ESCUELA POLITECNICA NACIONAL

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

DISEÑO Y CONSTRUCCION DE UN BALASTO ELECTRONICO UTILIZANDO UN INVERSOR MEDIO PUENTE

TESIS PREVIA A LA OBTENCION DEL
TITULO DE INGENIERO EN ELECTRONICA
Y CONTROL

QUITO-ECUADOR

OCTUBRE-1997

CERTIFICACION

En calidad de Director de Tesis de Grado certifico que la tesis previo a la obtención del Título de Ingeniero en Electrónica y Control bajo el tema " Diseño y Construcción de un Balasto Electrónico utilizando un Inversor Medio Puente ", ha sido realizada de manera personal por el Señor William Pillalaza Lincango.

Ing. Bolívar Ledesma Galindo
DIRECTOR DE TESIS

DEDICATORIA

Este trabajo representa una de mis metas alcanzadas gracias al apoyo incondicional de mis padres y hermanos, a ellos dedico esta tesis quienes con su ejemplo de lucha diaria y constante, su amor y su comprensión han forjado en mi una persona de bien.

AGRADECIMIENTO

A Dios por regalarme el misterio de la vida, a la Escuela Politécnica Nacional al educarme en sus aulas, a todas las personas que pertenecen y que siguen engrandeciendo la Facultad de Ingeniería Eléctrica, de manera especial a mi Director de Tesis Ingeniero Bolivar Ledesma Galindo brillante profesional por compartir su calidad humana y conocimientos, al Departamento de Electrónica de Potencia y a todas las personas que directa e indirectamente colaboraron en la culminación de este trabajo.

INDICE

Introducción

CAPITULO I Aspectos Generales

1.1.Comportamiento físico de las lamparas de descarga 1

1.1.1.Luminiscencia 1

1.1.2.Tipos de luminiscencia 1

1.1.3.Descarga eléctrica en gases 2

1.1.3.1.Descarga oscura 3

1.1.3.2.Descarga luminiscente 6

1.1.3.3.Descarga de arco 9

1.1.4.Encendido de las lamparas de descarga 11

1.1.5.Elementos auxiliares en lamparas de descarga 12

1.1.5.1.Balasto 12

1.1.5.2.Cebadores 14

1.1.6.Factor de potencia de las lamparas de descarga 15

1.1.7.Efecto estroboscópico 16

1.2.Principio de funcionamiento de los tubos fluorescentes 18

1.2.1.Funcionamiento y partes de las lamparas fluorescentes 18

1.2.2.Estabilización de la descarga 20

1.2.3.Tipos de lamparas fluorescentes 23

1.2.3.1.Lamparas fluorescentes de cátodo caliente y arranque por

precalentamiento de los electrodos 24

1.2.3.2.Lamparas fluorescentes de cátodo caliente y arranque instantáneo..... 24

1.2.3.3.Lamparas fluorescente de cátodo frío o lamparas fluorescentes de alta tensión 25

1.2.4.1.Ventajas de la utilización de lamparas fluorescentes 26

1.2.4.2.Características de alta frecuencia en lamparas fluorescentes 32W-T8 27

1.2.5.1.Características técnicas de las lamparas fluorescentes de encendido rápido 33

1.2.5.2.Datos técnicos de las lamparas fluorescentes OCTRON FO32 34

1.3.Tipos de balastos electrónicos comerciales para tubos fluorescentes 35

1.3.1.Definiciones 35

1.3.1.1.Concepto de balasto 35

1.3.1.2.Tipos de balastos 36

1.3.1.3.Factor de balasto BF 36

1.3.2.Principio de funcionamiento 37

1.3.3.Ventajas de los balastos electrónicos 38

1.3.3.1.Características fisicas 38

1.3.3.2.Encendido 39

1.3.3.3.Efecto estroboscópico 39

1.3.3.4.Factor de potencia 40

1.3.3.5.Aumento de la eficiencia luminosa 42

1.3.3.6.Zumbido 43

1.3.3.7.Ahorro de energía 43
1.3.3.8.Efecto de la temperatura en la lampara 44
1.3.3.9.Depreciación lumínica de la lampara 45
1.3.4.Tipos de balastos electrónicos 47
1.3.4.1.Sylvania.-Quicktronic System 32 47
1.3.4.2.Electronic Ballast Technology (EBT) 49
1.4.Impacto del ahorro de energía en iluminación..... 51
1.4.1.EPACT..... 51

CAPITULO II Diseño del balasto electrónico

2.1.Especificaciones iniciales 54
2.1.1.Características técnicas 54
2.1.2. Características de componentes del balasto electrónico 54
2.1.2.1.Conversor PWM elevador AC-DC con corrección activa del
factor de potencia 54
2.1.2.2.Circuitos pasivos 59
2.1.2.3.Forma activa de la corriente de entrada 60
2.1.2.4.Modo de control de corriente 68
2.1.2.4.1.Modo de control pico de corriente 72
2.1.2.4.2.Modo de control de corriente media 73
2.1.2.5.Interferencia electromagnética 75
2.1.2.6.Inversor medio puente 77
2.1.2.7.Circuito de control del inversor 79
2.1.2.8.Circuito integrado IR2111 80
2.1.2.9.Balasto de alto factor de potencia 84
2.2.Diagrama de bloques y descripción de funcionamiento del balasto 87
2.2.1.Filtro 87
2.2.2.Rectificador 87
2.2.3.Precondicionador 87

2.2.3.1.Circuito corrector activo del factor de potencia 88
2.2.4.Crcuito de control del conversor 90
2.2.4.1.Distorsión en la fuente de entrada 92
2.2.4.2.Cúspide de distorsión 95
2.2.4.3.Diagrama de bloques del UC3854 95
2.2.5.Circuito inversor 98
2.2.6.Circuito de control del inversor 99
2.2.7.Fuente de polarización 101
2.3.Diseños circuitales 101
2.3.1.Simulación digital del balasto 101
2.3.2.Diseño de la etapa de potencia del conversor elevador 120
2.3.2.1.Especificaciones 121
2.3.2.2.Frecuencia de conmutación 122
2.3.2.3.Selección del inductor 122
2.3.2.4.Capacitor de salida 124
2.3.2.5.Conmutador y diodo 126
2.3.3.Circuito de control del conversor 126
2.3.3.1.Sensor de corriente 126
2.3.3.2.Limite de corriente pico 127
2.3.3.3.Multiplicador elevador 128
2.3.3.4.Voltaje de alimentación directa 129
2.3.3.5.Multiplicador de corriente de salida 130
2.3.3.6.Frecuencia del oscilador 131
2.3.3.7.Compensación del amplificador de error de corriente 132
2.3.3.8.Compensación del amplificador de error de voltaje 134
2.3.3.9.Capacitores de filtro del divisor de alimentación de voltaje directo 137
2.3.3.10.Implementación del SOFT START 139
2.3.3.11.Manejador de compuerta 141
2.3.3.12.Amplificadores de sujeción 141
2.3.3.13.Diodos de protección SCHOTTKY 142
2.3.4.Filtro de entrada 142
2.3.4.1.Protecciones 143

2.3.5.Circuito inversor tipo medio-puente 143
2.3.5.1.Circuito de potencia y red resonante de arranque 143
2.3.5.2.Circuito de control 147
2.3.5.2.1.Oscilador 147
2.3.5.2.2.Control de compuertas 148
2.3.6.Fuente de alimentación 149

CAPITULO III Construcción y pruebas del balasto electrónico

3.1.Aspectos técnicos para la construcción 150
3.2.Pruebas de operación del balasto 152
3.2.1.Pruebas del balasto electrónico WPBL97 152
3.2.1.1.Datos técnicos 152
3.2.1.2.Balasto con dos tubos fluorescentes 153
3.2.1.3.Balasto con un tubo fluorescente 158
3.2.1.4.Pruebas de iluminación 160
3.2.2. Balasto electrónico Quicktronic® QT 2x32/120IS Sylvania 161
3.2.2.1.Datos técnicos 161
3.2.2.2.Balasto con dos tubos fluorescentes 161
3.2.2.3.Balasto con un tubo fluorescente 162
3.2.2.4.Pruebas de iluminación 163
3.3.Medición del factor de potencia y distorsión armónica total 163
3.3.1.Balasto WPBL97 164
3.3.1.1.Medición de la distorsión armónica de la corriente de entrada 164
3.3.1.1.1.Balasto con dos tubos fluorescentes 164
3.3.1.1.2.Balasto con un tubo fluorescente 165
3.3.1.2.Determinación del factor de potencia 167
3.3.1.2.1.Balasto con dos tubos fluorescentes 167
3.3.1.2.2.Balasto con un tubo fluorescente 168
3.3.2.Balasto Quictronic QT2x32/120IS 169

3.3.2.1.Medición de armónicos de corriente de entrada 169
3.3.2.1.1.Balasto con dos tubos fluorescentes 169
3.3.2.1.2.Balasto con un tubo fluorescente 170
3.3.2.2.Determinación del factor de potencia 171
3.3.2.2.1.Balasto con dos tubos fluorescentes 172
3.3.2.2.2.Balasto con un tubo fluorescente 173
3.4.Alcances y limitaciones 170

CAPITULO IV Conclusiones y Recomendaciones

4.1.Análisis técnico de los resultados obtenidos 175
4.2. Análisis económico 179
4.3. Conclusiones 182
4.4.Recomendaciones 186

ANEXOS

Diagramas circuitales

Diagramas de la tarjeta construida

Especificaciones de componentes utilizados

Bibliografía

INTRODUCCION

Desde la década pasada, el consumo de energía en sistemas de iluminación ha sido analizado con la finalidad de reducir costos. Por esta razón, una amplia variedad de productos y equipos de iluminación se han fabricado para responder a la demanda de los usuarios con un incremento en su eficiencia. En Ecuador según el Programa de administración de la Demanda y Uso Racional de la Energía Eléctrica, realizado por INECEL, la iluminación representa un 28 % del consumo de energía a nivel nacional. En particular para edificios comerciales se estima que el consumo en iluminación puede llegar a un 50 % del total. Entonces desde el punto de vista comercial se debe implementar una eficiente tecnología avanzada de iluminación para evitar costos de operación.

Ahora que los diseños deben operar en el área de mayor ahorro de energía y de regulación, existen lámparas fluorescentes de pequeño diámetro (T-8) para aplicaciones de iluminación. Equipar las lámparas de pequeño diámetro con balastos electrónicos resultan lámparas de alta eficacia (lúmenes por vatio) y por ende un incremento de la eficiencia del sistema. La baja corriente de operación de los tubos fluorescentes T-8 ha permitido diseñar una lámpara compatible con un circuito electrónico de arranque instantáneo de alta frecuencia.

El objetivo del presente tema de tesis es diseñar y construir un balasto electrónico para dos tubos fluorescentes T8 de 32W de arranque rápido. El balasto consta esencialmente de un conversor elevador con modulación por ancho de pulso PWM y corrección activa del factor de potencia, para obtener una corriente de entrada troceada a alta frecuencia, fácil de filtrar con una red pasiva, cuya distorsión armónica total THD sea menor al 15 % y un factor de potencia de entrada del balasto mayor a 0.98. El voltaje DC obtenido en esta etapa se aplica al inversor tipo "medio puente", generando una onda de 40 KHZ de frecuencia que alimentan a los tubos fluorescentes. Además el voltaje de arranque de la lámpara se logra mediante un circuito resonante L-C a la frecuencia de conmutación del inversor. La alta frecuencia de operación mejora la eficiencia de la lámpara fluorescente, dando la oportunidad de entregar la misma salida de luz con menor potencia.

La corrección activa del factor de potencia tiene por finalidad hacer que la corriente de entrada troceada tenga una mínima distorsión armónica y que esté en fase con la señal de voltaje de

alimentación. Usando la técnica de modulación por ancho de pulso PWM para el *"switch"*, se logra controlar el voltaje de salida mientras se está manteniendo una corriente de entrada cercanamente sinusoidal con un factor de potencia unitario.

Con la ayuda del programa digital MICROCAP III, se simula y se analiza al conversor elevador y al inversor medio puente para determinar las mejores condiciones de operación del balasto electrónico. Así los resultados obtenidos son comprobados con los resultados experimentales. Finalmente al balasto construido se lo compara con un balasto comercial tomado como referencial para comprobar sus bondades y sus limitaciones, tanto técnicas como económicas.

Frente a la necesidad de ahorrar energía en todos sus aspectos, en los Estados Unidos de Norteamérica se firmó un Decreto de Política Energética (Energy Policy Act-EPACT) el 24 de Octubre de 1992, convirtiendo a la conservación de la energía, el ahorro y la eficiencia de la misma en una ley del país. La EPACT analiza principalmente el campo de la iluminación, la cual es una compleja pieza de legislación, llena de prohibiciones, normas y excepciones, con una simple filosofía: *"Producir más luz con el menor consumo de electricidad"*. Esto en el futuro debe ser innovado dentro del las leyes del estado ecuatoriano, y con el desarrollo del presente tema de tesis se quiere motivar a encontrar alternativas que apunten hacia el ahorro de energía.

CAPITULO I

Aspectos Generales

1.1.COMPORTAMIENTO FISICO DE LAS LAMPARAS DE DESCARGA

1.1.1.LUMINISCENCIA

Luminiscencia se define como la radiación luminosa emitida por un cuerpo por efecto de un agente externo que excita los átomos de dicho cuerpo [11].

En radiaciones incandescentes se tiene la dependencia exclusiva de la temperatura y la independencia de la naturaleza del cuerpo incandescente; no así en las radiaciones luminiscentes que dependen estrictamente de la naturaleza atómica del cuerpo luminiscente y que son función de los cambios de energía en los átomos de los cuerpos.

1.1.2.TIPOS DE LUMINISCENCIA

La luminiscencia según el agente excitador puede ser [11]:

- **Radioluminiscente**, si se produce por las radiaciones emitidas por los cuerpos radioactivos.
- **Bioluminiscente**, si es provocada por fenómenos bioquímicos.
- **Quimioluminiscencia**, si la causa son los fenómenos químicos.
- **Triboluminiscencia**, si es provocado por agentes mecánicos, tales como frotamiento, pulverización, etc., del cuerpo luminiscente.
- **Electroluminiscente**, se produce por el paso de la descarga eléctrica a través de los gases luminiscentes.
- **Fotoluminiscente**, es producido por la acción de otras radiaciones luminosas de distinta longitud de onda.

Los dos últimos tipos de luminiscencia se obtiene en aplicaciones prácticas a las lámparas fluorescentes donde la emisión de luz es mixta.

El caso en el cual la radiación luminiscente persiste una vez cesada la excitación se llama **fosforescencia**; y si la radiación luminiscente termina inmediatamente después de haber dejado de actuar el agente excitador, se llama **fluorescencia** [11].

1.1.3.DESCARGA ELECTRICA EN GASES

Una lámpara de descarga es un dispositivo que se caracteriza por la transformación de energía eléctrica transmitida por la acción de un campo eléctrico exterior, en radiaciones de luz visible; esta transformación puede tener lugar de dos formas bien diferenciadas [10]:

- Transformaciones de la energía eléctrica en radiaciones de luz visible, tal es el caso de las lámparas de descarga en gas o vapor a alta presión; como el sodio o el mercurio.
- Transformaciones de la energía eléctrica en radiaciones ultravioleta en la gama de los 253.7 mμ y su posterior transformación de esta radiación, al incidir sobre determinadas sustancias de material fluorescente que recubren las paredes interiores de los tubos de descarga, en radiación visible.

Cuando se tiene un gas(neón, nitrógeno, etc.) encerrado en un tubo de vidrio sellado (Fig.1.1), con presión interna adecuada y libre de influencias exteriores, éste no contiene cargas eléctricas debido a que todos sus átomos están en estado estable. A los dos extremos del tubo existen dos piezas metálicas, llamadas electrodos, a los cuales se aplica un voltaje continuo, al electrodo unido con el polo positivo se lo llama ánodo y al electrodo unido con el polo negativo se lo llama cátodo ; el conjunto se complementa con una resistencia variable R para regular el voltaje

aplicado a los electrodos. Así pues, se puede conseguir que algunos átomos del gas contenido en el tubo queden ionizados: los electrones e iones se dirigirán hacia los electrodos, iniciándose una corriente eléctrica, la cual toma el nombre de **descarga**, cuando se obtiene en el seno de un gas.

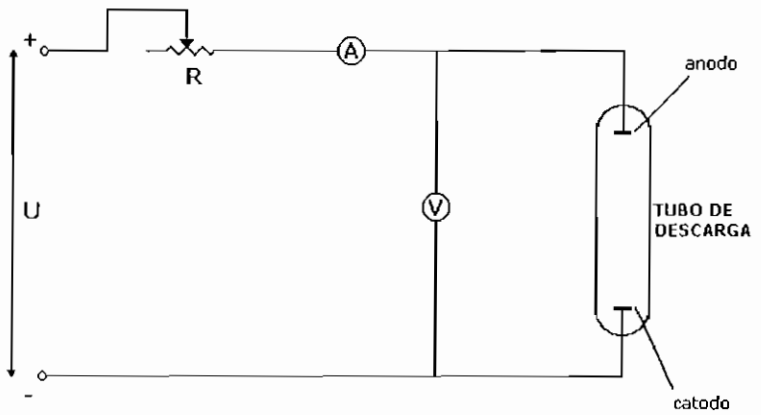


Fig.1.1-Circuito de una lámpara de descarga [11].

1.1.3.1.DESCARGA OSCURA [11]

Realizar un estudio detenido de todos los factores que pueden intervenir en el mecanismo de la descarga eléctrica (tensión aplicada a los electrodos, la constitución y forma de los mismos, la distancia entre ánodo y cátodo, la presión del gas contenida en el tubo ,etc.) es muy complejo. Razón por la cual, éste estudio se lo realiza desde el punto de vista luminotécnico, que es la tensión entre los electrodos y la influencia que tiene su variación en las características de funcionamiento de la descarga (Fig.1.2).

Al iniciarse la corriente eléctrica en el tubo, ésta sigue aproximadamente la ley de Ohm(región AB), es decir al aumentar la tensión aumenta la corriente, hasta un valor límite B,

llamado **corriente de saturación**, a partir de la cual(región BC) la corriente permanece constante aunque aumente el voltaje.

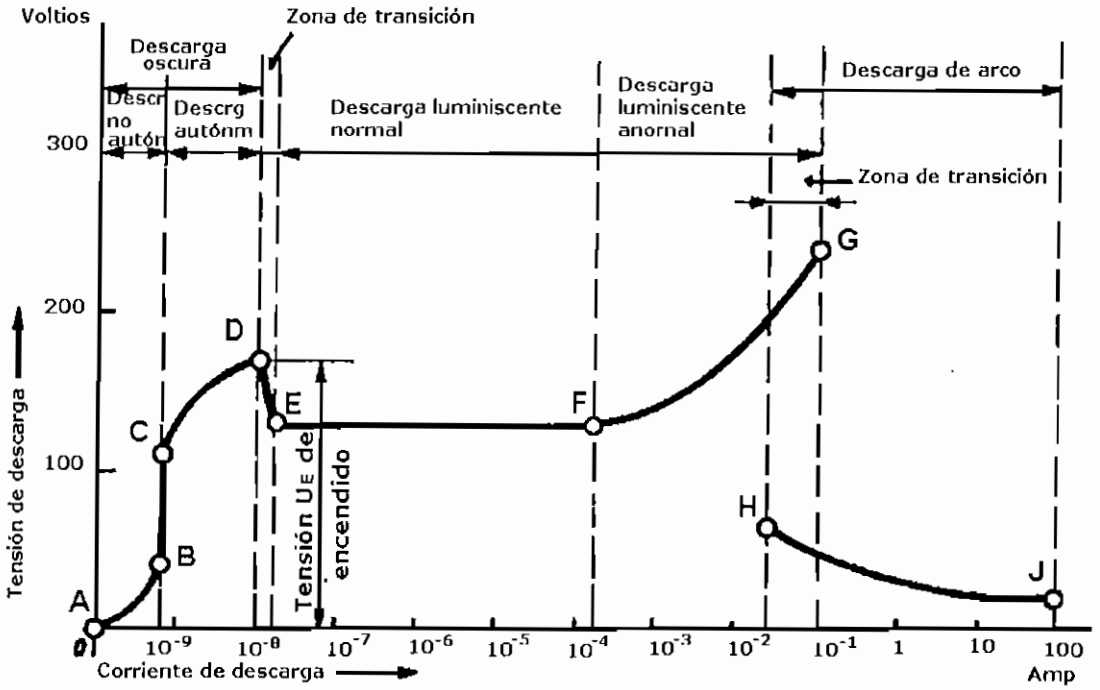


Fig.1.2- Curva de la corriente eléctrica en un tubo de descarga, en función del voltaje aplicado a los electrodos [11].

