2.4±0.1	1.5±0.1	14.4	21.3	1.9
EI16	16±0.3	12.2±0.2	4.8±0.2	4±0.2	2±0.2	19.8	34.6	3.3
EI19	20±0.3	13.55±0.25	5±0.2	4.55±0.15	2.3±0.1	24	39.6	5.1
EI22	22±0.3	14.55±0.25	5.75±0.25	5.75±0.25	4.5±0.2	42	39.3	9.8
EI22/19/6	22±0.4	14.7±0.2	5.75±0.25	5.75±0.25	4±0.2	37	41.8	8.5
EI25	25.3±0.5	15.55±0.25	6.75±0.25	6.5±0.3	2.7±0.2	41	47	9.8
EI28	28±0.5	16.75±0.25	10.6±0.2	7.2±0.3	3.5±0.3	86	48.2	22
EI30	30±0.4	21.25±0.25	10.7±0.3	10.7±0.3	5.5±0.2	111	58	34
EI33/29/13	33±0.5	23.75±0.25	12.7±0.3	9.7±0.3	5±0.3	118.5	67.5	41
EI35	35±0.5	24.25±0.25	10±0.3	10±0.3	4.6±0.3	101.4	67.1	36
EI40	40±0.5	27.25±0.25	11.65±0.35	11.65±0.35	7.5±0.3	148	77	60
EI50	50±0.7	33.35±0.35	14.6±0.4	14.6±0.4	9±0.3	230	94	115
EI60	60±0.8	35.85±0.35	15.6±0.4	15.6±0.4	8.5±0.3	247	109	139

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

WITHOUT AIR GAP

Part No.	AL-value (nH/N ²) [1kHz, 0.5mA, 100Ts]	Calculated output power* (W) [100kHz]
PC40EI12.5-Z	1200±25%	8.8
PC40EI16-Z	1100±25%	29
PC40EI19-Z	1400±25%	40
PC40EI22-Z	2400±25%	33
PC40EI22/19/6-Z	2000±25%	48
PC40EI25-Z	2140±25%	68
PC40EI28-Z	4300±25%	107
PC40EI30-Z	4690±25%	155
PC40EI33/29/13-Z	4400±25%	206
PC40EI135-Z	3800±25%	218
PC40EI140-Z	4860±25%	348
PC40EI150-Z	6110±25%	508
PC40EI160-Z	5670±25%	618

*The values were obtained with forward converter mode.

WITH AIR GAP

Part No.	AL-value (nH/N ²) [1kHz, 0.5mA, 100Ts]
PC40EI12.5AXXX*	63±7%, 100±10%
PC40EI16AXXX	80±7%, 160±10%
PC40EI19AXXX	80±7%, 160±10%
PC40EI22AXXX	125±7%, 250±10%
PC40EI22/19/6AXXX	125±7%, 250±10%
PC40EI25AXXX	125±7%, 250±10%
PC40EI28AXXX	200±5%, 400±7%
PC40EI30AXXX	200±5%, 400±7%
PC40EI33/29/13AXXX	200±5%, 400±7%
PC40EI35AXXX	200±5%, 400±7%
PC40EI40AXXX	200±5%, 400±7%
PC40EI50AXXX	250±5%, 500±7%
PC40EI60AXXX	250±5%, 500±7%

*XXX: AL-value

Ferrite Cores

For Power Supply

EI Cores

EI Series

BOBBINS

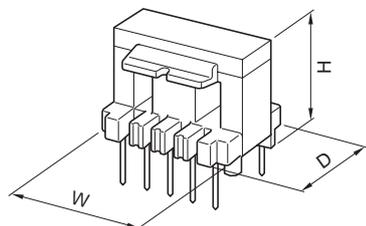


Fig. 1

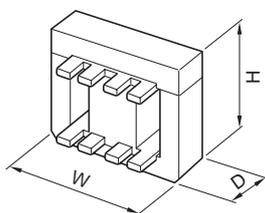


Fig. 2

WITH PIN TERMINAL (Fig. 1)

Part No.	No. of pin terminal	Dimensions (mm)			Clamp
		W	D	H	
BE-12.5-1110CP	10	12.7	12.5	9.1	
BE-16-116CP	6	16.3	13.1	14.6	
BE-16-118CPH	8	16.5	14.6	13.6	
BE-16-1110CPN	10	16.3	13.1	15.6	
BE-19-116CP	6	20.3	16.7	16.2	
BE-19-118CPH	8	20.3	16.2	18.8	
BE-22-118CP	8	22.3	17.1	20.1	
BE-22/19/6-118CP	8	22.4	17.1	19.1	
BE-25-118CP	8	25.8	18.1	20.5	
BE-28-1110CPL	8	28.5	25.1	22.7	
BE-30-1110CP	10	30.4	25.1	28.6	FE-30-F, FE-30-G
BE-30-1112CP	12	30.4	25.1	28.6	FE-30-F, FE-30-G
BE-33/29/13-1112CPL	12	33.5	28.1	31.2	
BE-35-1112CPL	12	35.5	25.1	30.9	
BE-40-1112CP	12	40.5	30.2	35.8	FE-40-F, FE-40-G
BE-40-1112CPN	12	40.5	30.2	35.7	
BE-50-1112CP	12	50.7	36.2	43.6	FE-50-F, FE-50-G
BE-60-1112CP	12	60.8	45.2	45.1	FE-60-F, FE-60-G

• Material: FR phenol, UL Grade: 94V-0, Pin material: Steel wire (Solder plated)

WITHOUT PIN TERMINAL (Fig. 2)

Part No.	Dimensions (mm)			Material [UL Grade]	Clamp
	W	D	H		
BE-19-5116	20.3	14.9	16.2	6-Nylon[94V-0]	
BE-22-5116	22.3	13.1	19.5	6-Nylon[94V-0]	
BE-25-5116	25.8	19.2	18.7	6-Nylon[94V-0]	
BE-30-5112	30.4	21.1	27.2	6-Nylon[94V-0]	FE-30-F, FE-30-G
BE-40-5112	40.5	29.4	35.3	6-Nylon[94V-0]	FE-40-F, FE-40-G
BE-50-5112	50.7	35.8	43	6-Nylon[94V-0]	FE-50-F, FE-50-G
BE-60-5112	60.8	46	45	6-Nylon[94V-0]	FE-60-F, FE-60-G

• Material: 6-Nylon, UL Grade: 94V-0

Ferrite Cores

For High Power

High Power Cores

T, UU, EC, EIC, PQ, EE, EI, DT, SP Series

FEATURES

- Large size ferrite cores developed for reactors and transformers used in high power units.
- Please contact us for machinability of non-standard special forms.

MATERIAL CHARACTERISTICS (Typical)

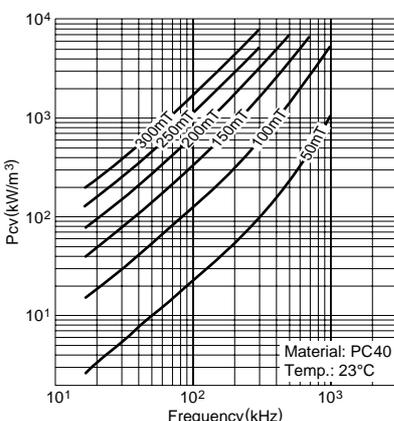
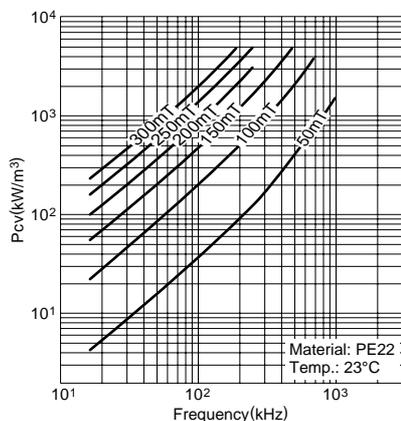
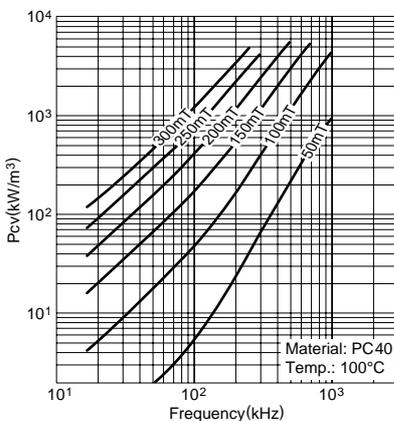
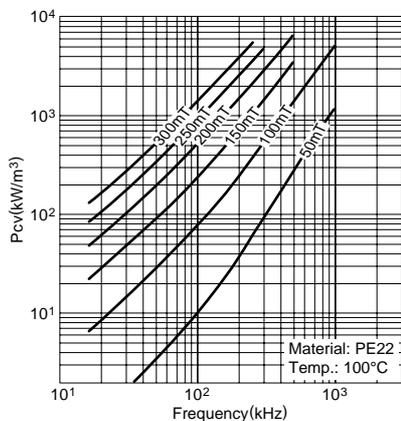
Material			PE22	PC40
Initial permeability	μ_i [23°C]		1800	2300
Curie temperature	T_c	°C	>200	>200
Saturation magnetic flux density H=1194A/m	B_s [23°C] [100°C]	mT	510 410	500 380
Remanent flux density	B_r [23°C]	mT	170	140
Coercive force	H_c [23°C]	A/m	16	15
Core loss	25kHz, 200mT	P_{cv} [100°C]	kW/m ³	80
	100kHz, 200mT			70
Electrical resistivity	ρ	$\Omega\cdot m$	3	6.5
Approximate density	d_{app}	kg/m ³	4.8×10^3	4.8×10^3
Thermal expansion coefficient	α	1/K	12×10^{-6}	12×10^{-6}
Thermal conductivity	κ	W/mK	5	5
Specific heat	C_p	J/kg • K	600	600
Bending strength	δb_3	N/m ²	9×10^7	9×10^7
Young's modulus	E	N/m ²	1.2×10^{11}	1.2×10^{11}
Magnetostriction	λ_s		-0.6×10^{-6}	-0.6×10^{-6}

• 1(mT)=10(G), 1(A/m)=0.012566(Oe)

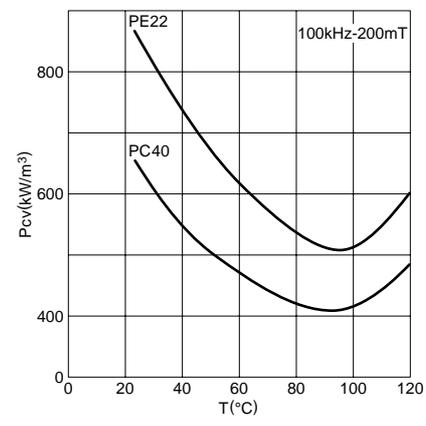
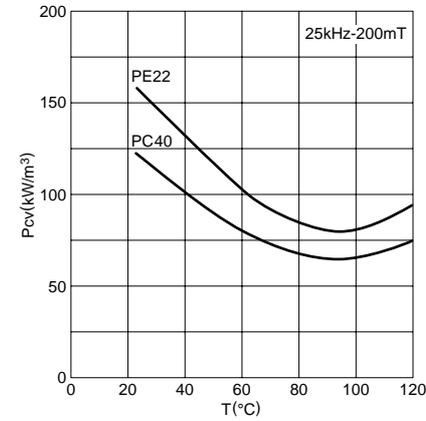
CORE LOSS vs. FREQUENCY CHARACTERISTICS

MATERIAL: PE22

MATERIAL: PC40



CORE LOSS vs. TEMPERATURE CHARACTERISTICS

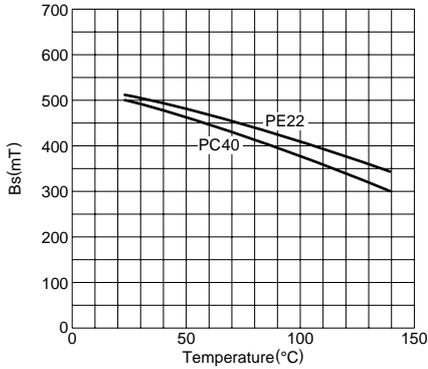


Ferrite Cores

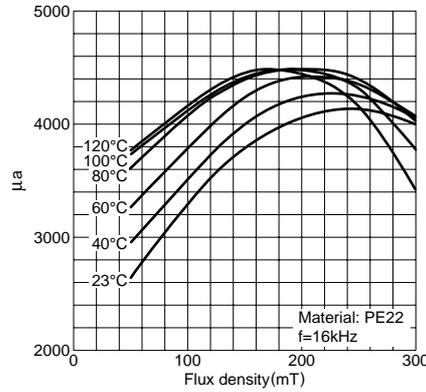
For High Power High Power Cores

T, UU, EC, EIC, PQ, EE, EI, DT, SP Series

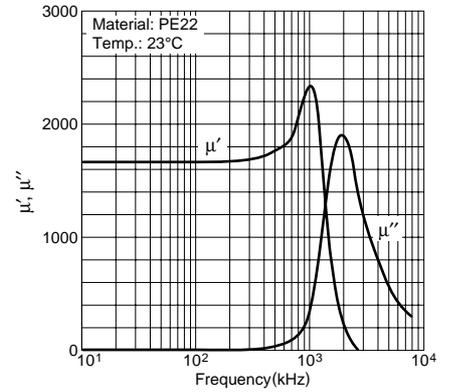
SATURATION MAGNETIC FLUX DENSITY vs. TEMPERATURE CHARACTERISTICS



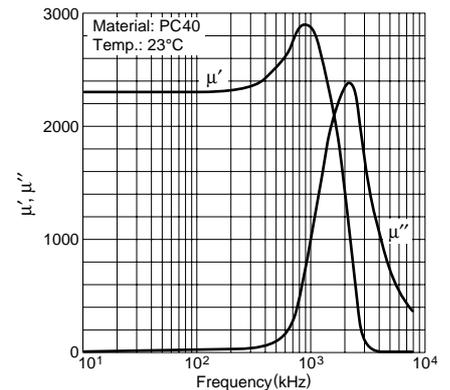
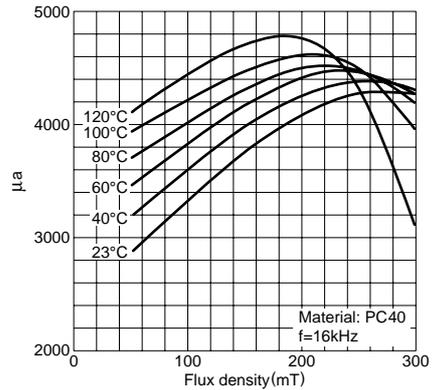
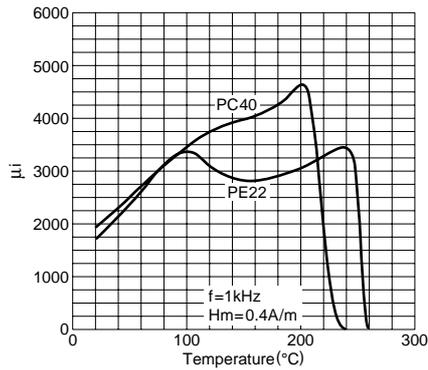
AMPLITUDE PERMEABILITY vs. SATURATION MAGNETIC FLUX DENSITY CHARACTERISTICS



MAGNETIC PERMEABILITY vs. FREQUENCY CHARACTERISTICS



INITIAL MAGNETIC PERMEABILITY vs. TEMPERATURE CHARACTERISTICS



DIMENSIONAL RESONANCE

Dimensional resonance is a phenomenon which increases loss and decreases magnetic permeability by electromagnetic standing waves when the magnetic field of the core frequency is applied.

The phenomenon appears when the maximum dimension of the core perpendicular to the magnetic field is the integral multiple of about half of the electromagnetic wavelength λ .

$$\lambda = \frac{C}{f \times \sqrt{\mu_r \times \epsilon_r}}$$

C: Electromagnetic wave speed in a vacuum (3.0 × 10⁸ m/s)

μr: Relative magnetic permeability

εr: Relative permittivity

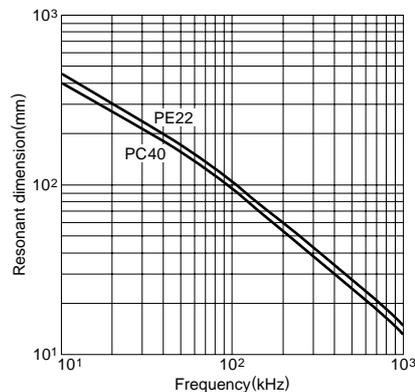
f: Frequency of the applied magnetic field (electromagnetic wave)

As μe decreases by inserting into the gap, using the same core enables high frequency wave usage as indicated by the formula above.

As dimensional resonance quickly decreases magnetic permeability, design the actual frequency to avoid dimensional resonance. In the case of possible dimensional resonance, it can be protected

against by dividing the core in the magnetic circuit direction and bonding them.

RESONANCE DIMENSION vs. TEMPERATURE CHARACTERISTICS



Ferrite Cores

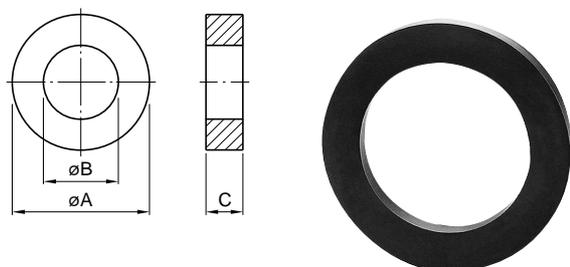
For High Power

High Power Cores

T, UU, EC, EIC, PQ, EE, EI, DT, SP Series

T CORE

CORE SHAPES AND DIMENSIONS/CHARACTERISTICS



PRODUCT IDENTIFICATION

PE22 T 51 × 13 × 31
(1) (2) (3) (4) (5)

- (1) Material name
- (2) Shape
- (3) Dimension A
- (4) Thickness
- (5) Dimension B

Part No.	AL*(nH/N ²) ±25%	Dimensions (mm)			Core factor			Ae(mm ²)	Le(mm)	Ve(mm ³)	Weight (g)
		A	B	C	C ₁ (mm ⁻¹)	C ₂ ×10 ⁻² (mm ⁻³)					
PE22 T51X13X31	2330	51±1	31±0.6	13±0.5	0.97084	0.76235	127	124	15740	80	
PC40 T51X13X31	2980										
PE22 T62.5X13.5X39	2290	62.5±1.2	39±0.8	13.5±0.5	0.98689	0.63377	156	154	23930	121	
PC40 T62.5X13.5X39	2930										
PE22 T73X20X45	3480	73±1.5	45±0.9	20±0.5	0.64936	0.23647	275	178	48970	249	
PC40 T73X20X45	4450										
PE22 T75X20X15	11590	75±1.5	15±0.3	20±0.5	0.19520	0.04019	486	95	46040	407	
PC40 T75X20X15	14810										
PE22 T80X20X50	3380	80±1.6	50±1	20±0.5	0.66842	0.22694	295	197	57990	294	
PC40 T80X20X50	4320										
PE22 T96X20X70	2270	96±1.9	70±1.4	20±0.5	0.99464	0.38574	258	256	66130	325	
PC40 T96X20X70	2910										
PE22 T124X20X100	1550	124±2.5	100±2	20±0.5	1.46045	0.61087	239	349	83480	405	
PC40 T124X20X100	1980										
PE22 T137X20X112	1450	137±3	112±2.2	20±0.5	1.55924	0.62581	249	388	96800	469	
PC40 T137X20X112	1850										
PE22 T150X20X70	5490	150±3	70±1.4	20±0.5	0.41221	0.05407	762	314	239580	1330	
PC40 T150X20X70	7010										
PE22 T202X20X70	7630	202±4	70±1.5	20±0.5	0.29644	0.02464	1203	357	429080	2710	
PC40 T202X20X70	9750										
PE22 T310X30X210	4210	310±6.2	210±4.2	30±0.5	0.53776	0.03631	1481	797	1179800	5880	
PC40 T310X30X210	5370										

* Measuring condition: T=23°C, f=1kHz, Hm=0.4A/m

Ferrite Cores

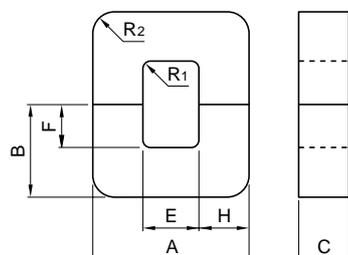
For High Power

High Power Cores

T, UU, EC, EIC, PQ, EE, EI, DT, SP Series

UU CORE

CORE SHAPES AND DIMENSIONS/CHARACTERISTICS



PRODUCT IDENTIFICATION

PE22 UU 79 × 129 × 31.5
(1) (2) (3) (4) (5)

- (1) Material name
- (2) Shape
- (3) Dimension A
- (4) Dimension B×2
- (5) Thickness

Part No.	Al*1(nH/N ²) ±25%	Dimensions (mm)								
		A	B×2	C	E	F×2	H	R1	R2	E×2F(mm ²)
PE22 UU79X129X31.5	4790	79±2.5	129±2.5	31.5±1	34min.	85±1.5	22±1	5	22	2980
PC40 UU79X129X31.5	6030									
PE22 UU100X151X30	5540	100±3	151±2.5	30±1	39min.	90±1.5	30±1.5	5	30	3600
PC40 UU100X151X30	6990									
PE22 UU100X160X20	3460	100±3	160±2.5	20±1	39min.	100±1.5	30±1.5	5	35	4000
PC40 UU100X160X20	4360									
PE22 UU101X115X25.4	4480	101±3	115±2.5	25.4±1	50min.	64±1.5	25±1	5	25	3260
PC40 UU101X115X25.4	5640									
PE22 UU120X160X20	3140	120±3	160±2.5	20±1	59min.	100±1.5	30±1.5	5	35	6000
PC40 UU120X160X20	3960									
PE22 UU120X310X20 ^{*2}	—	120±3	310±2.5	20±1	59min.	250±1.5	30±1.5	5	35	15000
PC40 UU120X310X20 ^{*2}	—									

*1 Measuring condition: T=23°C, f=1kHz, Hm=0.4A/m

*2 Stacked 2U cores.

Part No.	Core factor					Weight(g)
	C ₁ (mm ⁻¹)	C ₂ ×10 ⁻² (mm ⁻³)	Ae(mm ²)	Le(mm)	Ve(mm ³)	
PE22 UU79X129X31.5	0.44605	0.06437	693	309	214220	1080
PC40 UU79X129X31.5						
PE22 UU100X151X30	0.38801	0.04241	915	355	324860	1630
PC40 UU100X151X30						
PE22 UU100X160X20	0.62375	0.10396	600	374	224550	1130
PC40 UU100X160X20						
PE22 UU101X115X25.4	0.47757	0.07373	648	309	200350	1000
PC40 UU101X115X25.4						
PE22 UU120X160X20	0.69041	0.11507	600	414	248550	1240
PC40 UU120X160X20						
PE22 UU120X310X20	1.19041	0.19840	600	714	428550	2110
PC40 UU120X310X20						

Ferrite Cores

For High Power

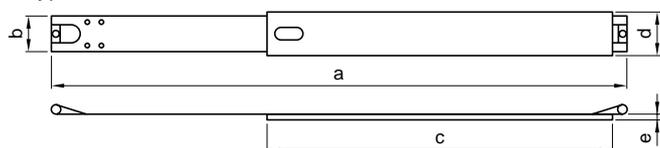
High Power Cores

T, UU, EC, EIC, PQ, EE, EI, DT, SP Series

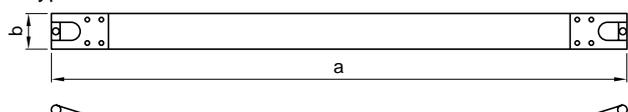
UU CORE BAND

CORE SHAPES AND DIMENSIONS/CHARACTERISTICS

A-type band



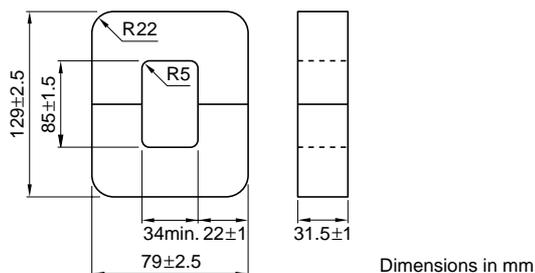
B-type band



•A-type is the band with a board and B-type is the band without a board.

Part No.	Dimensions (mm)				
	a	b	c	d	e
FHH 79X129A	370	27	180	31.5	3
FHH 79X129B	370	27	—	—	—
FHH 100X151A	435	27	190	28	3
FHH 100X151B	435	30	—	—	—
FHH 100X160A	482	18	206	20	3
FHH 100X160B	482	18	—	—	—
FHH 101X115A	378	23.4	140	25.4	3
FHH 101X115B	378	23.4	—	—	—
FHH 120X160A	482	18	206	20	3
FHH 120X160B	482	18	—	—	—
FHH 120X310A	782	18	356	20	3
FHH 120X310B	782	18	—	—	—

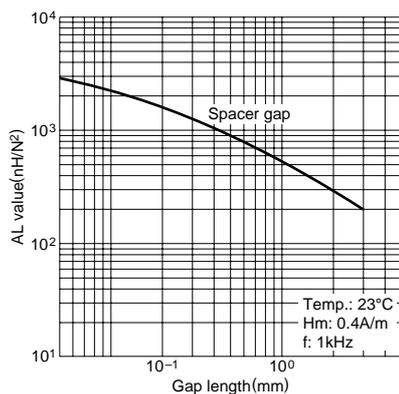
CORE CHARACTERISTIC EXAMPLE



Parameter	Unit		
Core constant	C ₁	mm ⁻¹	0.44605
	C ₂ ×10 ⁻²	mm ⁻³	0.06437
Effective magnetic pass length	l _e	mm	309
Effective cross-sectional area	A _e	mm ²	693
Effective core volume	V _e	mm ³	214220
Cross-sectional center leg area	A _c	mm ²	693
Minimum cross-sectional center leg area*	A _{min.}	mm ²	693LB
Cross-sectional winding area of core	A _{cw}	mm ²	2980
Weight	W	g	1080

* The symbol after A_{min.}:Value shows the position of the minimum cross section. C is for mid-leg, L for external leg and B for back.