En la descarga de la región AC debido a la tensión aplicada entre los electrodos, se origina la ionización de algunos átomos del gas contenido en el tubo; los iones positivos se dirigen al cátodo y los electrones libres cargados negativamente, se dirigen al ánodo, por lo que se tiene en el interior del tubo un transporte de cargas eléctricas, es decir, una pequeña corriente eléctrica.

El aumento del voltaje en la región AB, incrementa también la corriente, debido a que los iones y electrones libres son atraídos cada vez más hacia los electrodos, antes de que se recombinen con electrones (neutralizándose en las paredes del recipiente) o salgan del espacio donde se realiza

la descarga. La corriente de saturación surge en el momento en que los iones y electrones son atraídos hacia los electrodos con la misma rapidez con que se producen en la región interelectrónica.

En la región AC aún no se produce ningún fenómeno luminoso y, la descarga cesa cuando se deja de aplicar la tensión entre electrodos(agente exterior de excitación); por esta razón se llama **descarga dependiente o descarga no autónoma**.

Al seguir aumentando el voltaje aplicado en la región CD, se aumenta también la corriente eléctrica en el tubo (mayor a la corriente de saturación); esto se debe a que el intenso potencial eléctrico entre los electrodos comunica energía a algunos de los electrones, de esta manera que estos electrones provocan, por choque con otros electrones periféricos de los átomos del gas, la ionización de estos átomos y como resultado, se crean nuevas cargas positivas y negativas que representan un aumento de la corriente eléctrica.

A la vez en esta región, debido al potencial eléctrico aplicado, comienza a aparecer en la descarga nuevos iones, átomos excitados(los electrones giran más aprisa y se desordenan), átomos metastables (uno o varios electrones excitados desde niveles inferiores, alcanzan niveles superiores de energía que no emiten radiaciones, y los electrones no pueden retroceder a su posición inicial), etc., siendo esta descarga aún invisible y sin la energía suficiente para mantenerse por sí misma, razón por la que desaparece cuando cesa la acción del agente exterior de excitación, esta descarga se conoce como **descarga semidependiente o semi-autónoma**.

A la región AD, que es un conjunto de descargas independientes y semidependientes, se la denomina **descarga oscura o de Townsend**.

1.1.3.2.DESCARGA LUMINISCENTE

Al aumentar el voltaje aplicado a los electrodos, punto D en adelante de la Fig.1.2, se aumenta rápidamente el valor de la corriente; por lo que se aumenta el valor de la resistencia R para disminuir el voltaje. La descarga se mantiene, aunque se reduzca notoriamente el voltaje aplicado a los electrodos hasta un valor mínimo suficiente solamente para que no cese la ionización de los átomos gaseosos contenidos en el tubo.

En la región DE se reduce la tensión para limitar la corriente; la región EG es la que corresponde a la **descarga independiente, autónoma, o luminiscente**, donde la corriente eléctrica aumenta de valor aunque permanezca constante la tensión aplicada y además se tiene una tenue luminosidad en el seno del gas. Al voltaje U_c en que comienza la descarga autónoma se le llama **voltaje de encendido**.

La descarga autónoma se explica por el fenómeno denominado **ionización por choque**. En la emisión de radiación luminiscente en gases se lleva los electrones periféricos de un átomo a niveles de energía cada vez más elevados por la acción de choques del átomo con electrones libres; los electrones excitados vuelven casi siempre al nivel de energía más bajo, emitiendo una radiación de longitud de onda determinada. Si el electrón libre que choca con el átomo tiene elevada energía, puede suceder que el electrón del átomo en lugar de trasladarse de una órbita a otra, en el interior del átomo, sea expulsado del átomo, ionizando a éste y quedando libre. Por tanto un electrón libre (por ejemplo al calentar un material emisor de electrones como el tungsteno, el torio, algunos óxidos de tierras raras), puede dar origen por choque con un átomo, a dos electrones libres: el electrón incidente y el electrón arrebatado al átomo. Estos dos electrones quedan bajo la acción del potencial entre los electrodos del tubo de descarga, y por tanto, pueden adquirir energía suficiente para ionizar otros átomos y obtenerse en total 4 electrones libres.

Si el potencial entre electrodos es suficientemente intenso, a partir de un electrón se pueden obtener sucesivamente, un número de electrones igual a 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64,etc., es decir, que el número de electrones libres puede aumentar espontáneamente, en progresión geométrica, y de forma indefinida. Este efecto se conoce como **alud electrónico**.

En la descarga autónoma, muchos de los choques no provocan la ionización de los átomos, sino la excitación de los electrones que constituyen estos átomos; y estos electrones excitados son la causa de radiaciones ultravioletas y de radiaciones visibles.

De manera parecida, los iones positivos producidos en los choques de los átomos con los electrones libres, acelerados por el potencial entre los electrodos, pueden también ionizar átomos neutros, formando así nuevos electrones libres e iones positivos en progresión geométrica.

Debido a la posibilidad de un aumento ilimitado de la corriente en un tubo de descarga autónoma, en la práctica se prevee de un medio que limite la corriente y así evitar que adquiera valores demasiado elevados. Este dispositivo se llama en lenguaje luminotécnico, **balasto** y está constituido por una resistencia en el caso de corriente continua; y en corriente alterna por: una reactancia de valor elevado, un conjunto reactancia capacidad, un transformador de elevada reactancia, etc.

Lo anterior describe el comportamiento interno de la descarga luminiscente. En cuanto al comportamiento exterior de la descarga luminiscente, se representa esquemáticamente en la Fig.1.3a.

La parte fundamental de la descarga se lleva a cabo en las cercanías del cátodo, zona donde los electrones emitidos por el cátodo son fuertemente atraídos por el ánodo y acelerados, lo que crea iones positivos y nuevos electrones libres, por medio del proceso de ionización por choque. La luz catódica se explica por la excitación producida por los iones positivos atraídos hacia el cátodo y que inciden sobre él.

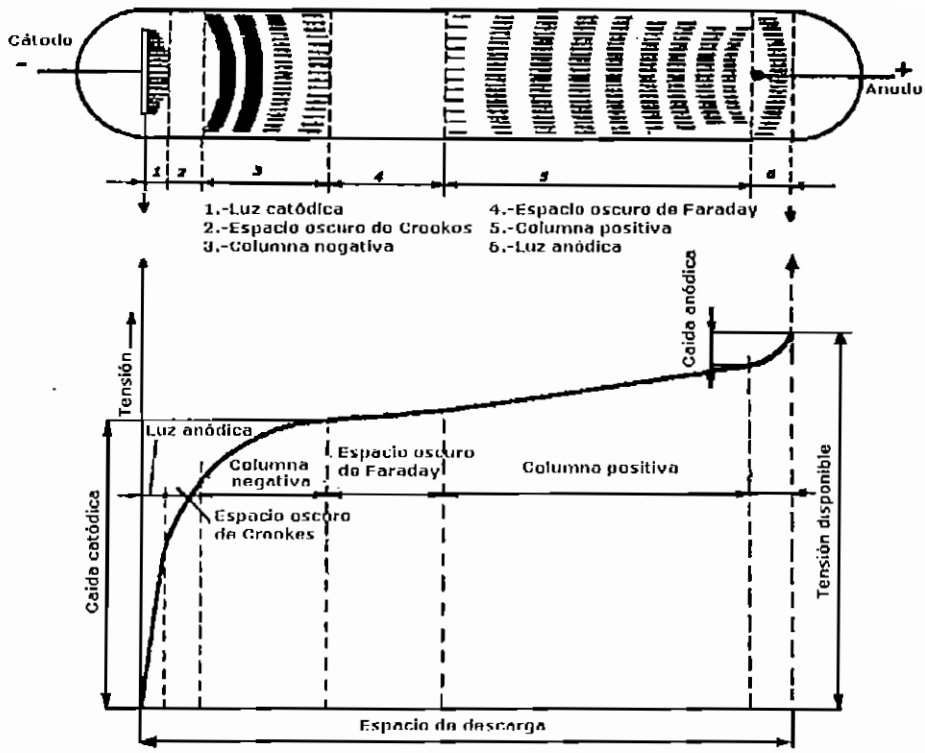


Fig. 1.3. a-Representación esquemática de un tubo de descarga, con la descarga luminiscente producida. b- Curva de distribución de potencial[11].

La mayor parte de la caída catódica se presenta en el espacio oscuro de Crookes, donde los electrones emitidos por el cátodo se aceleran hasta que consiguen la energía necesaria para excitar los átomos de gas y para desencadenar el proceso de ionización por choque.

En lo que corresponde a la columna negativa, los electrones ya tienen la energía necesaria para excitar los átomos de gas. La misma que se extingue progresivamente hacia el espacio obscuro de Faraday, debido a que la energía de los electrones disminuye y no se logra la ionización por choque, a causa de que el potencial en esta zona es muy bajo. Es por esto que en el espacio oscuro de Faraday, se tiene un enjambre de electrones lentos desplazándose hacia el ánodo.

Los electrones que se encuentran en la columna positiva, vuelven a acelerarse, aunque débilmente, pero lo suficiente para iniciar nuevos procesos de excitación en los átomos del gas

contenido en el tubo y para ionizar por choque algunos de estos átomos. Por lo tanto, la columna positiva es una mezcla de iones positivos, electrones y átomos excitados, que reciben el nombre de **plasma** y que contiene cargas eléctricas positivas y negativas en proporciones aproximadamente igual, por lo que exteriormente parece eléctricamente neutra.

El plasma se comporta como un buen conductor que representa una prolongación del ánodo hacia el cátodo y cuya emisión parece ser el producir el acercamiento preciso del ánodo hacia el cátodo para que la caída catódica pueda mantener la descarga.

La luminiscencia anódica se debe a la presencia de electrones libres frente al ánodo y los cuales son atraídos por éste; estos electrones producen la llamada caída anódica.

En régimen normal de funcionamiento, la luz catódica no recubre totalmente la superficie del cátodo, y es mayor cuando más elevada es la corriente. La descarga que trabaja bajo este régimen se denomina **descarga luminiscente normal** (región EF de la Fig. 1.2)

En la zona FG, de la Fig. 1.2, al aumentar la corriente hasta que la luz catódica recubre totalmente la superficie del cátodo, se debe también aumentar la tensión entre los electrodos para que se mantenga la descarga, que, en estas condiciones, recibe el nombre de **descarga luminiscente anormal**.

1.1.3.3.DESCARGA DE ARCO

En la región HJ, de la Fig. 1.2, al seguir aumentando la corriente, el cátodo se va calentando hasta que se produce la emisión térmica de electrones (el calor excita a los electrones del material catódico hasta ionizar los átomos de este material y producir electrones libres). Entonces tiene lugar una transición súbita a otro tipo de descarga, conocida como **descarga de arco**; El paso de uno a otro tipo de descarga no se conoce todavía claramente y no puede

predecirse el momento exacto en que se forma la descarga de arco, solo que, en cierto punto de la región de transición la corriente aumenta súbitamente y la caída de tensión catódica disminuye repentinamente a un valor muy bajo que, en muchos casos, puede quedar reducido al valor del potencial de ionización.

Observando la región HJ se nota que al disminuir la tensión, la corriente aumenta, es decir no sigue la ley de Ohm, se dice que tiene la característica de resistencia negativa (función aproximadamente hiperbólica). Este fenómeno puede comprenderse por la producción ilimitada de cargas eléctricas en la columna positiva debido a los procesos de ionización por choque y emisión térmica de electrones, procesos cuyos efectos van creciendo en progresión geométrica.

Debido a la característica de resistencia negativa que posee una descarga de arco, no es posible alimentar directamente un arco desde un generador. Pues, la corriente irá aumentando, a la vez que la tensión de arco vaya disminuyendo, con lo que casi la totalidad de la fuerza electromotriz del generador se empleará en la caída de tensión interna del propio generador; lo que equivale a decir que el generador quedaría prácticamente cortocircuitado.

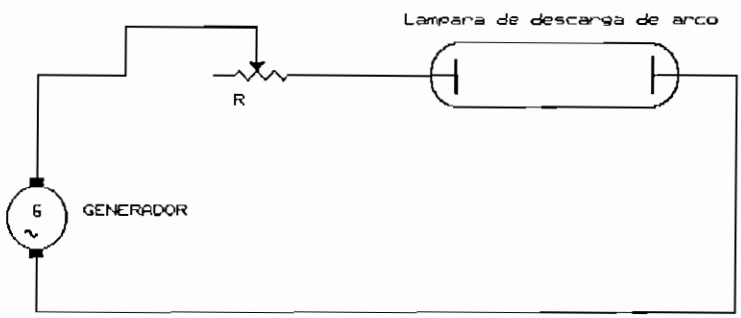


Fig. 1.4-Circuito de conexión de la impedancia de estabilización en el circuito de una lámpara de descarga de arco

Por ende, es necesario montar una resistencia en serie entre la lámpara y el generador, tal como se muestra en la fig. 1.4, donde R es una resistencia variable.

En el caso del funcionamiento de las lámparas de descarga con corriente continua, se utiliza una resistencia como elemento estabilizador. La potencia disipada en la resistencia puede considerarse como pérdida de potencia, proporcional al valor de la resistencia y al cuadrado de la intensidad de corriente, como se expresa en la Ley de Joule. Este método presenta tantos inconvenientes que en la práctica casi no se usa.

Por esta razón cuando se alimenta a las lámparas de descarga con corriente alterna, la estabilización de la descarga se realiza por impedancia; acoplando en serie con la lámpara una bobina con núcleo de hierro, un autotransformador de alta impedancia, etc. En este caso las pérdidas de potencia son mucho menores y se reducen, esencialmente, a las pérdidas por histéresis y corrientes parásitas en los materiales constituyentes de los circuitos magnéticos.

1.1.4.ENCENDIDO DE LAS LAMPARAS DE DESCARGA

Para lograr obtener la descarga autónoma de la lámpara se requiere alimentar a ésta con una tensión suficiente conocida como **tensión de encendido** (solamente en un tiempo muy pequeño) y luego reducir la tensión al de alimentación de la lámpara. Para lograr esto se requiere [11]:

- producción espontánea de electrones por cátodos termoiónicos
- encendido por sobretensión momentánea producida por un dispositivo apropiado
- empleo de electrodos auxiliares muy próximos entre sí que producen una descarga a baja tensión

- tira metálica y conductora en la superficie externa o interna de la lámpara y unida o no a uno de los electrodos

1.1.5.ELEMENTOS AUXILIARES EN LAMPARAS DE DESCARGA

1.1.5.1.BALASTO

Es un dispositivo utilizado con lámparas de descarga, para controlar o estabilizar la corriente que la atraviesa. Este dispositivo (balasto) esta diseñado para satisfacer tres tareas básicas:

- Proveer el voltaje necesario para estabilizar el arco entre los dos electrodos.
- Regular la corriente eléctrica que fluye a través de la lámpara para estabilizar la luz de salida.
- Suministrar el voltaje correcto requerido para adecuada operación de la lámpara, y compensar las variaciones de voltaje en la corriente eléctrica.

El balasto más simple es el de autoinducción, colocado en serie con la lámpara. Por sí mismo, el factor de potencia de tal circuito es bajo, 0.5 aproximadamente. Hay varios métodos para elevar ese factor de potencia. La Fig.1.5 se muestra un circuito que consiste en un balasto en serie con la lámpara y un condensador conectado en paralelo a la red.

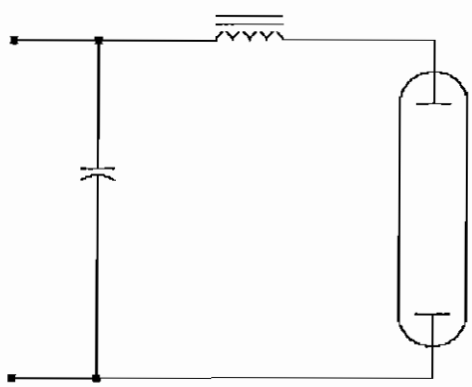


Fig.1.5.Balasto con compensación capacitiva [12].

Durante medio siglo los balastos electromagnéticos han sido los únicos medios para la operación de las lámparas fluorescentes. El balasto electromagnético (Fig.1.6) consiste básicamente de un núcleo de hierro laminado rodeado de dos bobinas de cobre o aluminio, y además contiene un capacitor para mejorar el factor de potencia, para así poder utilizar la energía más eficientemente.

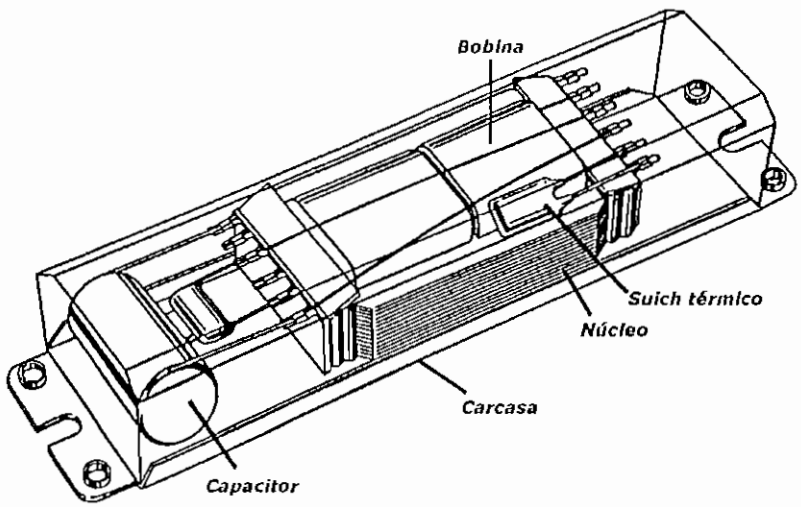


Fig.1.6.Partes del balasto electromagnético [14].

La revolución electrónica da como resultado un mejoramiento en el funcionamiento de los balastos. Los balastos electrónicos, basados en una tecnología completamente distinta a los balastos electromagnéticos, arrancan y regulan lámparas fluorescentes con componentes electrónicos. Ambos balastos el electromagnético y el electrónico son diseñados para proveer iluminación de las lámparas fluorescentes, pero tienen diferente manera de operar. Los balastos electrónicos funcionan en alta frecuencia, por lo cual el sistema de iluminación fluorescente puede convertir la potencia en luz de manera más eficiente(mayor producción de luz con menor potencia) que sistemas similares ejecutados por balastos electromagnéticos estándares.

1.1.5.2.CEBADORES

Las lámparas de descarga que se encienden con la tensión de la red, se conectan normalmente con un simple balasto. Otro tipo de lámparas de descarga necesitan una tensión más alta que la dada por la red para iniciar la descarga, y por consiguiente, deben conectarse con un dispositivo auxiliar de encendido conocido como cebador. Este dispositivo que sirve para encender una lámpara de descarga (especialmente lámparas fluorescentes), provee el precaldeo necesario de los electrodos o provoca un sobrevoltaje momentáneo en combinación con el balasto en serie.

El más común es el cebador de destellos compuesto por una ampolla de vidrio llena de neón a baja presión, en cuyo interior están dos contactos, uno de los cuales o ambos son láminas pequeñas bimetálicas que por la acción del calor ellas mismas se separan. Se completa el cebador con un pequeño capacitor para amortiguar los ruidos del cebador hacia los receptores de radiodifusión. Las partes del cebador de destellos se muestra en la Fig.1.7.

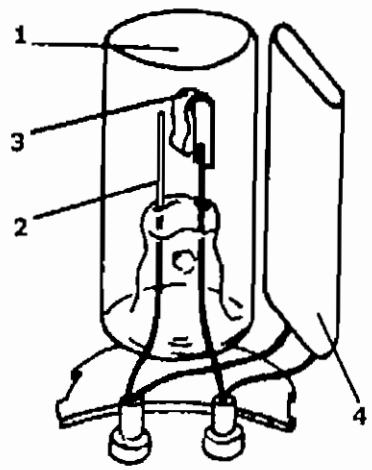


Fig.1.7.-Cebador de destellos para lámpara fluorescente.1.Ampolla de vidrio llena de neón. 2.Contacto fijo de níquel. 3.Contacto móvil bimetal.4.capacitor [11].