PE22UU79X129X31.5



Ferrite Cores

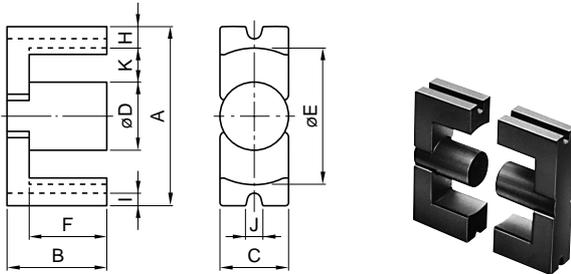
For High Power

High Power Cores

T, UU, EC, EIC, PQ, EE, EI, DT, SP Series

EC CORE

CORE SHAPES AND DIMENSIONS/CHARACTERISTICS

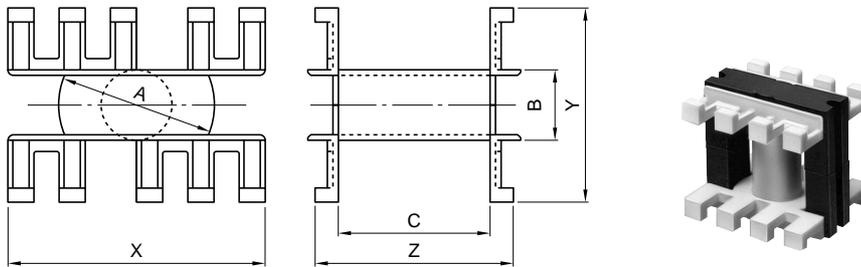


PRODUCT IDENTIFICATION

PE22 EU 90 - Z
(1) (2) (3) (4)

- (1) Material name
- (2) Shape
- (3) Dimension A
- (4) Gap dimension(Z=0)

EC CORE BOBBIN



Part No.	AL*(nH/N ²) ±25%	Dimensions (mm)										
		A	B×2	C	D	E	F×2	H	I	J	K	K×2F(mm ²)
PE22 EC70-Z	3950	70±1.7	69±1	16.4±0.5	16.4±0.5	43.3min.	45.5±1	12.75±0.4	5.2±0.2	4.75±0.3	14.1	639
PC40 EC70-Z	4890											
PE22 EC90-Z	6340	90±1.8	90±1.3	30±1	30±1	68.5min.	71±1	10±0.6	5.5±0.2	6±0.3	20	1420
PC40 EC90-Z	7940											
PE22 EC120-Z	6450	120±2	101±1.3	30±1	30±1	93.3min.	71±1	12.5±0.7	5.5±0.2	6±0.3	32.5	2307
PC40 EC120-Z	8090											

* Measuring condition: T=23°C, f=1kHz, Hm=0.4A/m

Part No.	Core factor					Weight (g)
	C ₁ (mm ⁻¹)	C ₂ ×10 ⁻² (mm ⁻³)	A _e (mm ²)	L _e (mm)	V _e (mm ³)	
PE22 EC70-Z	0.5260563	0.18635	282	149	41920	250
PC40 EC70-Z						
PE22 EC90-Z	0.3561571	0.05690	626	223	139560	635
PC40 EC90-Z						
PE22 EC120-Z	0.3448813	0.04464	773	266	205810	986
PC40 EC120-Z						

EC CORE BOBBIN

Part No.	Dimensions (mm)							Cross-sectional winding area Aw(mm ²)	Average winding length lw(mm)	Weight (g)	Material
	øA	øB	C	X	Y	Z	t*				
BEC-70-5116	42.7	19.5	41.45	70	56.3	57.8	1.13	471.4	98	19	PBT
BEC-90-0112	67.6	35.4	65.3	80	77	89.8	1.9	1047	162	8.2	PBT

* Bobbin minimum thickness

• Soldering condition: 350°C max./2s

Ferrite Cores

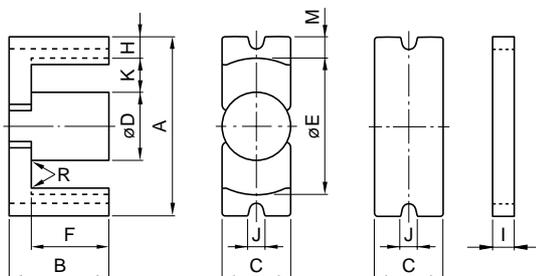
For High Power

High Power Cores

T, UU, EC, EIC, PQ, EE, EI, DT, SP Series

EIC CORE

CORE SHAPES AND DIMENSIONS/CHARACTERISTICS



PRODUCT IDENTIFICATION

PE22 EIC 90 Z
(1) (2) (3) (4)

- (1) Material name
- (2) Shape
- (3) Dimension A
- (4) Gap dimension(Z=0)

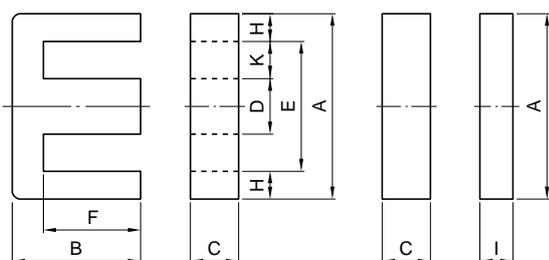
Part No.	AL*(nH/N ²) ±25%	Dimensions (mm)											
		A	B+l	C	D	E	F	H	I	M	J	R	K
PE22 EIC90-Z	8680	90±1.8	55.05±1.3	30±1	30±1	68.5min.	35.5±0.5	10±0.6	10±0.3	5.5±0.2	5.5±0.3	1max.	20
PC40 EIC90-Z	10770												
PE22 EIC120-Z	9040	120±2	65.5±1.3	30±1	30±1	93.3min.	35.5±0.5	12.5±0.7	15±0.6	5.5±0.3	6±0.3	1.5max.	32.5
PC40 EIC120-Z	11270												

* Measuring condition: T=23°C, f=1kHz, Hm=0.4A/m

Part No.	Core factor					Weight (g)
	C ₁ (mm ⁻¹)	C ₂ ×10 ⁻² (mm ⁻³)	A _e (mm ²)	L _e (mm)	V _e (mm ³)	
PE22 EIC90-Z	0.2255	0.0336	671	151	101599	469
PC40 EIC90-Z						
PE22 EIC120-Z	0.2321	0.0258	792	208	187081	747
PC40 EIC120-Z						

EI CORE

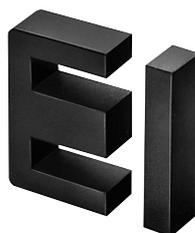
CORE SHAPES AND DIMENSIONS/CHARACTERISTICS



PRODUCT IDENTIFICATION

PE22 EI 70 - Z
(1) (2) (3) (4)

- (1) Material name
- (2) Shape
- (3) Dimension A
- (4) Gap dimension(Z=0)



Part No.	AL*(nH/N ²) ±25%	Dimensions (mm)									
		A	B+l	C	D	E	F	H	I	K	K×F(mm ²)
PE22 EI70-Z 5820		70±1.5	56±1	19.5±0.5	19.5±0.5	48.5min.	35.5±0.5	10±0.5	10.5±0.5	15.3	543
PC40 EI70-Z 7200											

* Measuring condition: T=23°C, f=1kHz, Hm=0.4A/m

Part No.	Core factor					Weight (g)
	C ₁ (mm ⁻¹)	C ₂ ×10 ⁻² (mm ⁻³)	A _e (mm ²)	L _e (mm)	V _e (mm ³)	
PE22 EI70-Z	0.35211	0.09032	390	137	53520	266
PC40 EI70-Z						

Ferrite Cores

For High Power

High Power Cores

T, UU, EC, EIC, PQ, EE, EI, DT, SP Series

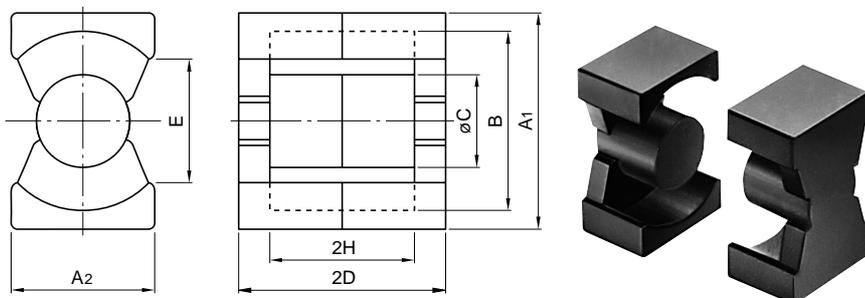
PQ CORE

CORE SHAPES AND DIMENSIONS/CHARACTERISTICS

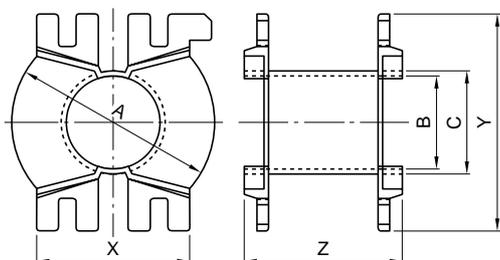
PRODUCT IDENTIFICATION

PE22 PQ 59 - Z
 (1) (2) (3) (4)

- (1) Material name
- (2) Shape
- (3) Dimension A₁
- (4) Gap dimension(Z=0)



PQ CORE BOBBIN



Part No.	AL*(nH/N ²) ±25%	Dimensions (mm)						
		A ₁	A ₂	B	øC	2D	E _{min.}	2H
PE22 PQ59	10540	59±0.8	42±0.8	51.5min.	24±0.5	26.8±0.4	42min.	14.2±0.4
PC40 PQ59	12810							
PE22 PQ79	7940	78.5±1.5	42±0.8	69min.	25.5±0.5	39.4±0.6	60min.	25.8±1
PC40 PQ79	9790							
PE22 PQ100	14570	107±2	70±1.5	93.7min.	41±1	87±1.5	72.5min.	56±1.5
PC40 PQ100	18210							

* Measuring condition: T=23°C, f=1kHz, Hm=0.4A/m

Part No.	Core factor					Weight(g)
	C ₁ (mm ⁻¹)	C ₂ ×10 ⁻² (mm ⁻³)	A _e (mm ²)	L _e (mm)	V _e (mm ³)	
PE22 PQ59	0.17520	0.038292	458	80	36700	185
PC40 PQ59						
PE22 PQ79	0.24730	0.051530	480	119	56900	304
PC40 PQ79						
PE22 PQ100	0.14260	0.009989	1428	204	290600	1560
PC40 PQ100						

PQ CORE BOBBIN

Part No.	Dimensions (mm)					Cross-sectional winding area Aw(mm ²)	Average winding length lw(mm)	Material
	øA	øB	X	Y	Z			
BPQ59-0112	50.6	25.1	40	58	20.2	115	124	PBT
BPQ79-0112	68	26.7	57.5	78	32	377	154	PBT
BPQ100-0112	92.5	42.7	69.5	100	71.8	1140	218	PBT

• Soldering condition: 350°C max./2s

Ferrite Cores

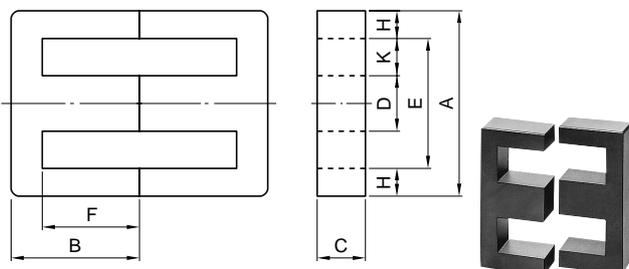
For High Power

High Power Cores

T, UU, EC, EIC, PQ, EE, EI, DT, SP Series

EE CORE

CORE SHAPES AND DIMENSIONS/CHARACTERISTICS

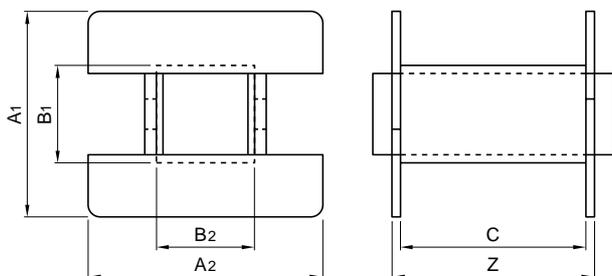


PRODUCT IDENTIFICATION

PE22 EE 320 × 250 × 20 - Z
 (1) (2) (3) (4) (5) (6)

- (1) Material name
- (2) Shape
- (3) Dimension A
- (4) Dimension Bx2
- (5) Thickness
- (6) Gap dimension(Z=0)

EE CORE BOBBIN



Part No.	AL ^{*1} (nH/N ²) ±25%	Dimensions (mm)								
		A	B×2	C	D	E	F×2	H	K	K×2F(mm ²)
PE22 EE70-Z	3390	70±1.5	91±1	19.5±0.5	19.5±0.5	48.5min.	71±1	10±0.5	15.3	1086
PC40 EE70-Z	4910									
PE22 EE80X76-Z	4590	80±1.5	76±1	20±0.5	20±0.5	58.5min.	55±0.8	10±0.5	20	1100
PC40 EE80X76-Z	5720									
PE22 EE90-Z	5960	90±2	56.4±1	16.5±0.5	25±1	63min.	30.4±1	12.5±0.5	20	608
PC40 EE90-Z	7380									
PE22 EE320X250X20-Z ^{*2}	—	320±5	250±1	20±1	100±2.4	217min.	150±3	50±1	60	7950
PC40 EE320X250X20-Z ^{*2}	—									

*1 Measuring condition: T=23°C, f=1kHz, Hm=0.4A/m

*2 EE320x250x20-Z is a bonded product.

Part No.	Core factor						Weight (g)
	C ₁ (mm ⁻¹)	C ₂ ×10 ⁻² (mm ⁻³)	Ae(mm ²)	Le(mm)	Ve(mm ³)		
PE22 EE70-Z	0.52779	0.13669	386	204	78690	394	
PC40 EE70-Z							
PE22 EE80X76-Z	0.44878	0.11058	406	182	73910	372	
PC40 EE80X76-Z							
PE22 EE90-Z	0.33583	0.08009	419	141	59050	306	
PC40 EE90-Z							
PE22 EE320X250X20-Z	0.28854	0.01443	2000	577	1154160	6150	
PC40 EE320X250X20-Z							

EE CORE BOBBIN

Part No.	Dimensions (mm)						Cross-sectional winding area Aw(mm ²)	Average winding length lw(mm)	Weight (g)	Material
	A ₁	A ₂	B ₁	B ₂	C	Z				
BE-80-S	56.56	60.92	25.52	25.52	48.16	52.3	747	168	32	PBT
BE-80-W	56.56	81.42	25.52	46.02	48.16	52.3	747	209	41	PBT

Ferrite Cores

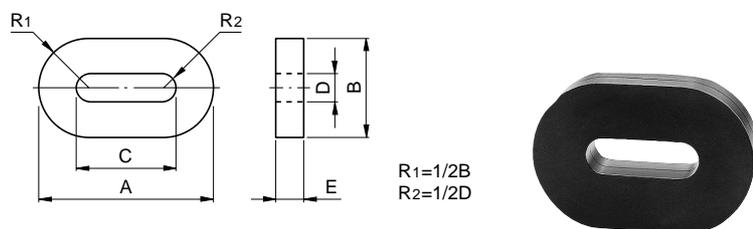
For High Power

High Power Cores

T, UU, EC, EIC, PQ, EE, EI, DT, SP Series

DT CORE

CORE SHAPES AND DIMENSIONS/CHARACTERISTICS



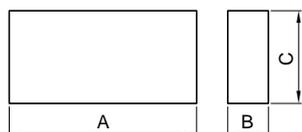
Part No.	AL*(nH/N ²) ±25%	Dimensions (mm)				
		A	B	C	D	E
PE22 DT138X20X58	6680	138±2.8	104±2.1	58±1.5	24.7±0.5	20±0.4
PC40 DT138X20X58	8540					
PE22 DT200X20X100	5630	200±5	130±3	102±2.5	31.5±1	20±0.4
PC40 DT200X20X100	7200					

* Measuring condition: T=23°C, f=1kHz, Hm=0.4A/m

Part No.	Core factor					Weight (g)
	C ₁ (mm ⁻¹)	C ₂ ×10 ⁻² (mm ⁻³)	Ae(mm ²)	Le(mm)	Ve(mm ³)	
PE22 DT138X20X58	0.33806	0.04235	798	270	215000	1020
PC40 DT138X20X58						
PE22 DT200X20X100	0.40121	0.04087	982	394	387000	1870
PC40 DT200X20X100						

SP CORE

CORE SHAPES AND DIMENSIONS/CHARACTERISTICS



PRODUCT IDENTIFICATION

PE22 SP 135 × 65 × 20
(1) (2) (3) (4) (5)

- (1) Material name
- (2) Shape
- (3) Dimension A
- (4) Dimension B
- (5) Dimension C

Part No.	Dimensions (mm)		
	A	B	C
PE22 SP135X65X20	135±2.5	20±0.5	65±1.5
PC40 SP135X65X20			
PE22 SP185X110X20	185±4.5	20±0.5	110±2
PC40 SP185X110X20			
PE22 SP250X155X20	250±5	20±0.5	155±3
PC40 SP250X155X20			

ANEXO 6

Elección del Núcleo del Transformador

ANEXO 6

La relación de transformación n y la inductancia magnetizante L vendrán determinadas por los valores y el modo de conducción continuo o discontinuo especificados, a partir de los cuales deberá definir el número de vueltas con el que va a construir su transformador (7), (8).

$$N_p = \frac{L \cdot i_{maxp}}{B_{max} \cdot A_e} \quad (7)$$

$$N_s = \frac{N_p}{n} \quad (8)$$

Para seleccionar el tamaño del núcleo se propone utilizar el área producto (9)

$$AP (cm^4) = \left(\frac{L_m \cdot i_{maxp} \cdot i_{rmsp}}{B_{max} \cdot K_1} \right)^{\frac{4}{3}} \quad (9)$$

Una vez elegido el núcleo, se deberá seleccionar el hilo del primario y del secundario. El diámetro máximo del hilo de cada devanado está restringido por parámetros geométricos del núcleo: el ancho de ventana (10) y la altura de ventana (11), siendo A_v el ancho de ventana, N_c el número de capas, N_v el número de vueltas, N_H el número de hilos que compondrán el devanado y H_D el alto lateral disponible. De ambas restricciones se debe considerar la más crítica.

$$D_{max} = \frac{A_v \cdot N_c}{N_v \cdot N_H} \quad (10)$$

$$D_{max} = \frac{H_D}{N_c} \quad (11)$$

Para comprobar si su diseño es correcto, se deberá estimar las pérdidas del transformador, teniendo que rehacer los cálculos si el valor obtenido no es asumible en un convertidor de estas características. Estas fundamentalmente se dividen en pérdidas del núcleo y pérdidas del cobre.

Al depender las pérdidas de cada tipo de material, se deben consultar las hojas características del fabricante.

ANEXO 7

TABLA A7-1: Tabla de conductores Americanos

AWG Wire Size	SWG Wire Size	Metric Size (mm)	Bare Wire Cross-Sectional Area (CM)		TC	
			cm ² 10 ⁻³	CIR-MIL	Turns/cm	Turns/Inch
18	19	1.00	8.228	1624	9.13	23.2
19	20	0.900	6.531	1289	10.19	25.9
20	21	0.800	5.188	1024	11.37	28.9
21		0.750	4.116	812.3	12.75	32.4
22	22	0.700	3.243	640.1	14.25	36.2
23	23	0.600	2.588	510.8	15.82	40.2
24	24	0.550	2.047	404.0	17.63	44.8
25		0.450	1.623	320.4	19.80	50.3
26	28	0.400	1.280	252.8	22.12	56.2
27	29	0.350	1.021	201.6	24.44	62.1
28	30	0.320	0.8046	158.8	27.32	69.4
29		0.280	0.6470	127.7	30.27	76.9
30	33	0.250	0.5067	100.0	33.93	86.2
31		0.220	0.4013	79.21	37.48	95.2
32		0.200	0.3242	64.00	41.45	105.3
33		0.180	0.2554	50.41	46.33	117.7
34		0.160	0.2011	39.69	52.48	133.3
35		0.140	0.1589	31.36	58.77	149.3
36	39	0.130	0.1266	25.00	65.62	166.7
37	41	0.110	0.1026	20.25	71.57	181.8
38	42	0.100	0.08107	16.00	80.35	204.1
39	43	0.090	0.06207	12.25	91.57	232.6
40	44	0.080	0.04869	9.61	103.6	263.2
41	45	0.070	0.03972	7.84	115.7	294.1
42	46	0.060	0.03166	6.25	131.2	333.3
43			0.02452	4.84	145.8	370.4
44			0.0202	4.00	157.4	400.0

TABLA A7-2: Tabla de núcleos de ferritas sugeridos para fuentes SMPS

Output Power	FERRITE CORES	
	Triple Insulated Wire Construction	Margin Wound Construction
0-10W	EPC17 EFD15 EE16 or EI16 EF16 E187 EE19 or EI19	EEL16 EF20 EEL19 EPC25 EFD25
10-20W	EE19 or EI19 EPC19 EF20 EFD20 EE22 or EI22	EEL19 EPC25 EFD25 EF25
20-30W	EPC25 EFD25 E24/25 EI25 EF25 EI28	EPC30 EFD30 EF30 EI30 ETD29 EER28
30-50W	EI28 EF30 EI30 ETD29 EER28	EI30 ETD29 EER28 EER28L EER35
50-70W	EER28L ETD34 EI35 EER35	EER28L ETD34 EER35 ETD39
70-100W	ETD34 EI35 EER35 E21	EER35 ETD39 EER40 E21

ANEXO 8

PC817 Opto acoplador	Fabricante: SHARP
--------------------------------	-------------------

PC817 Series

High Density Mounting Type Photocoupler

- * Lead forming type (I type) and taping reel type (P type) are also available. (PC817I/PC817P)
- ** TÜV (VDE0884) approved type is also available as an option.

■ Features

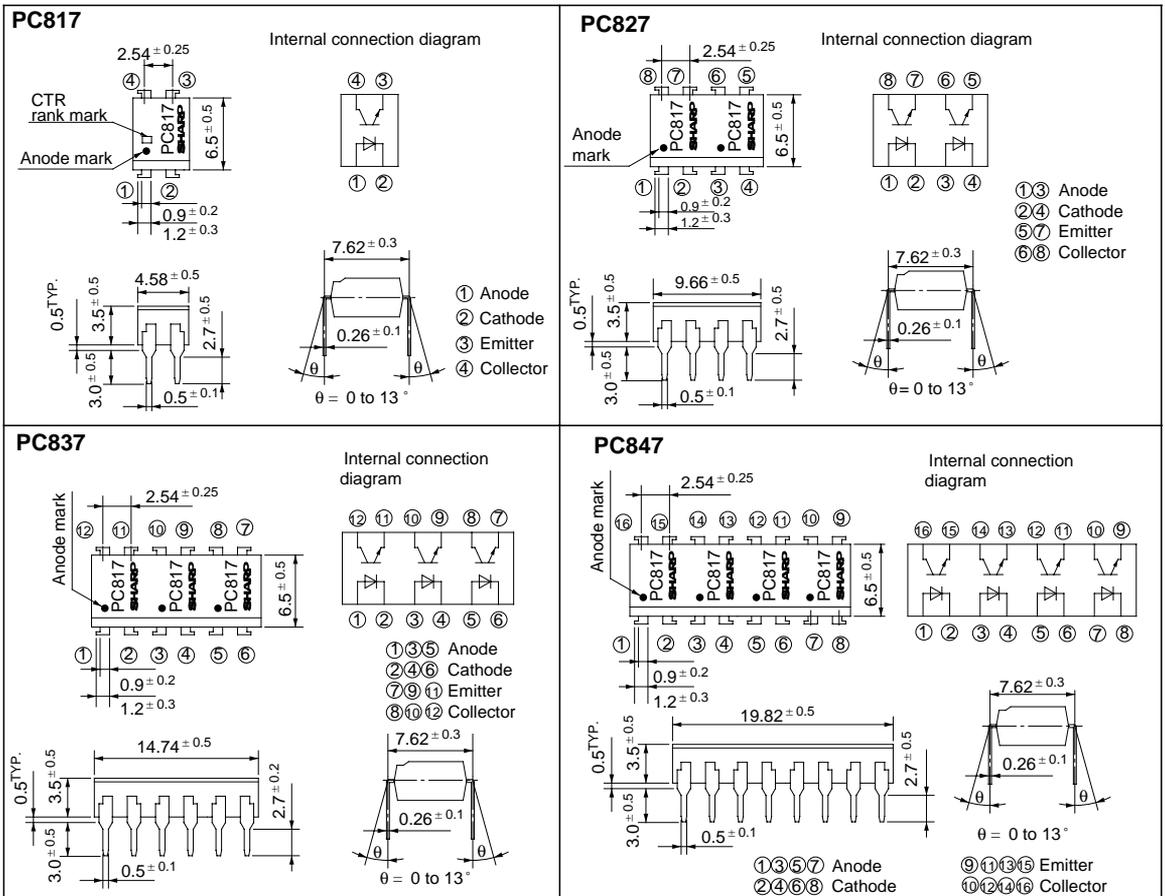
1. Current transfer ratio
(CTR: MIN. 50% at $I_F = 5\text{mA}$, $V_{CE} = 5\text{V}$)
2. High isolation voltage between input and output ($V_{iso} : 5\,000\text{V}_{rms}$)
3. Compact dual-in-line package
PC817 : 1-channel type
PC827 : 2-channel type
PC837 : 3-channel type
PC847 : 4-channel type
4. Recognized by UL, file No. E64380

■ Applications

1. Computer terminals
2. System appliances, measuring instruments
3. Registers, copiers, automatic vending machines
4. Electric home appliances, such as fan heaters, etc.
5. Signal transmission between circuits of different potentials and impedances

■ Outline Dimensions

(Unit : mm)



Absolute Maximum Ratings

(Ta = 25°C)

Parameter		Symbol	Rating	Unit
Input	Forward current	I _F	50	mA
	*1 Peak forward current	I _{FM}	1	A
	Reverse voltage	V _R	6	V
	Power dissipation	P	70	mW
Output	Collector-emitter voltage	V _{CEO}	35	V
	Emitter-collector voltage	V _{ECO}	6	V
	Collector current	I _C	50	mA
	Collector power dissipation	P _C	150	mW
Total power dissipation		P _{tot}	200	mW
*2 Isolation voltage		V _{iso}	5 000	V _{rms}
Operating temperature		T _{opr}	- 30 to + 100	°C
Storage temperature		T _{stg}	- 55 to + 125	°C
*3 Soldering temperature		T _{sol}	260	°C

*1 Pulse width ≤ 100μs, Duty ratio : 0.001

*2 40 to 60% RH, AC for 1 minute

*3 For 10 seconds

Electro-optical Characteristics

(Ta = 25°C)

Parameter		Symbol	Conditions	MIN.	TYP.	MAX.	Unit
Input	Forward voltage	V _F	I _F = 20mA	-	1.2	1.4	V
	Peak forward voltage	V _{FM}	I _{FM} = 0.5A	-	-	3.0	V
	Reverse current	I _R	V _R = 4V	-	-	10	μA
	Terminal capacitance	C _t	V = 0, f = 1kHz	-	30	250	pF
Output	Collector dark current	I _{CEO}	V _{CE} = 20V	-	-	10 ⁻⁷	A
Transfer characteristics	*4 Current transfer ratio	CTR	I _F = 5mA, V _{CE} = 5V	50	-	600	%
	Collector-emitter saturation voltage	V _{CE(sat)}	I _F = 20mA, I _C = 1mA	-	0.1	0.2	V
	Isolation resistance	R _{ISO}	DC500V, 40 to 60% RH	5 × 10 ¹⁰	10 ¹¹	-	Ω
	Floating capacitance	C _f	V = 0, f = 1MHz	-	0.6	1.0	pF
	Cut-off frequency	f _c	V _{CE} = 5V, I _C = 2mA, R _L = 100Ω, - 3dB	-	80	-	kHz
Response time	Rise time	t _r	V _{CE} = 2V, I _C = 2mA, R _L = 100Ω	-	4	18	μs
	Fall time	t _f		-	3	18	μs

*4 Classification table of current transfer ratio is shown below.

Model No.	Rank mark	CTR (%)
PC817A	A	80 to 160
PC817B	B	130 to 260
PC817C	C	200 to 400
PC817D	D	300 to 600
PC8※7AB	A or B	80 to 260
PC8※7BC	B or C	130 to 400
PC8※7CD	C or D	200 to 600
PC8※7AC	A, B or C	80 to 400
PC8※7BD	B, C or D	130 to 600
PC8※7AD	A, B, C or D	80 to 600
PC8※7	A, B, C, D or No mark	50 to 600

※ : 1 or 2 or 3 or 4

Fig. 1 Forward Current vs. Ambient Temperature

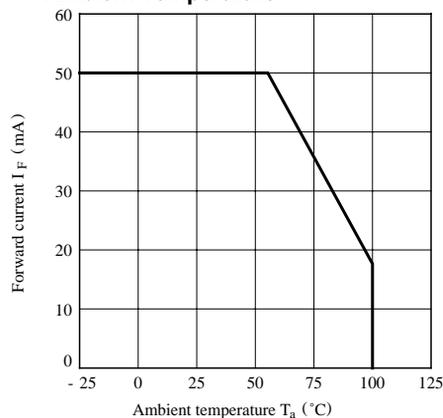


Fig. 2 Collector Power Dissipation vs. Ambient Temperature

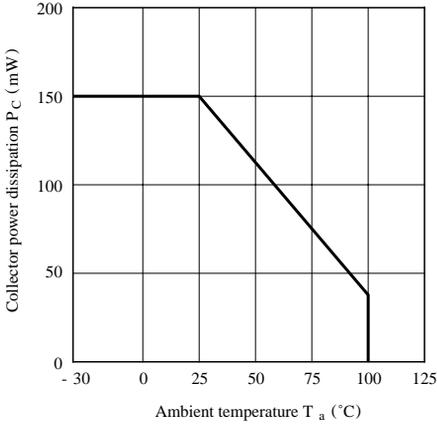


Fig. 3 Peak Forward Current vs. Duty Ratio

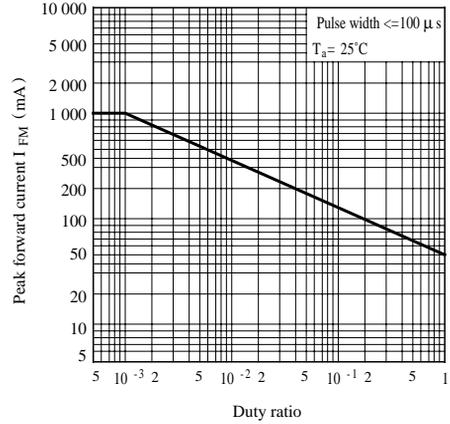


Fig. 4 Current Transfer Ratio vs. Forward Current

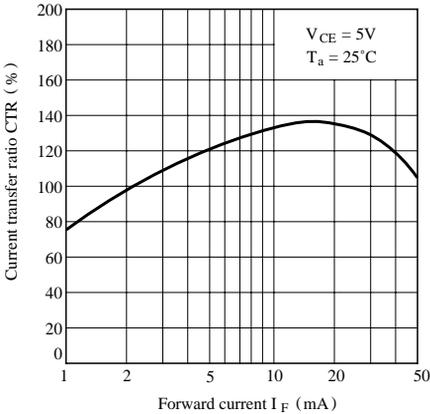


Fig. 5 Forward Current vs. Forward Voltage

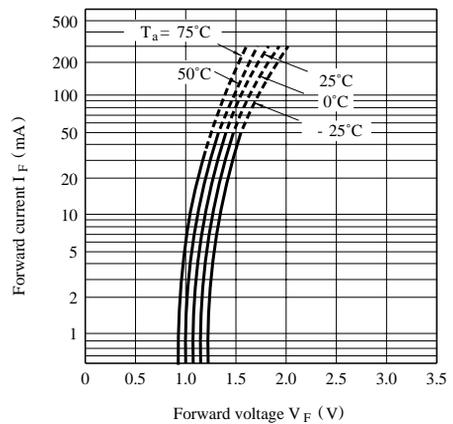


Fig. 6 Collector Current vs. Collector-emitter Voltage

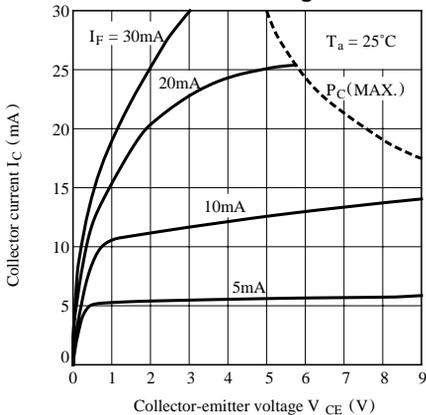


Fig. 7 Relative Current Transfer Ratio vs. Ambient Temperature

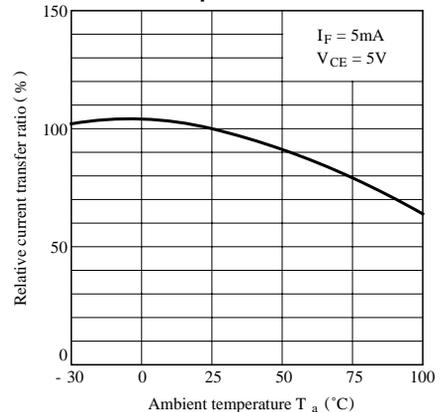


Fig. 8 Collector-emitter Saturation Voltage vs. Ambient Temperature

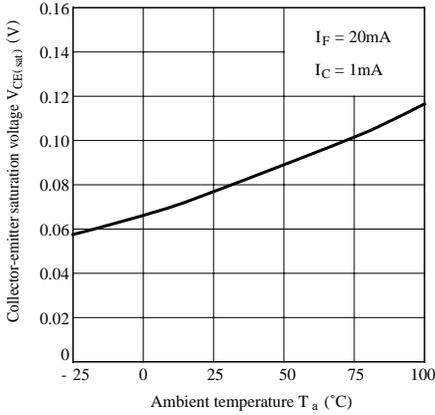


Fig. 9 Collector Dark Current vs. Ambient Temperature

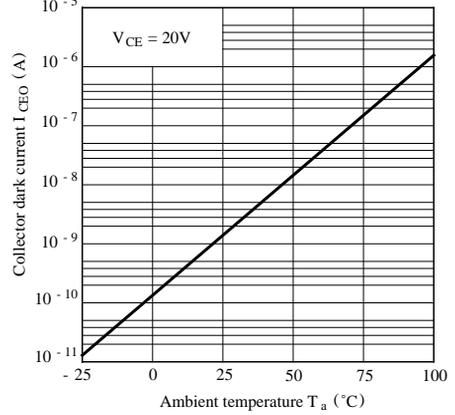


Fig.10 Response Time vs. Load Resistance

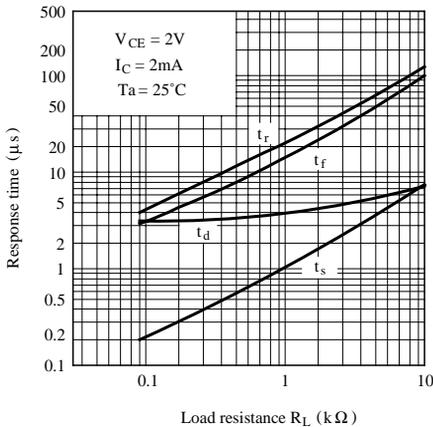
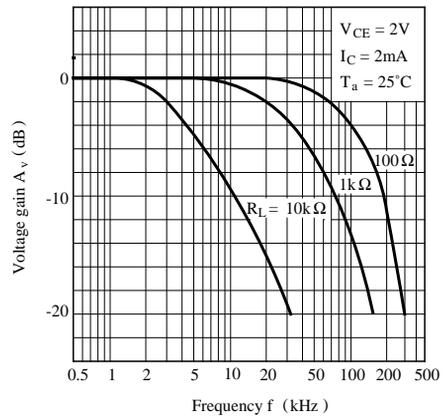
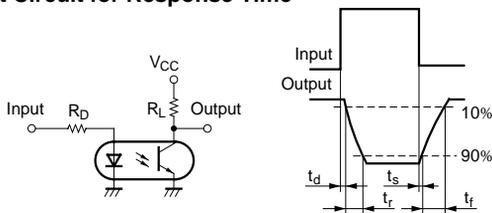


Fig.11 Frequency Response



Test Circuit for Response Time



Test Circuit for Frequency Response

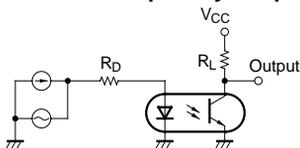
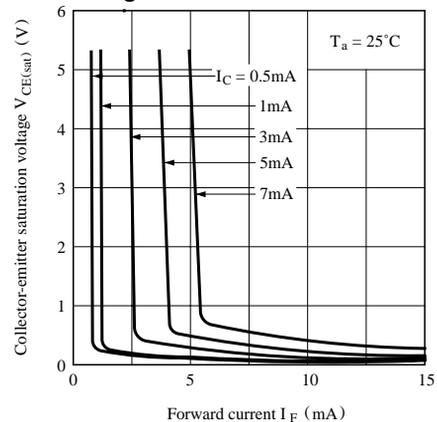


Fig.12 Collector-emitter Saturation Voltage vs. Forward Current



ANEXO 9

TL431

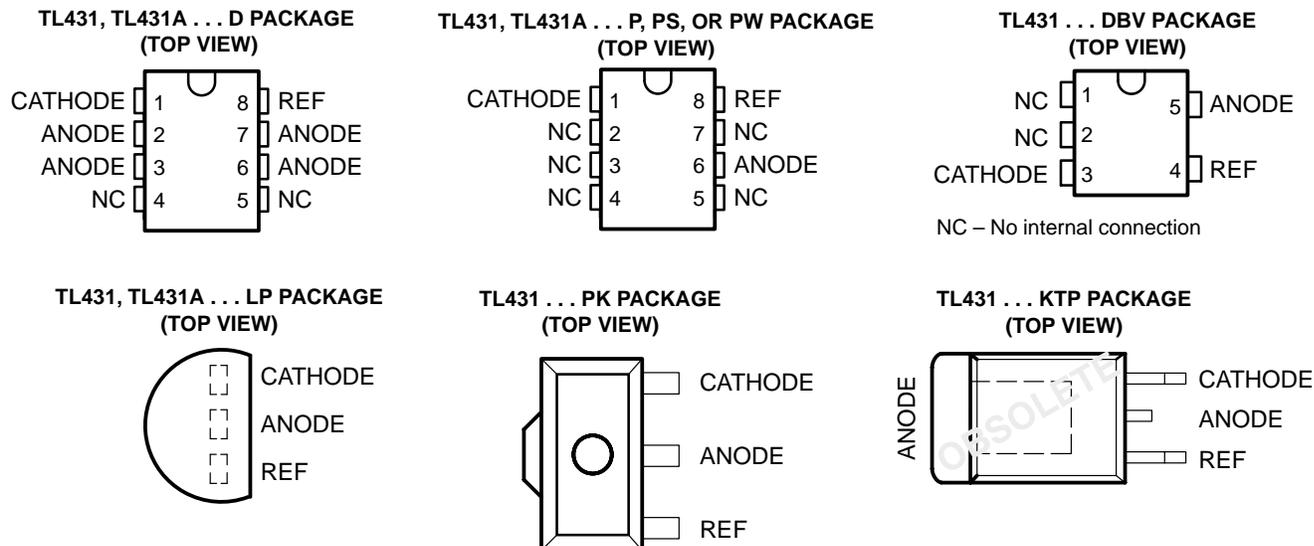
Regulador Shunt de precisión

Fabricante: Texas Inst.

TL431, TL431A ADJUSTABLE PRECISION SHUNT REGULATORS

SLVS005Q – JULY 1978 – REVISED MARCH 2003

- Equivalent Full-Range Temperature Coefficient . . . 30 ppm/°C
- 0.2-Ω Typical Output Impedance
- Sink-Current Capability . . . 1 mA to 100 mA
- Low Output Noise
- Adjustable Output Voltage . . . V_{ref} to 36 V
- Available in a Wide Range of High-Density Packages



description/ordering information

The TL431 and TL431A are three-terminal adjustable shunt regulators, with specified thermal stability over applicable automotive, commercial, and military temperature ranges. The output voltage can be set to any value between V_{ref} (approximately 2.5 V) and 36 V, with two external resistors (see Figure 17). These devices have a typical output impedance of 0.2 Ω. Active output circuitry provides a very sharp turn-on characteristic, making these devices excellent replacements for Zener diodes in many applications, such as onboard regulation, adjustable power supplies, and switching power supplies.

The TL431C and TL431AC are characterized for operation from 0°C to 70°C, and the TL431I and TL431AI are characterized for operation from –40°C to 85°C.



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

PRODUCTION DATA information is current as of publication date. Products conform to specifications per the terms of Texas Instruments standard warranty. Production processing does not necessarily include testing of all parameters.

**TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 2003, Texas Instruments Incorporated

TL431, TL431A ADJUSTABLE PRECISION SHUNT REGULATORS

SLVS005Q – JULY 1978 – REVISED MARCH 2003

ORDERING INFORMATION

TA	PACKAGE†		ORDERABLE PART NUMBER	TOP-SIDE MARKING‡
0°C to 70°C	PDIP (P)	Tube of 50	TL431CP	TL431CP
			TL431ACP	TL431ACP
	SOIC (D)	Tube of 75	TL431CD	TL431C
			TL431CDR	
		Reel of 2500	TL431ACD	431AC
			TL431ACDR	
	SOP (PS)	Reel of 2000	TL431CPSR	T431
			TL431ACPSR	T431A
	TSSOP (PW)	Tube of 150	TL431CPW	T431
			TL431CPWR	
		Reel of 2000	TL431ACPW	T431A
			TL431ACPWR	
	SOT-23 (DBV)	Reel of 3000	TL431CDBVR	T3C_
	SOT-89 (PK)	Reel of 1000	TL431CPK	43
	TO-92 (LP)	Bulk of 1000	TL431CLP	TL431C
			TL431CLPM	
TL431CLPR				
Reel of 2000		TL431ACLPM	TL431AC	
		TL431ACLPR		
-40°C to 85°C	PDIP (P)	Tube of 50	TL431IP	TL431IP
			TL431AIP	TL431AIP
	SOIC (D)	Tube of 75	TL431ID	TL431I
			TL431IDR	
		Reel of 2500	TL431ICD	431AI
			TL431ICDR	
	SOT-23 (DBV)	Reel of 3000	TL431IDBVR	T3I_
	TO-92 (LP)	Bulk of 1000	TL431ILP	TL431I
			TL431ILPM	
		Reel of 2000	TL431ILPR	TL431AI
TL431AILP				
Reel of 2000	TL431AILPR			

† Package drawings, standard packing quantities, thermal data, symbolization, and PCB design guidelines are available at www.ti.com/sc/package.

‡ DBV: The actual top-side marking has one additional character that designates the assembly/test site.

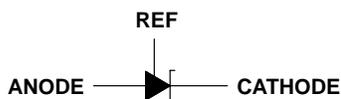


POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

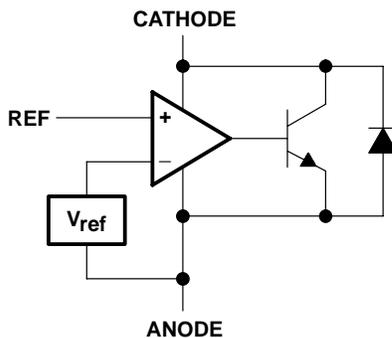
TL431, TL431A ADJUSTABLE PRECISION SHUNT REGULATORS

SLVS005Q – JULY 1978 – REVISED MARCH 2003

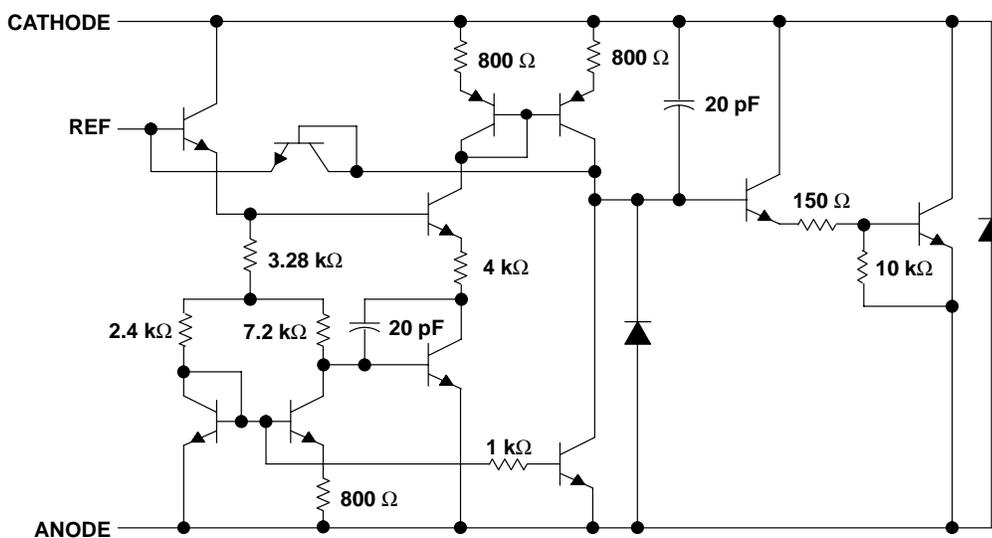
symbol



functional block diagram



equivalent schematic†



† All component values are nominal.

TL431, TL431A

ADJUSTABLE PRECISION SHUNT REGULATORS

SLVS005Q – JULY 1978 – REVISED MARCH 2003

absolute maximum ratings over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)†

Cathode voltage, V_{KA} (see Note 1)	37 V
Continuous cathode current range, I_{KA}	–100 mA to 150 mA
Reference input current range	–50 μ A to 10 mA
Package thermal impedance, θ_{JA} (see Notes 2 and 4): DBV package	206°C/W
(see Notes 2 and 3): KTP package	28°C/W
(see Notes 2 and 4): LP package	156°C/W
(see Notes 2 and 4): P package	85°C/W
(see Notes 2 and 4): PK package	52°C/W
(see Notes 2 and 4): PS package	95°C/W
(see Notes 2 and 4): PW package	149°C/W
Operating virtual junction temperature, T_J	150°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C
Storage temperature range, T_{stg}	–65°C to 150°C

† Stresses beyond those listed under “absolute maximum ratings” may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under “recommended operating conditions” is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

- NOTES:
1. Voltage values are with respect to the ANODE terminal unless otherwise noted.
 2. Maximum power dissipation is a function of $T_J(\max)$, θ_{JA} , and T_A . The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is $P_D = (T_J(\max) - T_A)/\theta_{JA}$. Operating at the absolute maximum T_J of 150°C can affect reliability.
 3. The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-5.
 4. The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51-7.

recommended operating conditions

		MIN	MAX	UNIT	
V_{KA}	Cathode voltage	V_{ref}	36	V	
I_{KA}	Cathode current	1	100	mA	
T_A	Operating free-air temperature range	TL431C, TL431AC	0	70	°C
		TL431I, TL431AI	–40	85	

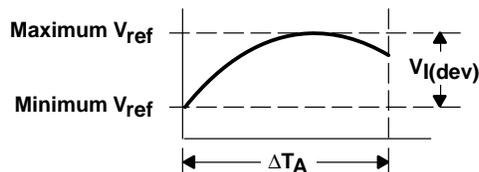


electrical characteristics over recommended operating conditions, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CIRCUIT	TEST CONDITIONS	TL431C			UNIT		
			MIN	TYP	MAX			
V_{ref}	Reference voltage	2	$V_{\text{KA}} = V_{\text{ref}}, I_{\text{KA}} = 10 \text{ mA}$		2440	2495	2550	mV
$V_{\text{I(dev)}}$	Deviation of reference voltage over full temperature range (see Figure 1)	2	$V_{\text{KA}} = V_{\text{ref}}, I_{\text{KA}} = 10 \text{ mA}, T_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}$			4	25	mV
$\frac{\Delta V_{\text{ref}}}{\Delta V_{\text{KA}}}$	Ratio of change in reference voltage to the change in cathode voltage	3	$I_{\text{KA}} = 10 \text{ mA}$	$\Delta V_{\text{KA}} = 10 \text{ V} - V_{\text{ref}}$	-1.4	-2.7	$\frac{\text{mV}}{\text{V}}$	
				$\Delta V_{\text{KA}} = 36 \text{ V} - 10 \text{ V}$	-1	-2		
I_{ref}	Reference current	3	$I_{\text{KA}} = 10 \text{ mA}, R_1 = 10 \text{ k}\Omega, R_2 = \infty$			2	4	μA
$I_{\text{I(dev)}}$	Deviation of reference current over full temperature range (see Figure 1)	3	$I_{\text{KA}} = 10 \text{ mA}, R_1 = 10 \text{ k}\Omega, R_2 = \infty, T_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}$			0.4	1.2	μA
I_{min}	Minimum cathode current for regulation	2	$V_{\text{KA}} = V_{\text{ref}}$			0.4	1	mA
I_{off}	Off-state cathode current	4	$V_{\text{KA}} = 36 \text{ V}, V_{\text{ref}} = 0$			0.1	1	μA
$ z_{\text{KA}} $	Dynamic impedance (see Figure 1)	1	$I_{\text{KA}} = 1 \text{ mA to } 100 \text{ mA}, V_{\text{KA}} = V_{\text{ref}}, f \leq 1 \text{ kHz}$			0.2	0.5	Ω

The deviation parameters $V_{\text{ref(dev)}}$ and $I_{\text{ref(dev)}}$ are defined as the differences between the maximum and minimum values obtained over the recommended temperature range. The average full-range temperature coefficient of the reference voltage, $\alpha_{V_{\text{ref}}}$, is defined as:

$$|\alpha_{V_{\text{ref}}}| \left(\frac{\text{ppm}}{^\circ\text{C}} \right) = \frac{\left(\frac{V_{\text{I(dev)}}}{V_{\text{ref at } 25^\circ\text{C}}} \right) \times 10^6}{\Delta T_A}$$



where:

ΔT_A is the recommended operating free-air temperature range of the device.

$\alpha_{V_{\text{ref}}}$ can be positive or negative, depending on whether minimum V_{ref} or maximum V_{ref} , respectively, occurs at the lower temperature.

Example: maximum $V_{\text{ref}} = 2496 \text{ mV}$ at 30°C , minimum $V_{\text{ref}} = 2492 \text{ mV}$ at 0°C , $V_{\text{ref}} = 2495 \text{ mV}$ at 25°C , $\Delta T_A = 70^\circ\text{C}$ for TL431C

$$|\alpha_{V_{\text{ref}}}| = \frac{\left(\frac{4 \text{ mV}}{2495 \text{ mV}} \right) \times 10^6}{70^\circ\text{C}} \approx 23 \text{ ppm}/^\circ\text{C}$$

Because minimum V_{ref} occurs at the lower temperature, the coefficient is positive.

Calculating Dynamic Impedance

The dynamic impedance is defined as: $|z_{\text{KA}}| = \frac{\Delta V_{\text{KA}}}{\Delta I_{\text{KA}}}$

When the device is operating with two external resistors (see Figure 3), the total dynamic impedance of the circuit is given by:

$$|z'| = \frac{\Delta V}{\Delta I} \approx |z_{\text{KA}}| \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

Figure 1. Calculating Deviation Parameters and Dynamic Impedance

TL431, TL431A

ADJUSTABLE PRECISION SHUNT REGULATORS

SLVS005Q – JULY 1978 – REVISED MARCH 2003

electrical characteristics over recommended operating conditions, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CIRCUIT	TEST CONDITIONS		TL431I			UNIT
					MIN	TYP	MAX	
V_{ref}	Reference voltage	2	$V_{\text{KA}} = V_{\text{ref}}, I_{\text{KA}} = 10 \text{ mA}$		2440	2495	2550	mV
$V_{\text{I(dev)}}$	Deviation of reference voltage over full temperature range (see Figure 1)	2	$V_{\text{KA}} = V_{\text{ref}}, I_{\text{KA}} = 10 \text{ mA}, T_A = -40^\circ\text{C} \text{ to } 85^\circ\text{C}$			5	50	mV
$\frac{\Delta V_{\text{ref}}}{\Delta V_{\text{KA}}}$	Ratio of change in reference voltage to the change in cathode voltage	3	$I_{\text{KA}} = 10 \text{ mA}$	$\Delta V_{\text{KA}} = 10 \text{ V} - V_{\text{ref}}$	-1.4	-2.7	$\frac{\text{mV}}{\text{V}}$	
				$\Delta V_{\text{KA}} = 36 \text{ V} - 10 \text{ V}$	-1	-2		
I_{ref}	Reference current	3	$I_{\text{KA}} = 10 \text{ mA}, R1 = 10 \text{ k}\Omega, R2 = \infty$			2	4	μA
$I_{\text{I(dev)}}$	Deviation of reference current over full temperature range (see Figure 1)	3	$I_{\text{KA}} = 10 \text{ mA}, R1 = 10 \text{ k}\Omega, R2 = \infty, T_A = -40^\circ\text{C} \text{ to } 85^\circ\text{C}$			0.8	2.5	μA
I_{min}	Minimum cathode current for regulation	2	$V_{\text{KA}} = V_{\text{ref}}$			0.4	1	mA
I_{off}	Off-state cathode current	4	$V_{\text{KA}} = 36 \text{ V}, V_{\text{ref}} = 0$			0.1	1	μA
$ z_{\text{KA}} $	Dynamic impedance (see Figure 1)	2	$I_{\text{KA}} = 1 \text{ mA} \text{ to } 100 \text{ mA}, V_{\text{KA}} = V_{\text{ref}}, f \leq 1 \text{ kHz}$			0.2	0.5	Ω



TL431, TL431A ADJUSTABLE PRECISION SHUNT REGULATORS

SLVS005Q – JULY 1978 – REVISED MARCH 2003

electrical characteristics over recommended operating conditions, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CIRCUIT	TEST CONDITIONS	TL431AC			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
V_{ref} Reference voltage	2	$V_{\text{KA}} = V_{\text{ref}}, I_{\text{KA}} = 10 \text{ mA}$	2470	2495	2520	mV
$V_{\text{I(dev)}}$ Deviation of reference voltage over full temperature range (see Figure 1)	2	$V_{\text{KA}} = V_{\text{ref}}, I_{\text{KA}} = 10 \text{ mA}, T_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}$		4	25	mV
$\frac{\Delta V_{\text{ref}}}{\Delta V_{\text{KA}}}$ Ratio of change in reference voltage to the change in cathode voltage	3	$I_{\text{KA}} = 10 \text{ mA}$	$\Delta V_{\text{KA}} = 10 \text{ V} - V_{\text{ref}}$	-1.4	-2.7	$\frac{\text{mV}}{\text{V}}$
			$\Delta V_{\text{KA}} = 36 \text{ V} - 10 \text{ V}$	-1	-2	
I_{ref} Reference current	3	$I_{\text{KA}} = 10 \text{ mA}, R_1 = 10 \text{ k}\Omega, R_2 = \infty$		2	4	μA
$I_{\text{I(dev)}}$ Deviation of reference current over full temperature range (see Figure 1)	3	$I_{\text{KA}} = 10 \text{ mA}, R_1 = 10 \text{ k}\Omega, R_2 = \infty, T_A = 0^\circ\text{C to } 70^\circ\text{C}$		0.8	1.2	μA
I_{min} Minimum cathode current for regulation	2	$V_{\text{KA}} = V_{\text{ref}}$		0.4	0.6	mA
I_{off} Off-state cathode current	4	$V_{\text{KA}} = 36 \text{ V}, V_{\text{ref}} = 0$		0.1	0.5	μA
$ z_{\text{KA}} $ Dynamic impedance (see Figure 1)	1	$I_{\text{KA}} = 1 \text{ mA to } 100 \text{ mA}, V_{\text{KA}} = V_{\text{ref}}, f \leq 1 \text{ kHz}$		0.2	0.5	Ω

electrical characteristics over recommended operating conditions, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CIRCUIT	TEST CONDITIONS	TL431AI			UNIT
			MIN	TYP	MAX	
V_{ref} Reference voltage	2	$V_{\text{KA}} = V_{\text{ref}}, I_{\text{KA}} = 10 \text{ mA}$	2470	2495	2520	mV
$V_{\text{I(dev)}}$ Deviation of reference voltage over full temperature range (see Figure 1)	2	$V_{\text{KA}} = V_{\text{ref}}, I_{\text{KA}} = 10 \text{ mA}, T_A = -40^\circ\text{C to } 85^\circ\text{C}$		5	50	mV
$\frac{\Delta V_{\text{ref}}}{\Delta V_{\text{KA}}}$ Ratio of change in reference voltage to the change in cathode voltage	3	$I_{\text{KA}} = 10 \text{ mA}$	$\Delta V_{\text{KA}} = 10 \text{ V} - V_{\text{ref}}$	-1.4	-2.7	$\frac{\text{mV}}{\text{V}}$
			$\Delta V_{\text{KA}} = 36 \text{ V} - 10 \text{ V}$	-1	-2	
I_{ref} Reference current	3	$I_{\text{KA}} = 10 \text{ mA}, R_1 = 10 \text{ k}\Omega, R_2 = \infty$		2	4	μA
$I_{\text{I(dev)}}$ Deviation of reference current over full temperature range (see Figure 1)	3	$I_{\text{KA}} = 10 \text{ mA}, R_1 = 10 \text{ k}\Omega, R_2 = \infty, T_A = -40^\circ\text{C to } 85^\circ\text{C}$		0.8	2.5	μA
I_{min} Minimum cathode current for regulation	2	$V_{\text{KA}} = V_{\text{ref}}$		0.4	0.7	mA
I_{off} Off-state cathode current	4	$V_{\text{KA}} = 36 \text{ V}, V_{\text{ref}} = 0$		0.1	0.5	μA
$ z_{\text{KA}} $ Dynamic impedance (see Figure 1)	2	$I_{\text{KA}} = 1 \text{ mA to } 100 \text{ mA}, V_{\text{KA}} = V_{\text{ref}}, f \leq 1 \text{ kHz}$		0.2	0.5	Ω



TL431, TL431A ADJUSTABLE PRECISION SHUNT REGULATORS

SLVS005Q – JULY 1978 – REVISED MARCH 2003

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

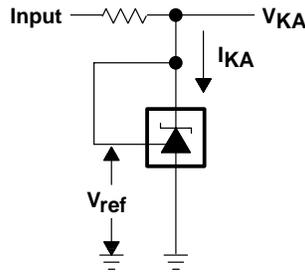


Figure 2. Test Circuit for $V_{KA} = V_{ref}$

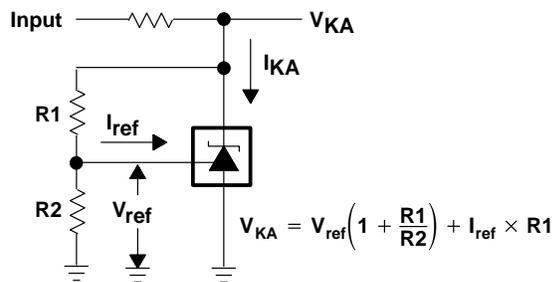


Figure 3. Test Circuit for $V_{KA} > V_{ref}$

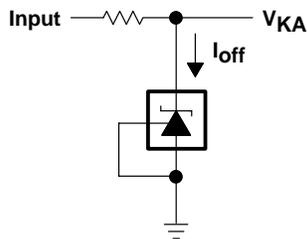


Figure 4. Test Circuit for I_{off}

TYPICAL CHARACTERISTICS

Table 1. Graphs

	FIGURE
Reference input voltage vs Free-air temperature	5
Reference input current vs Free-air temperature	6
Cathode current vs Cathode voltage	7, 8
Off-state cathode current vs Free-air temperature	9
Ratio of delta reference voltage to change in cathode voltage vs Free-air temperature	10
Equivalent input noise voltage vs Frequency	11
Equivalent input noise voltage over a 10-second period	12
Small-signal voltage amplification vs Frequency	13
Reference impedance vs Frequency	14
Pulse response	15
Stability boundary conditions	16

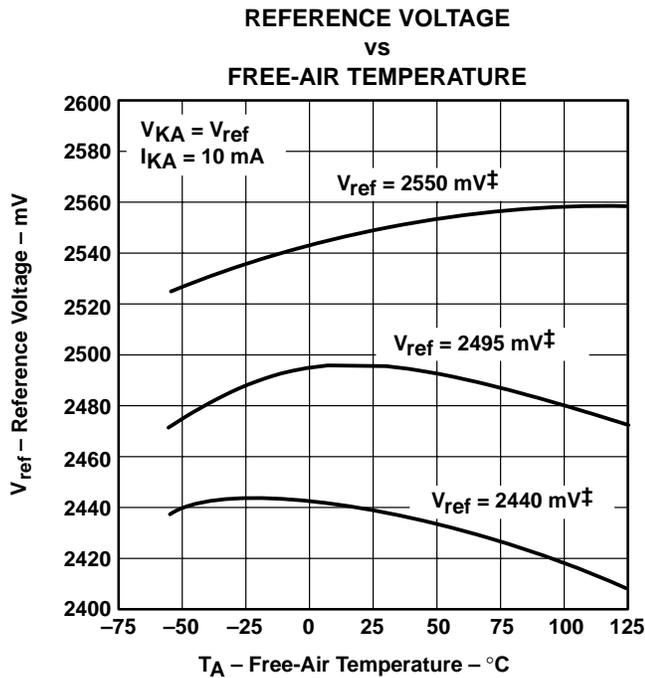
Table 2. Application Circuits

	FIGURE
Shunt regulator	17
Single-supply comparator with temperature-compensated threshold	18
Precision high-current series regulator	19
Output control of a three-terminal fixed regulator	20
High-current shunt regulator	21
Crowbar circuit	22
Precision 5-V 1.5-A regulator	23
Efficient 5-V precision regulator	24
PWM converter with reference	25
Voltage monitor	26
Delay timer	27
Precision current limiter	28
Precision constant-current sink	29

TL431, TL431A ADJUSTABLE PRECISION SHUNT REGULATORS

SLVS005Q – JULY 1978 – REVISED MARCH 2003

TYPICAL CHARACTERISTICS†



† Data is for devices having the indicated value of V_{ref} at $I_{KA} = 10 \text{ mA}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$.

Figure 5

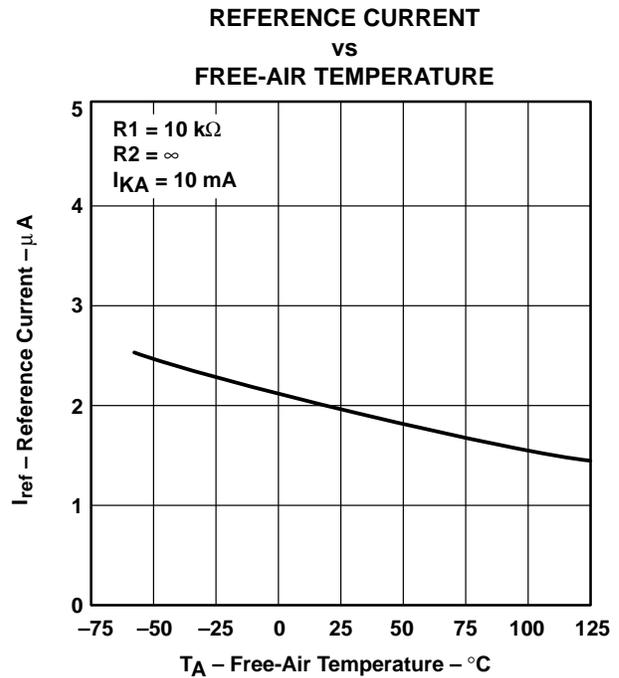


Figure 6

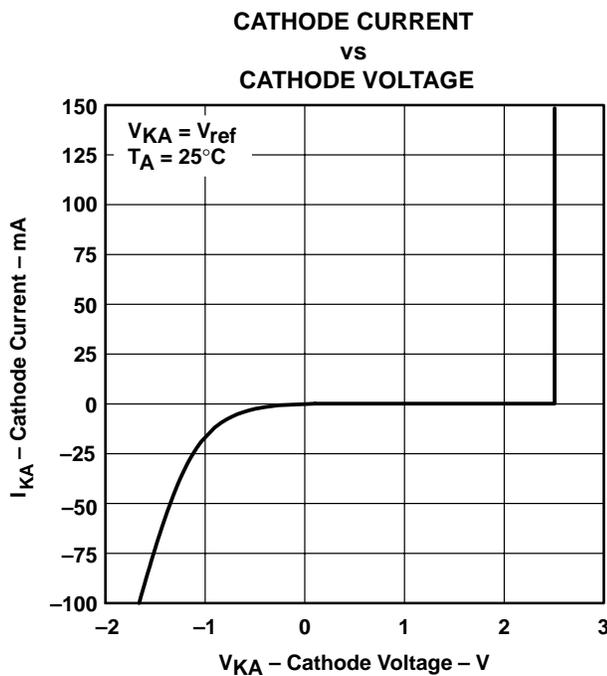


Figure 7

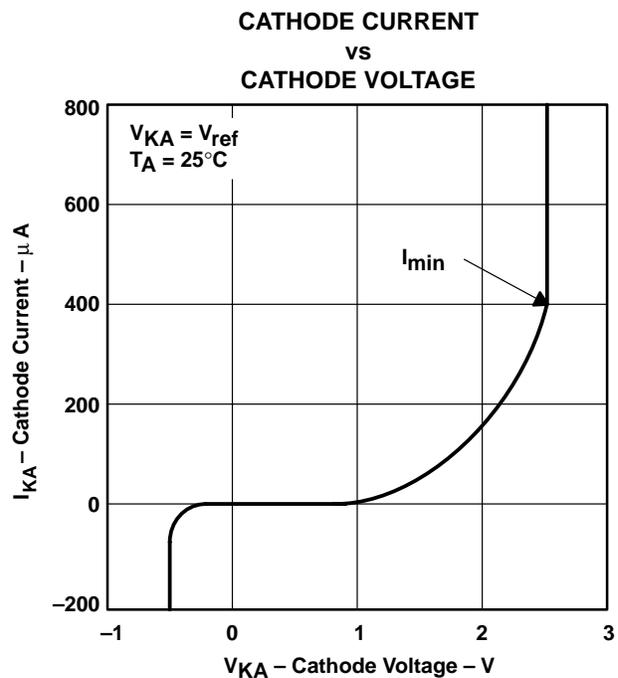


Figure 8

† Data at high and low temperatures are applicable only within the recommended operating free-air temperature ranges of the various devices.