1.1.6.FACTOR DE POTENCIA DE LAS LAMPARAS DE DESCARGA

Las reactancias presentes en un circuito de corriente alterna aumentan el desfase, en retraso, de la intensidad de corriente respecto a la del voltaje en bornes de la lámpara.

En el circuito de una lámpara de descarga, debido a que el balasto tiene elevada reactancia, el factor de potencia del circuito es bajo. Además, una reactancia con factor de potencia elevado acorta la vida de la lámpara porque un factor de potencia elevado significa un bajo valor de reactancia, y por tanto, una corriente elevada que absorbe la lámpara.

Lo que resulta beneficioso tener un bajo factor de potencia en el circuito interior de la lámpara, no sucede igual en su circuito externo donde se requiere de un factor de potencia alto y lo más próximo a la unidad, pues un factor de potencia bajo representa una sobrecarga para las líneas eléctricas, una mayor caída de tensión, un mayor calentamiento de las líneas, etc.

Para cumplir con ambas condiciones, se han de montar capacitores en el circuito de la lámpara de forma semejante a la representada en la Fig.1.8, el capacitor tiene la propiedad de corregir el factor de potencia de una instalación por absorber corriente en adelanto respecto a la tensión en bordes y compensar de esta manera la corriente en retraso absorbido por la reactancia.

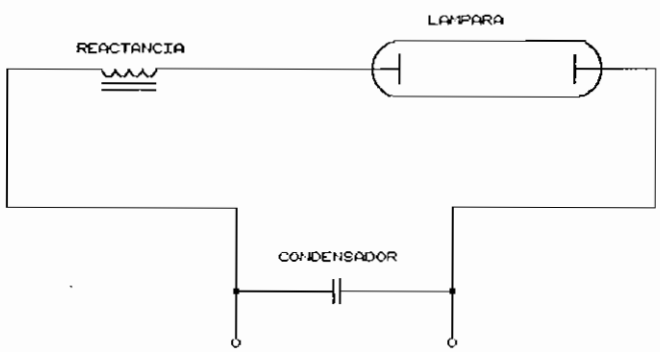


Fig.1.8.-Conecccción de un capacitor para mejorar el factor de potencia en el circuito de una lámpara de descarga.

En el caso de las lámparas fluorescentes se tiene varias configuraciones que mejoran el factor de potencia por ejemplo el circuito con cebador de la Fig.1.9.a o sin cebador de la Fig.1.9.b. El circuito de la Fig.1.9c utiliza un balasto "semirresonante", con alto factor de potencia 0.95 o más, funciona además a bajas temperaturas (-20°C) y tiene un bajo porcentaje de ondas armónicas (6% o menos en el tercer armónico).

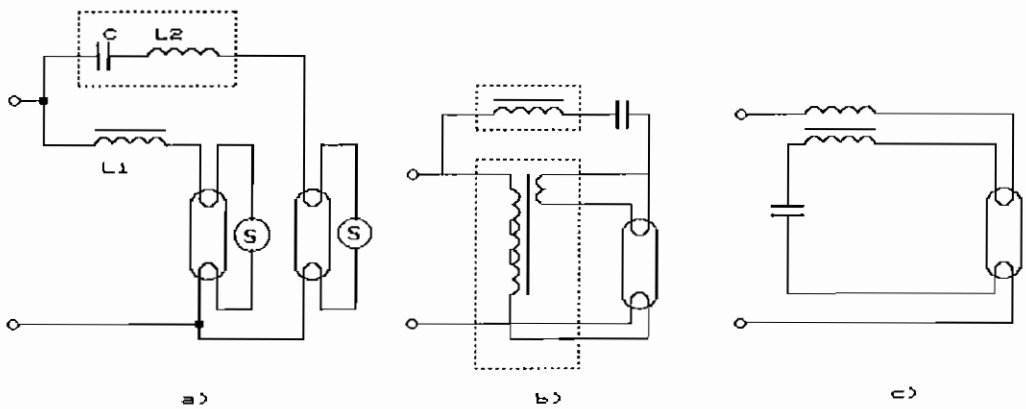


Fig. 1.9.-Balastos para lámparas fluorescentes. a-inductivo y capacitivo con cebador. b-inductivo y transformador de precaldeo sin cebador. c-semi-rresonante sin cebador [12].

1.1.7.EFECTO ESTROBOSCOPICO

Este efecto se presenta en las lámparas de descarga que funcionan con corriente alterna. Cuando el voltaje aplicado pasa por el valor cero (a en la Fig.1.10), no circula corriente por la lámpara; ésta se apaga un instante antes, porque el voltaje no es suficiente para mantener la ionización del contenido en el tubo de descarga, al nivel deseado. Instantáneamente, el gas tiende a recuperar su estado de equilibrio, recombinando sus iones positivos con los electrones libres y

formando átomos neutros. Pero antes de que esto suceda, la tensión entre los electrodos ha alcanzado el valor suficiente para vencer este proceso del gas, aún parcialmente ionizado, y el encendido vuelve a producirse en el punto b de la Fig.1.10.

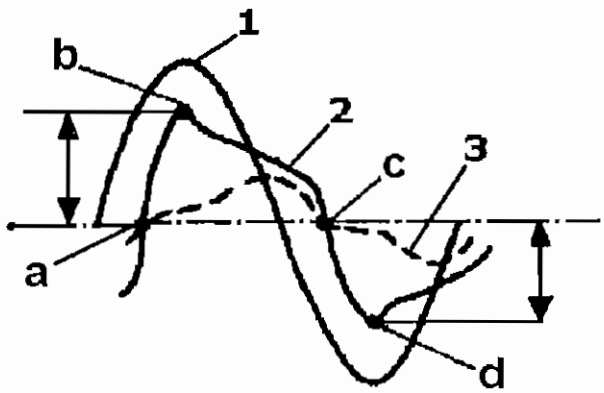


Fig. 1.10-Formas de onda de una lámpara de descarga: 1-voltaje de la red. 2.-voltaje de la lámpara. 3-corriente de la lámpara [11].

Al final del ciclo, mientras la corriente continúa circulando por la lámpara, el voltaje nuevamente tendrá un valor insuficiente para mantener la descarga. La lámpara volverá a apagarse hasta que el voltaje vuelva a tener un valor suficiente para iniciar un nuevo encendido; en este caso el sentido de la corriente es invertido (punto d de la Fig.1.10).

Es así, que la emisión de luz cesa cuando se interrumpe la corriente. Esto lleva a que los órganos visuales queden sometidos a un esfuerzo suplementario por la adaptación forzada a estas fluctuaciones.

En las lámparas fluorescentes, debido a la fosforescencia de sustancias luminiscentes que recubren sus paredes interiores, este fenómeno no es tan intenso como en las lámparas que solo utilizan los efectos luminosos de la descarga eléctrica; se disminuye pero no se suprime totalmente,

como se observa por ejemplo, el oscilograma de la luz para una lámpara fluorescente "blanco normal" de la Fig.1.11.

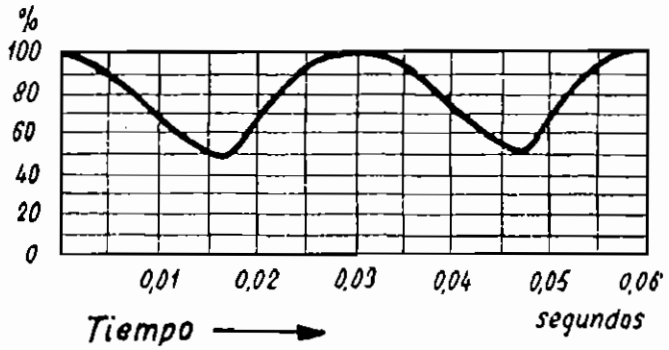


Fig. 1.11-Oscilograma de la luz de una lámpara fluorescente "blanco normal" (f=60Hz) [11].

También para atenuar el efecto estroboscópico hasta hacerse insensible, se alimenta las diferentes lámparas fluorescentes de una instalación entre las diferentes fases de la red de distribución o por medio de especiales montajes de alimentación de grupos de lámparas. Con los balastos electrónicos para lámparas fluorescentes, se elimina totalmente el efecto estroboscópico, debido a su alta frecuencia de operación.

1.2.PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO DE LOS TUBOS FLUORESCENTES

1.2.1.FUNCIONAMIENTO Y PARTES DE LAS LAMPARAS FLUORESCENTES

Son lámparas de descarga eléctrica en atmósfera de mercurio, de baja presión y un gas inerte (generalmente argón). La luz se produce por la fluorescencia que transforma en luz visible a las radiaciones ultravioleta, resultante de la colisión entre electrones y átomos de mercurio vaporizado. La Fig.1.12. señala las partes constitutivas de una lámpara fluorescente.

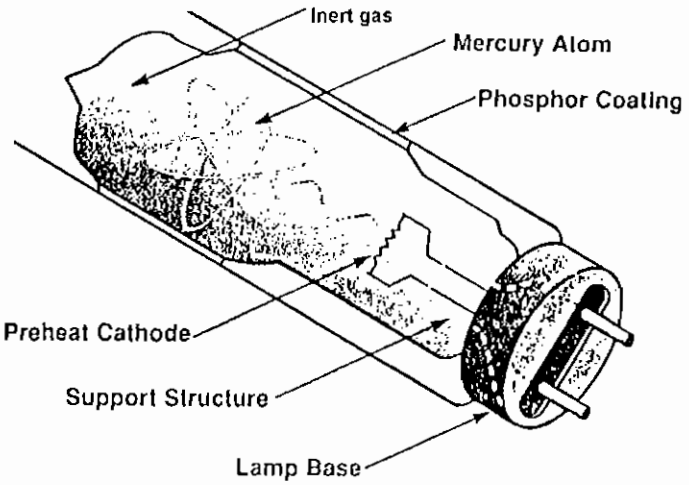


Fig. 1.12-Partes de una lámpara de fluorescente [15].

Esta lámpara se compone de una ampolla para la mezcla de los gases con su interior revestido de sustancias minerales fluorescentes; en los extremos se colocan totalmente sellados los electrodos que son de tungsteno con materiales emisores como los óxidos de bario, estroncio y calcio. El tubo está relleno de un gas noble, generalmente argón, a algunos milímetros de presión, y de una pequeña cantidad de mercurio [11]. Al aplicar un voltaje adecuado entre los electrodos se produce una descarga eléctrica entre ellos; los electrones procedentes de los cátodos, invaden el espacio interelectródico, chocando con los átomos de mercurio, que existen en dicho espacio. A consecuencia de estos choques una parte de los átomos se ioniza, aumentando así la corriente de descarga; pero la mayor parte de los átomos de mercurio se excitan.

Debido a la baja presión que existe en el interior del tubo se emiten casi exclusivamente radiaciones ultravioletas (longitud de onda de 253.7 mμ). Estas radiaciones ultravioletas excitan a su vez al fósforo depositado en las paredes internas del tubo que, según la ley de Stokes, emiten luz visible. La composición del fósforo determina la cantidad y el color de la luz emitida.

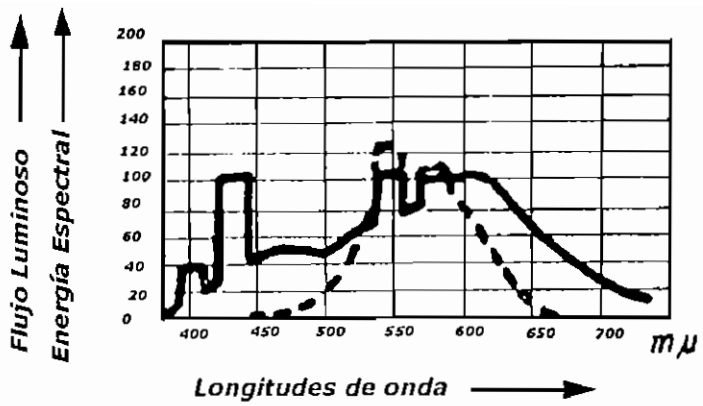


Fig. 1.13-Distribución espectral de la lámpara de fluorescente "blanco normal" [11].

Se puede decir que el 4% de la energía de radiaciones producidas, corresponden a las rayas visibles del espectro de mercurio; el resto se emite en forma de radiaciones ultravioletas (longitud de onda de 253.7 mμ).

En la actualidad se emplean exclusivamente los llamados halofosfatos de calcio, que son mezclas de clorofosfatos de calcio y de fluofosfatos de calcio, que se activan con manganeso y con antimonio. Con una mezcla adecuada de sustancias fotoluminiscentes, se obtiene el color deseado y los matices imaginables de luz blanca [13].

1.2.2.ESTABILIZACION DE LA DESCARGA

En términos generales, y específicamente para el caso de la alimentación en corriente alterna a baja frecuencia y descarga de arco, la tensión de arco disminuye al aumentar la corriente de la lámpara. Una representación gráfica de esta variación dará lugar a lo que se llama **característica negativa** de la lámpara de descarga.

Es necesario, por lo tanto, montar una impedancia en serie con la lámpara, entre ésta y el generador, según el tipo de alimentación [10]:

- Impedancia resistiva, cuando se alimenta con corriente continua o alterna.
- Impedancia inductiva, cuando se alimenta con corriente alterna
- Impedancia capacitiva, cuando se alimenta con corriente alterna de frecuencia superior a los 5 KHz siendo tanto más aplicable cuanto más elevada sea la frecuencia de la tensión de alimentación.
- En el caso de alimentación con corriente alterna de alta frecuencia también es posible el empleo de dispositivos electrónicos que presentan una impedancia dinámica que se adapta en cada momento a las necesidades de la lámpara, con lo cual no solamente se consigue que la lámpara funcione en condiciones óptimas sino que incluso podemos controlar la intensidad luminosa de la lámpara aumentando o disminuyendo la impedancia dentro de los límites de seguridad de la misma, evitando por tanto la destrucción de la lámpara o bien la extinción del arco.

En el caso de las lámparas fluorescentes, la curva característica es la combinación de la caída catódica y la caída en la parte media de la lámpara o columna positiva donde el número de electrones es igual al número de iones, siendo el campo eléctrico uniforme en esta zona y el potencial función de la distancia. Esto requiere que se use un balasto inductivo en serie como se muestra en la Fig.1.14. Por tanto la impedancia de la lámpara es esencialmente resistiva [1].

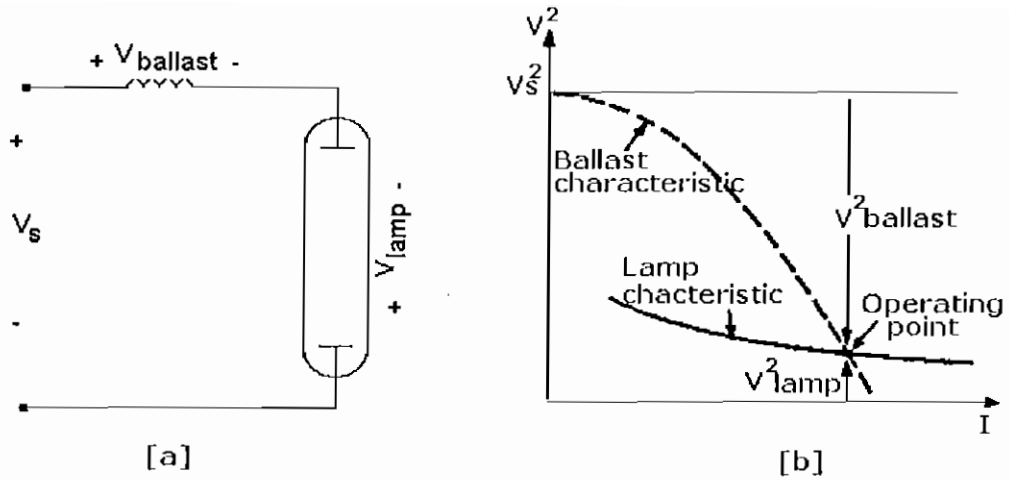


Fig.1.14.Lámpara Fluorescente con balasto inductivo [1].

La característica de la lámpara y del balasto son trazadas en la Fig.1.14b en términos de V^2 y de I, su intersección da el punto estable de operación. El sistema de iluminación de alta frecuencia se señala en diagrama de bloques de la Fig.1.15.

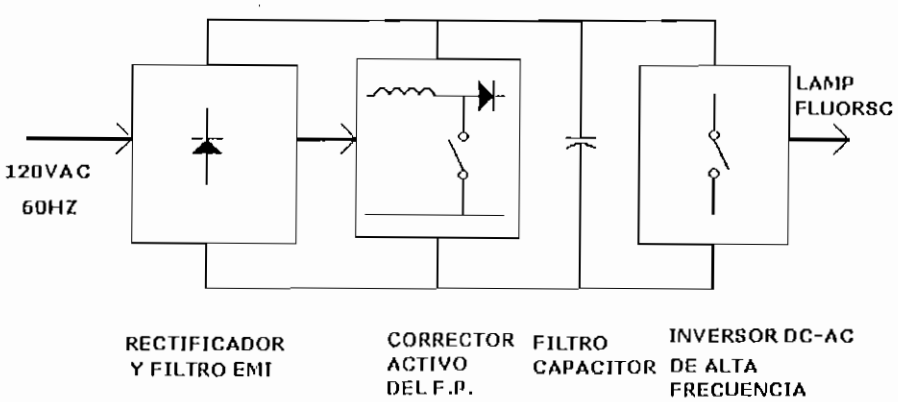


Fig.1.15.Diagrama de bloques del balasto [1].

La alta frecuencia del balasto electrónico convierte la entrada AC de 60Hz a salida de alta frecuencia, generalmente en el rango de 25 y 40KHz. El diagrama de bloques de un balasto electrónico de alta frecuencia (Fig.1.15) consiste de un puente rectificado de diodos, un corrector activo del factor de potencia y un inversor DC-AC de alta frecuencia. La inversión de DC a AC de alta frecuencia se obtiene de diferentes maneras; por ejemplo un conversor resonante clase E produce un voltaje y corriente sinusoidal en la lámpara; otro es el uso de un conversor en modo de conmutación, por ejemplo la topología *medio puente* que convierte la señal DC obtenida del conversor en una onda cuadrada de alta frecuencia. Un filtro EMI (interferencias electromagnéticas) es usado antes del puente rectificador para suprimir las EMI transmitidas.

Un control atenuador puede ser incorporado, tanto a 60Hz como en sistemas de iluminación de alta frecuencia, en caso de querer compensar la iluminación interior con luz solar que ingresa por los ventanales, esto trae como resultado un ahorro de energía entregada a las lámparas.

1.2.3.TIPOS DE LAMPARAS FLUORESCENTES

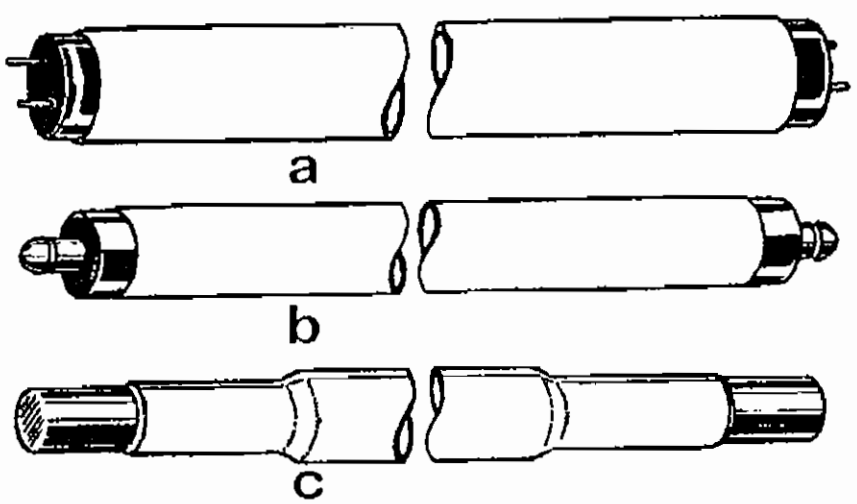


Fig. 1.16-Tipos de lámparas fluorescentes: a- de cátodo caliente y arranque por precalentamiento de los electrodos. b- de cátodo caliente y arranque instantáneo. c- de cátodo frío [11].

Las lámparas fluorescentes según la forma de encendido por el tipo de cátodos empleados pueden clasificarse en tres grupos:

- de cátodo caliente y arranque por precalentamiento de los electrodos
- de cátodo caliente y arranque instantáneo
- de cátodo frío

1.2.3.1.LAMPARAS FLUORESCENTES DE CATODO CALIENTE Y ARRANQUE POR PRECALENTAMIENTO DE LOS ELECTRODOS

El funcionamiento se inicia calentando (con cebador) los electrodos de la lámpara antes de aplicar la alta tensión de encendido. Este precalentamiento, que dura solo unos pocos segundos, se consigue mediante un cebador, que conecta los electrodos en serie a través de la salida del balasto. A continuación se abren las láminas del cebador, aplicando la tensión del balasto a la lámpara. Un pico de alta tensión producido por dicha apertura ocasiona el encendido de la lámpara. Si la lámpara no se enciende con el primer impulso, se repite el proceso descrito.

1.2.3.2.LAMPARAS FLUORESCENTES DE CATODO CALIENTE Y ARRANQUE INSTANTANEO

Aquí se tiene dos tipos de lámparas fluorescentes: las de encendido rápido y las de encendido instantáneo.

Los electrodos de una lámpara de arranque rápido (arranque sin cebador), se caldean constantemente, desde el momento del encendido, mediante un devanado de baja tensión incorporado al balasto. Como en este caso no se dispone del impulso de alta tensión producido por el cebador, éstas lámparas están provistas de una tira metálica de encendido a lo largo de la ampolla y situada en la parte exterior, que ayuda al encendido.

En las lámparas fluorescentes de arranque instantáneo (sin cebador) el encendido depende exclusivamente de la aplicación de una alta tensión a través de la lámpara, la cual está dada por el balasto, se diferencia físicamente de las otras lámparas por tener un contacto de espiga en cada casquillo.

1.2.3.3.LAMPARAS FLUORESCENTE DE CATODO FRIO O LAMPARAS FLUORESCENTES DE ALTA TENSION

Las lámparas de cátodo frío trabajan en la región de la descarga luminiscente y se denominan así, porque en dicho electrodo no se produce emisión térmica de electrones.

Constructivamente las lámparas de cátodo frio se diferencian de las lámparas fluorescentes de cátodo caliente en que la presión del gas contenido en el tubo de descarga es siempre algo menor y que los electrodos están constituidos por un cilindro hueco de hierro puro, recubierto en su interior de una capa de óxidos metálicos emisores de electrones. La emisión de radiaciones luminosas se realiza aprovechando los efectos de la descarga luminiscente, es decir , solamente por efecto de la tensión existente entre los electrodos de la lámpara que es elevada (>1000V) y suministrada a partir de una baja tensión, por un transformador elevador de características

adecuadas(por ejemplo, un transformador de 12000V puede hacer funcionar 30 m de tubo fluorescente de alta tensión). Los tubos pueden montarse en paralelo y en serie formando una línea luminosa ininterrumpida. Como se precisa de alta tensión en el encendido no presentan dificultades de funcionamiento en condiciones de mucha humedad o mucho frío.

1.2.4.1.VENTAJAS DE LA UTILIZACION DE LAMPARAS FLUORESCENTES

Las ventajas de utilizar lámparas fluorescentes son múltiples y las más sobresalientes son:

- Buen rendimiento luminoso, que puede llegar hasta los 70 lúmenes por vatio es decir 4 o 5 veces mayor que las lámparas incandescentes de igual potencia
- Variedad de los tonos de luz sobre todo en la luz blanca
- Cualidad en ciertos tonos de luz de tener una distribución espectral muy parecida a la luz natural
- Emisión de luz por una línea luminosa que puede ser ininterrumpida
- Débil luminancia para evitar cualquier clase de deslumbramiento por visión directa de la lámpara fluorescente (luminancia de lámpara fluorescente $L=0.75cd/cm^2$).

La luminancia L es la relación de la intensidad luminosa (I) con la superficie aparente $S.\cos(\alpha)$; $L = I / (S \cdot \cos(\alpha))$, viene dada en $[cd/m^2]$. La luminancia es la que produce en el órgano visual la sensación de claridad pues la luz no se hace visible hasta que es reflejada por los cuerpos. La luminancia será máxima cuando el ojo se encuentre en la perpendicular a la superficie luminosa ($\alpha=0°$), correspondiendo la superficie aparente a la real. La mayor o menor claridad con que vemos los objetos igualmente iluminados, depende de su luminancia, se puede decir que el ojo ve diferencias de luminancias y no de iluminación.

1.2.4.2.CARACTERISTICAS DE ALTA FRECUENCIA EN LAMPARAS FLUORESCENTES 32W-T8 [5-6]

La industria de iluminación fluorescente esta rápidamente progresando hacia la operación de alta frecuencia de las lámparas fluorescentes, con el desarrollo de balastos electrónicos altamente eficientes. Las ventajas de la alta frecuencia en iluminación fluorescente son amplias, las más notables de éstas ventajas son la reducción en pérdidas del balasto, el mejoramiento del factor de potencia de la lámpara y el mejoramiento de la eficiencia de lúmenes de la lámpara con relación a los sistemas de iluminación con balastos electromagnéticos de 60 Hz. El balasto electrónico provee un medio para incrementar la frecuencia de operación de las lámparas fluorescentes lo cual produce un cambio en el fenómeno de la descarga de arco, de tal forma que la eficiencia de la lámpara es mejorada.

Se han desarrollado pruebas de laboratorio [6] donde se analizan los efectos de la alta frecuencia en cuatro tipos lámparas fluorescentes 32WT8, 34WT12, 40WT12, 42WT12. Para todas las pruebas se mantiene constante los lúmenes emitidos por las lámparas.

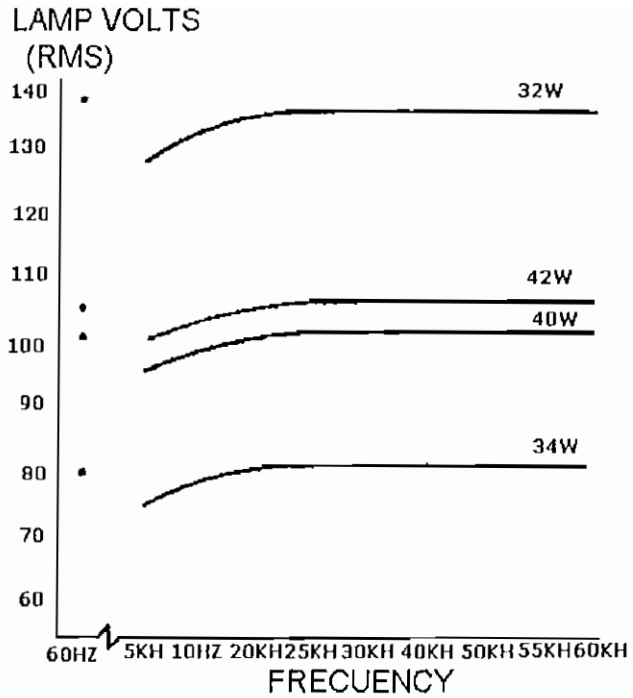


Fig.1.17.Característica del voltaje RMS de cuatro lámparas fluorescente [6].

La Fig.1.17 muestra que los valores correspondientes del voltaje de operación de las lámparas fluorescentes en alta frecuencia son las mismas que para el valor de 60Hz. La lámpara de más bajo nivel de voltaje es para la lámpara de 34W porque el voltaje de la columna positiva es baja, gradiente asociado con el uso de criptón en el gas de relleno. Los voltajes de las lámparas son altos en lámparas de 40W y 42W porque usan una mezcla de gas de argón y/o argón-neón. La lámpara de 32W tiene el más alto voltaje debido primeramente al uso de un bulbo de pequeño diámetro lo cual incrementa el vatiaje de carga (vatios por unidad de área) en la superficie del fósforo. El nivel de corriente de operación de las lámparas es substancialmente menor en alta frecuencia que en 60Hz (Fig.1.18).

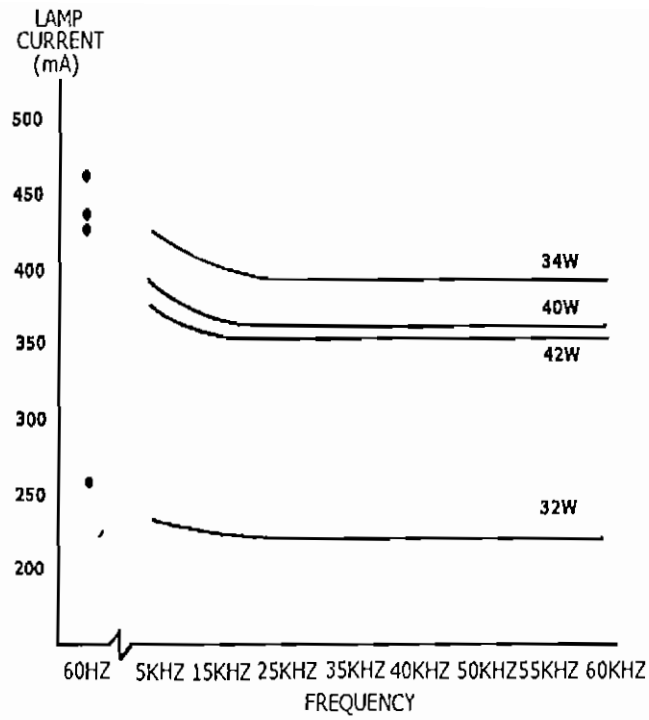


Fig.1.18.Característica de corriente de operación de cuatro lámparas fluorescente [6].

Este decrecimiento en la corriente de operación de las lámparas da un resultado directo en una disminución total de la potencia entregada a cualquiera de las lámparas como se muestra en la Fig.1.19.

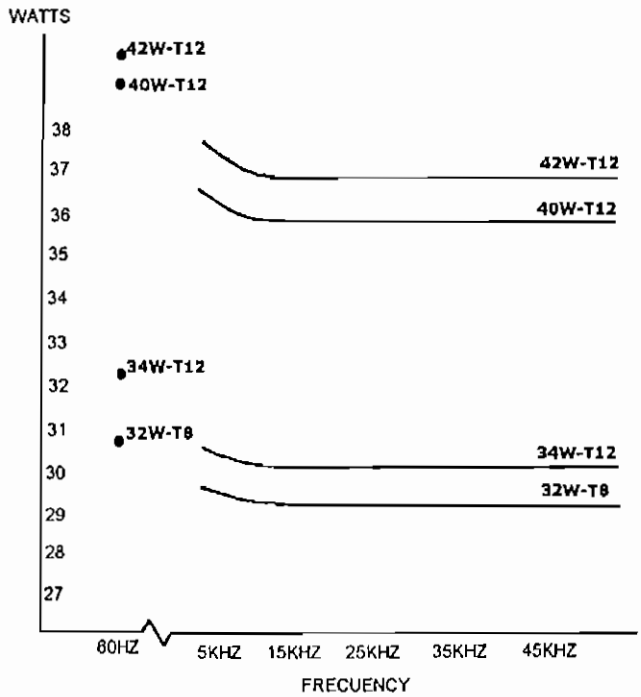


Fig.1.19.Característica de potencia entregada a cuatro lámparas fluorescente [6].

Los sistemas de iluminación que incorporan lámpara T8 de 32W con balastos electrónicos de alta frecuencia muestran un significativo incremento en la eficiencia del sistema (tener una menor corriente de operación, una menor potencia entregada y una alta eficacia luminosa).

Los valores de eficacia luminosa de las lámparas (relación de lúmenes emitidos por unidad de potencia suministrada al balasto) se muestran en la Fig.1.20.

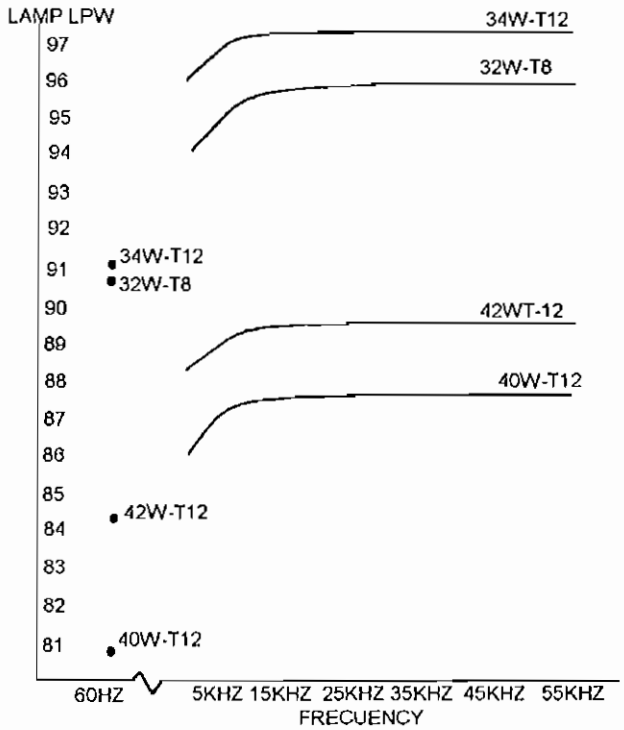


Fig.1.20.Eficacia luminosa en las cuatro lámpara fluorescente [6].

El efecto del factor de cresta de la corriente (relación del valor pico con el valor RMS de la forma de onda de corriente que se comunica al cátodo) en la vida de la lámpara a 60Hz, es también cierta en rangos de 10 a 100KHz. Si los balastos electrónicos proveen corriente con un factor de cresta inferior al máximo especificado por los fabricantes, la vida de la lámpara no será afectada. Un alto factor de cresta reduce la vida de la lámpara, esto se muestra en al Fig.1.21.

Los sistemas de iluminación que incorporan lámparas T8 de 32W con balastos electrónicos de alta frecuencia pueden ser confiados por ser substancialmente mejores a todos los sistemas de funcionamiento como se muestra en la Fig.1.22.

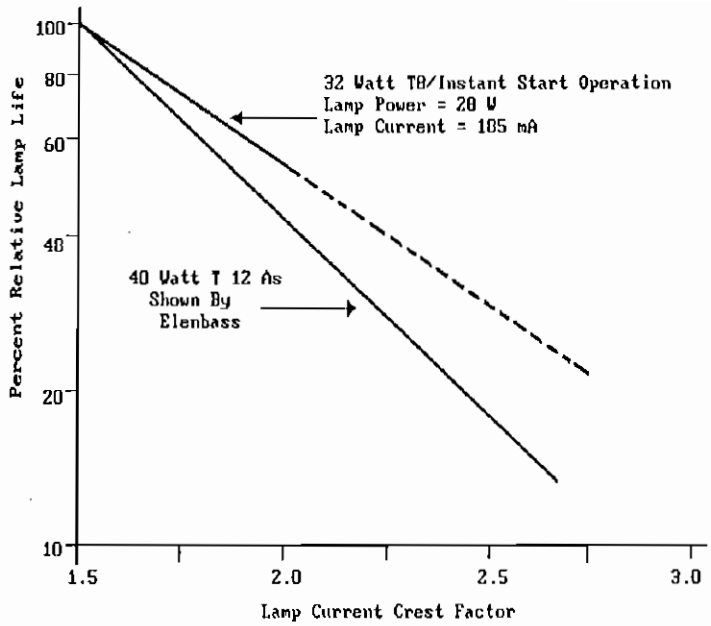


Fig.1.21.Efecto del factor de cresta de corriente en la vida de dos lámpara fluorescente 32WT8 y 40WT12 a 25KHz [5].

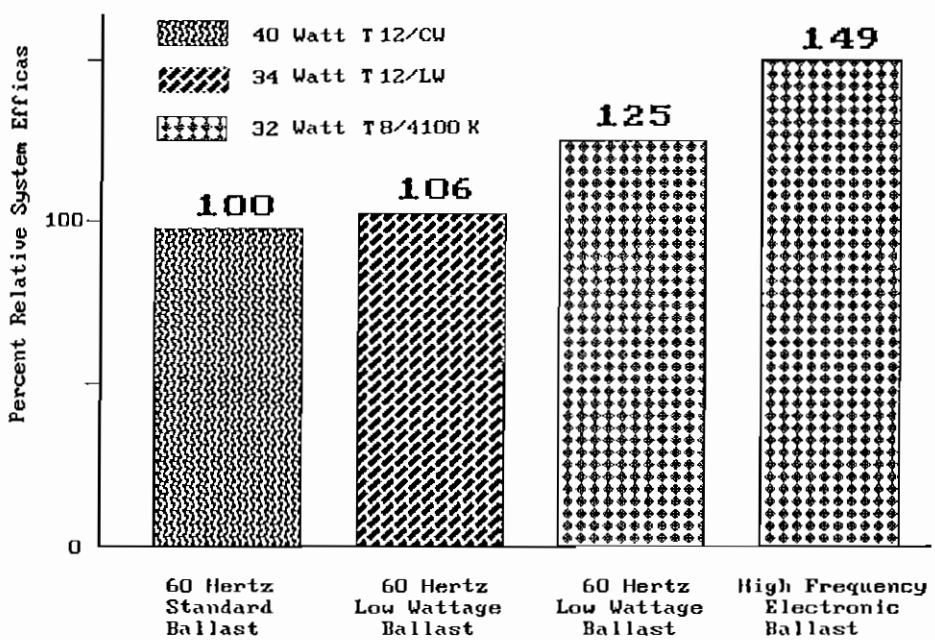


Fig.1.22.Sistema de comparación de la eficacia relativa de tres lámparas fluorescentes con diferentes balastos [5]

1.2.5.1.CARACTERISTICAS TECNICAS DE LAS LAMPARAS FLUORESCENTES DE ENCENDIDO RAPIDO

Dentro de las lámparas fluorescentes de encendido rápido más comerciales se tiene a las lámparas fluorescentes OCTRON, las cuales se fabrican en tubo T8 (1" de diámetro) en lugar del tubo convencional T12 (1.5" de diámetro). Las lámparas en tubo T8 utilizan de una manera más eficiente los fósforos depositados a través del doble recubrimiento para lograr una lámpara de alto rendimiento de color, mantenimiento de lúmenes y bajo consumo.

El gas de llenado es argón, lo que permite una serie de ventajas; de las cuales la más importante es el hecho de que utiliza una corriente de operación más baja que el criptón, por lo tanto las pérdidas de potencia en los balastos son menores. El gas criptón requiere de voltajes de arranque mayores y es muy sensible a las bajas temperaturas, por esto el flujo de un sistema de aire acondicionado puede afectar la emisión total de lúmenes.

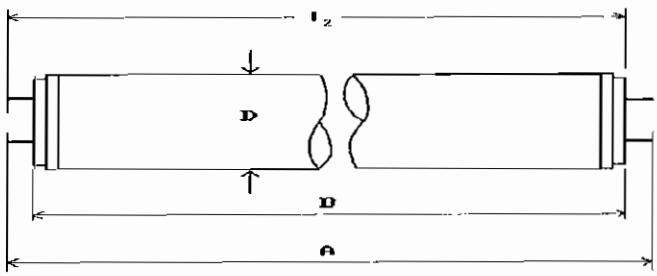
Los tubos OCTRON (rectos) se fabrican en 24", 36", 48", 60" y 96" de longitud.

Si 4 tubos F40D con dos balastos electromagnéticos consumen 192 vatios, 3 tubos FO32/835 con un balasto electrónico requieren de 87 vatios. Por características como el factor de balasto (BF) que se describirá más adelante, y el uso de mejores materiales en la construcción de luminarias, los niveles de iluminación son prácticamente iguales.

Pues, no solamente se ahorra en la potencia; sino que además al utilizar balastos electrónicos se presenta ahorro de energía en aire acondicionado ya que el sistema luminaria-balasto-tubo trabaja a menor temperatura.

Al tener un alto factor de potencia se tiene un aprovechamiento más eficiente de la energía eléctrica, con lo cual las compañías eléctricas no penalizan al cliente por el uso irracional de energía.