TYPICAL CHARACTERISTICS†

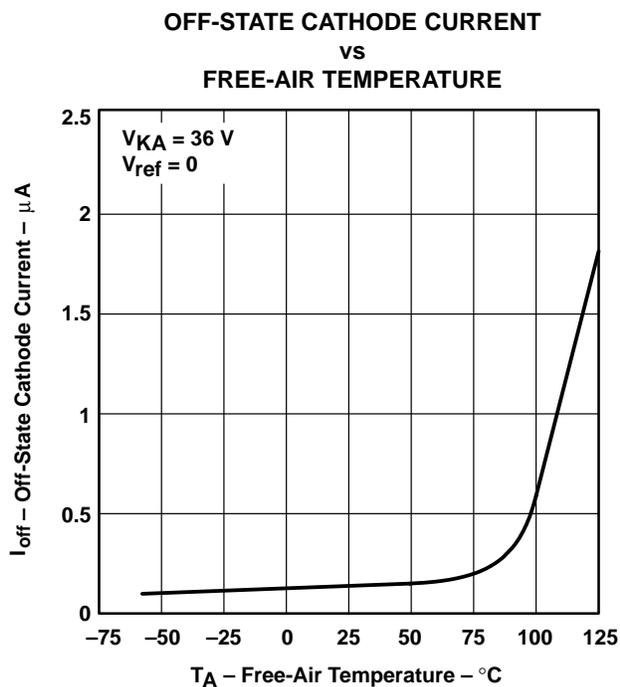


Figure 9

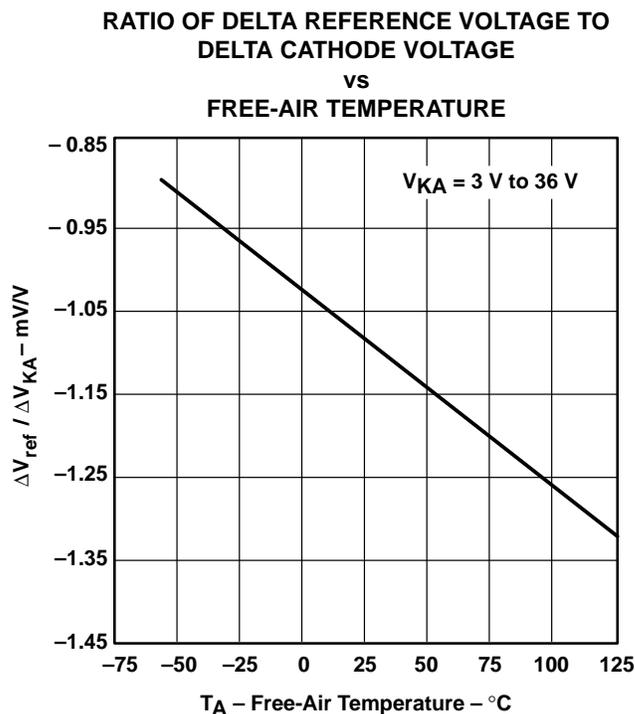


Figure 10

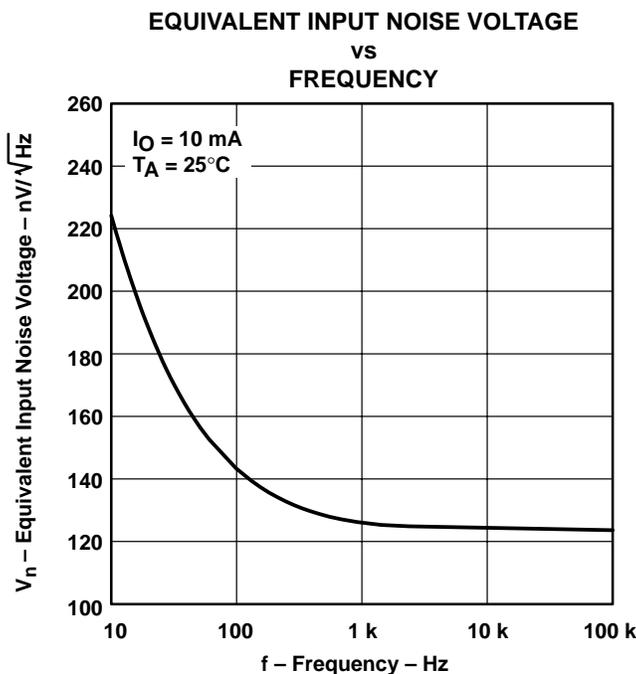


Figure 11

† Data at high and low temperatures are applicable only within the recommended operating free-air temperature ranges of the various devices.

TL431, TL431A ADJUSTABLE PRECISION SHUNT REGULATORS

SLVS005Q – JULY 1978 – REVISED MARCH 2003

TYPICAL CHARACTERISTICS

EQUIVALENT INPUT NOISE VOLTAGE
OVER A 10-SECOND PERIOD

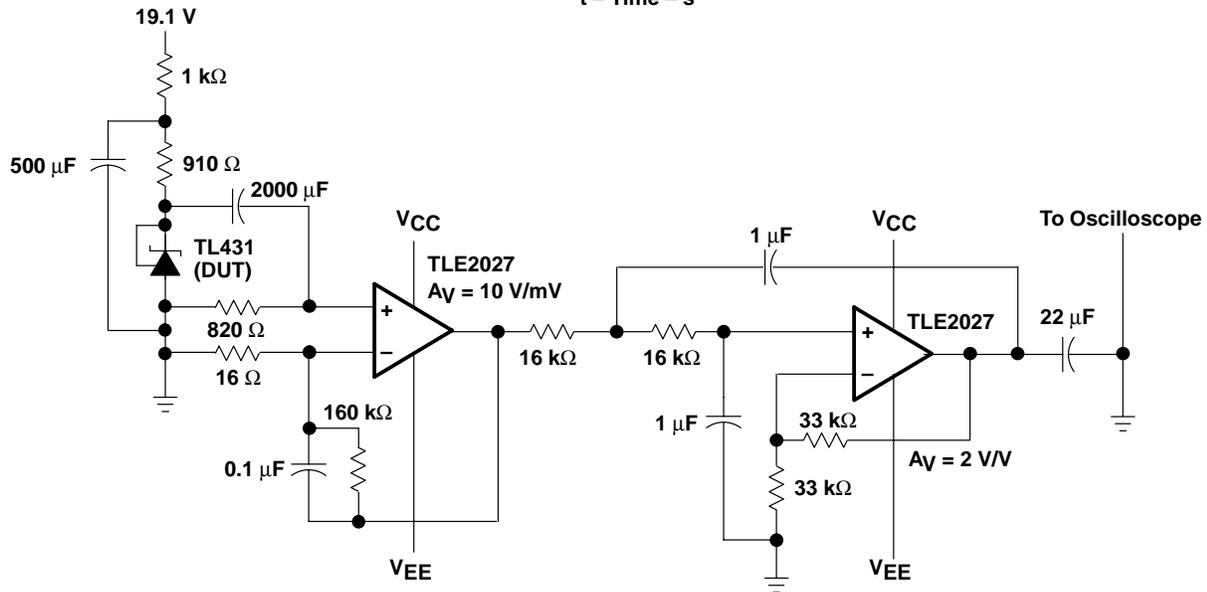
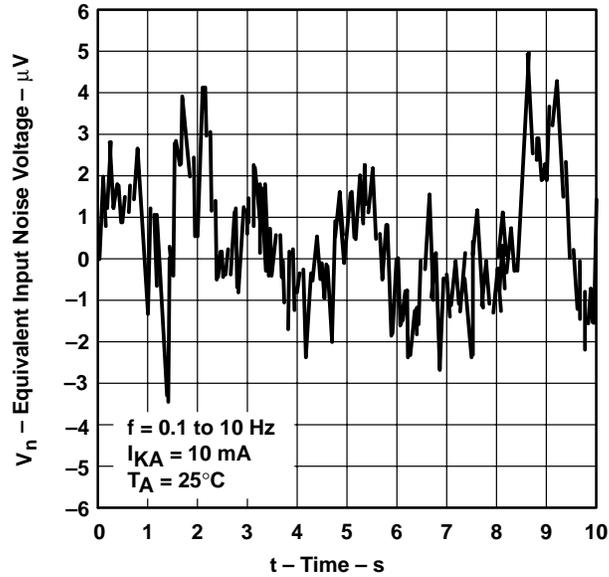
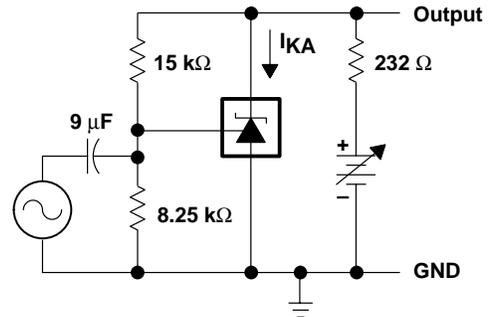
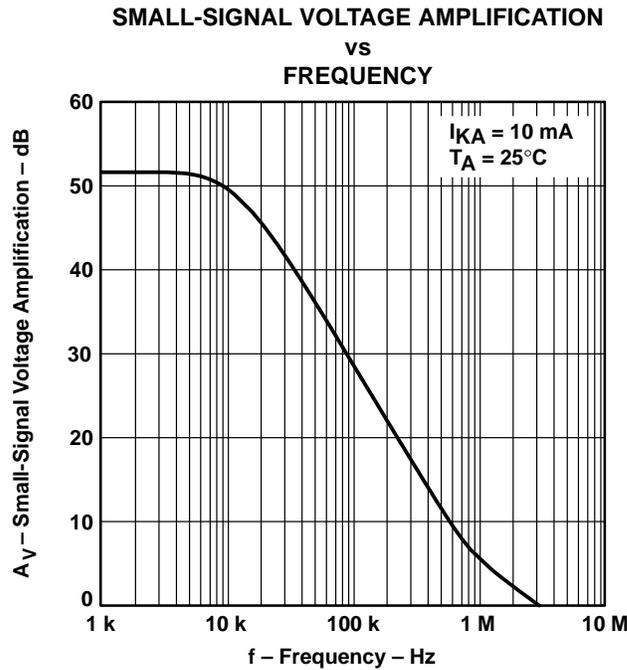


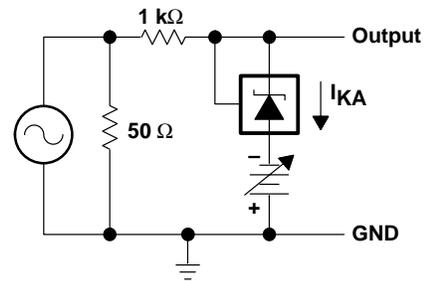
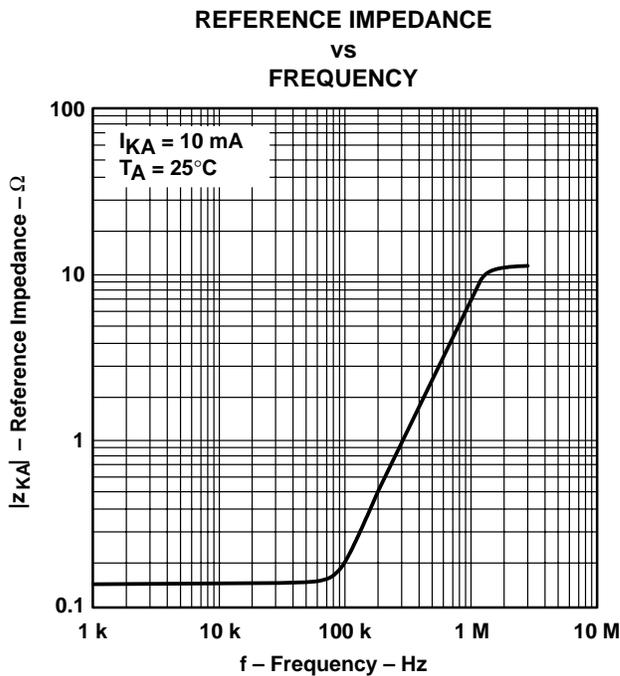
Figure 12. Test Circuit for Equivalent Input Noise Voltage

TYPICAL CHARACTERISTICS



TEST CIRCUIT FOR VOLTAGE AMPLIFICATION

Figure 13



TEST CIRCUIT FOR REFERENCE IMPEDANCE

Figure 14

TL431, TL431A ADJUSTABLE PRECISION SHUNT REGULATORS

SLVS005Q – JULY 1978 – REVISED MARCH 2003

TYPICAL CHARACTERISTICS

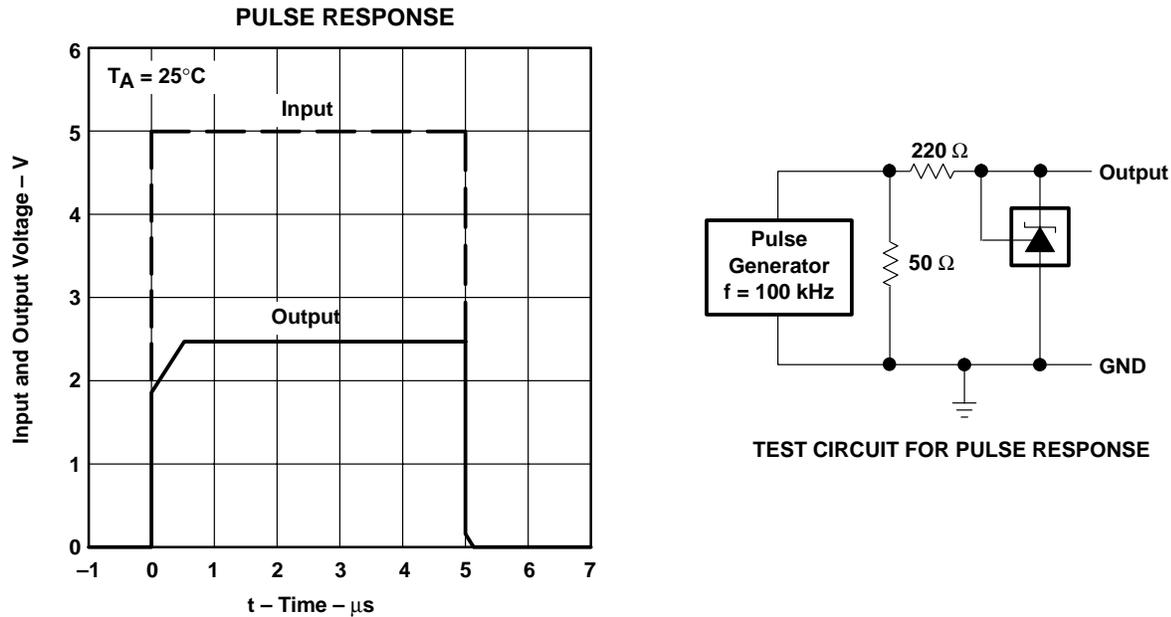


Figure 15

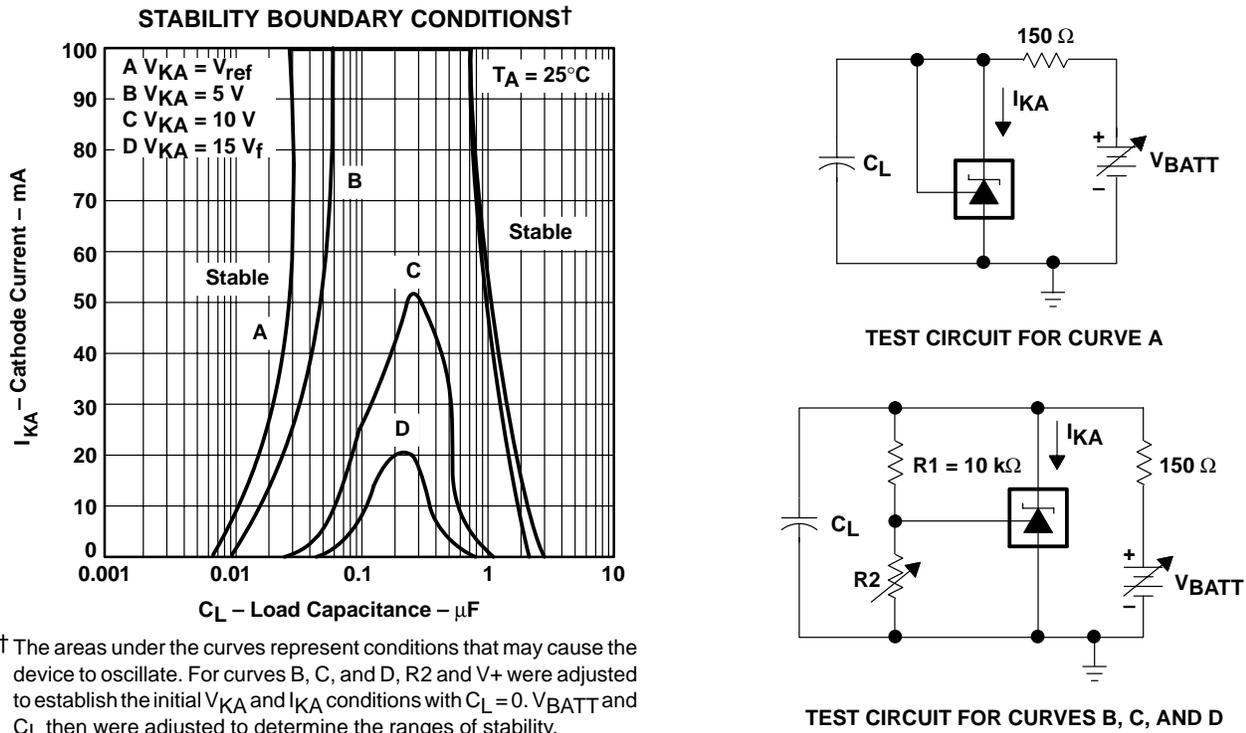
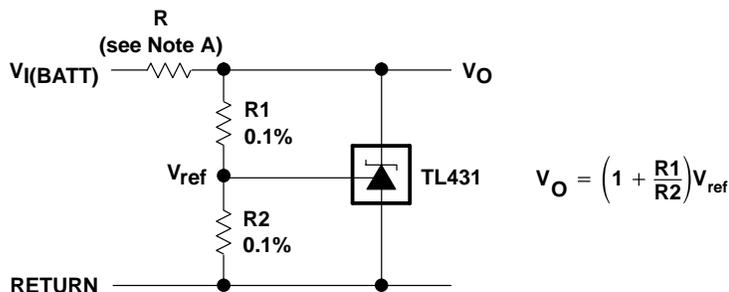


Figure 16

APPLICATION INFORMATION



NOTE A: R should provide cathode current ≥ 1 mA to the TL431 at minimum $V_{I(BATT)}$.

Figure 17. Shunt Regulator

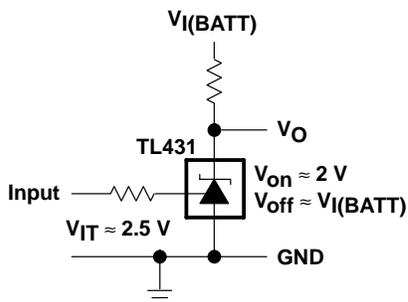
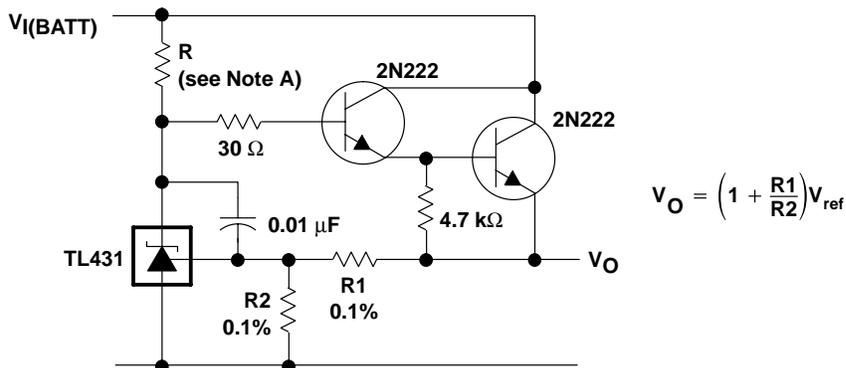


Figure 18. Single-Supply Comparator With Temperature-Compensated Threshold



NOTE A: R should provide cathode current ≥ 1 mA to the TL431 at minimum $V_{I(BATT)}$.

Figure 19. Precision High-Current Series Regulator

TL431, TL431A ADJUSTABLE PRECISION SHUNT REGULATORS

SLVS005Q – JULY 1978 – REVISED MARCH 2003

APPLICATION INFORMATION

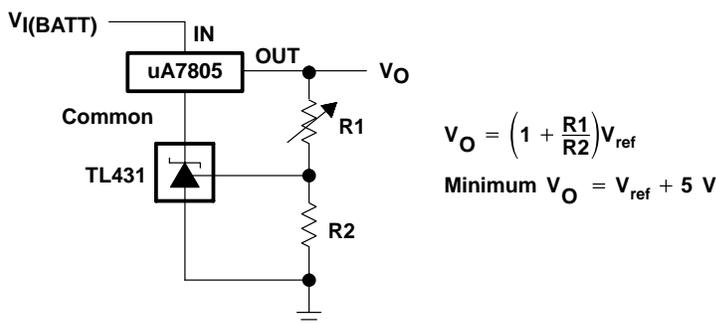


Figure 20. Output Control of a Three-Terminal Fixed Regulator

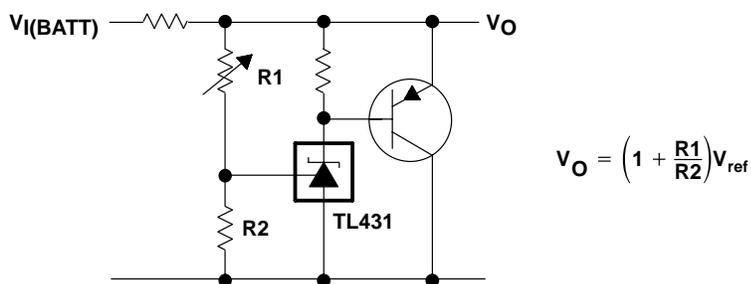
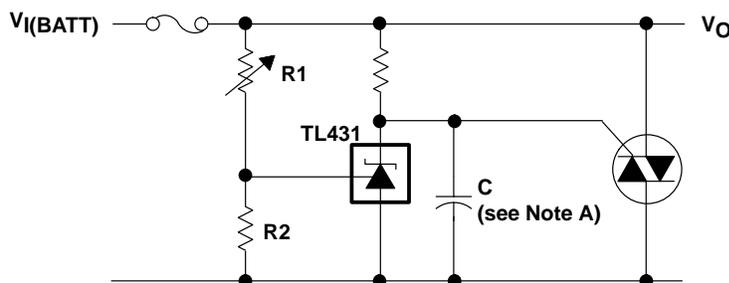


Figure 21. High-Current Shunt Regulator



NOTE A: Refer to the stability boundary conditions in Figure 16 to determine allowable values for C.

Figure 22. Crowbar Circuit

APPLICATION INFORMATION

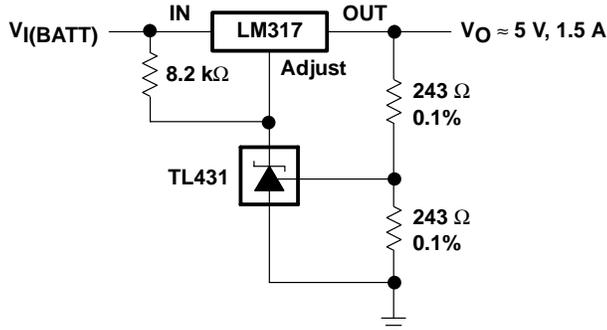
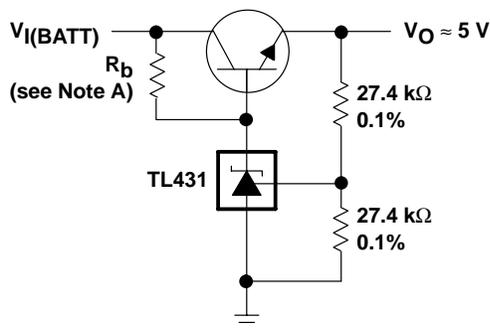


Figure 23. Precision 5-V 1.5-A Regulator



NOTE A: R_b should provide cathode current ≥ 1 mA to the TL431.

Figure 24. Efficient 5-V Precision Regulator

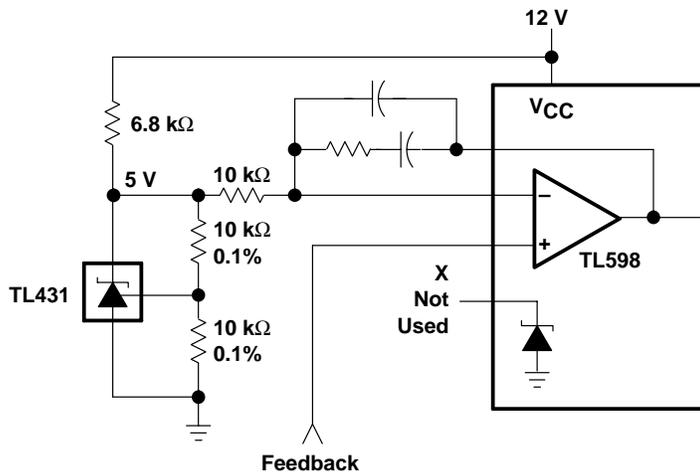
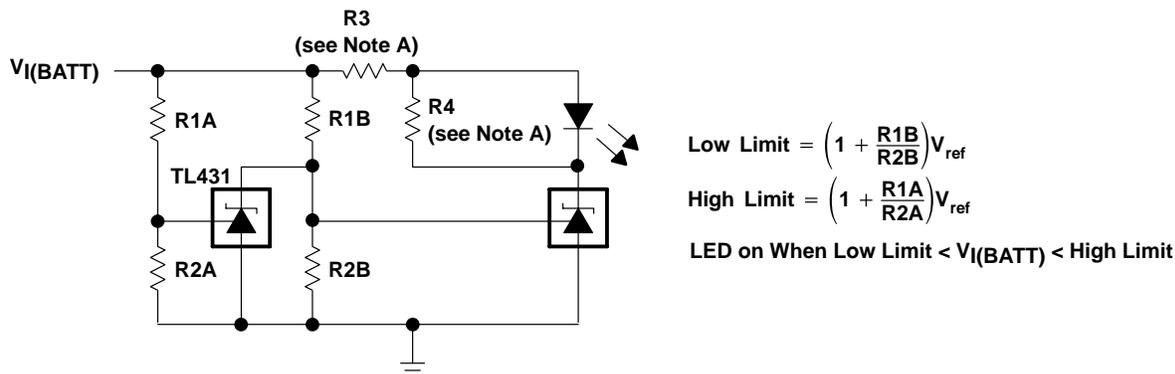


Figure 25. PWM Converter With Reference

TL431, TL431A ADJUSTABLE PRECISION SHUNT REGULATORS

SLVS005Q – JULY 1978 – REVISED MARCH 2003

APPLICATION INFORMATION



NOTE A: R3 and R4 are selected to provide the desired LED intensity and cathode current ≥ 1 mA to the TL431 at the available $V_I(BATT)$.