1.2.5.2.DATOS TECNICOS DE LAS LAMPARAS FLUORESCENTES OCTRON FO32



1.Características Físicas

Longitud externa (A)	47.78"
Cara a cara (B)	47.22"
Diámetro del bulbo (D)	1."

2.Características eléctricas de arranque rápido a 60 Hz

1 Lámpara

Potencia	32 W
Lúmenes por vatio	90.6 LPW
Corriente de lámpara	265 mA
Voltaje de lámpara (min)	139 V
Vida de lámpara (3 hrs/arranque)	20000 hrs.

Requerimientos del balasto (2 lámparas)

Tiempo de arranque	0.75-2.0 sec.
Voltaje de circuito abierto	300 V
Voltaje de ayuda de arranque(pico)	290 V

Factor de cresta de corriente	1.7 max

3.Características eléctricas arranque instantáneo a 25 KHz

1 Lámpara

Potencia	28 W
Lúmenes por vatio	103.6 LPW
Corriente de lámpara	210 mA
Voltaje de lámpara	138 V
Vida de lámpara(3 hrs/arranque)	15000 hrs.

Requerimientos del balasto (2 lámparas)

Tiempo de arranque	50 ms máx.
Voltaje de circuito abierto	500 V mín.
Factor de cresta de corriente	1.7 max

1.3.TIPOS DE BALASTOS ELECTRONICOS COMERCIALES PARA TUBOS FLUORESCENTES

1.3.1.DEFINICIONES

1.3.1.1.CONCEPTO DE BALASTO

Balasto es un elemento eléctrico capaz de limitar la corriente eléctrica que circula a través de una lámpara fluorescente, dándole valores de tensión y corriente necesarios para que la lámpara opere correctamente.

1.3.1.2.TIPOS DE BALASTOS

Existen dos variedades de balastos, ambas diseñadas para proveer iluminación de lámparas fluorescentes y las cuales son:

- **balastos convencionales o electromagnéticos**, que son construidos con chapas de hierro y alambre de cobre parecidos a un transformador eléctrico
- **balastos electrónicos**, compuestos por materiales de estado sólido, que transforman la corriente en alta frecuencia para operar lámparas fluorescentes.

1.3.1.3.FACTOR DE BALASTO BF [15]

Las publicaciones dadas por los fabricantes de lámparas respecto al grado de salida de la luz, están basadas en el accionamiento de las lámparas con un balasto referencial que es especificado por normas estándares ANSI (American National Satandart Institute). El factor de balasto es la medida de la capacidad para producir luz (lúmenes) una lámpara fluorescente. Es la relación de la luz de salida producida por la lámpara funcionando en un balasto comercial versus la luz de salida de la misma lámpara cuando opera en un balasto referencial estándar de laboratorio. Un balasto puede tener diferentes factores de balasto, para diferentes lámparas. Esto es, que puede tener un factor de balasto para operación con lámpara estándar y otro para operación con lámpara que ahorran energía.

1.3.2.PRINCIPIO DE FUNCIONAMIENTO

Al interior de un balasto electrónico se destacan tres partes principales: un filtro de línea, un convertidor electrónico y los circuitos de control.

En el balasto electrónico la forma de onda de la corriente de línea, es filtrada por una red LC y convertida en onda senoidal. El convertidor electrónico, transforma la frecuencia de la tensión de línea de 60 Hz, a una de entre 20 KHz y 120 KHz. Con esta frecuencia se alimenta la lámpara lográndose así reducir los circuitos resonantes inductivos-capacitivos que controlan la misma. La forma de onda de corriente del balasto es sinusoidal, minimizando de esta manera las interferencias de radiofrecuencia.

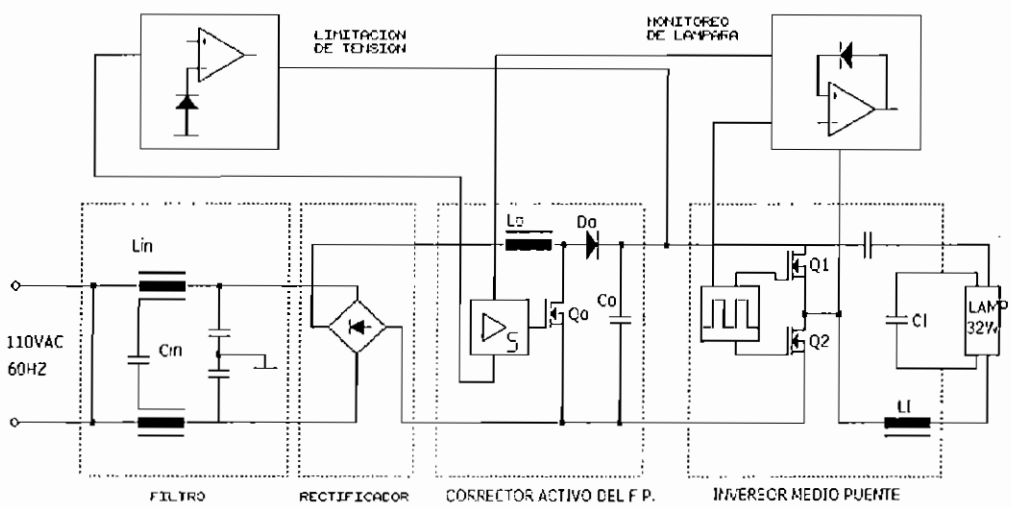


Fig.1.24.Diagrama de funcionamiento del balasto electrónico [17].

El convertidor de frecuencia toma los 120 VAC, los rectifica por medio de un puente de diodos, para cargar un capacitor que almacena energía, esta energía se descarga sobre un inversor tipo *medio-puente* que produce una onda cuadrada de alta frecuencia.

Los circuitos de control monitorean constantemente la corriente de la lámpara y poseen lazos de realimentación que verifican el funcionamiento del circuito completo.

1.3.3.VENTAJAS DE LOS BALASTOS ELECTRONICOS

1.3.3.1.CARACTERISTICAS FISICAS

Los componentes electrónicos, del balasto electrónico, son más livianos que los componentes del ensamble núcleo-bobina del balasto electromagnético. El beneficio de tener un peso más ligero incluye un menos costo de embarque, un fácil manejo en la instalación y un menor soporte estructural del techo interior donde van las luminarias.

Una diferencia física de los dos tipos de balastos, se muestra en la Fig.1.25 que es un ejemplo de balastos para una lámpara de 105 W de potencia eléctrica. En ésta se nota que el uso de un balasto electrónico da una mayor utilidad de recursos naturales en materias primas bases.

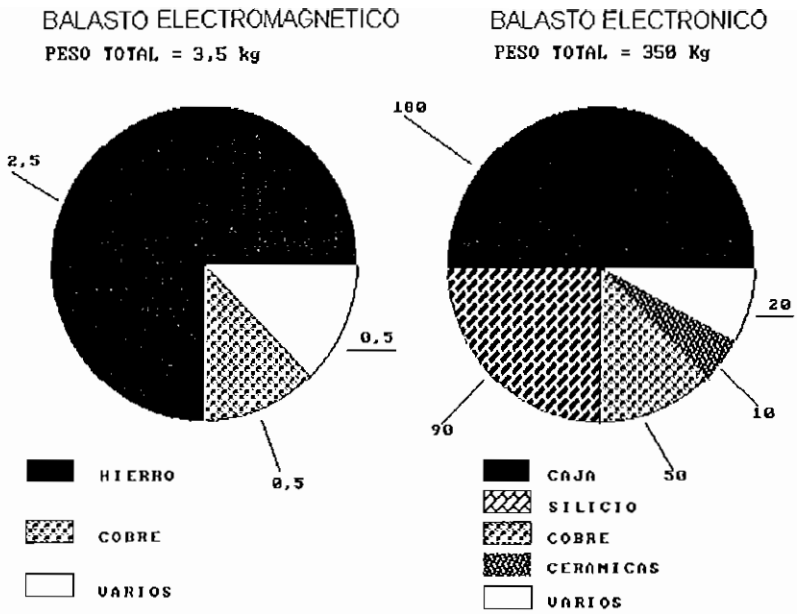


Fig.1.25.Diferencia física entre el balasto electromagnético y el electrónico para una lámpara de 105W [16].

1.3.3.2.ENCENDIDO

Se destaca porque no requieren encendedor adicional (sin cebador). El encendido es instantáneo, sin parpadeo y de una sola vez. El tiempo de encendido es menor que 0.5 segundos.

1.3.3.3.EFECTO ESTROBOSCOPICO

Con la variación existente de la luz entre un valor máximo y un mínimo, aún sin llegar a apagarse, se genera sobre los objetos cuyo movimiento es en forma circular o rectilínea, un engaño óptico, haciéndolos aparecer como detenidos. Debido a esto se ocasionan accidentes en talleres y fábricas. Este efecto se hará más notorio cuanto mayor sea la variación del flujo luminoso.

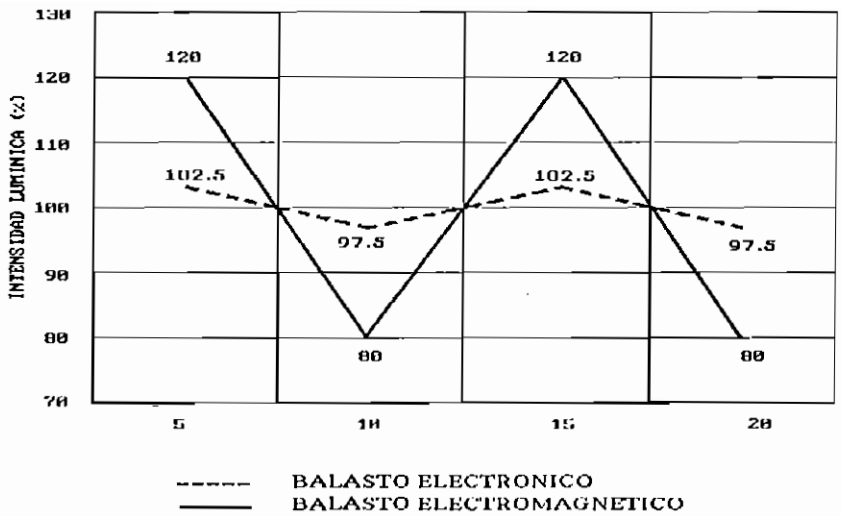


Fig.1.26.Efecto estroboscópico comparación de balastos [16].

Debido a la alta frecuencia con que operan estos balastos (mayor a 20 KHz), el efecto estroboscópico es totalmente eliminado, no necesitándose combinaciones sobre las distintas fases o balastos del tipo dos lámparas, que son básicamente aplicaciones de tipo industrial.

Los balastos convencionales tienen una fluctuación del orden del 40%, mientras que los electrónicos varían apenas en el 5%.

1.3.3.4.FACTOR DE POTENCIA

El Factor de Potencia de un balasto es la medida de como efectivamente es convertida el voltaje y corriente suministrado por una fuente de poder en vatios de potencia útil entregada al balasto. Como una regla, el factor de potencia de un balasto puede clasificarse bajo una de las siguientes tres categorías:

- Alto factor de potencia 90% ò mayor
- Factor de potencia corregido 80 a 90%

- Factor de potencia normal 79% o menor

Un balasto de alto factor de potencia es más eficiente que uno de unidades de bajo factor de potencia. Los equipos de bajo factor de potencia requieren altas corrientes de línea(cerca de dos veces de la corriente necesaria para los balasto de alto factor de potencia), con lo cual admiten menos aparatos por circuito y aumentan los costos de añadir más instalaciones eléctricas.

Realizar la corrección del factor de potencia significa que las dos señales, tanto de voltaje y como la de corriente de alimentación a la lámpara empiecen en forma conjunta, es decir, que el ángulo entre ellas sea próximo a 0. Hablando eléctricamente, quiere decir que su factor de potencia tiende al valor 1 y la distorsión de corriente tiende a cero.

Las empresas suministradoras de electricidad, exigen que el cosø del sistema eléctrico sea 1. De no cumplirse se originan problemas en las líneas de provisión de energía, problemas que en grandes instalaciones deben corregirse, para evitar multas de las proveedoras de energía.

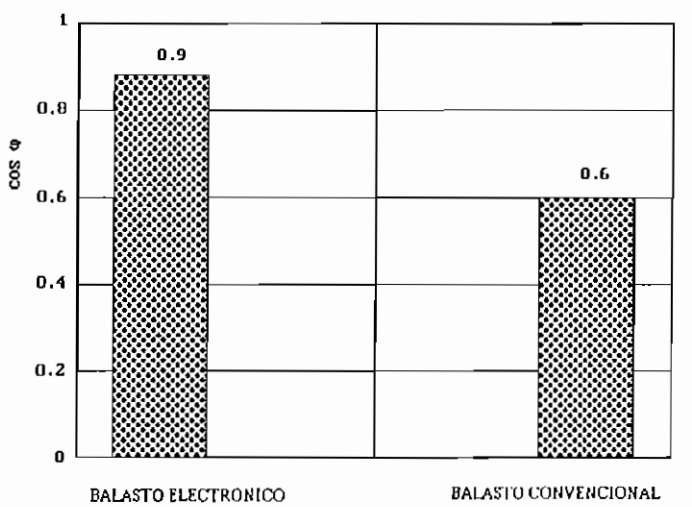


Fig.1.27.Rangos de cosø en balastos electrónico y convencional [16]

El factor de potencia en balastos electrónicos es mayor a 0.98, sin necesidad de un capacitor compensador exterior al balasto, que va en paralelo con la línea. Además, el factor de potencia permanece prácticamente constante frente a las variaciones de tensión de la línea, debido a que lo mismo ocurre con la potencia.

1.3.3.5.AUMENTO DE LA EFICIENCIA LUMINOSA

Por su operación a alta frecuencia, se tiene un aumento en la eficiencia luminosa cercana al 10%. Esta mejora se debe al cambio en la forma de onda de la tensión de arco, como se señala en la Fig.1.28, donde se detalla al usar un balasto normal (60Hz) y un electrónico (100KHz).

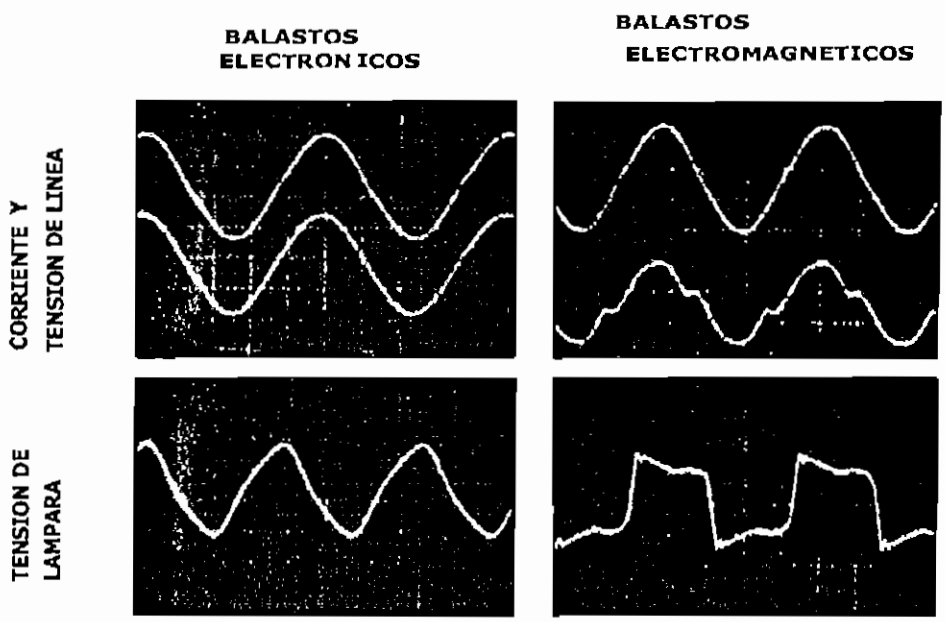


Fig.1.28.Formas de onda de tensión de arco a diferentes frecuencias [17].

1.3.3.6.ZUMBIDO

La fabricación de un balasto convencional es a través de placas de hierro-silicio las cuales producen zumbidos en distintos grados de intensidad. Estos son provocados por vibraciones de las chapas, debido al envejecimiento de la resina con que se rellena. En un balasto electrónico por su construcción de componentes compactos (ferritas) y elementos electrónicos que operan sin ruido, no existe zumbido (nivel menor que 20 db).

1.3.3.7.AHORRO DE ENERGIA

Se ha comprobado que a medida que se sube la frecuencia con que opera la lámpara (Fig.1.29) crece el flujo luminoso. Por lo que con el balasto electrónico se logra un aumento de eficiencia luminosa y se reduce la potencia entregada a la lámpara, con igualdad de flujo luminoso. De esta forma se obtiene un ahorro de energía real en el orden del 25%.

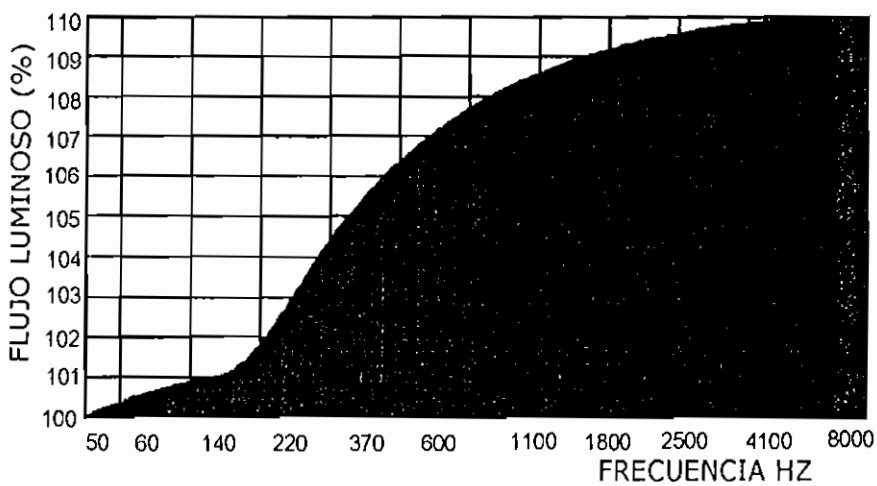


Fig.1.29.Flujo luminoso en función de la frecuencia de operación [16].

El aumento de vida de la lámpara en un 25%, se debe: al calentamiento suave del filamento, al arranque suave y un factor de cresta (dato de fabricantes de lámparas que es la relación del pico de corriente de la lámpara al valor RMS de la corriente de la lámpara) de 1.41. Con los filtros incorporados de alta y baja frecuencia se eliminan los problemas de perturbaciones en las redes de alimentación por alta frecuencia y sobrecarga en el neutro, además se eliminan los filtros electromagnéticos exteriores al balasto, que aumentan su peso y tamaño.

Considerando que al trabajar en alta frecuencia los circuitos inductivos son muy pequeños, éstos originan menos pérdidas. En la fig.1.30. se pude observar las curvas de calor generado.

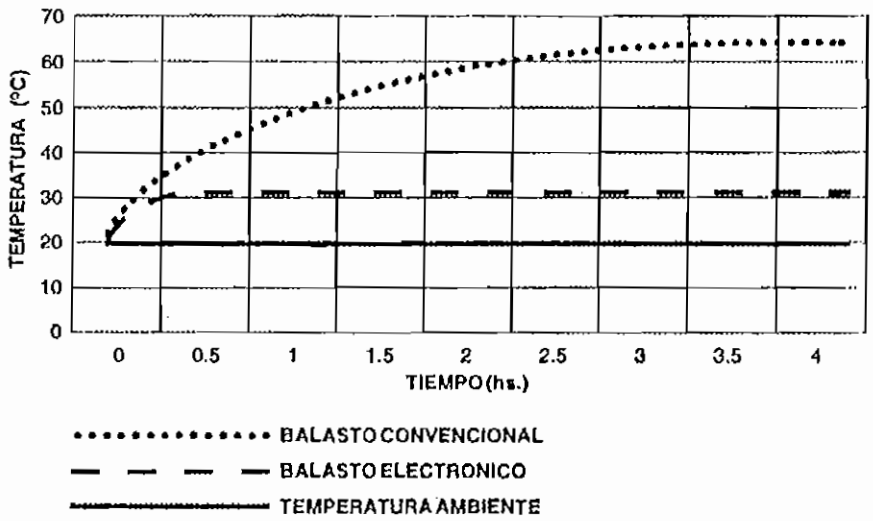


Fig.1.30.Calor generado en balasto electrónico vs. balasto electromagnético [16].