Figure 26. Voltage Monitor

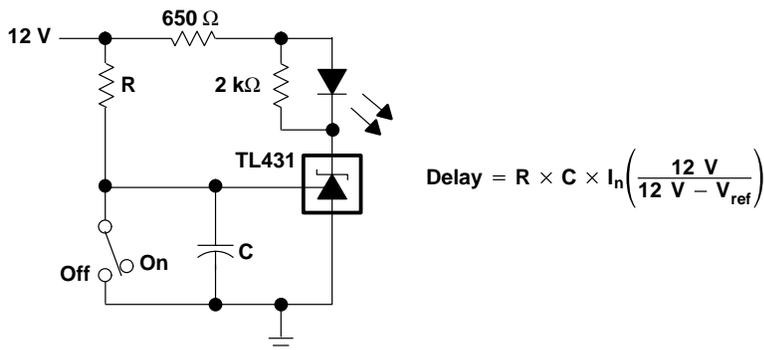


Figure 27. Delay Timer

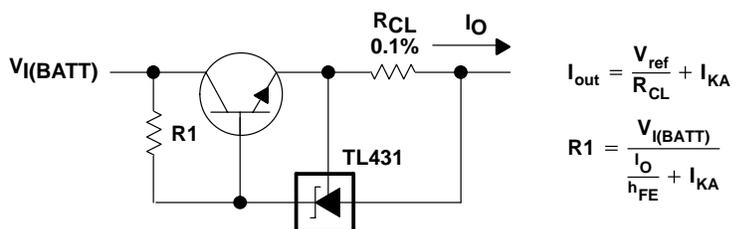


Figure 28. Precision Current Limiter

APPLICATION INFORMATION

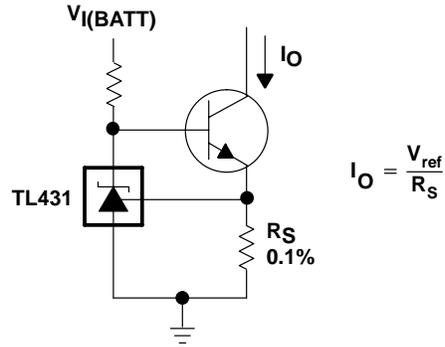
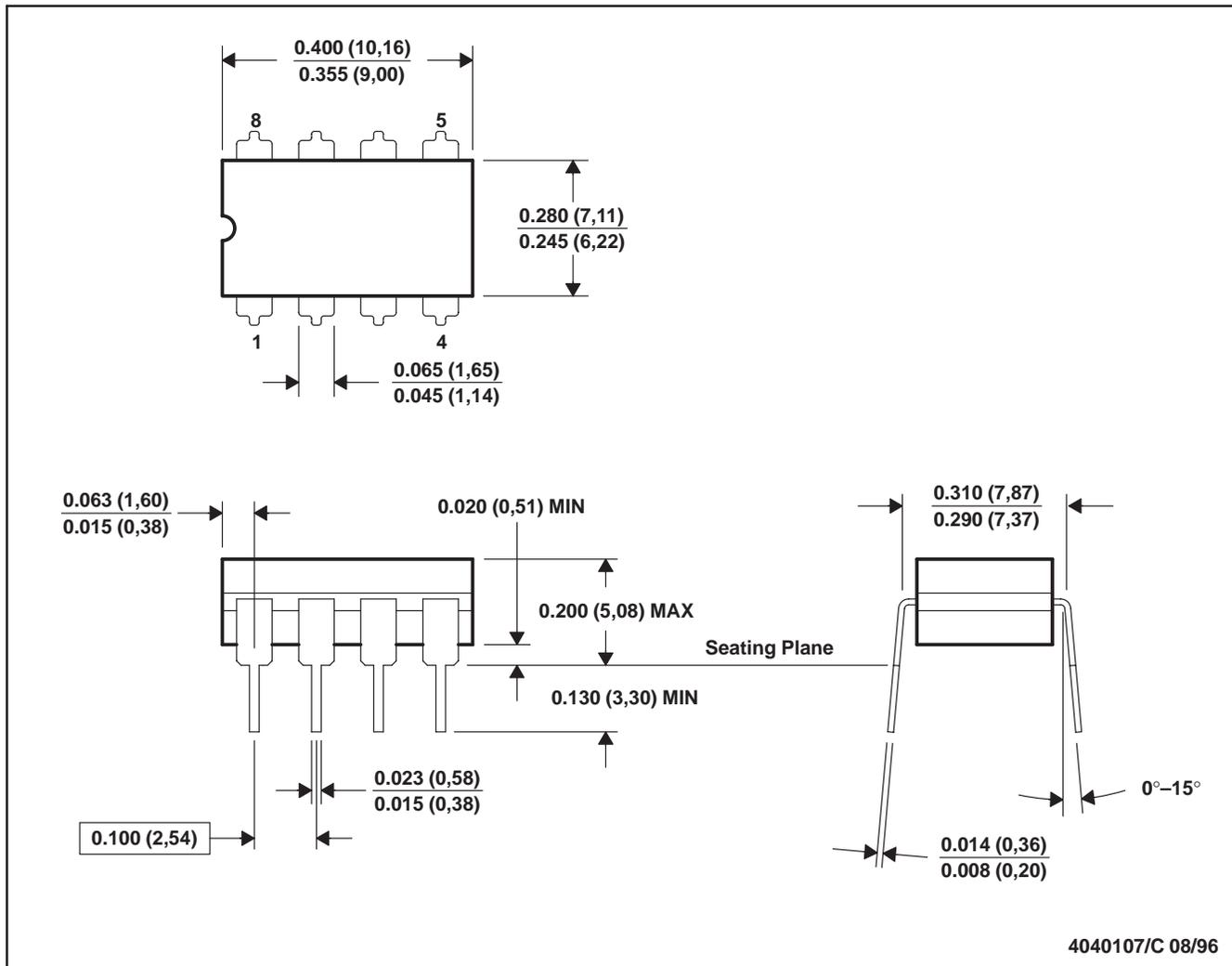


Figure 29. Precision Constant-Current Sink

JG (R-GDIP-T8)

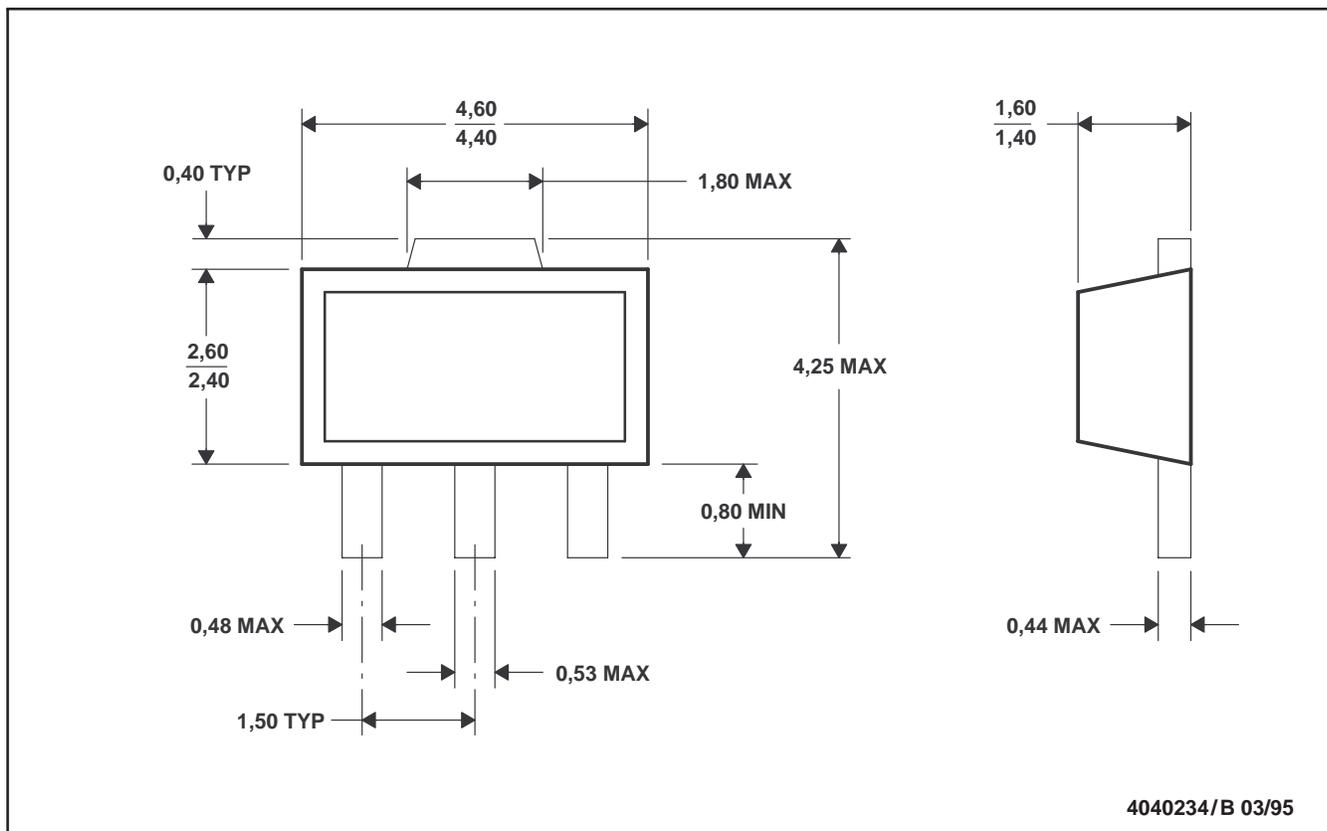
CERAMIC DUAL-IN-LINE



- NOTES: A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 B. This drawing is subject to change without notice.
 C. This package can be hermetically sealed with a ceramic lid using glass frit.
 D. Index point is provided on cap for terminal identification.
 E. Falls within MIL STD 1835 GDIP1-T8

PK (R-PSSO-F3)

PLASTIC SINGLE-IN-LINE PACKAGE

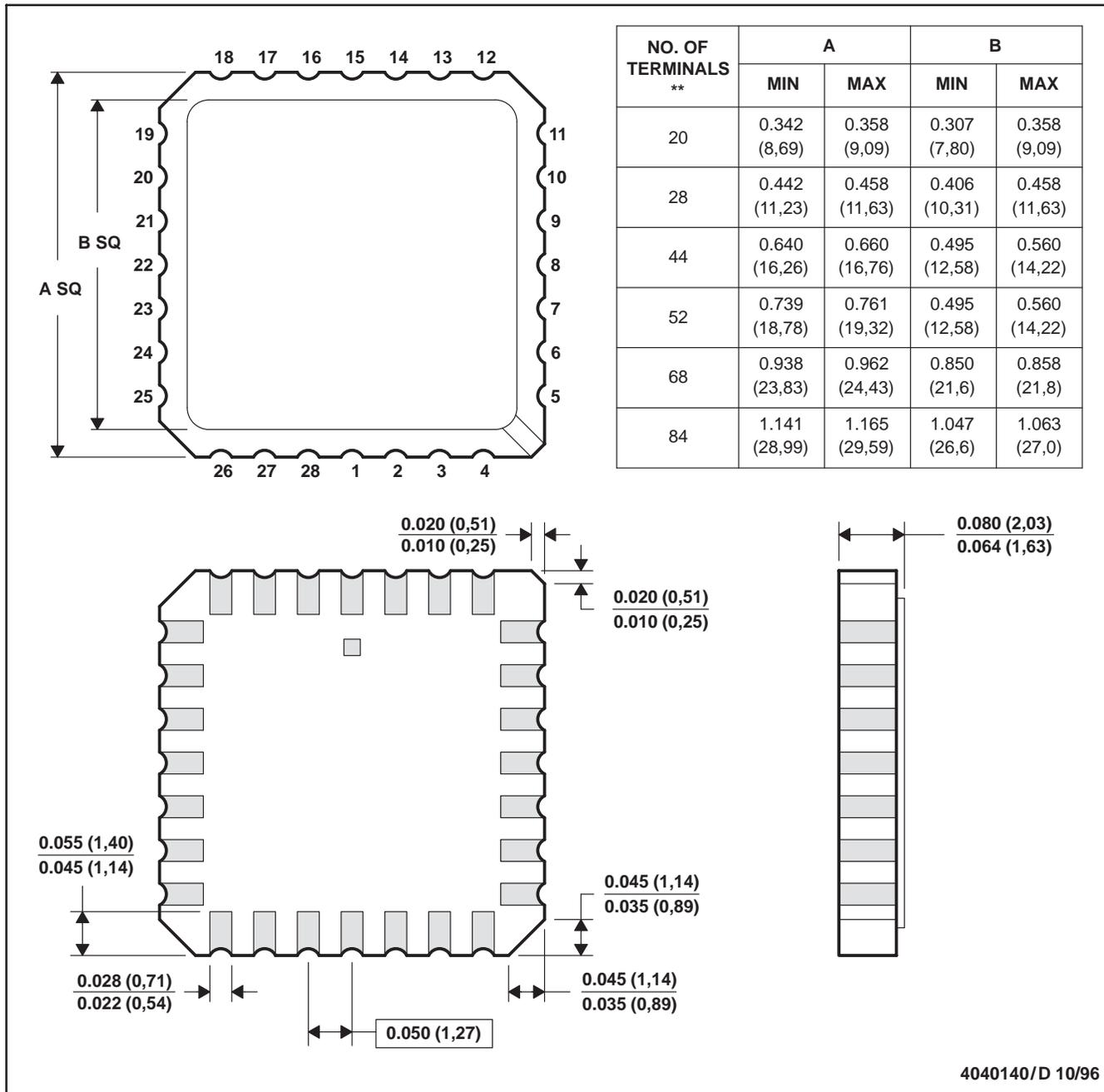


- NOTES: A. All linear dimensions are in millimeters.
 B. This drawing is subject to change without notice.
 C. The center lead is in electrical contact with the tab.

FK (S-CQCC-N**)

LEADLESS CERAMIC CHIP CARRIER

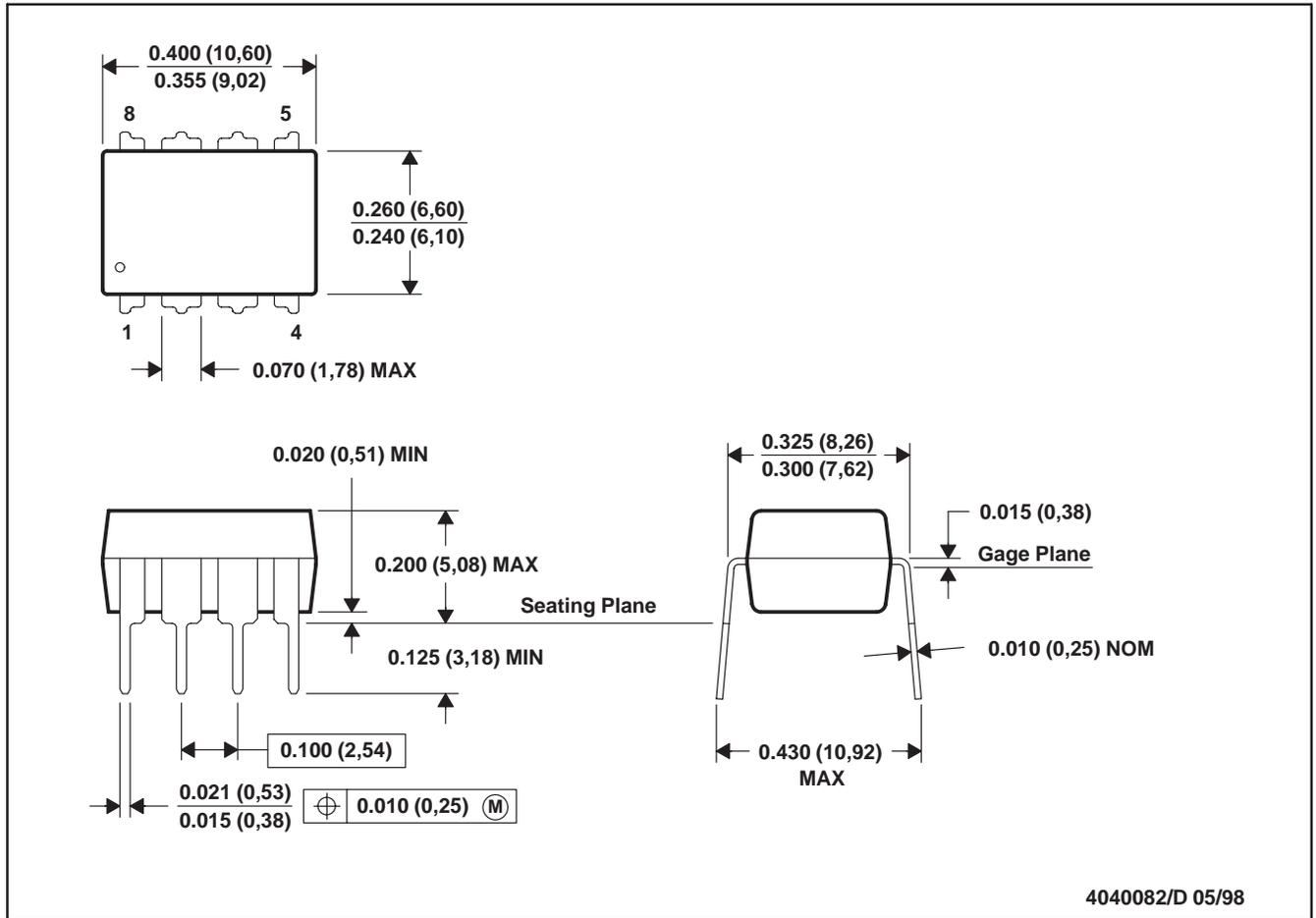
28 TERMINAL SHOWN



- NOTES:
- A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - B. This drawing is subject to change without notice.
 - C. This package can be hermetically sealed with a metal lid.
 - D. The terminals are gold plated.
 - E. Falls within JEDEC MS-004

P (R-PDIP-T8)

PLASTIC DUAL-IN-LINE

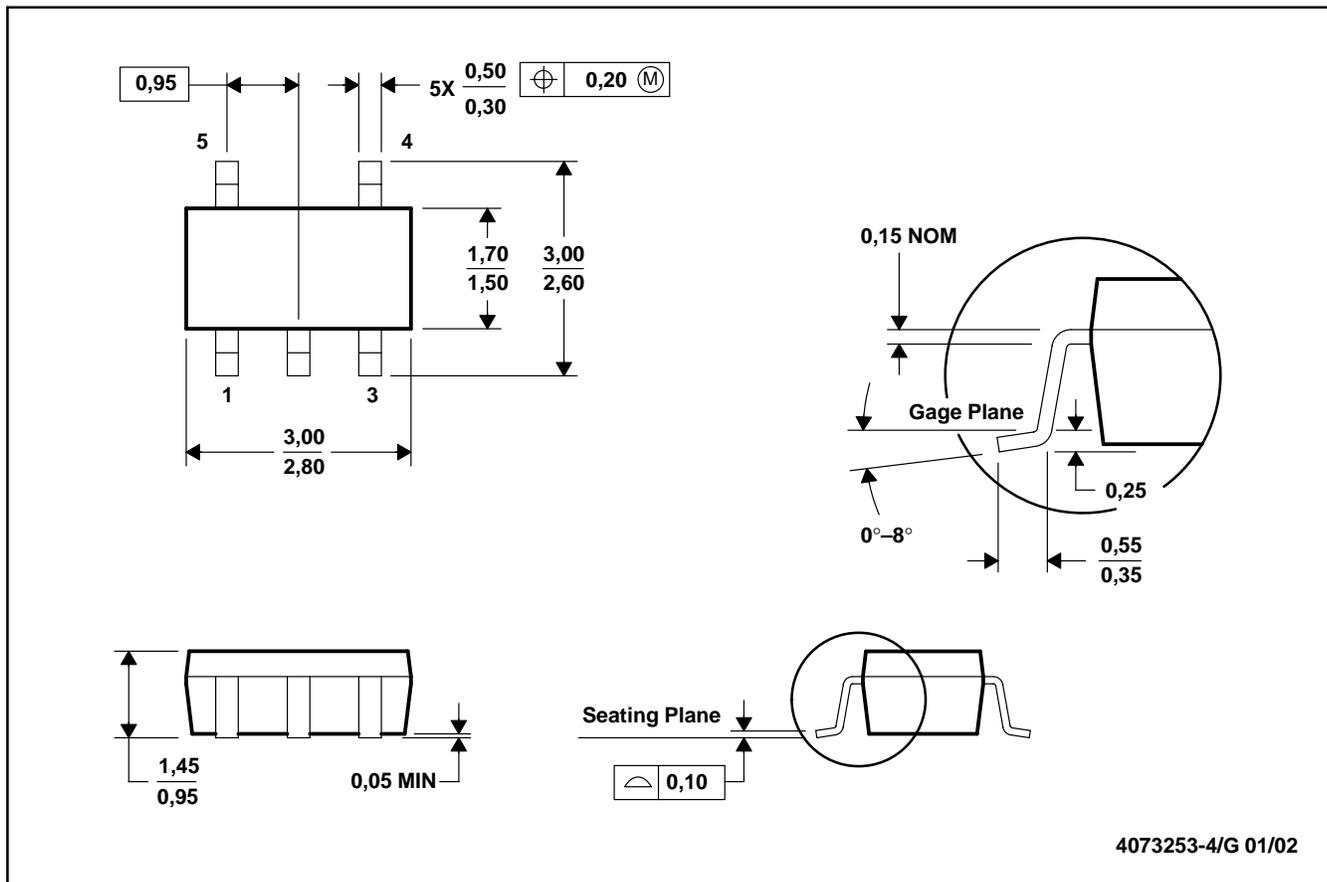


- NOTES: A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 B. This drawing is subject to change without notice.
 C. Falls within JEDEC MS-001

For the latest package information, go to http://www.ti.com/sc/docs/package/pkg_info.htm

DBV (R-PDSO-G5)

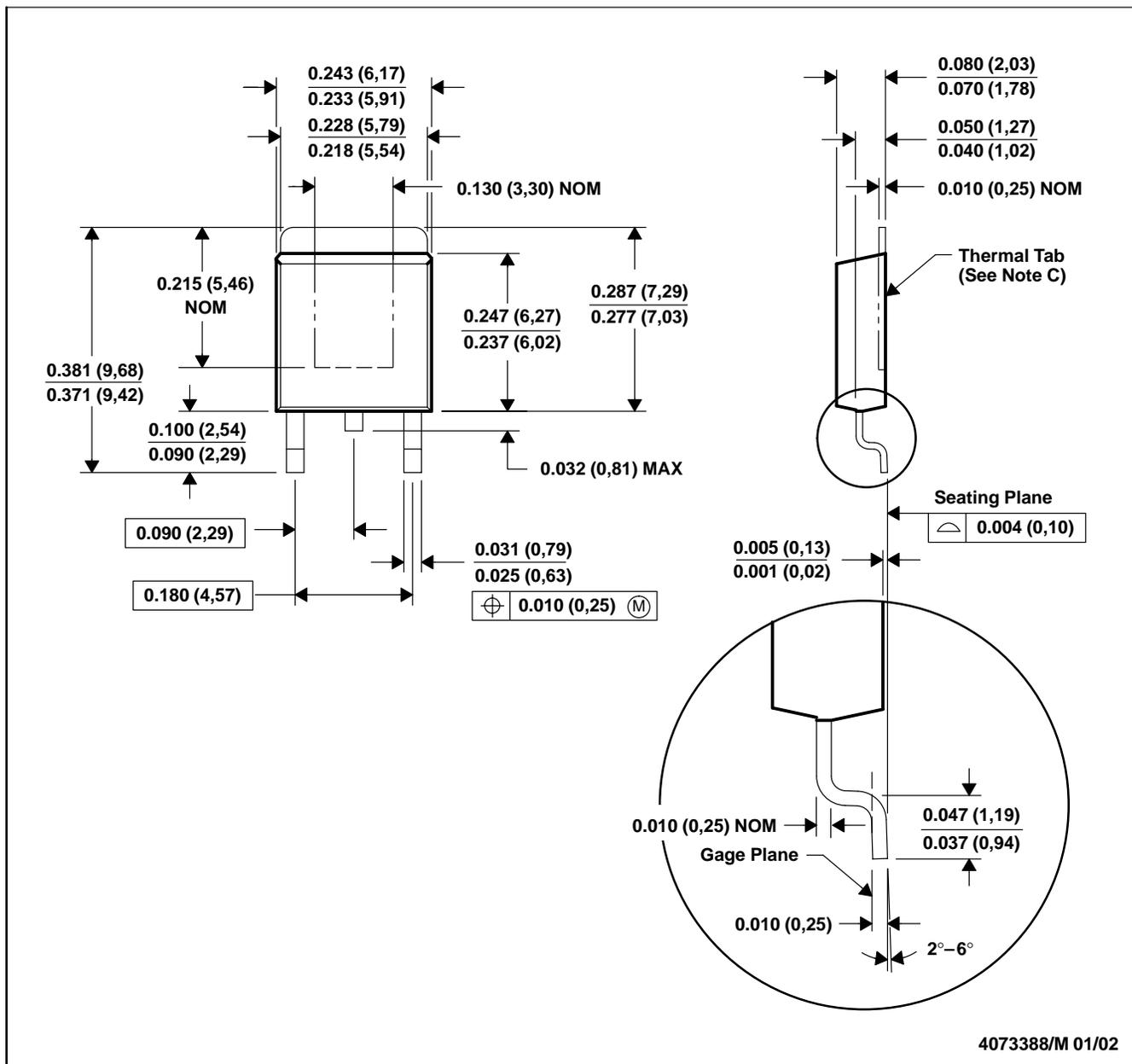
PLASTIC SMALL-OUTLINE



- NOTES: A. All linear dimensions are in millimeters.
 B. This drawing is subject to change without notice.
 C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion.
 D. Falls within JEDEC MO-178

KTP (R-PSFM-G2)

PowerFLEX™ PLASTIC FLANGE-MOUNT PACKAGE



- NOTES: A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 B. This drawing is subject to change without notice.
 C. The center lead is in electrical contact with the thermal tab.
 D. Dimensions do not include mold protrusions, not to exceed 0.006 (0,15).
 E. Falls within JEDEC TO-252 variation AC.

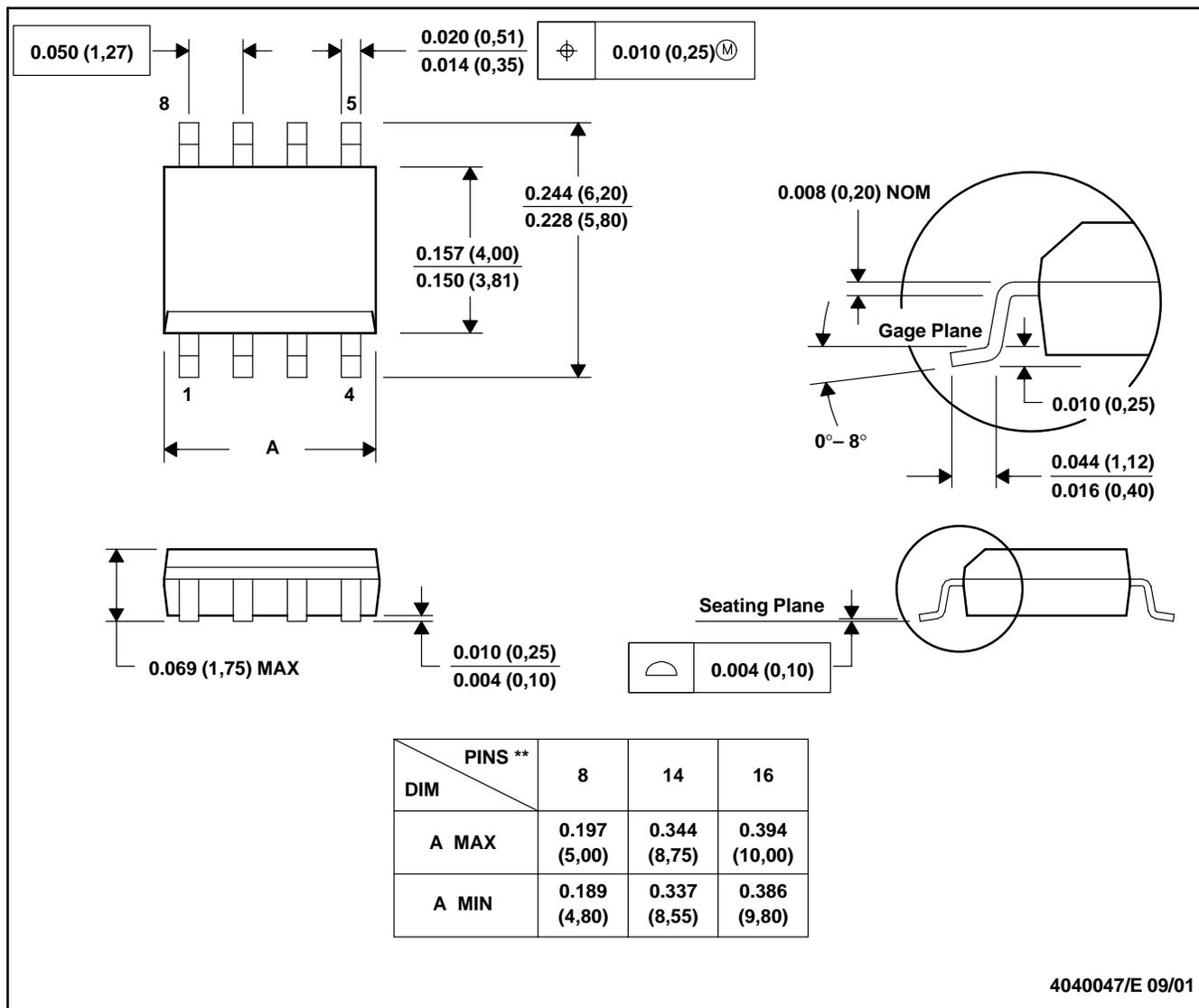
PowerFLEX is a trademark of Texas Instruments.



D (R-PDSO-G**)

PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE

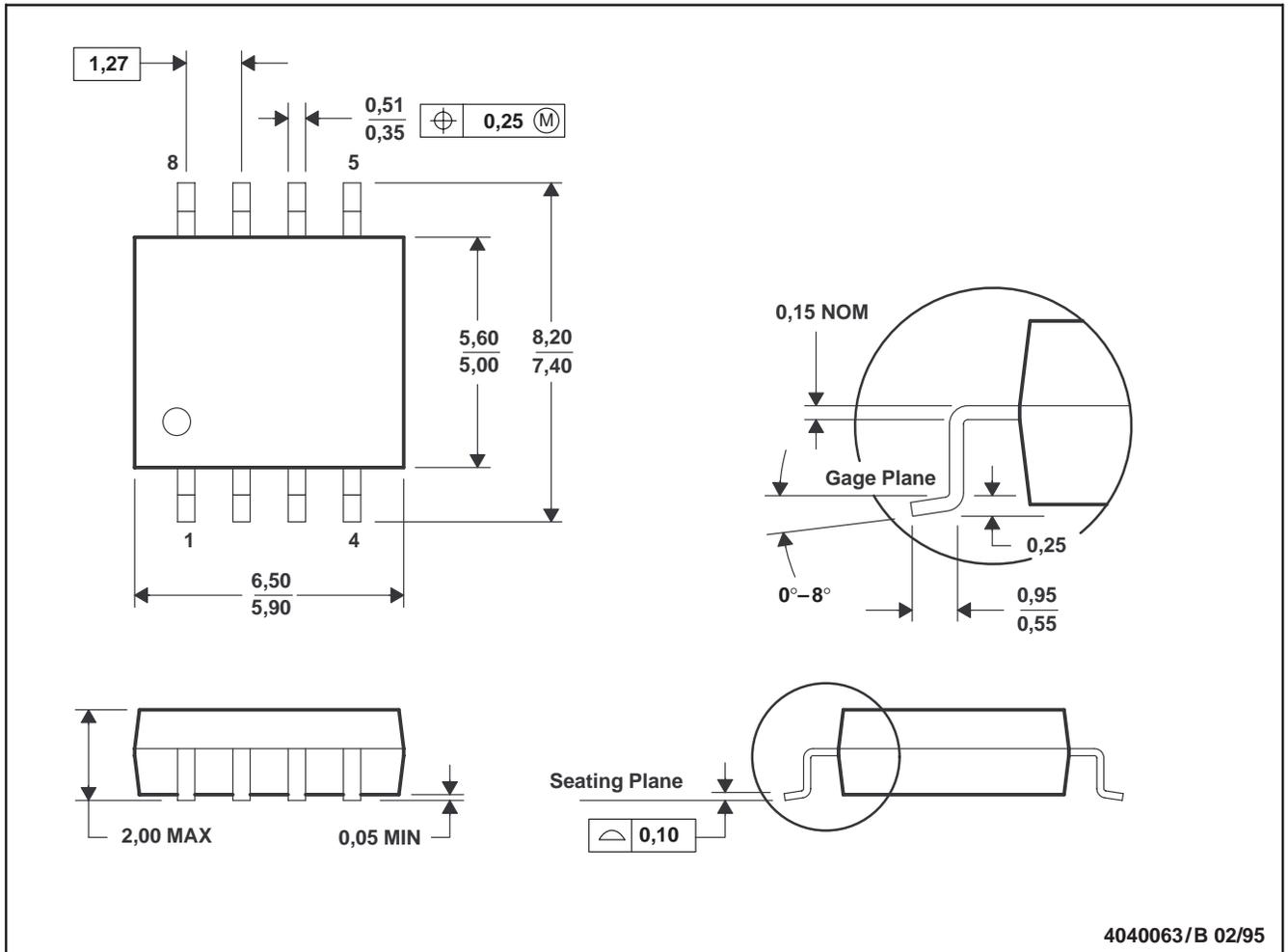
8 PINS SHOWN



- NOTES: A. All linear dimensions are in inches (millimeters).
 B. This drawing is subject to change without notice.
 C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion, not to exceed 0.006 (0,15).
 D. Falls within JEDEC MS-012

PS (R-PDSO-G8)

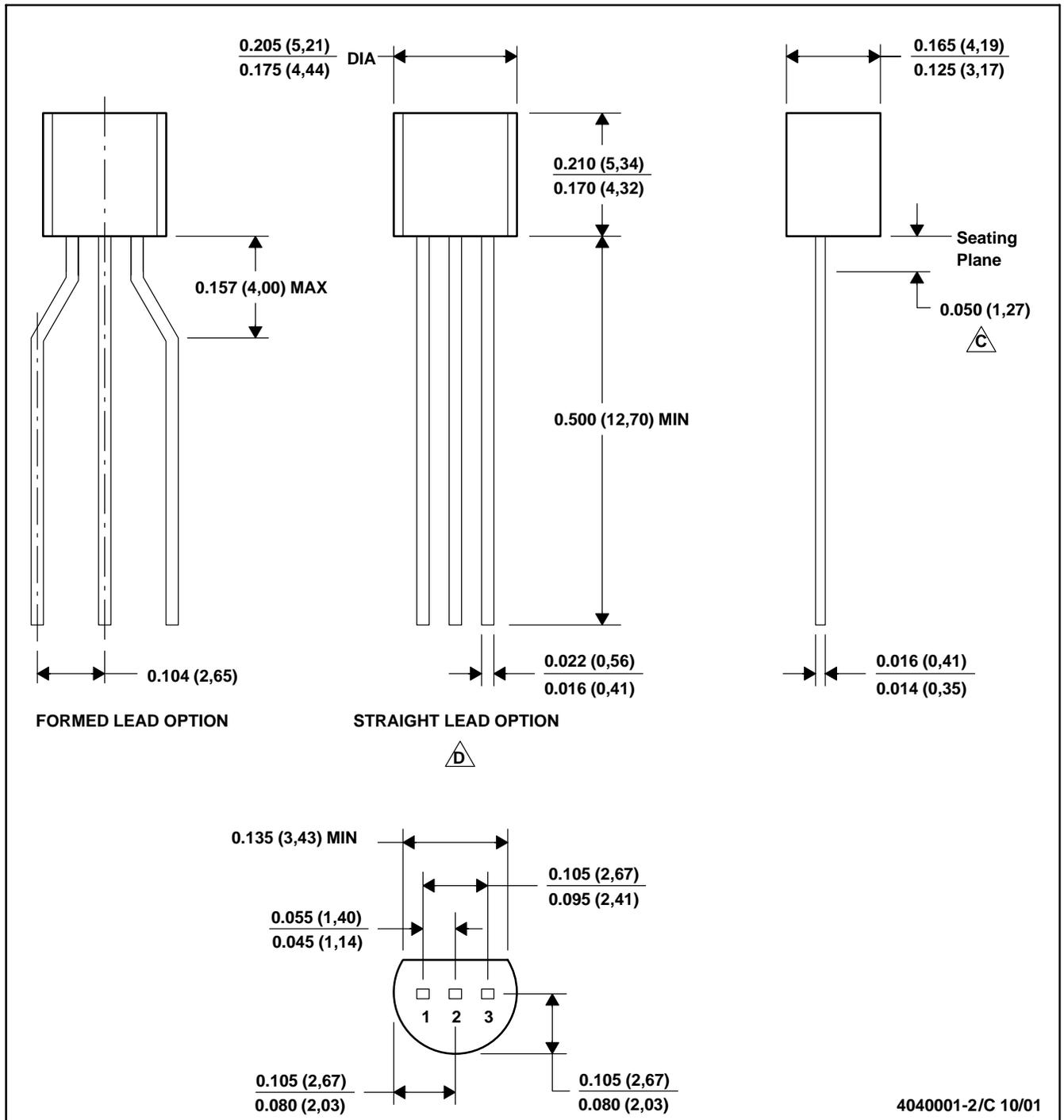
PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE



- NOTES: A. All linear dimensions are in millimeters.
 B. This drawing is subject to change without notice.
 C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion, not to exceed 0,15.

LP (O-PBCY-W3)

PLASTIC CYLINDRICAL PACKAGE



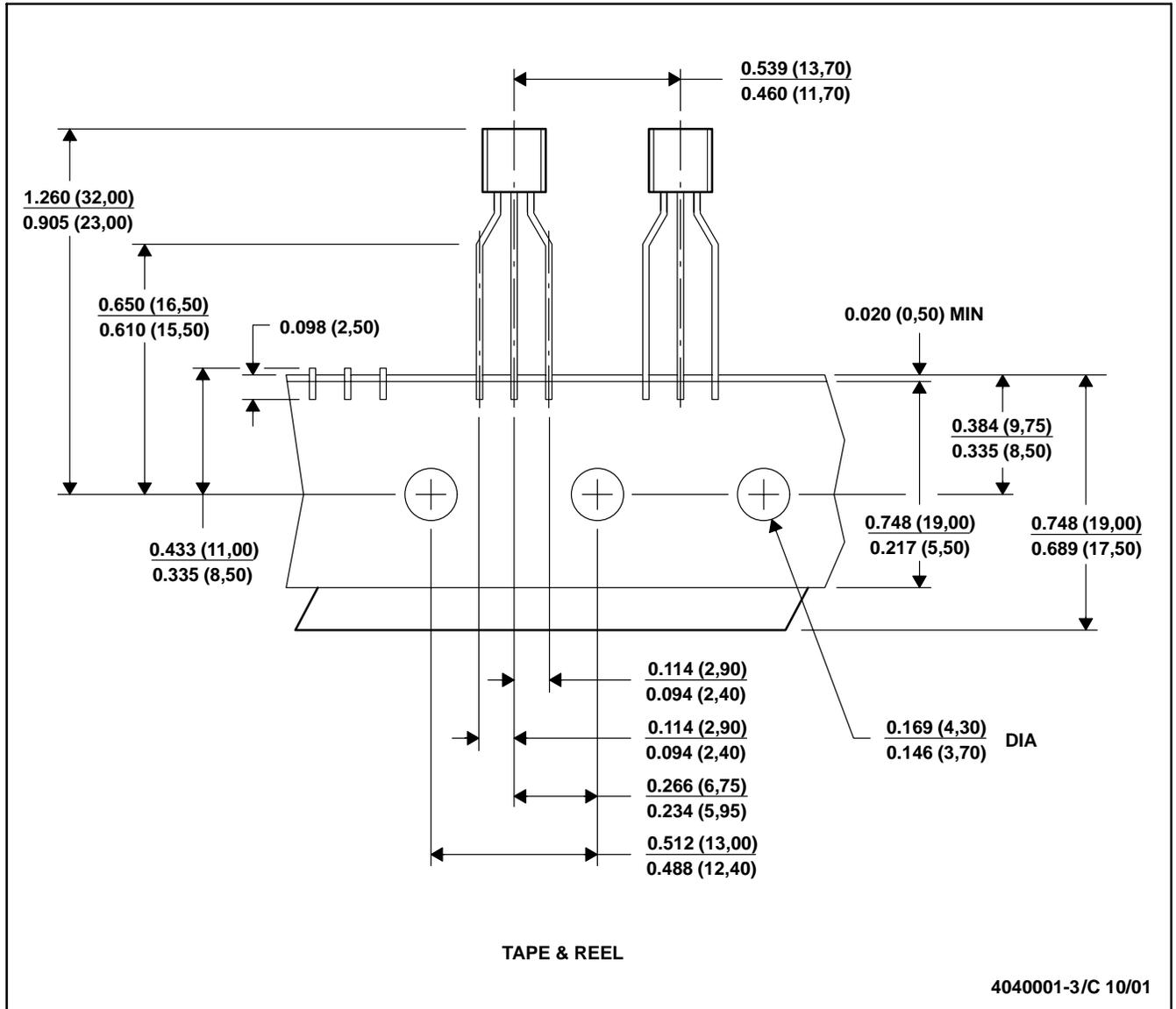
4040001-2/C 10/01

MECHANICAL DATA

MSOT002A – OCTOBER 1994 – REVISED NOVEMBER 2001

LP (O-PBCY-W3)

PLASTIC CYLINDRICAL PACKAGE

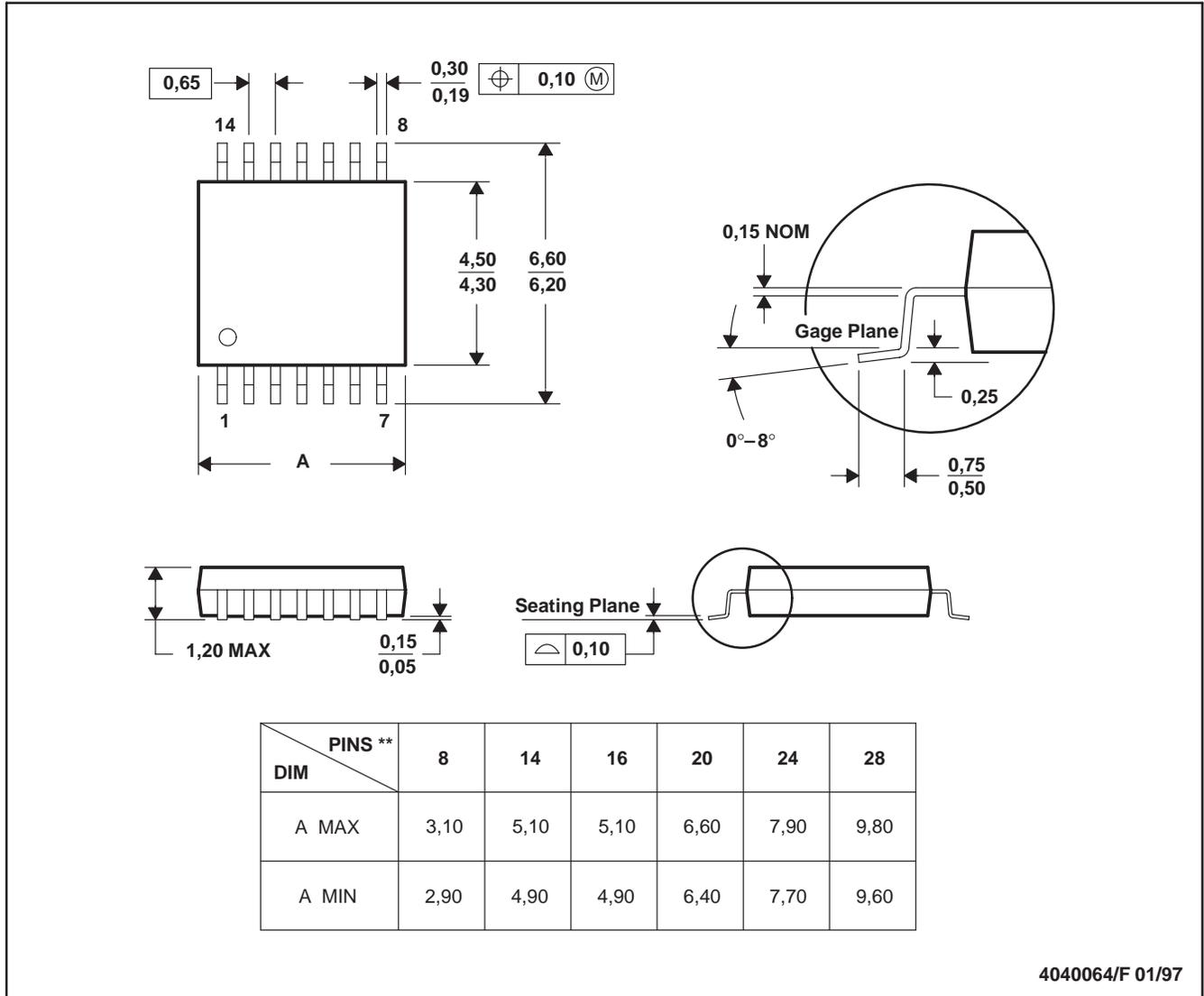


- NOTES:
- All linear dimensions are in inches (millimeters).
 - This drawing is subject to change without notice.
 - Tape and Reel information for the Format Lead Option package.

PW (R-PDSO-G**)

PLASTIC SMALL-OUTLINE PACKAGE

14 PINS SHOWN



- NOTES: A. All linear dimensions are in millimeters.
 B. This drawing is subject to change without notice.
 C. Body dimensions do not include mold flash or protrusion not to exceed 0,15.
 D. Falls within JEDEC MO-153

ANEXO 10

FQB2N80

800V Mosfet Canal-N

Fabricante: FAIRCHILD



September 2000

QFET™

FQB2N80 / FQI2N80

800V N-Channel MOSFET

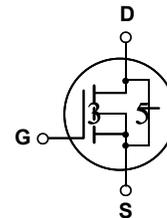
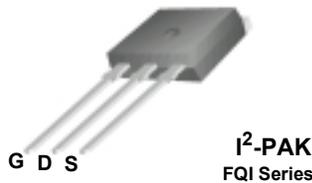
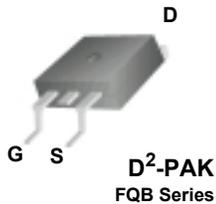
General Description

These N-Channel enhancement mode power field effect transistors are produced using Fairchild's proprietary, planar stripe, DMOS technology.

This advanced technology has been especially tailored to minimize on-state resistance, provide superior switching performance, and withstand high energy pulse in the avalanche and commutation mode. These devices are well suited for high efficiency switch mode power supply.

Features

- 2.4A, 800V, $R_{DS(on)} = 6.3\Omega$ @ $V_{GS} = 10V$
- Low gate charge (typical 12 nC)
- Low Crss (typical 5.5 pF)
- Fast switching
- 100% avalanche tested
- Improved dv/dt capability



Absolute Maximum Ratings T_C = 25°C unless otherwise noted

Symbol	Parameter	FQB2N80 / FQI2N80	Units
V _{DSS}	Drain-Source Voltage	800	V
I _D	Drain Current - Continuous (T _C = 25°C) - Continuous (T _C = 100°C)	2.4	A
		1.52	A
I _{DM}	Drain Current - Pulsed (Note 1)	9.6	A
V _{GSS}	Gate-Source Voltage	± 30	V
E _{AS}	Single Pulsed Avalanche Energy (Note 2)	180	mJ
I _{AR}	Avalanche Current (Note 1)	2.4	A
E _{AR}	Repetitive Avalanche Energy (Note 1)	8.5	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt (Note 3)	4.0	V/ns
P _D	Power Dissipation (T _A = 25°C) *	3.13	W
	Power Dissipation (T _C = 25°C)	85	W
	- Derate above 25°C	0.68	W/°C
T _J , T _{STG}	Operating and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
T _L	Maximum lead temperature for soldering purposes, 1/8" from case for 5 seconds	300	°C

Thermal Characteristics

Symbol	Parameter	Typ	Max	Units
R _{θJC}	Thermal Resistance, Junction-to-Case	--	1.47	°C/W
R _{θJA}	Thermal Resistance, Junction-to-Ambient *	--	40	°C/W
R _{θJA}	Thermal Resistance, Junction-to-Ambient	--	62.5	°C/W

* When mounted on the minimum pad size recommended (PCB Mount)

Electrical Characteristics

$T_C = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise noted

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min	Typ	Max	Units
Off Characteristics						
BV_{DSS}	Drain-Source Breakdown Voltage	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_D = 250\ \mu\text{A}$	800	--	--	V
$\Delta BV_{DSS} / \Delta T_J$	Breakdown Voltage Temperature Coefficient	$I_D = 250\ \mu\text{A}$, Referenced to 25°C	--	0.9	--	V/ $^\circ\text{C}$
I_{DSS}	Zero Gate Voltage Drain Current	$V_{DS} = 800\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}$	--	--	10	μA
		$V_{DS} = 640\text{ V}, T_C = 125^\circ\text{C}$	--	--	100	μA
I_{GSSF}	Gate-Body Leakage Current, Forward	$V_{GS} = 30\text{ V}, V_{DS} = 0\text{ V}$	--	--	100	nA
I_{GSSR}	Gate-Body Leakage Current, Reverse	$V_{GS} = -30\text{ V}, V_{DS} = 0\text{ V}$	--	--	-100	nA

On Characteristics

$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\ \mu\text{A}$	3.0	--	5.0	V
$R_{DS(on)}$	Static Drain-Source On-Resistance	$V_{GS} = 10\text{ V}, I_D = 0.9\text{ A}$	--	4.9	6.3	Ω
g_{FS}	Forward Transconductance	$V_{DS} = 50\text{ V}, I_D = 0.9\text{ A}$ (Note 4)	--	2.4	--	S

Dynamic Characteristics

C_{iss}	Input Capacitance	$V_{DS} = 25\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V},$ $f = 1.0\text{ MHz}$	--	425	550	pF
C_{oss}	Output Capacitance		--	45	60	pF
C_{riss}	Reverse Transfer Capacitance		--	5.5	7.0	pF

Switching Characteristics

$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	$V_{DD} = 400\text{ V}, I_D = 2.4\text{ A},$ $R_G = 25\ \Omega$ (Note 4, 5)	--	12	35	ns
t_r	Turn-On Rise Time		--	30	70	ns
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time		--	25	60	ns
t_f	Turn-Off Fall Time		--	28	65	ns
Q_g	Total Gate Charge	$V_{DS} = 640\text{ V}, I_D = 2.4\text{ A},$ $V_{GS} = 10\text{ V}$ (Note 4, 5)	--	12	15	nC
Q_{gs}	Gate-Source Charge		--	2.6	--	nC
Q_{gd}	Gate-Drain Charge		--	6.0	--	nC

Drain-Source Diode Characteristics and Maximum Ratings

I_S	Maximum Continuous Drain-Source Diode Forward Current	--	--	1.8	A	
I_{SM}	Maximum Pulsed Drain-Source Diode Forward Current	--	--	7.2	A	
V_{SD}	Drain-Source Diode Forward Voltage	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_S = 1.8\text{ A}$	--	--	1.4	V
t_{rr}	Reverse Recovery Time	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_S = 2.4\text{ A},$ $di_F / dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$ (Note 4)	--	480	--	ns
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge		--	2.0	--	μC

Notes:

1. Repetitive Rating : Pulse width limited by maximum junction temperature
2. $L = 59\text{ mH}, I_{AS} = 1.8\text{ A}, V_{DD} = 50\text{ V}, R_G = 25\ \Omega$, Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$
3. $I_{SD} \leq 2.4\text{ A}, di/dt \leq 200\text{ A}/\mu\text{s}, V_{DD} \leq BV_{DSS}$, Starting $T_J = 25^\circ\text{C}$
4. Pulse Test : Pulse width $\leq 300\ \mu\text{s}$, Duty cycle $\leq 2\%$
5. Essentially independent of operating temperature

Typical Characteristics

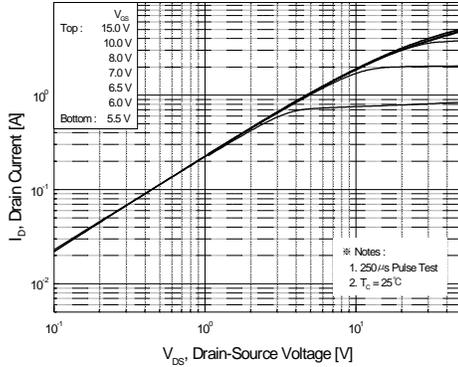


Figure 1. On-Region Characteristics

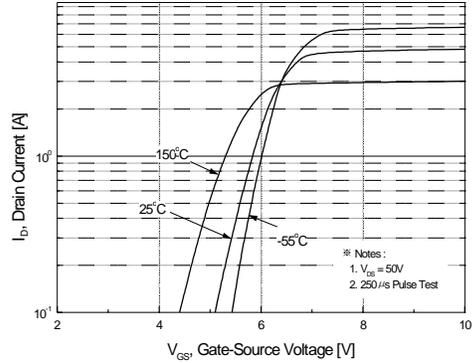


Figure 2. Transfer Characteristics

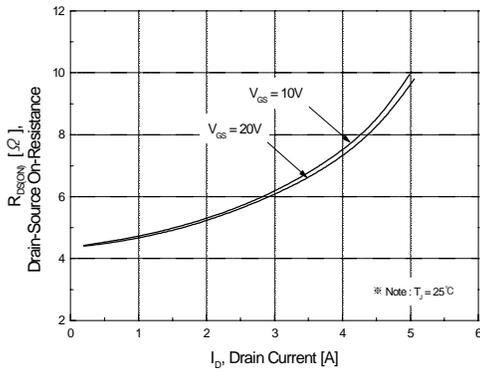


Figure 3. On-Resistance Variation vs Drain Current and Gate Voltage

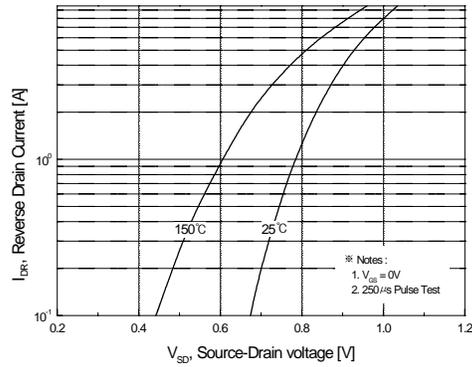


Figure 4. Body Diode Forward Voltage Variation with Source Current and Temperature

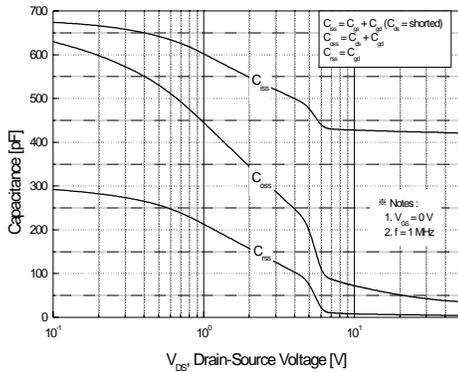


Figure 5. Capacitance Characteristics

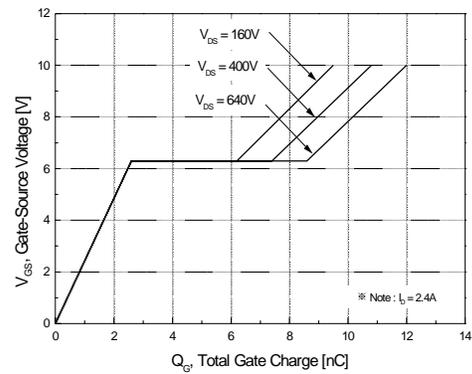


Figure 6. Gate Charge Characteristics

Typical Characteristics (Continued)

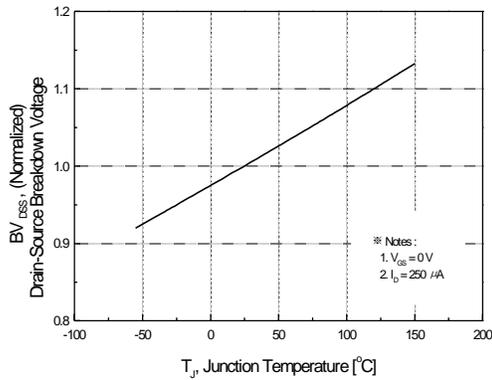


Figure 7. Breakdown Voltage Variation vs Temperature

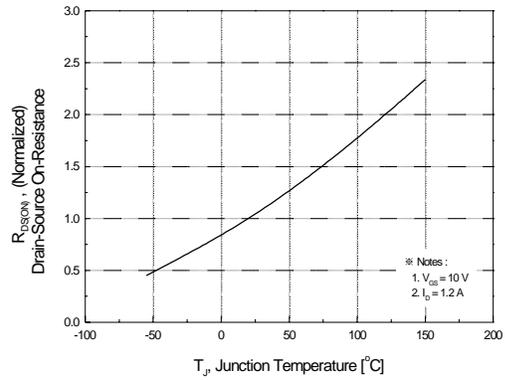


Figure 8. On-Resistance Variation vs Temperature

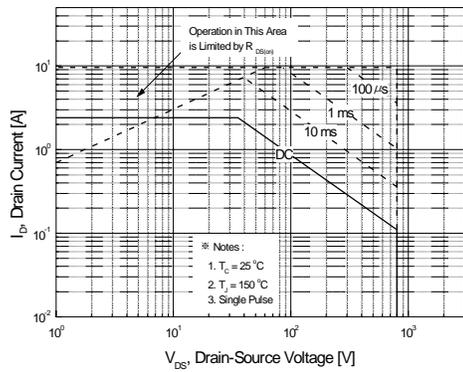


Figure 9. Maximum Safe Operating Area

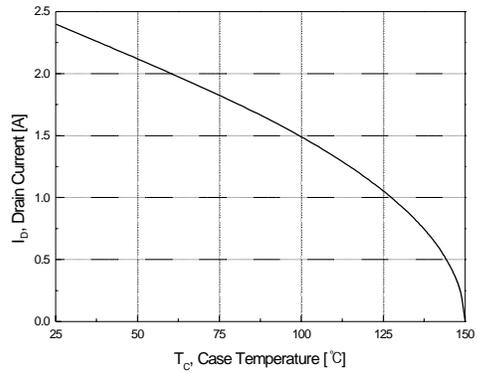


Figure 10. Maximum Drain Current vs Case Temperature

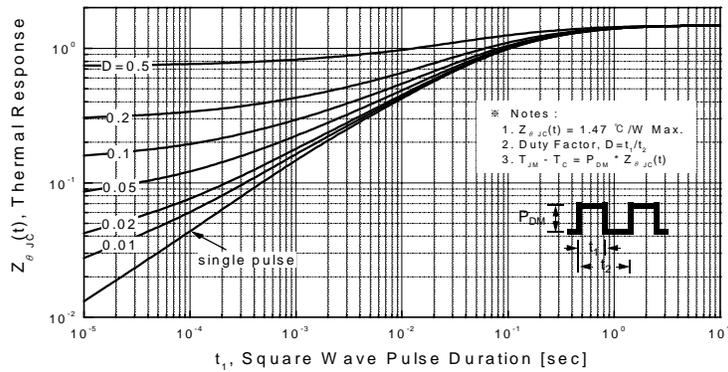
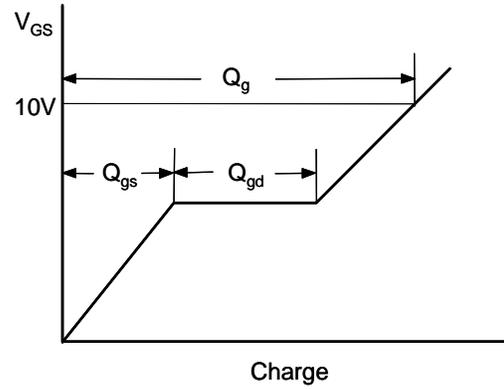
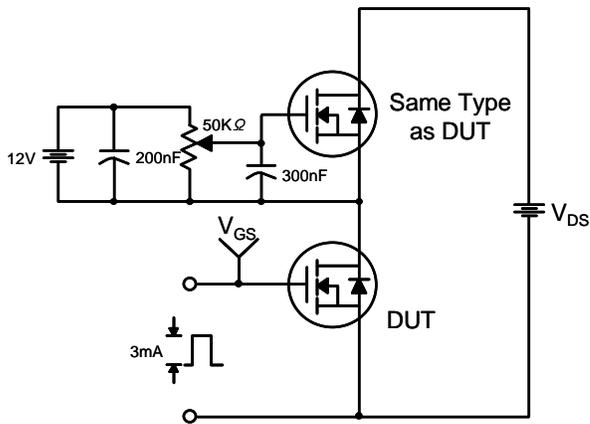
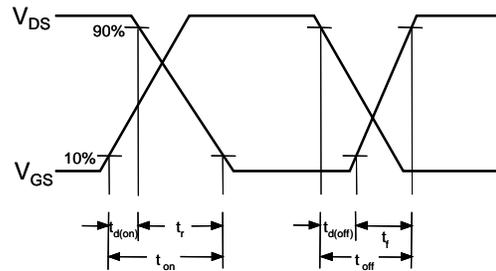
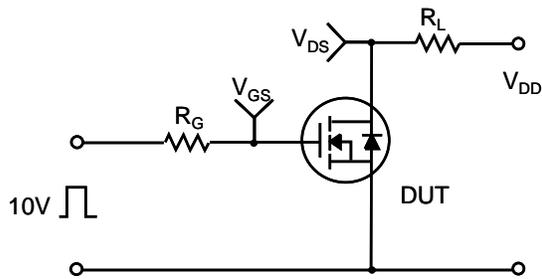


Figure 11. Transient Thermal Response Curve

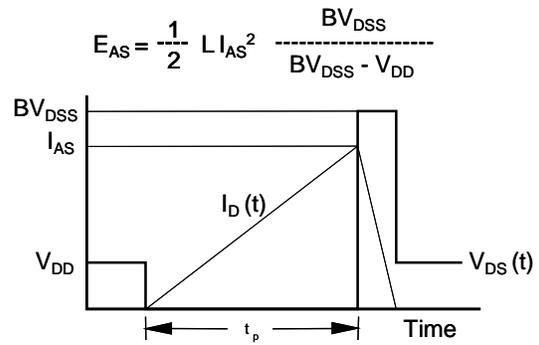
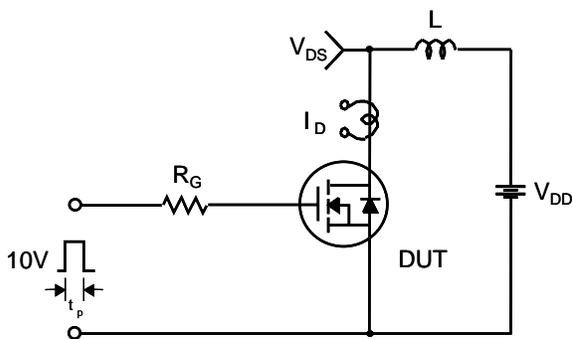
Gate Charge Test Circuit & Waveform