1.3.3.8.EFECTO DE LA TEMPERATURA EN LA LAMPARA

La temperatura del ambiente sobre la superficie del vidrio del tubo fluorescente, afecta la cantidad de luz emitida.

Es recomendable que el tubo alcance su temperatura de operación correcta para lograr el máximo de luz. En lugares de mucho frío, es aconsejable colocar los tubos fluorescentes dentro de un artefacto lumínico protector, para que estos alcancen su temperatura de operación. También se observa que si la temperatura crece por encima de los 60 °C se comienza a perder luz.

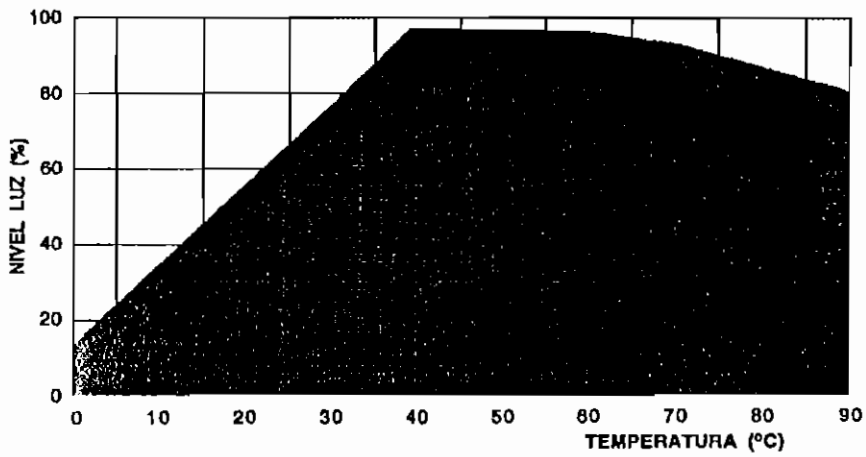


Fig.1.31.Rendimiento lumínico relativo para una lámpara de 36W [16].

1.3.3.9.DEPRECIACION LUMINICA DE LA LAMPARA

El balasto electrónico envía a la lámpara menos potencia dando igual intensidad luminosa. Por lo tanto la lámpara opera en condiciones más favorables, aumentada su vida.

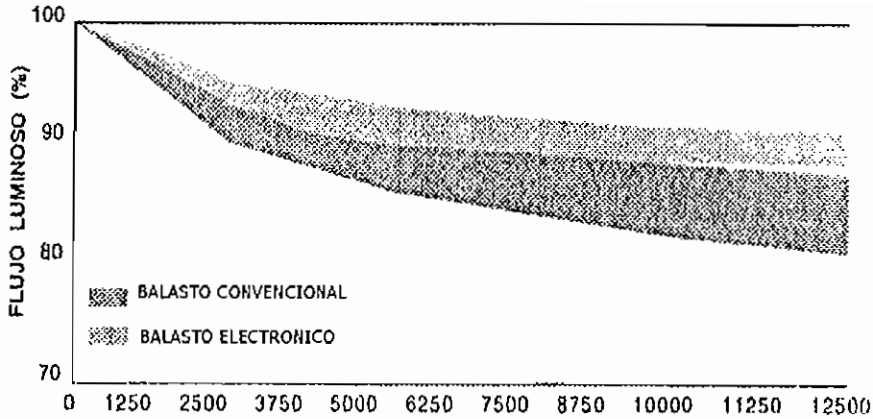


Fig.1.32.Flujo luminoso relativo en función de horas uso [16].

La vida de la lámpara se extiende entre un 30% y un 50% más, usando el sistema electrónico respecto al convencional, con el mismo tipo de lámpara. Esta diferencia en la vida de la lámpara se detalla a continuación.

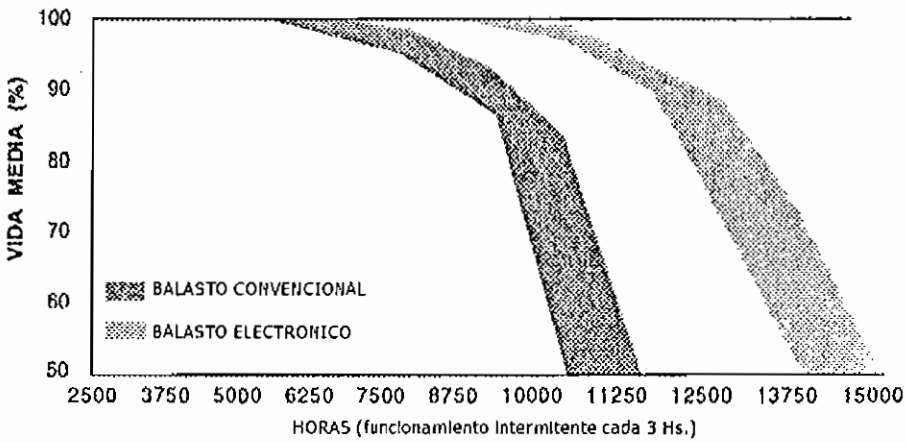
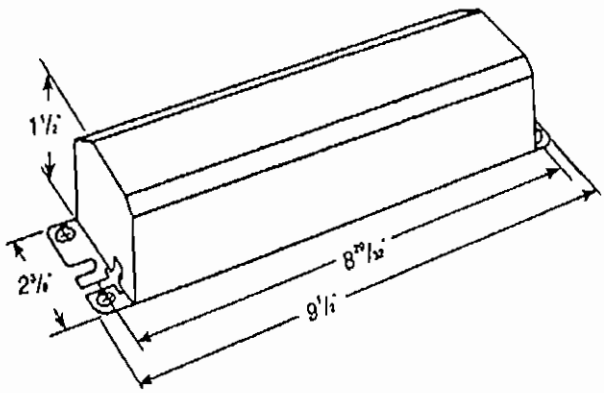
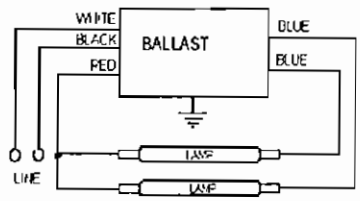


Fig.1.33.Vida media de una lámpara [16]

1.3.4.TIPOS DE BALASTOS ELECTRONICOS

1.3.4.1.SYLVANIA.-QUICKTRONIC SYSTEM 32





1.Características físicas

Es utilizado para lámparas OCTRON T8, DULUX L 40W y TWIN. Sus características principales son:

- estructura electrónica de poco peso
- reducción del consumo de energía en un 40%
- niveles de luz equivalente comparado con lámparas F40T12 (lámparas de 40W de 1.5" de diámetro)
- mejoramiento en la calidad de luz y un mejor color
- virtual eliminación del parpadeo de la lámpara fluorescente
- alto factor de balasto FB para una máxima salida de luz
- alto factor de potencia FP, mayor que 97%
- baja distorsión armónica THD, menor al 20%

2.Características técnicas QUICKTRONIC SYSTEM 32

Secuencia de encendido: arranque instantáneo

Tipo de circuito de la lámpara: paralelo

Factor de cresta de corriente: menor que 1.7

Frecuencia de operación: 20-27 KHz

Frecuencia de entrada: 50/60 Hz

Temperatura de arranque: 50°F min.

Temperatura de cubierta máxima: 70°C

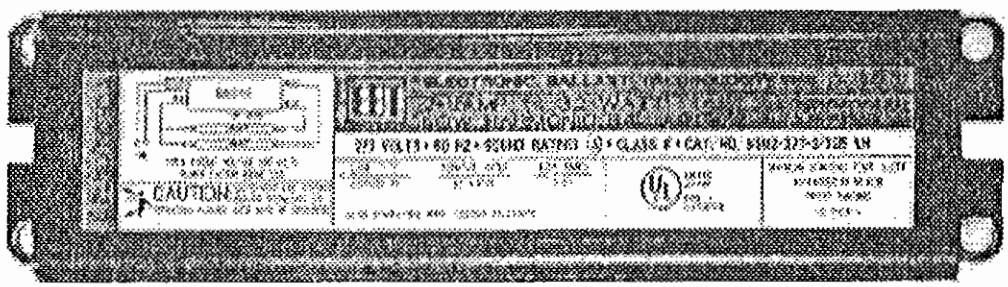
Nota: los balastos QUICKTRONIC son de dimensiones comparables con los balastos electromagnéticos.

Denominación	Vol (V)	Descripción	Potenc Entr (W)	Factor Bal. FB	% THD
QT1X32/120IS	120	Balasto electrónico de arranque instantáneo para 1 lampara T8-32W	31	.93	<20
QT1X32/277IS	277	Balasto electrónico de arranque instantáneo para 1 lampara T8-32W	31	.93	<20

QT2X32/120IS	120	Balasto electrónico de arranque instantánco para 2 lamparas T8-32W	62	.95	<20
QT2X32/277IS	277	Balasto electrónico de arranque instantáneo para 2 lamparas T8-32W	62	.95	<20

1.3.4.2.ELECTRONIC BALLAST TECHNOLOGY (EBT)

ARRANQUE INSTANTANEO PARA LAMPARA T8-SALIDA DE LUZ NORMAL



ESPECIFICACIONES

1.Características físicas

- Los balastos pueden ser intercambiados fisicamente con los balastos electromagnéticos estándares de núcleo/bobina.

- El balasto electrónico de alta frecuencia opera lámparas a una frecuencia de 20 KHz o mayor, sin parpadeo visible.
- La distorsión armónica total(THD) de la corriente de entrada es menor del 20%
- El factor de potencia es mayor al 98%
- El balasto electrónico tiene un factor de cresta de la corriente de la lámpara o factor de balasto FB menor que 1.7.
- Soporta una prolongada falla a tierra o de circuito abierto de cualquier cable de salida sin dañar al balasto.
- El balasto electrónico EBT operan en niveles de sonido más bajos que el balasto electromagnético.

2.Características técnicas

DATOS DE LA LAMPARA									
#	LONG. (PIES)	POTEN (W)	TEMP ARRAQ (°F)	VOLTAJ ENTRA (V)	CORRT LINEA (A)	POTEN ENTRAD (W)	FACT BALAS BF	THD (%)	FACTOR POTENC PF
1	4	32	50	120	.26	30	.92	<20	>0.98
1	4	32	50	277	.11	30	.92	<20	>0.98
2	4	32	50	120	.49	58	.88	<20	>0.98
2	4	32	50	277	.21	58	.88	<20	>0.98

1.4.IMPACTO DEL AHORRO DE ENERGIA EN ILUMINACION [18]

A nivel mundial la iluminación representa un alto porcentaje del consumo de energía. Según estudios realizados por el Programa de Administración de la Demanda y Uso Racional de la Energía Eléctrica en el Ecuador, realizado por INECEL, ésta representa un 28 % del consumo de energía. En países industrializados como Estados Unidos, la iluminación representa entre un 20 y un 25 % del consumo de energía. El uso de productos de iluminación eficientes puede reducir el 10 % de la demanda de energía y esto a la vez bajaría las emisiones de dióxido de carbono en 232 millones de toneladas provenientes de la quema de combustible utilizados en las centrales de generación eléctrica. El ahorrar 1KWH evita a la atmósfera: 726 gramos de CO_2, 5.3 gramos de SO_2 y 2.8 gramos de NO_x, gases causantes de la lluvia ácida, smog, y el calentamiento global de la tierra.

1.4.1.EPACT [18]

El Decreto de Política Energética (Energy Policy Act-EPACT) firmado el 24 de octubre de 1992 convierte a la conservación de la energía, el ahorro y la eficiencia de la misma en una ley de los Estados Unidos por el ahorro de la energía en todos los aspectos. La EPACT es una pieza compleja de legislación llena de prohibiciones, normas y excepciones; enfocada a diferentes campos como: aparatos de iluminación, motores eléctricos, electrodomésticos, equipos de oficina, etc. Uno de los campos más analizados en esta ley es el de la iluminación, siendo el espíritu de la ley el fomentar el uso de tecnologías de iluminación más eficientes en energía.

La legislación EPACT limita e inclusive prohibe el uso de las lámparas y luminarias que no sean eficientes, es decir que no cumplan determinado rendimiento en lúmenes por vatio (lm/w). En el caso de las lámparas fluorescentes la siguiente tabla indican los estándares mínimos de lm/w [18]:

LAMPARAS	LM/W MINIMOS
Todas las de 4 pies(1.21m)	75
Todas las de 8 pies (2.43m)	80
En "U" de 35W o menos	64
En "U" de más de 35W	68

Par lograr este objetivo, por ejemplo se reemplaza los tubos fluorescentes comunes de 40 W (T12) de 38 mm de diámetro, que trabajan con balastos electromagnéticos; con tubos fluorescentes "OCTRON" de 32 W (T8) de 26 mm de diámetro que utilizan nuevos fósforos de alto rendimiento como trifósforos, un gas de llenado diferente (argón) y trabajan con balastos electrónicos. El consumo de 2 tubos de 40 W y balasto electromagnético es de 96 W. Con dos tubos fluorescentes de 32 W y balasto electrónico se consume alrededor de 60 W

Hay otros reemplazos en fluorescentes como por ejemplo: tubos de 60 W en lugar de 75 W, tubos de 95 W en lugar de los de 110 W, etc.

La EPACT sugiere sustituir bombillos incandescentes con fluorescentes compactos, los cuales consumen menos energía y utilizan el mismo tipo de boquilla que los incandescentes comunes (60 W, 100 W). Los fluorescentes compactos tienen mayor tiempo de vida y poseen

un balasto electrónico incorporado que los hace más eficientes. La siguiente tabla muestra una comparación entre ellos:

	INCANDESCENTES		
WATIOS	VOLTIOS	HORA VIDA	LUMENES
60	120	1000	750
100	120	1000	1400
	FLUORESCENTES	COMPACTOS	
WATIOS	VOLTIOS	HORAS VIDA	LUMENES
15	120	10000	900
22	120	10000	1400

El fluorescente compacto tiene un costo inicial mayor, pero el ahorro de energía que se logra hace que la inversión se recupere.

Si bien la EPACT enfoca mucho el rendimiento, es necesario aclarar que no siempre la lámpara mas eficiente es la mejor opción. Iluminar un cuadro es posible con lámparas fluorescentes, las cuales ofrecen alta eficiencia, sin embargo, este tipo de lámparas dispersa la luz en todas las direcciones; por el contrario un reflector halógeno, no es tan eficiente, pero concentra la luz siendo así la mejor opción.

Esta corriente de los cambios tecnológicos en el país norteamericano, van a incidir en nuestro país motivados por la dependencia tecnológica y económica. Muchos de los productos desaparecerán en el mercado nacional (tubos fluorescentes de 40W, reflectores incandescentes, lámparas de vapor de mercurio, etc.) y el reemplazarlos representa invertir mucho más dinero. Esto lleva a un análisis profundo que en los nuevos proyectos que se emprendan, deben emplearse la nueva tecnología que ya está disponible en nuestro país.

CAPITULO II

Diseño del Balasto Electrónico

2.1.ESPECIFICACIONES INICIALES

2.1.1.CARACTERISTICAS TECNICAS

Lámparas Fluorescentes LUMINUX L 32W/21-840

Potencia	30 vatios
Lúmenes por vatio	100.6 LPW
Corriente de lámpara	210 mA
Voltaje de lámpara	136 V

Balasto Electrónico

Tipo de circuito de la lámpara:	paralelo
Número de lámparas:	2
Vol(V)	110
Ilínea(A)	0.707
Pin(W)	77
% THD	<15
Factor Potencia PF	>0.98
Frecuencia de entrada:	50/60 KHz
Secuencia de encendido:	arranque instantáneo
Tiempo de arranque	50 ms max
Temperatura de cubierta máxima:	70°C

2.1.2. CARACTERISTICAS DE COMPONENTES DEL BALASTO ELECTRONICO

2.1.2.1.CONVERSOR PWM ELEVADOR AC-DC CON CORRECCION ACTIVA DEL FACTOR DE POTENCIA

Hoy en día , constituyen un verdadero problema el bajo factor de potencia y los grandes armónicos de la corriente de línea generados por rectificadores controlados y no controlados en lo

que concierne a la conducción a la distorsión del voltaje, lo cual produce un incremento de pérdidas en los conductores de los sistemas de distribución, transformadores y capacitores en paralelo, etc. Motivo por el cual, se hace necesario la presencia de rectificadores de alta calidad que presenten un alto factor de potencia de carga en el sistema de potencia AC y se obtenga una corriente de línea con bajo contenido armónico.

Al utilizar diodos rectificadores para obtener una fuente DC, el voltaje de salida no es continuo puro (contiene una componente de alterna), la corriente de entrada tiene un alto contenido armónico y un bajo factor de potencia. Si se reemplaza los diodos por rectificadores controlados, las magnitudes del componente de rizado, los armónicos de la corriente de entrada y el factor de potencia se ven aún más afectados con el aumento del ángulo de disparo de los rectificadores. Así para el rizado en la salida del rectificador se emplea un filtro LC, pero éste a la vez crea problemas adicionales en la entrada del rectificador. Debido al efecto combinado del filtro y control de fase, la corriente de entrada es no sinusoidal [2].

A fin de solucionar éstas desventajas, se han desarrollado configuraciones de conversores AC-DC con alto factor de potencia. Las ventajas de esta familia de rectificadores incluyen lo siguiente:

- Circuito de control simple
- Alto factor de potencia, bajos armónicos de rectificación
- Componentes reactivos pequeños, medidos para filtrar los armónicos de frecuencia de conmutación antes que los armónicos de línea.

El mejoramiento del factor de potencia y de los armónicos pueden ser llevados a cabo por técnicas de conmutación forzada. Con el desarrollo de los dispositivos semiconductores de potencia, la conmutación forzada puede ser implementada en un sistema rectificador práctico. Usando la técnica de modulación apropiada para los *"switches"*, es posible controlar el voltaje de salida mientras se esta manteniendo una corriente de entrada cercanamente sinusoidal con un factor de potencia unitario.

En la actualidad, el costo, la rehabilitación y la compleja circuitería de control de estos métodos anteriores, fomentan la investigación para nuevas topologías simples.

Una versión monofásica AC de conversor elevador ("boost") DC-DC usa un "switch" activo simple y un inductor de entrada operando en el modo de conducción discontinua (MCD). La

existencia de este esquema señala que la rectificación monofásica de bajos armónicos es posible sin un control activo de la corriente de línea y sin usar elementos pasivos grandes, de bajas frecuencias.

La necesidad de un control activo de la corriente de línea es evitada por el uso de circuitos en modo de conmutación que naturalmente emulan características resistivas.

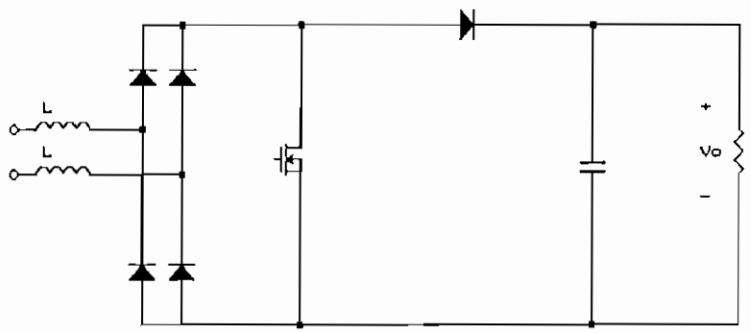


Fig.2.1.Conversor elevador ("boost") [3].

Un rectificador AC-DC usa una combinación de un puente de diodo no controlado con un troceador elevador de conmutación simple, Fig.2.1. Este rectificador es capaz de proveer una corriente de entrada aproximadamente sinusoidal con factor de potencia cercanamente a la unidad del voltaje DC de salida. Este esquema es preciso destacarlo, porque señala el como un rectificador monofásico AC-DC de bajos armónicos y de alto factor de potencia pueden ser obtenidos sin grandes elementos pasivos de baja frecuencia. También el uso de un solo *"switch"* de potencia controlable, sustancialmente reduce la complejidad del sistema.