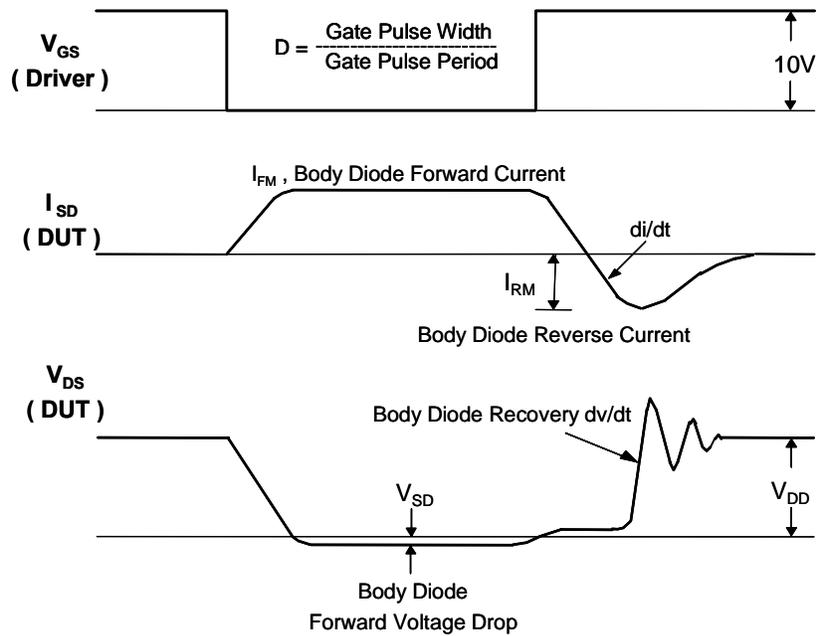
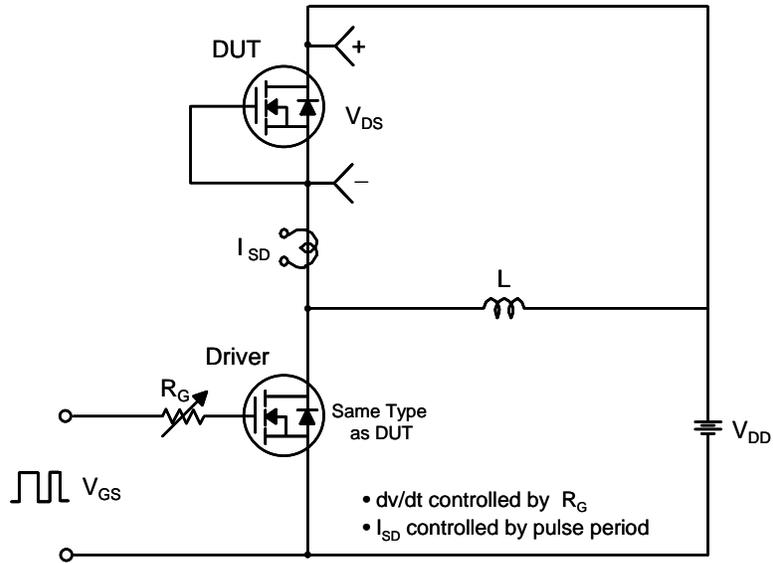
Resistive Switching Test Circuit & Waveforms



Unclamped Inductive Switching Test Circuit & Waveforms

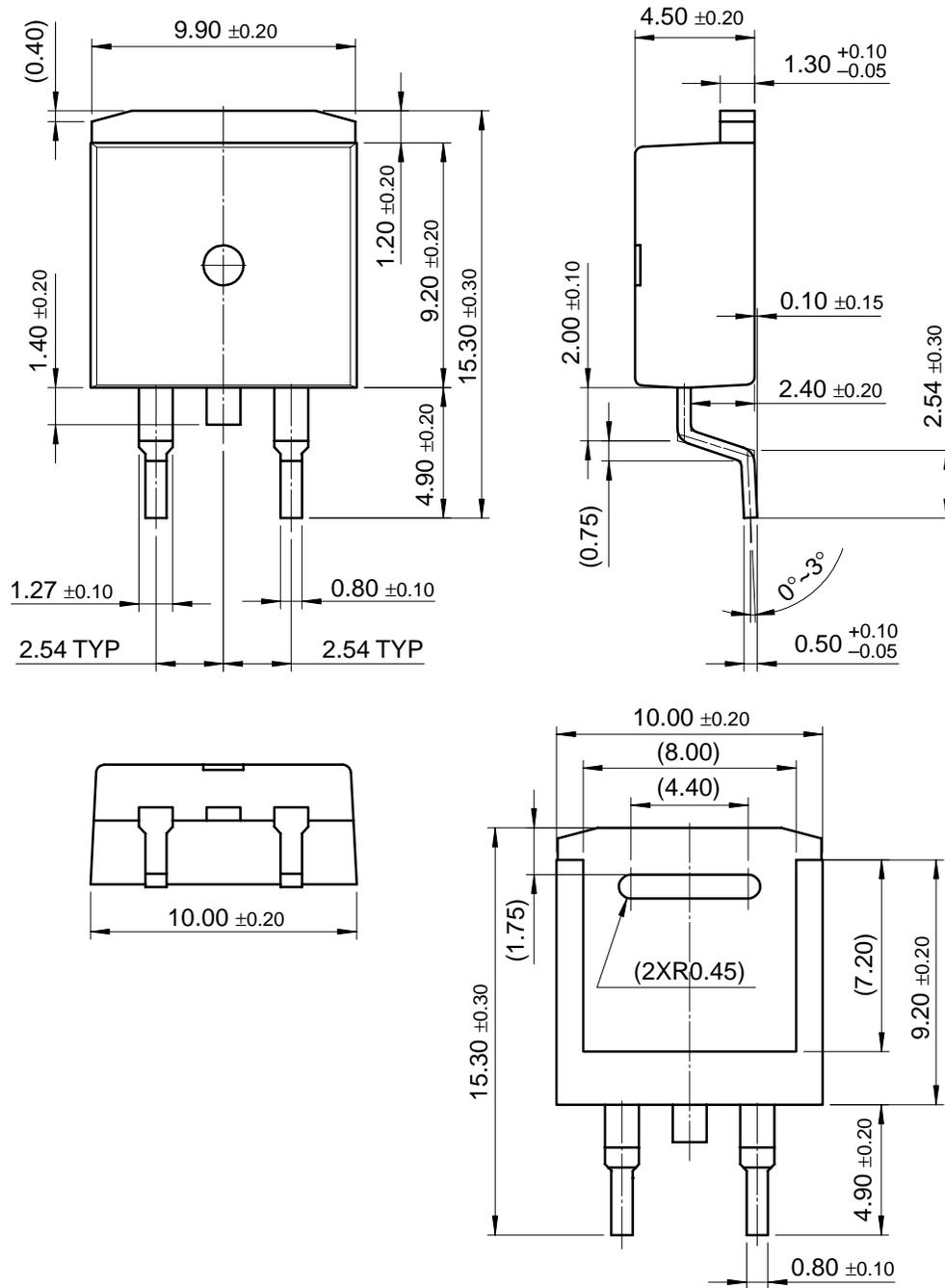


Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit & Waveforms



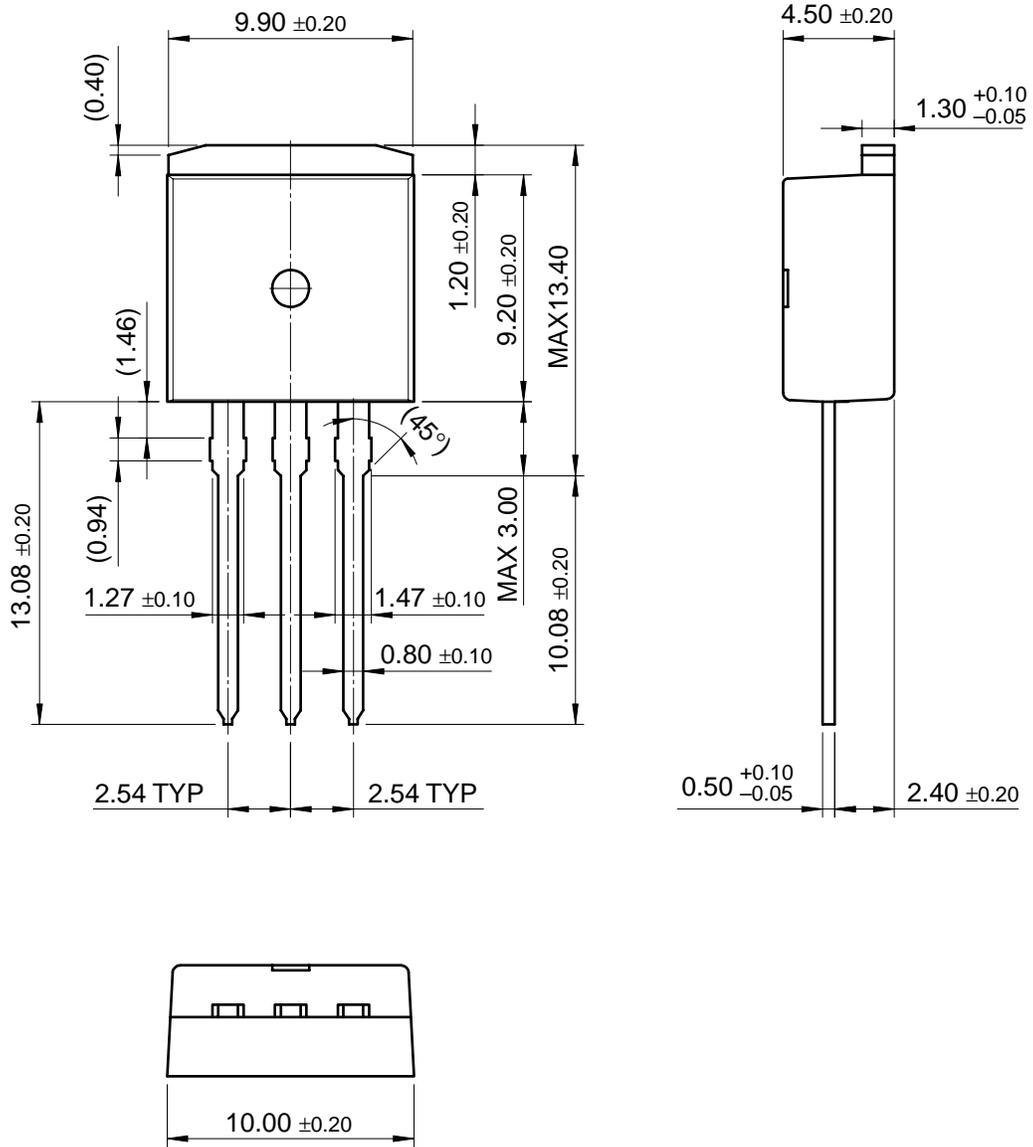
Package Dimensions

D²PAK



Package Dimensions (Continued)

I²PAK



TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

ACE ^x ™	FAST ^r ™	QFET™	VCX™
Bottomless™	GlobalOptoisolator™	QS™	
CoolFET™	GTO™	QT Optoelectronics™	
CROSSVOLT™	HiSeC™	Quiet Series™	
DOME™	ISOPLANAR™	SuperSOT™-3	
E ² CMOS™	MICROWIRE™	SuperSOT™-6	
EnSigna™	OPTOLOGIC™	SuperSOT™-8	
FACT™	OPTOPLANAR™	SyncFET™	
FACT Quiet Series™	POP™	TinyLogic™	
FAST [®]	PowerTrench [®]	UHC™	

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

FAIRCHILD'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR INTERNATIONAL.

As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative or In Design	This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
No Identification Needed	Full Production	This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
Obsolete	Not In Production	This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only.

ANEXO 11

MUR810
Rectificador Ultra Rápido

Fabricante: ON
SEMICONDUCTOR

MUR805, MUR810, MUR815, MUR820, MUR840, MUR860

Preferred Devices

SWITCHMODE™ Power Rectifiers

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

Features

- Ultrafast 25, 50 and 75 Nanosecond Recovery Time
- 175°C Operating Junction Temperature
- Popular TO-220 Package
- Epoxy Meets UL 94 V-0 @ 0.125 in
- Low Forward Voltage
- Low Leakage Current
- High Temperature Glass Passivated Junction
- Reverse Voltage to 600 Volts
- Pb-Free Packages are Available*

Mechanical Characteristics

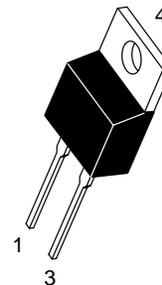
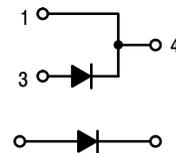
- Case: Epoxy, Molded
- Weight: 1.9 grams (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes: 260°C Max. for 10 Seconds
- Shipped 50 units per plastic tube



ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

ULTRAFAST RECTIFIERS 8.0 AMPERES 50-600 VOLTS



CASE 221B
TO-220AC
PLASTIC

MARKING DIAGRAM



A = Assembly Location
Y = Year
WW = Work Week
U8 = Device Code
xx = 10, 15, 20, 40 or 60
KA = Location Code

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 2 of this data sheet.

Preferred devices are recommended choices for future use and best overall value.

*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERRM/D.

MUR805, MUR810, MUR815, MUR820, MUR840, MUR860

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MUR						Unit
		805	810	815	820	840	860	
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	50	100	150	200	400	600	V
Average Rectified Forward Current Total Device, (Rated V_R), $T_C = 150^\circ\text{C}$	$I_{F(AV)}$	8.0						A
Peak Repetitive Forward Current (Rated V_R , Square Wave, 20 kHz), $T_C = 150^\circ\text{C}$	I_{FM}	16						A
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions halfwave, single phase, 60 Hz)	I_{FSM}	100						A
Operating Junction Temperature and Storage Temperature Range	T_J, T_{stg}	-65 to +175						$^\circ\text{C}$

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

THERMAL CHARACTERISTICS

Maximum Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	3.0	2.0	$^\circ\text{C/W}$
--	-----------------	-----	-----	--------------------

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Maximum Instantaneous Forward Voltage (Note 1) ($i_F = 8.0$ Amps, $T_C = 150^\circ\text{C}$) ($i_F = 8.0$ Amps, $T_C = 25^\circ\text{C}$)	V_F	0.895 0.975	1.00 1.30	1.20 1.50	V
Maximum Instantaneous Reverse Current (Note 1) (Rated dc Voltage, $T_J = 150^\circ\text{C}$) (Rated dc Voltage, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	i_R	250 5.0	500 10		μA
Maximum Reverse Recovery Time ($I_F = 1.0$ Amp, $di/dt = 50$ Amps/ μs) ($I_F = 0.5$ Amp, $i_R = 1.0$ Amp, $I_{REC} = 0.25$ Amp)	t_{rr}	35 25	60 50		ns

1. Pulse Test: Pulse Width = 300 μs , Duty Cycle $\leq 2.0\%$.

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping†
MUR805	TO-220	50 Units / Rail
MUR810	TO-220	50 Units / Rail
MUR815	TO-220	50 Units / Rail
MUR815G	TO-220 (Pb-Free)	50 Units / Rail
MUR820	TO-220	50 Units / Rail
MUR820G	TO-220 (Pb-Free)	50 Units / Rail
MUR840	TO-220	50 Units / Rail
MUR840G	TO-220 (Pb-Free)	50 Units / Rail
MUR860	TO-220	50 Units / Rail
MUR860G	TO-220 (Pb-Free)	50 Units / Rail

†For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specifications Brochure, BRD8011/D.

MUR805, MUR810, MUR815, MUR820, MUR840, MUR860

MUR805, MUR810, MUR815, MUR820

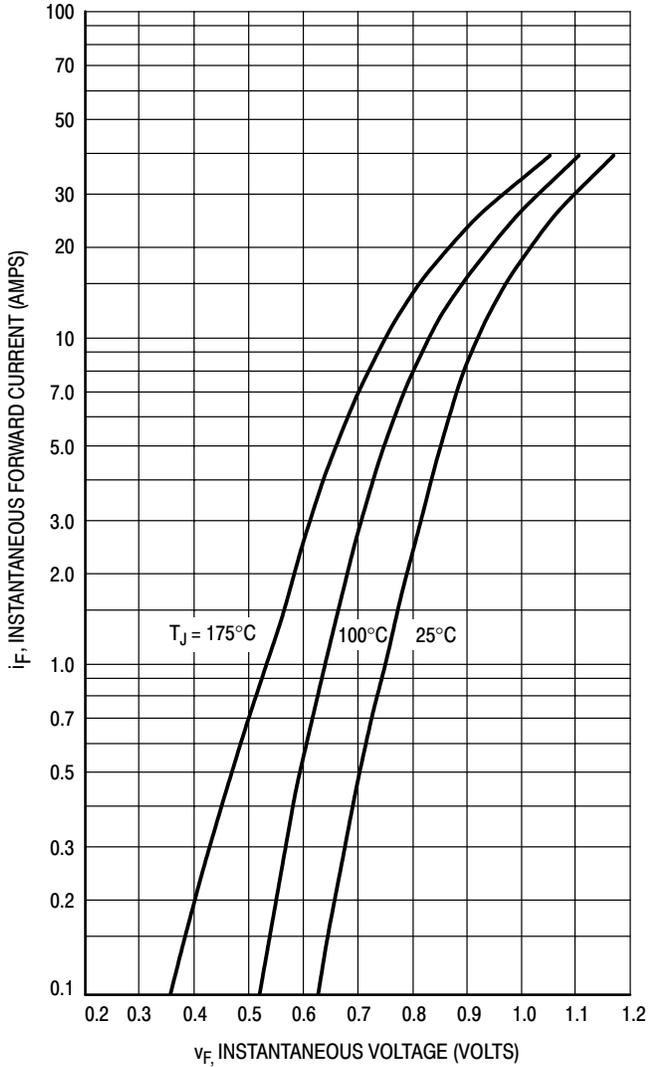


Figure 1. Typical Forward Voltage

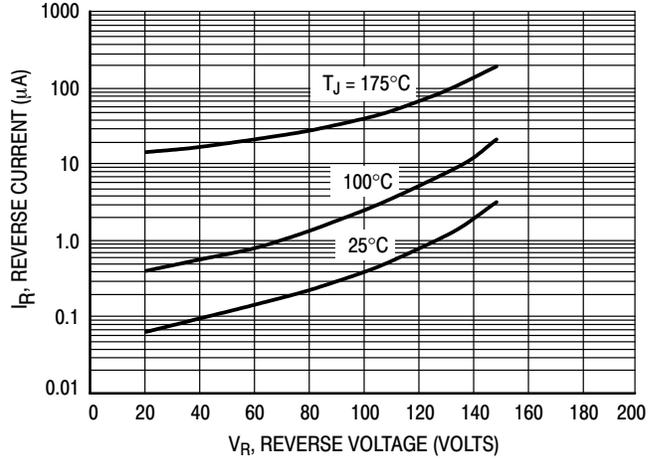


Figure 2. Typical Reverse Current*

* The curves shown are typical for the highest voltage device in the grouping. Typical reverse current for lower voltage selections can be estimated from these same curves if V_R is sufficiently below rated V_R .

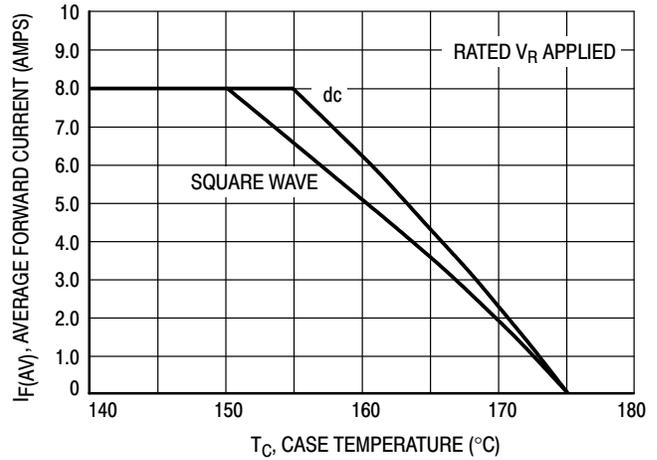


Figure 3. Current Derating, Case

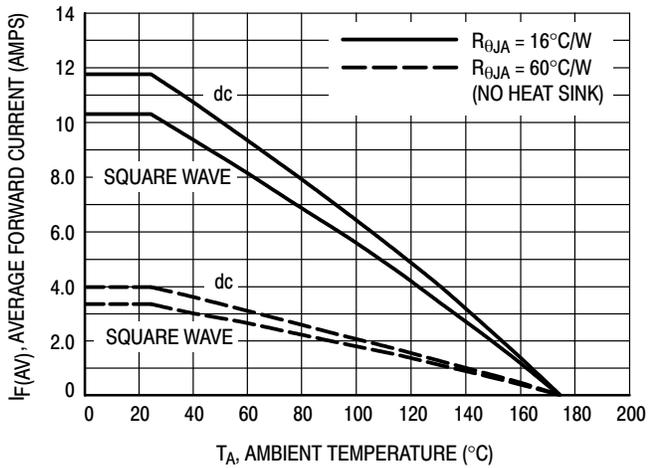


Figure 4. Current Derating, Ambient

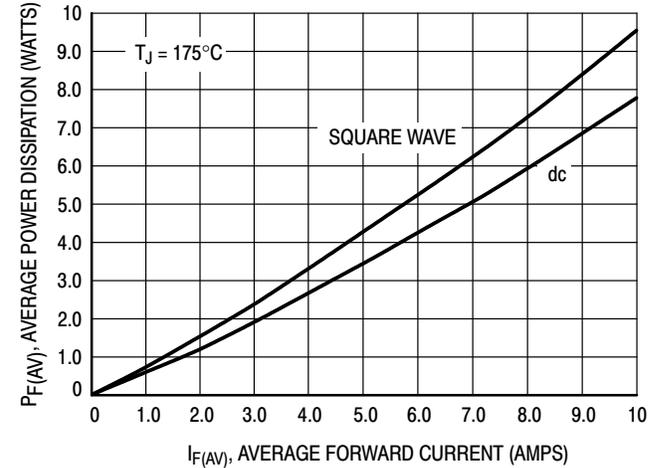


Figure 5. Power Dissipation

MUR840

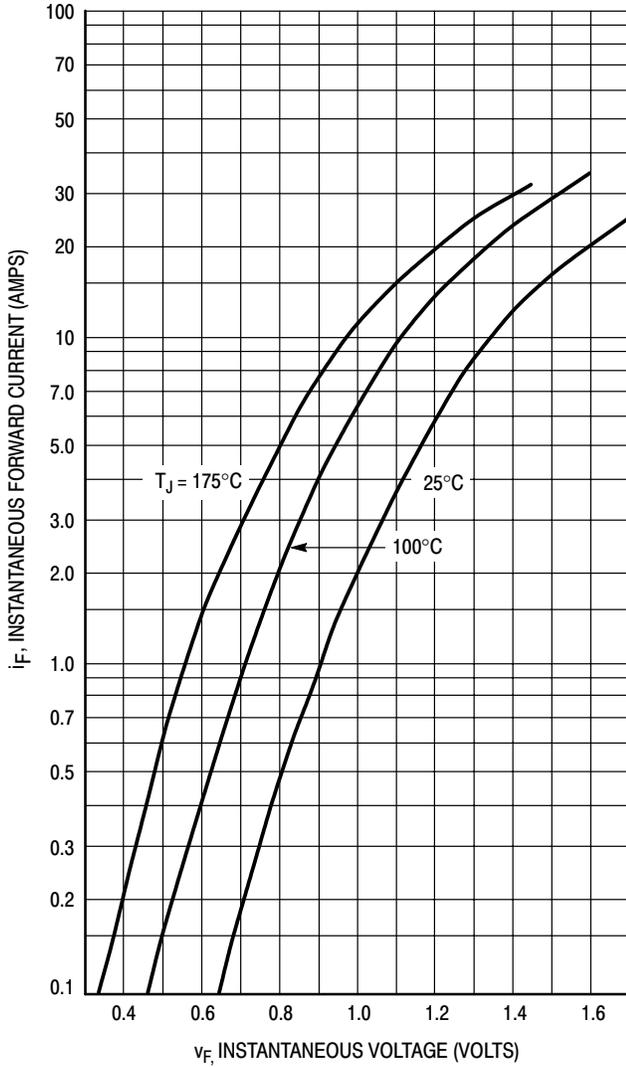


Figure 6. Typical Forward Voltage

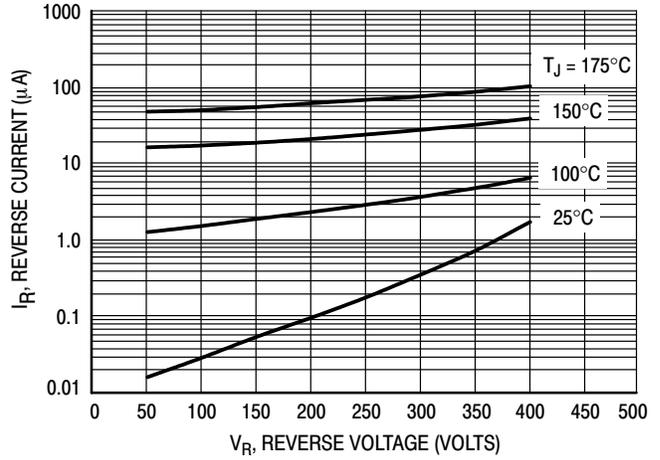


Figure 7. Typical Reverse Current*

* The curves shown are typical for the highest voltage device in the grouping. Typical reverse current for lower voltage selections can be estimated from these same curves if V_R is sufficiently below rated V_R .

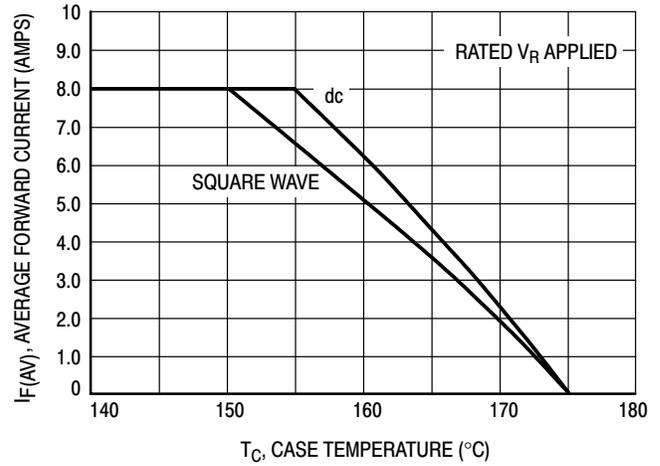


Figure 8. Current Derating, Case

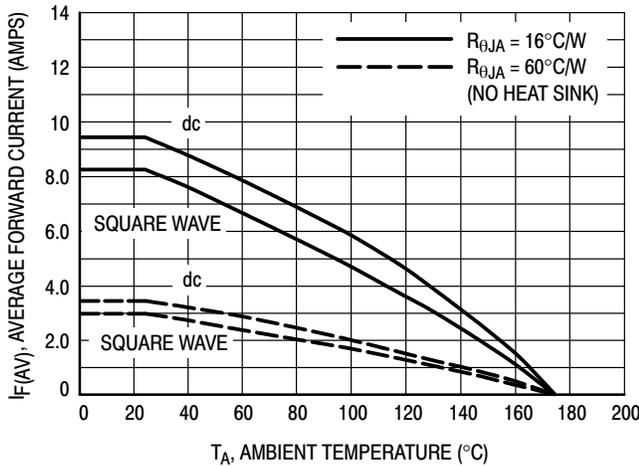


Figure 9. Current Derating, Ambient

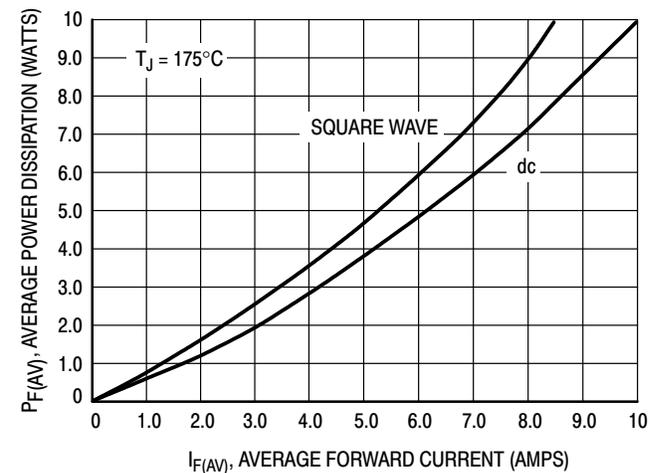


Figure 10. Power Dissipation

MUR860

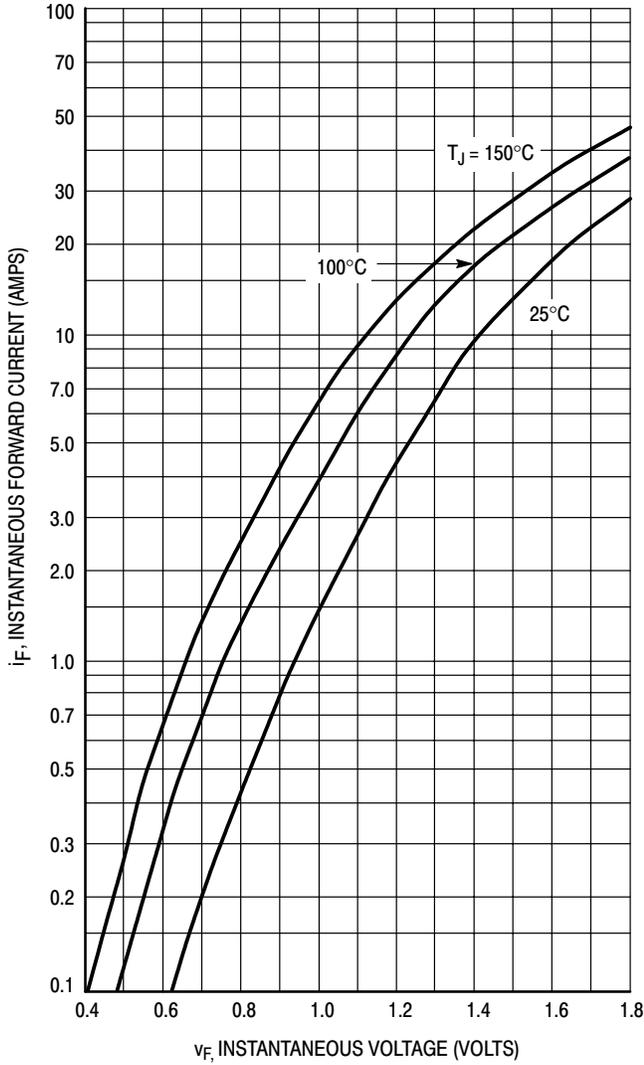


Figure 11. Typical Forward Voltage

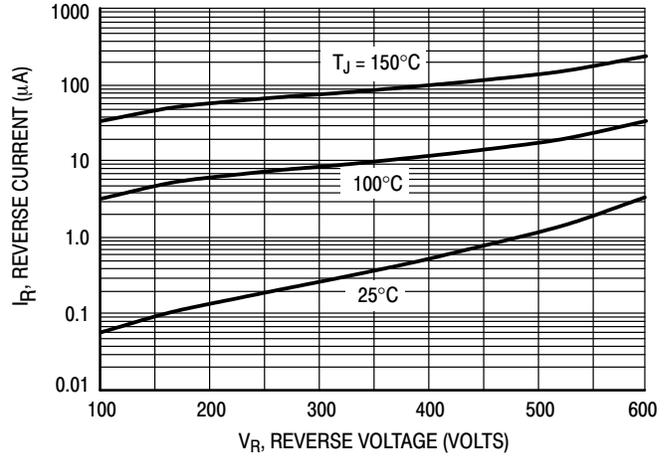


Figure 12. Typical Reverse Current*

* The curves shown are typical for the highest voltage device in the grouping. Typical reverse current for lower voltage selections can be estimated from these same curves if V_R is sufficiently below rated V_R .

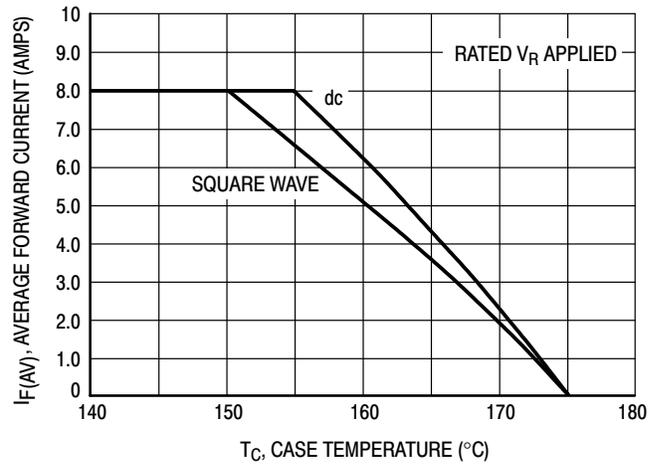


Figure 13. Current Derating, Case

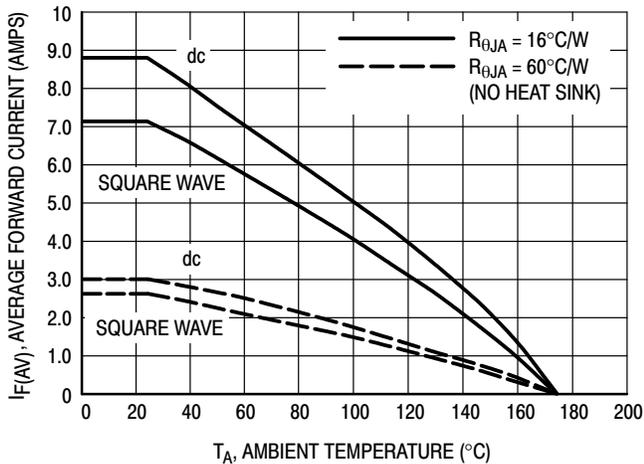


Figure 14. Current Derating, Ambient

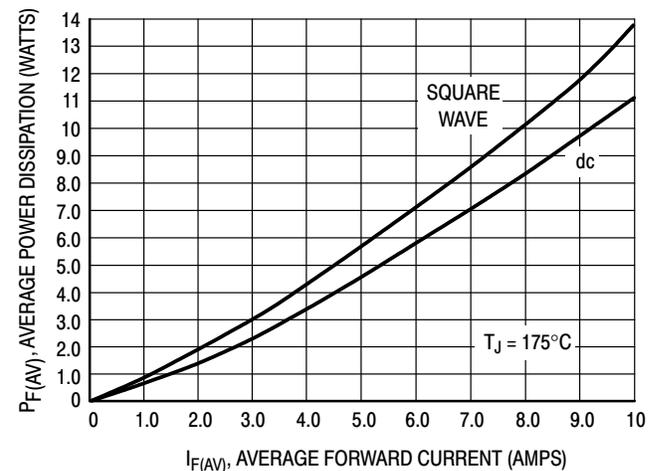


Figure 15. Power Dissipation

MUR805, MUR810, MUR815, MUR820, MUR840, MUR860

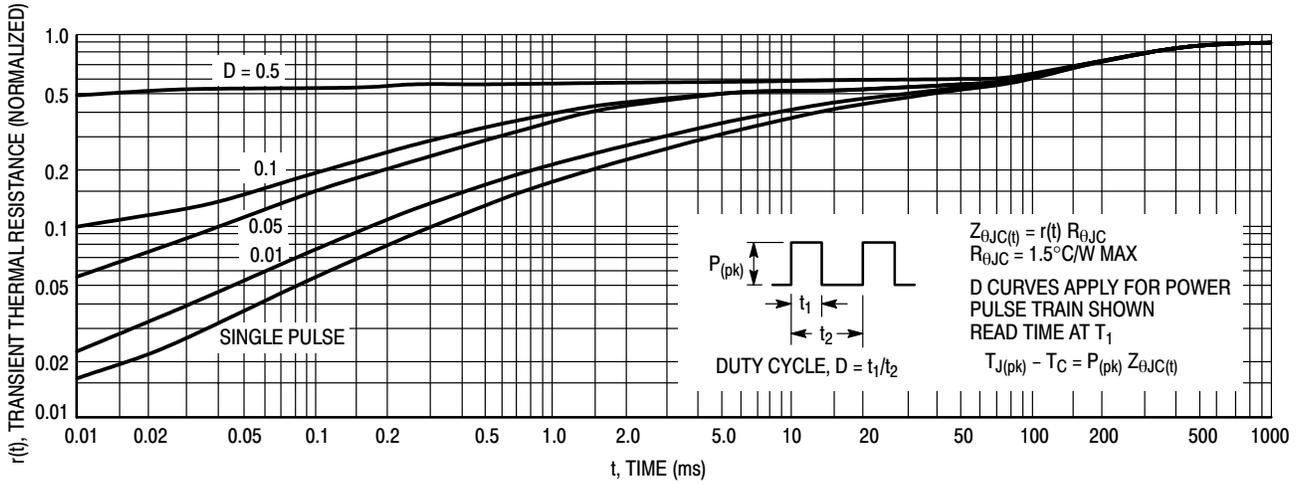


Figure 16. Thermal Response

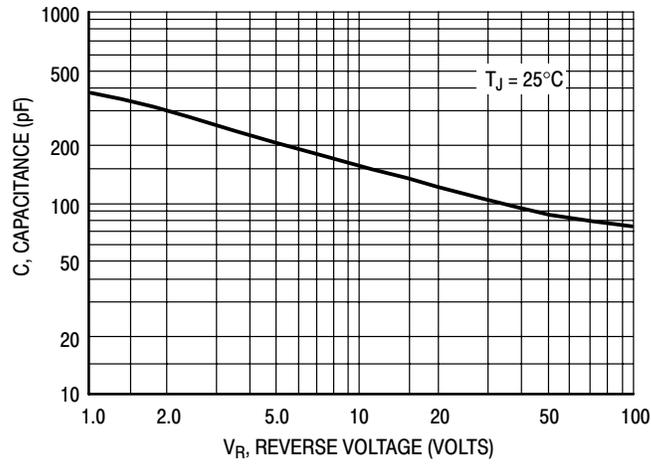
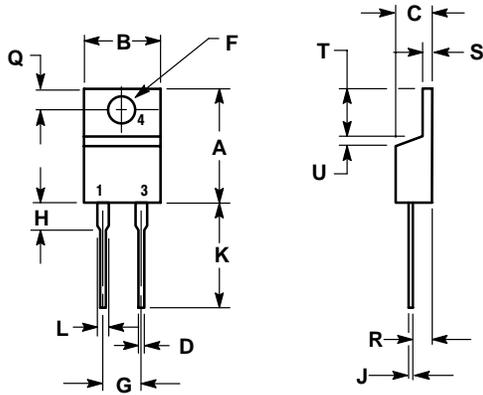


Figure 17. Typical Capacitance

MUR805, MUR810, MUR815, MUR820, MUR840, MUR860

PACKAGE DIMENSIONS

TO-220 TWO-LEAD CASE 221B-04 ISSUE D



NOTES:

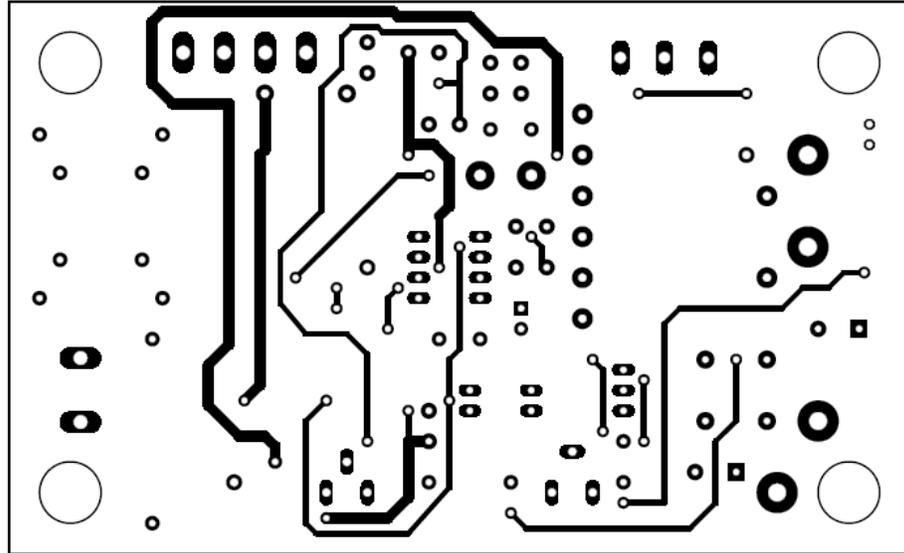
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

DIM	INCHES		MILLIMETERS	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	0.595	0.620	15.11	15.75
B	0.380	0.405	9.65	10.29
C	0.160	0.190	4.06	4.82
D	0.025	0.035	0.64	0.89
F	0.142	0.147	3.61	3.73
G	0.190	0.210	4.83	5.33
H	0.110	0.130	2.79	3.30
J	0.018	0.025	0.46	0.64
K	0.500	0.562	12.70	14.27
L	0.045	0.060	1.14	1.52
Q	0.100	0.120	2.54	3.04
R	0.080	0.110	2.04	2.79
S	0.045	0.055	1.14	1.39
T	0.235	0.255	5.97	6.48
U	0.000	0.050	0.000	1.27

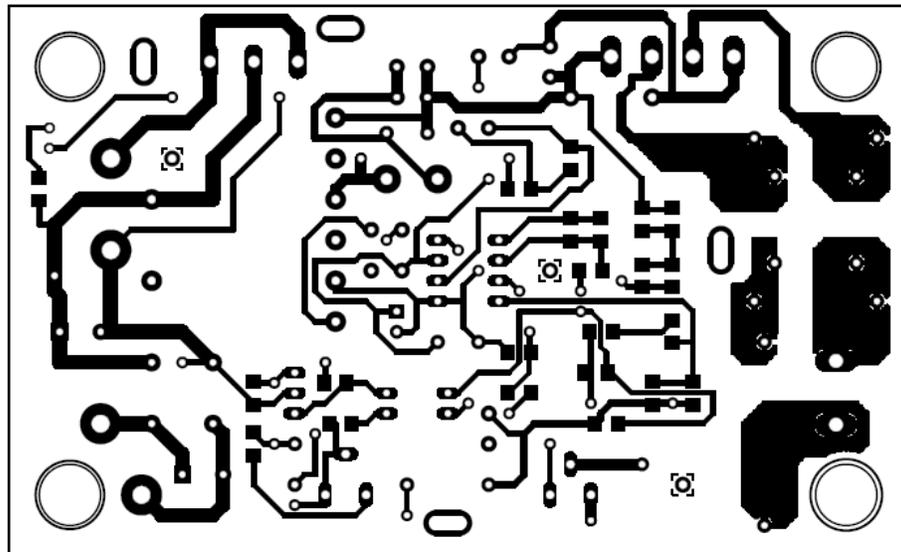
ANEXO 12

CIRCUITOS IMPRESOS DE LA FUENTE

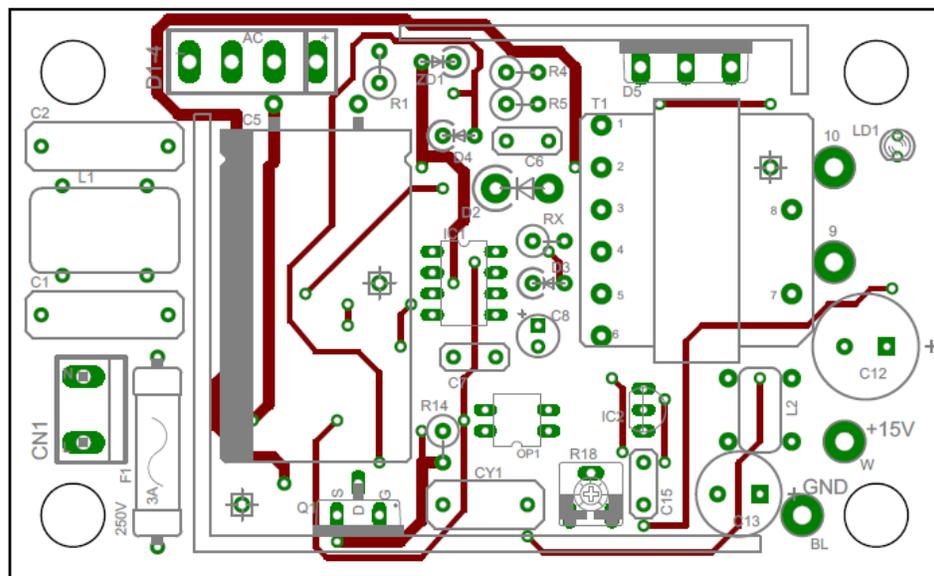
1) LADO DE COBRE ARRIBA (TOP)



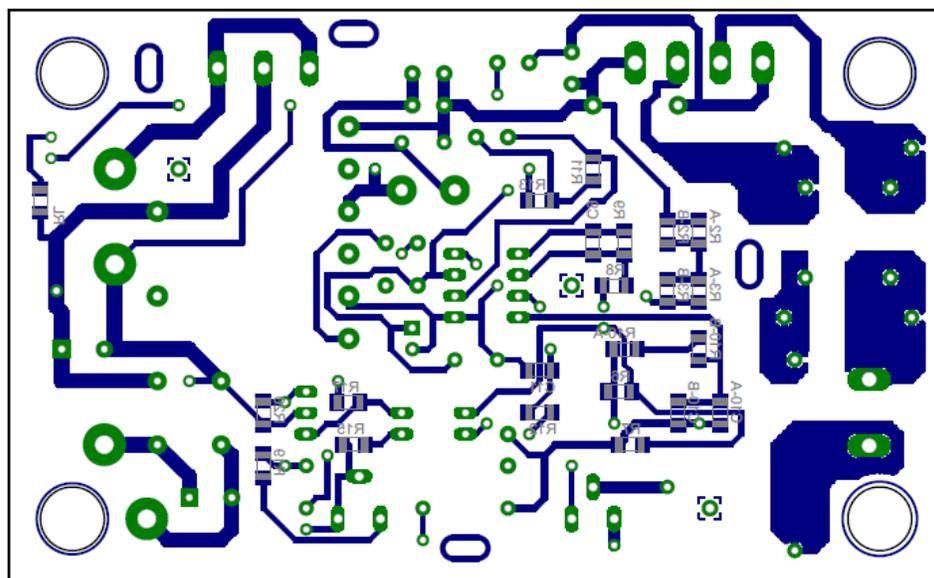
2) LADO DE COBRE ABAJO (BOTTOM)



3) LADO TOP Y COMPONENTES



4) LADO BOTTOM Y COMPONENTES



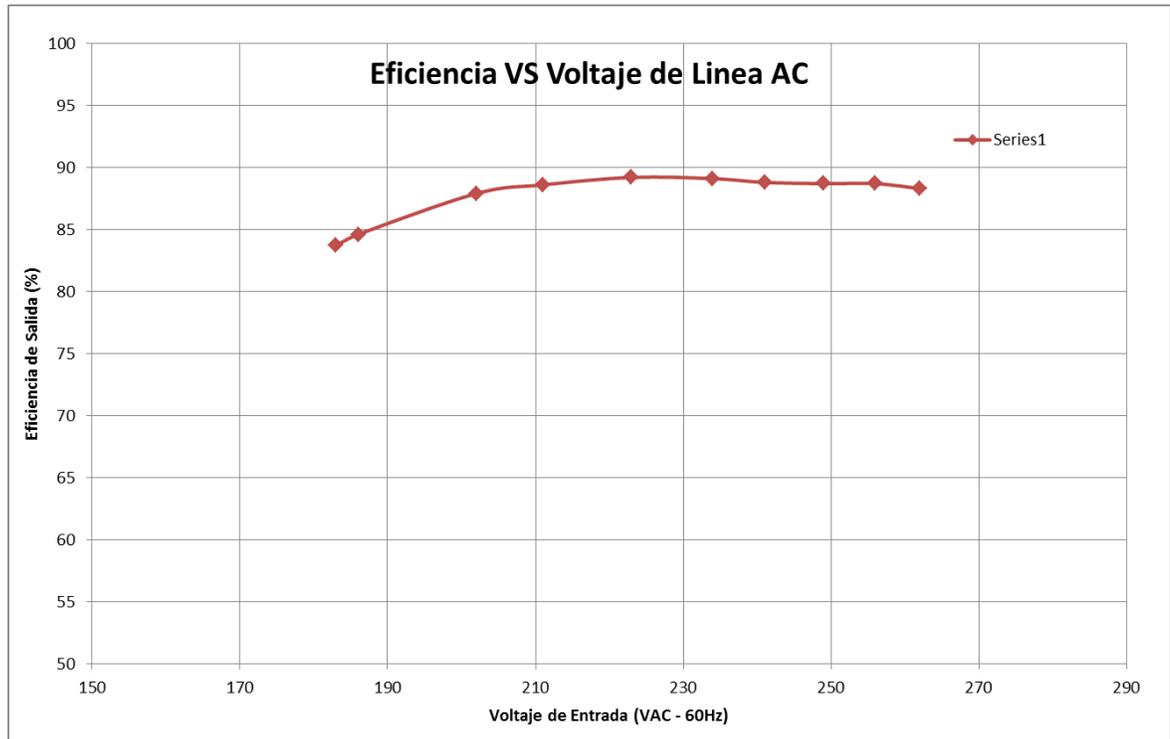
ANEXO 13

Eficiencia VS Voltaje de Línea AC

Tabla de Datos

ITEMS	Voltaje Entrada (VAC - 60Hz)	Eficiencia Salida (%)
1	183	83,7
2	186	84,6
3	202	87,9
4	211	88,6
5	223	89,2
6	234	89,1
7	241	88,8
8	249	88,7
9	256	88,7
10	262	88,3

Gráfico de Eficiencia Vs Voltaje

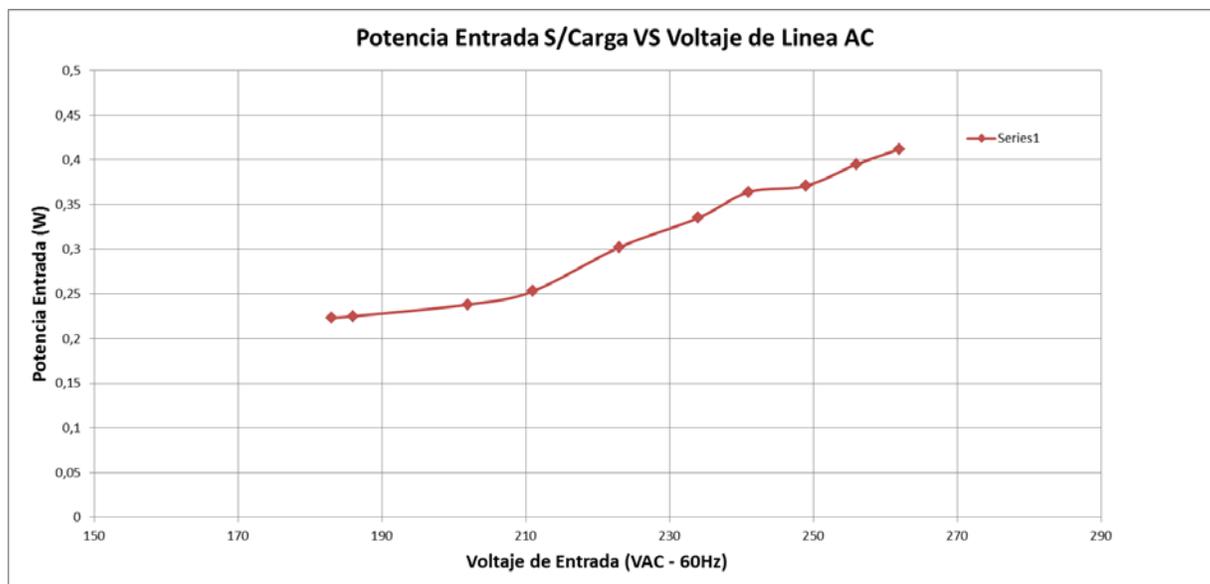


Potencia Entrada S/Carga VS Voltaje de Línea AC

Tabla de Datos

ITEMS	Voltaje Entrada (VAC - 60Hz)	Potencia Entrada (W)
1	183	0,223
2	186	0,225
3	202	0,238
4	211	0,253
5	223	0,302
6	234	0,335
7	241	0,364
8	249	0,371
9	256	0,395
10	262	0,412

Gráfico de Potencia Entrada S/Carga VS Voltaje de Línea AC

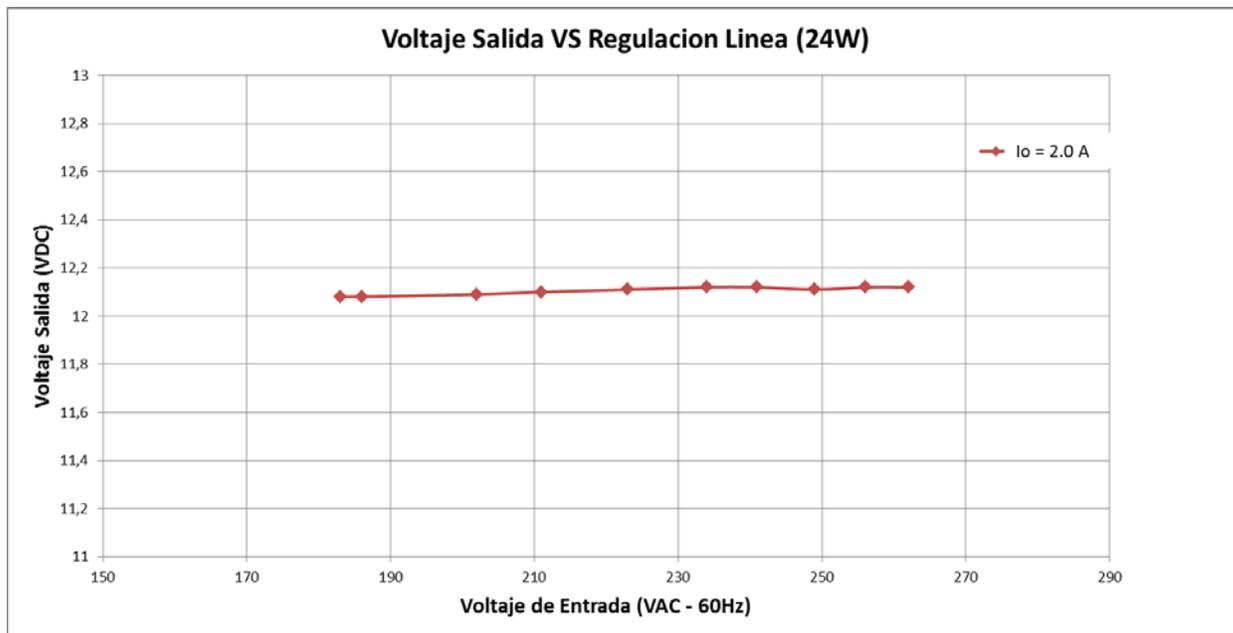


Voltaje Salida VS Regulación Línea (24W)

Tabla de Datos

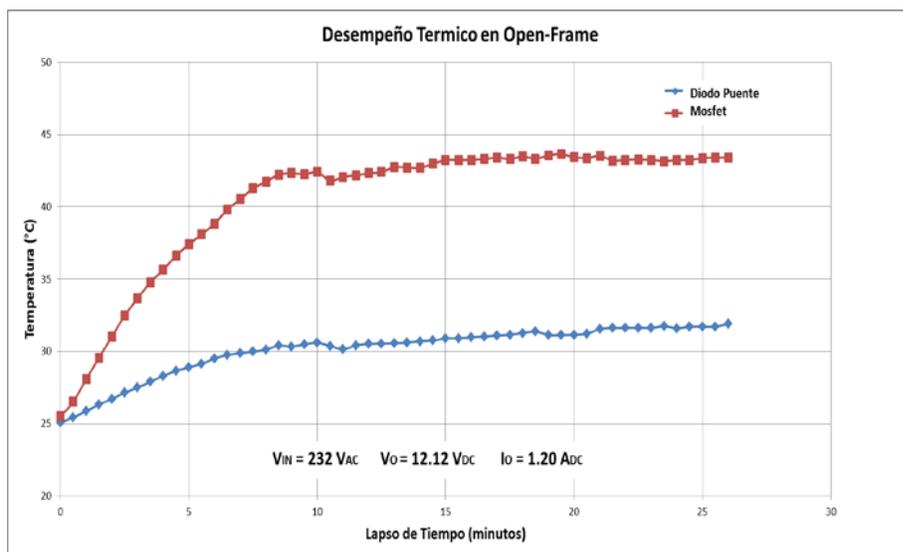
ITEMS	Voltaje Entrada (VAC - 60Hz)	Voltaje Salida (VDC)
1	183	12,08
2	186	12,08
3	202	12,09
4	211	12,1
5	223	12,11
6	234	12,12
7	241	12,12
8	249	12,11
9	256	12,12
10	262	12,12

Voltaje Salida VS Regulación Línea (24W)



Desempeño Térmico en Open-Frame (Prueba 1)

Tiempo	Temperatura 1	Temperatura 2
t	T 1	T 2
mín	°C	°C
0	25,05	25,49
0,5	25,44	26,53
1	25,86	28,07
1,5	26,33	29,56
2	26,7	31,03
2,5	27,14	32,47
3	27,49	33,66
3,5	27,9	34,78
4	28,3	35,65
4,5	28,65	36,62
5	28,9	37,41
5,5	29,14	38,1
6	29,51	38,84
6,5	29,74	39,82
7	29,88	40,53
7,5	29,98	41,27
8	30,12	41,74
8,5	30,4	42,23
9	30,33	42,33
9,5	30,49	42,26
10	30,59	42,41
10,5	30,38	41,82
11	30,14	42,07
11,5	30,42	42,18
12	30,52	42,33
12,5	30,54	42,41
13	30,56	42,75
13,5	30,61	42,73
14	30,7	42,7
14,5	30,75	42,99
15	30,89	43,23
15,5	30,91	43,23
16	30,99	43,25
16,5	31,03	43,31
17	31,1	43,41
17,5	31,15	43,31
18	31,27	43,49
18,5	31,36	43,33
19	31,13	43,57
19,5	31,13	43,65
20	31,15	43,44
20,5	31,22	43,38
21	31,55	43,54
21,5	31,62	43,2
22	31,62	43,25
22,5	31,64	43,28
23	31,62	43,25
23,5	31,74	43,17
24	31,6	43,23
24,5	31,71	43,25
25	31,71	43,38
25,5	31,71	43,41
26	31,9	43,4



Desempeño Térmico en Open-Frame (Prueba 2)

Tiempo t min	Temperatura 1 T 1 °C	Temperatura 2 T 2 °C
0	25,24	25,28
0,5	25,26	26,21
1	25,31	27,42
1,5	25,44	28,60
2	25,61	29,74
2,5	25,82	30,80
3	26,07	31,69
3,5	26,26	32,45
4	26,51	33,11
4,5	26,72	33,68
5	26,93	34,11
5,5	27,14	34,47
6	27,37	34,90
6,5	27,56	35,09
7	27,74	35,29
7,5	27,95	35,50
8	28,16	35,70
8,5	28,3	35,82
9	28,46	36,14
9,5	28,6	36,21
10	28,7	36,40
10,5	28,95	36,57
11	29,14	36,72
11,5	29,21	36,84
12	29,42	36,99
12,5	29,58	37,06
13	29,7	37,21
13,5	29,88	37,19
14	30	37,33
14,5	29,93	37,38
15	29,91	37,41
15,5	30,07	37,58
16	30,19	37,73
16,5	30,33	37,55
17	30,28	37,50
17,5	30,35	37,55
18	30,38	37,55
18,5	30,4	37,65
19	30,59	37,73
19,5	30,73	37,92
20	30,87	38,10
20,5	30,99	38,22
21	31,06	38,25
21,5	31,2	38,07
22	31,2	38,07
22,5	31,27	38,27
23	31,06	38,10
23,5	30,96	38,12
24	31,06	38,20
24,5	31,34	38,22
25	31,41	38,37
25,5	31,46	38,30
26	31,64	38,25
26,5	31,64	38,22
27	31,67	38,32
27,5	31,67	38,40
28	31,64	38,47
28,5	31,62	38,47
29	31,62	38,64
29,5	31,64	38,64
30	31,71	38,49
30,5	31,71	38,47
31	31,83	38,44
31,5	31,88	38,52
32	32,04	38,59
32,5	32,04	38,47
33	32,07	38,62
33,5	31,9	38,57
34	31,9	38,49
34,5	32,02	38,49
35	32,02	38,54
35,5	32,02	38,40
36	32,04	38,32
36,5	31,95	38,40
37	31,86	38,37
37,5	31,86	38,27
38	31,97	38,27
38,5	31,78	38,25
39	31,71	38,20
39,5	31,81	38,27
40	31,76	38,32
40,5	31,86	38,20
41	31,86	38,17
41,5	31,9	38,12
42	31,93	38,17
42,5	32,09	38,20
43	32,16	38,40
43,5	32,19	38,32
44	32,21	38,30
44,5	32,19	38,35
45	32,21	38,42