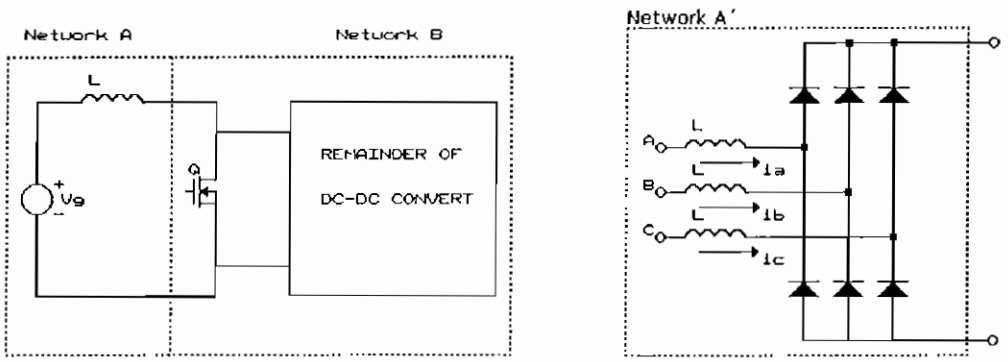


Fig.2.2,a.Conversor DC-DC con entrada tipo boost. b. Celda de entrada trifásica de simple "switch" para conversor con entrada tipo "boost" [3].

Versiones trifásicas de conversores AC-DC pueden ser construidas remplazando la red A en Fig.2.2.a por red A', Fig.2.2.b. El resto del conversor DC-DC, red B, no es cambiada. En estos conversores, la conmutación ocurre en una proporción substancialmente más alta que la frecuencia de línea. Durante cada ciclo de conmutación, los inductores en cada línea se cargan hasta el valor pico, el cual es proporcional al voltaje de línea, y entonces se descarga al nivel de tierra [3].

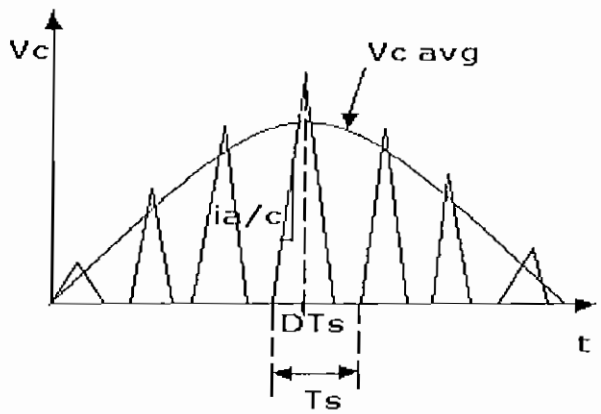


Fig.2.3.Forma de onda de la corriente de línea [3]

Ahora, la corriente de la línea consiste en una serie de pulsos triangulares, Fig.2.3, cuyos valores promedios (o componentes de baja frecuencia) son también aproximadamente proporcionales a los voltajes de línea. Además, el lado AC del conversor y la red A' naturalmente ejecuta la función de rectificación de bajos armónicos y la obtención de un alto factor de potencia, mientras en el resto del conversor continúa la función como en el caso DC-DC.

En lugar de esta topología para obtener una corriente de línea proporcional al voltaje de entrada en fase, sin control activo independiente de las tres fases, los tres inductores de línea deben operar en el modo de conducción discontinua. Un filtro de alta frecuencia y de tamaño pequeño (o filtro EMI) se localiza entre la línea de entrada y el inductor elevador de modo que los armónicos de conmutación de la corriente de línea sean pequeños. Existe una gama muy grande de rectificadores basados en entradas tipo elevador. Algunos de estos rectificadores están señalados en la Fig.2.4.

Una versión separada con múltiples salidas para algunos de estos conversores es posible, Fig.2.4.a y Fig.2.4.b.

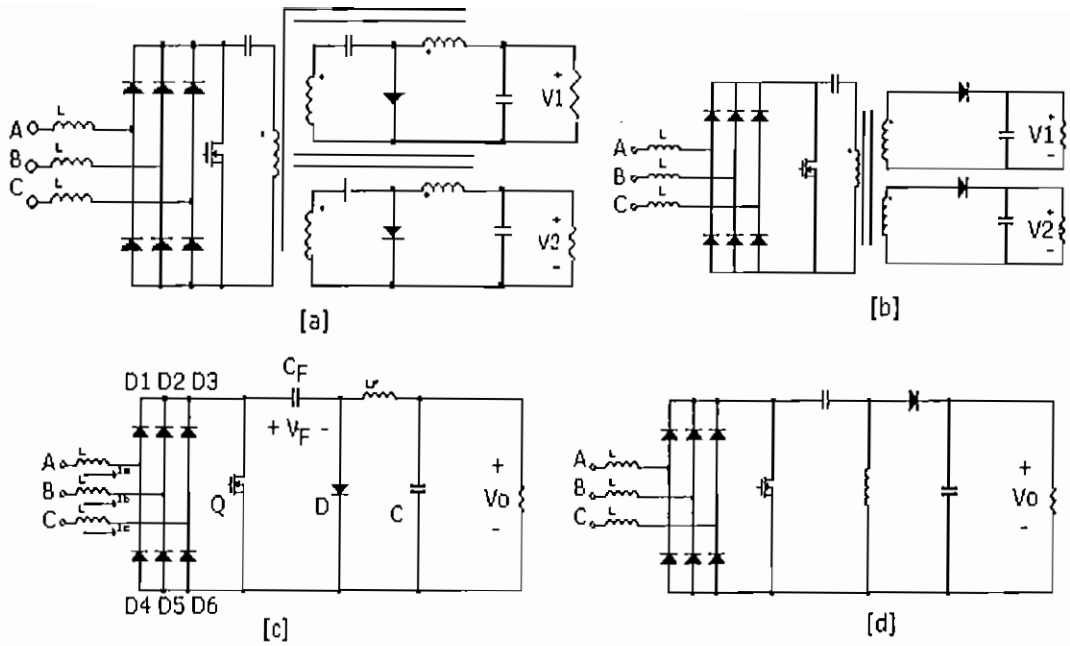


Fig.2.4. Nuevas topologías de conversores trifásicos AC-DC rectificados de alto factor de potencia basados en entradas tipo "boost".[3]

También es posible construir topologías con múltiples *"switches"*. Por ejemplo, el rectificador señalado en la Fig.2.5.a funciona exactamente lo mismo que el rectificador señalado en la Fig.2.1. Los tres *"switches"*en la Fig.2.5.a, son controlados por una señal de control, luego el circuito de control permanece completamente simple. Usando tres *"switches"* en lugar de un "switch" se reduce el rizado de corriente promedio del "switch" individual por más del 30%.

La red A' también de la Fig.2.2, puede estar en cascada por otras topologías con conexión de entrada propias. Un ejemplo de esto, esta señalado en la Fig.2.5.b donde la red A' esta en cascada con una topología tipo puente completo.

Este conversor está basado en el regulador rectificador de fase única [3],el cual contiene internamente un capacitor C que almacena energía, y es capaz de mantener voltajes de salida en alto en caso de fallo del voltaje de línea AC. Otro ejemplo basado en el elevador *"push-pull"* en cascada con la red A' es señalado en la Fig.2.5.c.

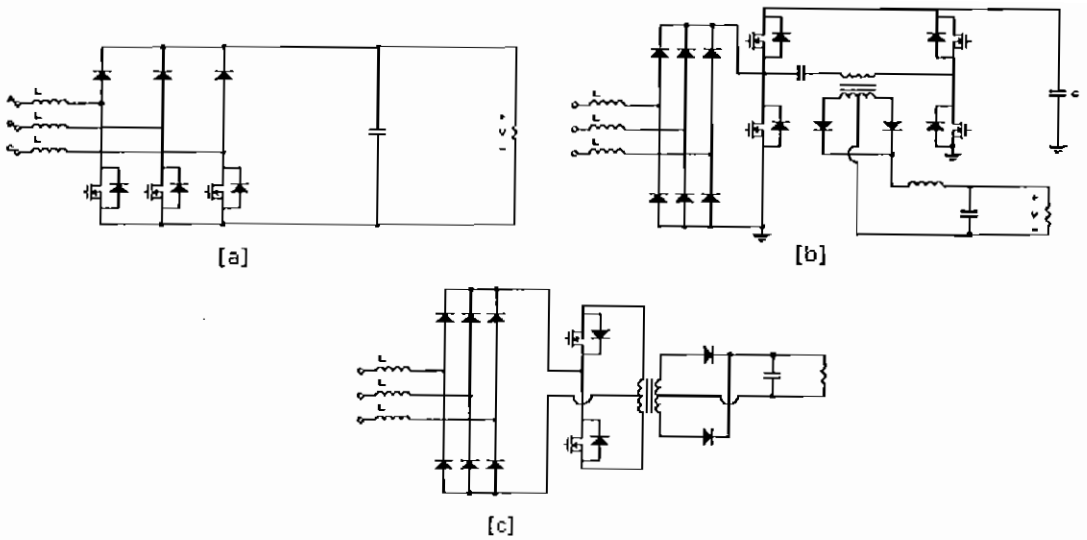


Fig.2.5. Nuevas topologías de conversores trifásicos AC-DC basados en entradas tipo "boost" con múltiples "switches" [3]

Los inductores de entrada en los rectificadores tipo elevador, son forzadas para operar en MCD, y para obtener una corriente de entrada de alta calidad. La propiedad de una corriente de entrada pulsada durante cada período de conmutación, con pico proporcional a la fase de voltaje de entrada, produce un promedio o un componente de baja frecuencia en la línea de corriente aproximadamente proporcional a la fase de voltaje. Por consiguiente se obtiene una rectificación de bajos armónicos.

2.1.2.2.CIRCUITOS PASIVOS [1]

Utilizando capacitores e inductores en conjunto con el puente rectificador de diodos, se puede mejorar la forma de onda de la corriente obtenidas de la red de entrada. Al añadir un inductor Ls de valor elevado en el lado AC del puente rectificador (Fig.2.6) se mejora el factor de potencia y se reducen los armónicos, con lo cual se obtiene:

- Un mejoramiento de la señal de corriente, por tanto un factor de potencia desde un valor muy pobre a un valor aceptable.
- El voltaje de salida V_d es dependiente de la carga de salida y es substancialmente mas bajo(~10%) comparado con el caso no inductivo.

- La inductancia y el capacitor C_d forman un filtro pasa bajos y , por lo tanto, el rizado pico-pico en el voltaje de salida rectificado v_d es menor.
- La eficiencia de energía total permanece esencialmente la misma; hay adicionales pérdidas en el inductor, pero las pérdidas de conducción en los diodos son bajas.

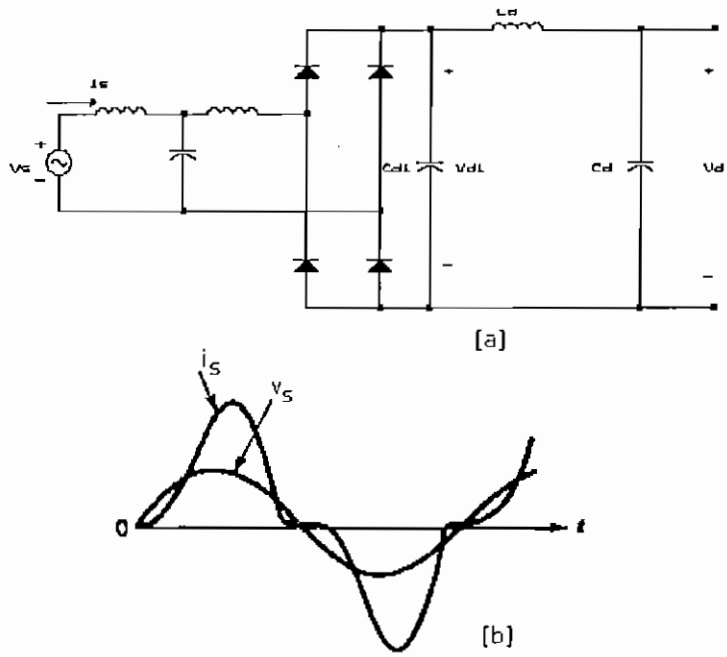


Fig.2.6.Filtro pasivo para mejorar la forma de onda de is a. Disposición del filtro b. Forma de onda de corriente sin filtro [1]

Se puede mejorar la forma de onda de corriente (Fig.2.6.b) usando una disposición del capacitor C_{d1} (C_{d1}<<C_d) como se muestra en el circuito de la Fig.2.6.a. Esto da un mayor rizado en v_{d1} pero mejora la forma de onda de la corriente de entrada i_s. El rizado en v_{d1} es filtrada por un filtro pasa bajo compuesto por L_d y C_d. La desventaja de ésta disposición es su costo, su tamaño, las pérdidas, y la dependencia significativa del voltaje medio DC V_d en la potencia obtenida por la carga.

2.1.2.3.FORMA ACTIVA DE LA CORRIENTE DE ENTRADA [1]

Mediante el uso de conversores electrónicos de potencia, como la mostrada en la Fig.2.7.a, es posible obtener una onda sinusoidal de la corriente de entrada antes del puente rectificador y

que esté en fase con el voltaje de alimentación, los mismos que se basan en las siguientes consideraciones:

- No es necesario un aislamiento eléctrico entre la red de entrada y la salida del sistema electrónico de potencia
- En muchos casos es adecuado para su estabilización que el voltaje Vd DC sea ligeramente mayor al máximo pico del voltaje AC de entrada.
- La corriente de entrada obtenida, idealmente tendrá un factor de potencia unitario, de modo que la interfase electrónica de potencia simule una resistencia dada por la fuente de la red. Esto implica un flujo de potencia siempre unidireccional, desde la fuente de la red al equipo electrónico de potencia.
- El costo, las pérdidas de potencia, y el tamaño del circuito formador de corriente serán pequeños como sea posible.

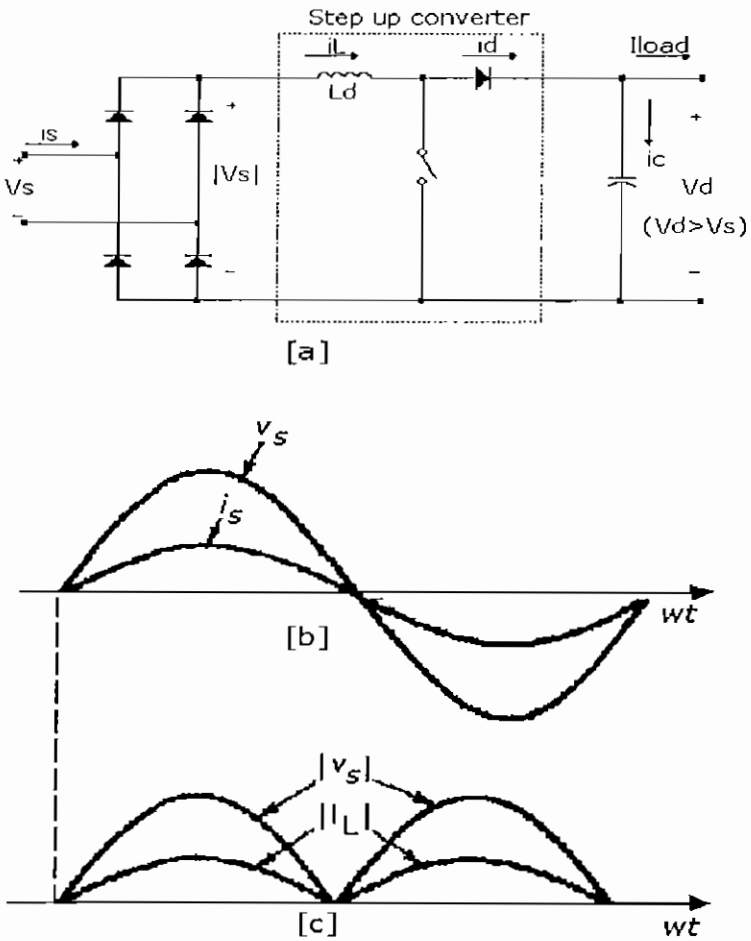


Fig.2.7.Filtrado activo de armónicos a.Conversor elevador b.Formas de onda de la línea c. |vs| y |iL| [1]

Se tiene que V_d es mayor que $V_s$pico (voltaje pico AC de entrada). La selección para el circuito formador de corriente es un conversor elevador DC-DC (Fig.2.7.a), donde Cd se utiliza para minimizar el rizado en V_d y reunir los requerimientos de almacenaje de energía de un sistema electrónico de potencia. Una corriente DC I_{load} representa la potencia suministrada a el resto del sistema (los componentes de alta frecuencia en la corriente de salida es filtrada por Cd). La inductancia interna Ls de la fuente de servicio público no está incluida.

En la entrada de la red de servicio, la corriente is adecuada debe ser sinusoidal y en fase con v_s, como se muestra en la Fig.2.7.b. Además, en la salida del puente rectificador en la Fig.2.7.a, i_L y $|v_s|$ tienen la misma forma de onda (Fig.2.7.c). En la práctica, las pérdidas de potencia en el puente rectificador y en el conversor elevador DC-DC son moderadamente pequeñas, los mismos que se omiten en el siguiente análisis teórico.

De las formas de onda de la Fig.2.7.b donde $V_s$pico=$\sqrt{2}*V_s$ y $I_s$pico=$\sqrt{2}*$Is, la potencia de entrada $p_{in}(t)$ desde la fuente AC es

$$p_{\epsilon}(t) = \hat{V}_s\ |\sin \omega t|\ .\ \hat{I}_s\ |\sin \omega t| = V_s I_s - V_s I_s \cos 2\omega t \qquad (2.1)$$

Para un capacitor grande C_d, el voltaje v_d inicial asumido es DC, $v_d(t)=V_d$; así la potencia de salida es

$$p_d(t) = V_d * i_d(t) \qquad (2.2)$$

donde según la Fig.2.7.a.

$$i_d(t) = I_{load} + i_c(t) \qquad (2.3)$$

Idealizando al conversor elevador puede asumirse una frecuencia de conmutación aproximadamente infinita, por lo cual se requiere Ld pequeña. Esto permite el asumir que $p_{in}(t)=p_d(t)$ en una base instantánea. Entonces, desde la ecuación 2.2 a 2.3,

$$i_d(t) = I_{load} + i_c(t) = \frac{V_s I_s}{V_d}(1 - \cos 2\omega t) \qquad (2.4)$$

donde el valor medio de i_d es:

$$I_d = I_{load} = \frac{V_s I_s}{V_d} \qquad (2.5)$$

y la corriente a través del capacitor es

$$i_c(t) = -\frac{V_s I_s}{V_d}(\cos 2\omega t) = -I_d \cos 2\omega t \qquad (2.6)$$

A pesar que se asume que el voltaje a través del capacitor es DC libre de rizado, el rizado en v_d puede ser estimado desde la ecuación 2.6 como

$$v_{d,riz}(t) \approx \frac{1}{C_d}\int i_c . dt \approx -\frac{I_d}{2\omega C_d}\sin 2\omega t \qquad (2.7)$$

v_d puede ser pequeño según el valor grande de C_d que se elija. Un filtro L-C, adaptada para dos veces la frecuencia AC según la ecuación 2.6 puede ser puesta en paralelo con Cd para minimizar el rizado del voltaje DC. Se notará que los componentes de la frecuencia de conmutación de la corriente en i_d y los componentes de alta frecuencia en la corriente de carga también fluyen a través de C_d.

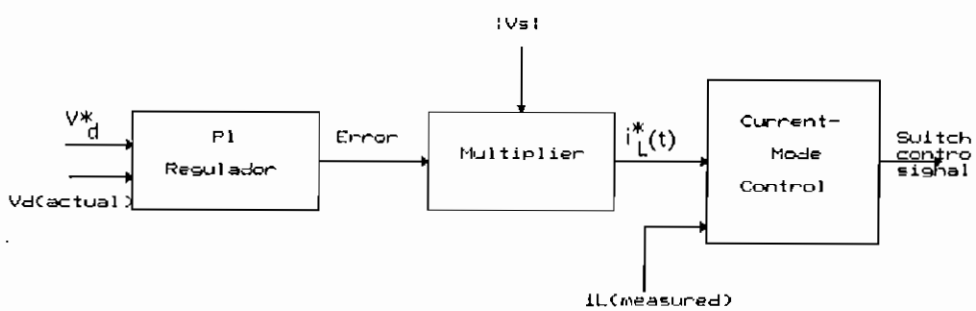


Fig.2.8.Diagrama de bloques del control [1]

Porque la corriente de entrada al conversor elevador es formada, el conversor elevador opera en modo de corriente regulada. El control de la realimentación se muestra en diagrama de bloques en la Fig.2.8, donde i_L* es la referencia o el valor adecuado de la corriente i_L en la Fig.2.7.a. iL* tiene la misma forma de onda como $|v_s|$. La amplitud de i_L* deberá ser tal como se mantenga el voltaje de salida a un nivel referencial V_d*, cuando exista una variación brusca de la carga y de las fluctuación del voltaje de línea desde su valor nominal. La forma de onda de i_L* en la Fig.2.8 es obtenida por mediciones de $|v_s|$ en la Fig.2.8.a , por medio de un divisor de potencial resistivo y multiplicando esto con el error amplificado entre el valor referencial V_d* y el valor medido actual de V_d. La corriente actual i_L es sensada, usualmente por medición del voltaje a través de una pequeña resistencia insertada en el camino de retorno de i_L. El estado del *"switch"* en el conversor elevador es controlado por comparación de la corriente actual i_L con i_L*.

Luego iL* y iL en la Fig.2.8 son evaluables, hay varias maneras para implementar control en modo de corriente del conversor elevador. Cuatro de tales modos de control son discutidos a continuación donde fs es la frecuencia de conmutación y Irip es el rizado pico-pico de iL durante un período de tiempo de la frecuencia de commutación.

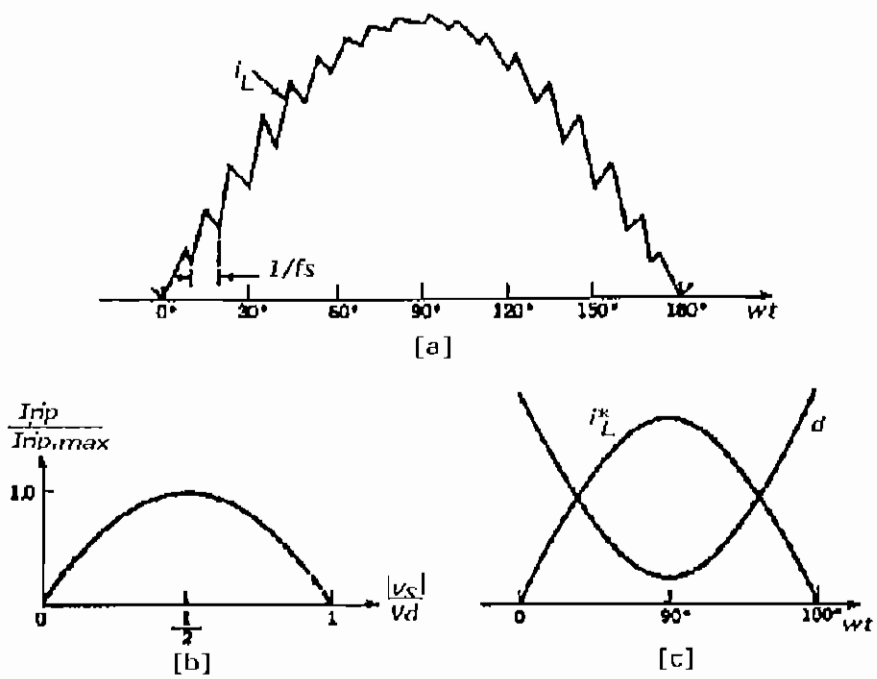


Fig.2.9.Control de Frecuencia constante [1]

- **Control de frecuencia constante.** Aquí, la frecuencia de conmutación f_s se mantiene constante. Cuando i_L alcanza i_L* el *"switch"* en el conversor elevador se pone en OFF. El *"switch"* es puesto en ON por una señal de reloj a una frecuencia fijada f_s, la cual resulta una i_L como se muestra en la Fig.2.9.a. Una pendiente de compensación rampa debe ser usada; o sino iL será irregular en relaciones de trabajo mayores a 0.5 . Irip normalizada es trazada en la Fig.2.9.b.
- **Control de banda de tolerancia constante.** Aquí, la corriente i_L es controlada de tal manera que el rizado pico-pico de I_{rip} en i_L permanezca constante. Con un valor preseleccionado de I_{rip}, i_L es forzada a estar dentro de una banda de tolerancia (i_L* + $I_{rip}/2$) y (i_L* - $I_{rip}/2$) según se controle la posición del *"switch"*.
- **Control de banda de tolerancia variable.** Aquí, el rizado pico-pico de la corriente I_{rip} se incrementa en proporción al valor instantáneo de $|v_s|$. Esta aproximación es similar al control de banda de tolerancia constante.
- **Control de corriente discontinua.** En este esquema, el suich se pone en OFF cuando i_L alcanza $2i_L$*. El *"switch"* se mantiene en OFF hasta que i_L alcanza cero, instante en el cual el suich se pone en ON. Esto puede ser considerado como un caso especial de control de banda de tolerancia variable.

Durante un período de tiempo de la frecuencia de conmutación, el voltaje de salida V_d y el voltaje de salida del conversor elevador se asumen como constante en aquel instante de tiempo; I_{rip} es el rizado pico-pico de la corriente durante un período de tiempo de la frecuencia de conmutación. Según la Fig.1.40.a ,se puede anotar los intervalos de tiempo ton y toff del conmutador,

$$t_{on} = L_d I_{rip}/|v_s| \qquad (2.8)$$

$$t_{off} = L_d I_{rip}/(V_d - |v_s|) \qquad (2.9)$$

donde la frecuencia de conmutación fs es dada como:

$$f_s = 1/(t_{on} + t_{off}) = (V_d - |v_s|)\,|v_s|/(L_d I_{rip} V_d) \qquad (2.10)$$

En un **esquema de control de frecuencia constante**, f_s en la ecuación 2.10 es constante y entonces,

$$I_{rip} = (V_d - |v_s|)\,|v_s|/(f_s L_d V_d) \qquad (2.11)$$

La Fig.2.9.b muestra el trazo de I_{rip} normalizada como una función de $|v_s|/V_d$, se nota que en el conversor elevador |vs|/Vd es menor o igual a 1. El máximo rizado de corriente es dado como

$$I_{rip,max} = V_d/(4f_s L_d) \quad \text{donde } |v_s| = V_d/2 \qquad (2.12)$$

En el circuito formador de corriente usado para un conversor elevador, se menciona lo siguiente:

- El voltaje de salida v_d a través del capacitor contienen un rizado de 120 Hz, dos veces la frecuencia de línea. El circuito de control de realimentación usado para el control de V_d en un valor adecuado no puede compensar este rizado de voltaje sin distorsión de la corriente de línea de entrada.
- Si el rizado de la frecuencia de conmutación en i_L se mantiene a una pequeña amplitud, entonces un inductor con núcleo de hierro laminado es posible usar para que sea de tamaño pequeño debido a su alta densidad de flujo de saturación comparado con materiales de ferrita de alta frecuencia.
- Una alta frecuencia de conmutación permite un bajo valor de L_d y un fácil incremento de filtrado del rizado de alta frecuencia. Sin embargo, la frecuencia de conmutación es elegida como un compromiso entre beneficio anterior y el incremento de las pérdidas de conmutación.
- V_d es mucho mayor que el 10% más alto del voltaje pico de entrada $V_s$pico, motivo por lo el cual, la eficiencia disminuye.
- Para limitar la corriente de "*inrush*" en el arranque, se emplea una resistencia limitadora de corriente en serie con Ld. Posterior al transitorio inicial, la resistencia se desconecta por un contactor o un tiristor en paralelo con la resistencia limitadora de corriente.
- La topología del conversor elevador es bien adaptada para el formador de corriente de entrada porque cuando el conmutador esta apagado, la corriente de entrada alimenta directamente(a través del diodo) a la etapa de salida.

En un control de corriente a frecuencia constante, como un ejemplo, la relación de trabajo d es señalada en la Fig.1.42.c como una función de ωt, recordando que en el conversor elevador con un voltaje de entrada $|v_s|$ y un voltaje de salida V_d, $(|v_s|/V_d) = (1 - d)$.

Entonces

$$d = 1 - |v_s|/V_d \qquad (2.13)$$

La Fig.2.9.c muestra que d es pequeña en el pico de i_L* Así, en valores grandes de i_L el flujo a través del *"switch"* solo dura una pequeña fracción del tiempo del período de conmutación.

Un pequeño filtro debe ser usado a través de la salida del puente rectificador para evitar el rizado en i_L desde el ingreso a la red de servicio. Un filtro EMI en la entrada es requerido como en un circuito convencional sin el formador de corriente activa.

Así la forma de entrada es casi sinusoidal con un factor de potencia cercano a la unidad, la otra ventaja de un formador de corriente de entrada activa, puede ser resumida como lo siguiente:

- El voltaje DC V_d puede estabilizarse a un valor casi constante para grandes variaciones del voltaje de línea. Con V_d igual a 1.1 veces al pico del voltaje de entrada nominal, por ejemplo, este circuito continúa trazando una corriente sinusoidal para sobrevoltajes de línea sobre el 10%. Por selección adecuada de un rango de corriente de componentes, el circuito formador de corriente puede fácilmente manejar un voltaje inferior de la entrada de la red de servicio público.
- Puesto que V_d es estabilizado a un valor aproximado constante , el rango de volta-amperios de los aparatos semiconductores en el conversor alimentado desde V_d se reducen significativamente.
- Debido a la ausencia de picos grandes en la corriente de entrada, el tamaño de los componentes del filtro EMI son pequeños.
- Para el rizado igual en v_d, solo un tercio a mitad de la capacitancia Cd es necesario, comparado con el circuito convencional, así se tiene un tamaño reducido.
- La eficiencia de energía desde v_s a V_d de un circuito es típicamente 96% comparado con la eficiencia del 99% en una disposición convencional sin el formador de corriente activa.

Actualmente el costo, las ligeras pérdidas de potencia, y la complejidad del formador de corriente activa se ha incrementado como en fuentes de poder para computadores, donde es importante una corriente de línea sinusoidal para evitar el añadir kilovoltios-amperios (KVA), y por tanto, una disminución del costo de las fuentes de poder ininterrumpibles y del mantenimiento de generadores a diesel, los cuales a menudo alimentan sistemas de computación.

2.1.2.4.MODO DE CONTROL DE CORRIENTE [1]

En la Fig.2.10.a, se tiene el control directo PWM de la relación de trabajo, donde el voltaje de control v_c (señal de error amplificada entre la salida actual y la de referencia) controla la relación de trabajo del *"switch"* por comparación del voltaje de control a través de una forma de onda diente de sierra de frecuencia fijada. Este control ajusta el voltaje a través del inductor y por ende la corriente del inductor (la cual alimenta la etapa de salida), y así finalmente se conduce el voltaje de salida a su valor referencial.

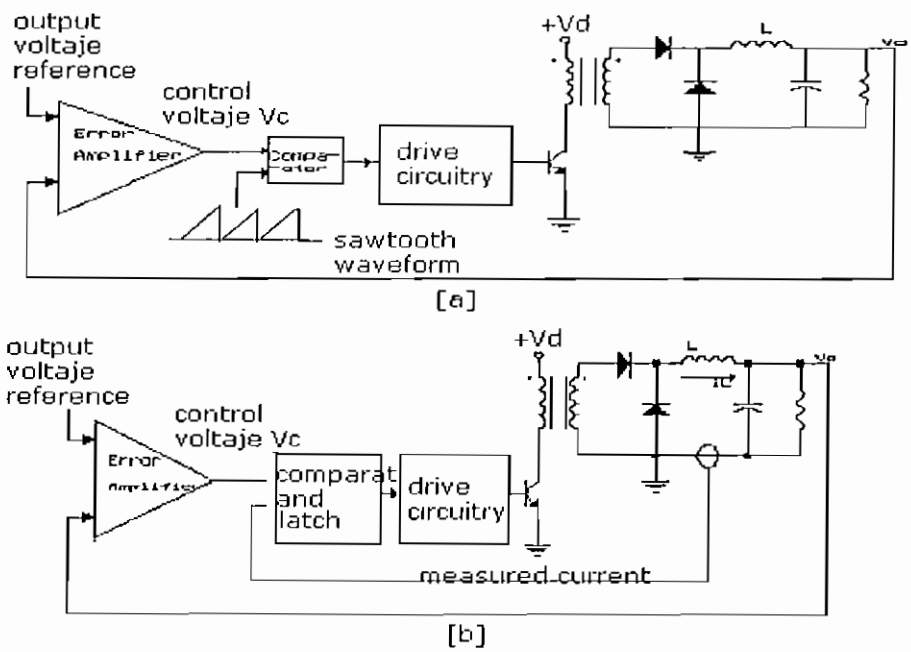


Fig.2.10.a-Control PWM de la relación de trabajo. b-Control en modo de corriente.[1]

En el control en modo de corriente (Fig.2.10.b), se emplea un lazo de control interno adicional, donde el voltaje de control v_c controla directamente la corriente de salida del inductor

que alimenta la etapa de salida, y por consiguiente al voltaje de salida. Idealmente, el control de voltaje podría actuar para controlar directamente el valor promedio de la corriente del inductor con una rápida respuesta, existen varios tipos de control en modo de corriente los cuales tienden llevar a cabo esta diferencia. La finalidad de alimentar corriente a la etapa de salida es tener un control directo, esto trae un profundo efecto en el comportamiento dinámico del lazo de control de realimentación negativa.

Hay tres tipos básicos de control en modo de corriente:

- Control con banda de tolerancia
- Control de tiempo de apagado constante
- Control de frecuencia constante con activado de reloj

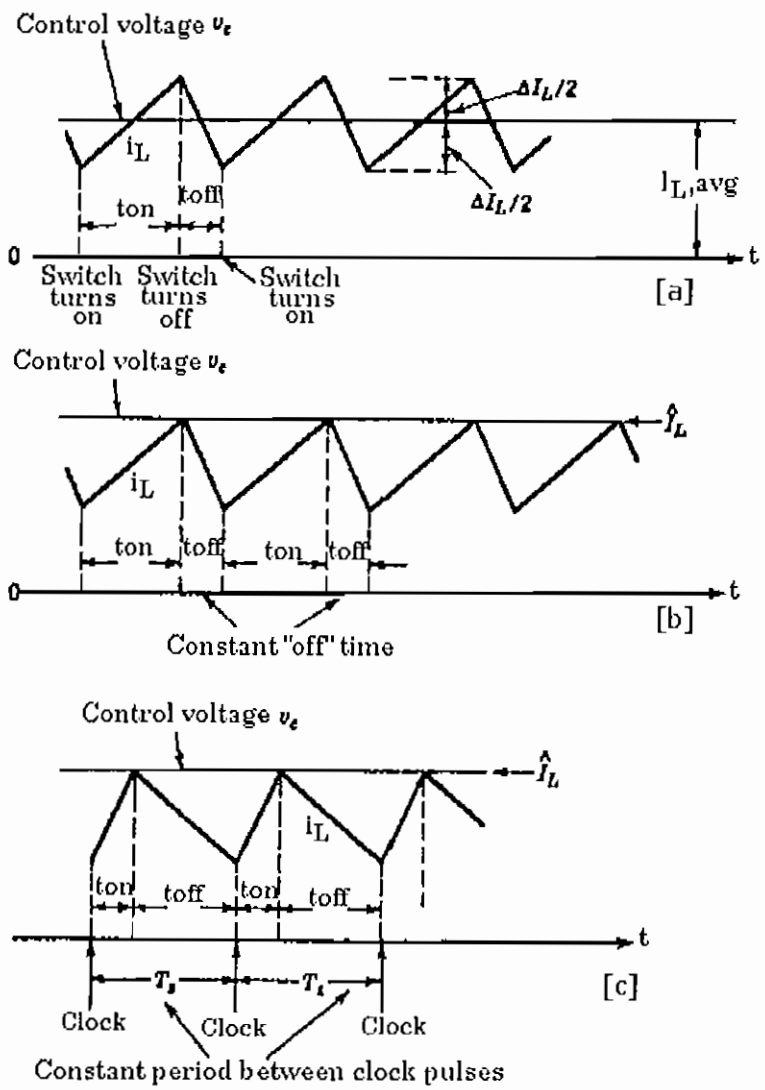


Fig.2.11.Tipos de control en modo de corriente. a-Control de banda de tolerancia. b-Control de tiempo de apagado constante. c-Frecuencia constante con activado de reloj.[1]

En todos estos tipos de control, cualquier corriente, ya sea la del inductor o la del *"switch"* (proporcional a la corriente del inductor de salida), es medida y comparada con el voltaje de control.

En el control con banda de tolerancia, el voltaje de control v_c dicta el valor promedio de la corriente del inductor como muestra en la Fig.2.11.a; ΔI_L es un parámetro de diseño. La frecuencia de conmutación depende de ΔI_L, de los parámetros del conversor, y de las condiciones de operación. En este tipo de control se tiene un control directo sobre el valor promedio de i_L, pero este esquema solo trabaja bien en el modo de conducción continua de corriente. En el modo de conducción discontinua de corriente, la corriente por el inductor llega a ser cero (aunque $\Delta I_L/2$ realmente demandaría una i_L negativa, lo cual no es posible). Si el diseño del controlador no permite manejar esta corriente discontinua cuando i_L es cero y la i_L demandada por el controlador es negativo, el *"switch"* nunca se activará y la corriente por el inductor disminuye a cero.

En el control de tiempo de apagado constante, el control de voltaje dicta $\hat{I}_L$, como se muestra en la fig.2.11.b. Cuando se alcanza $\hat{I}_L$, el *"switch"* se apaga por un tiempo fijo de apagado (parámetro de diseño de valor constante). No se tiene fijada la frecuencia de conmutación y la misma depende de los parámetros del conversor y sus condiciones de operación.

El control de frecuencia constante con encendido en tiempo de reloj, es el tipo más común de control en modo de corriente. Aquí, el *"switch"* es activado al inicio de cada período de tiempo de conmutación de frecuencia constante. El voltaje de control dicta $\hat{I}_L$ y es el instante en el cual el *"switch"* es apagado, como señala la Fig.2.11.c. El *"switch"* permanece apagado hasta el inicio del próximo ciclo de conmutación. Una frecuencia de conmutación constante hacen fácil el diseño del filtro de salida.

En la práctica, al control en modo de corriente debe añadirse una compensación de pendiente para el control de voltaje, como muestra la Fig.2.12 para proveer estabilidad, prevenir oscilaciones subarmónicas, y proveer una adecuada alimentación directa.

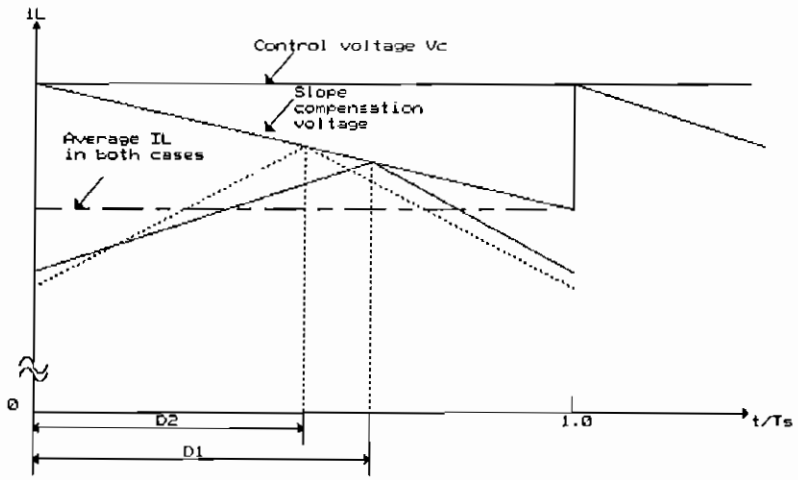


Fig.2.12.Pendiente de compensación de control en modo de corriente(D2 es pequeño para un alto voltaje de entrada con Vo constante) [1].

La Fig.2.12 muestra las formas de onda para un conversor directo del tipo mostrado en la Fig.2.10.b, donde la pendiente de la onda compensada por pendiente es la mitad de la pendiente de la corriente del inductor cuando el *"switch"* esta apagado. Con voltajes de entrada y salida dados, la relación de trabajo es D1 y la forma de onda de la corriente del inductor i_L es señalada por líneas sólidas. Si el voltaje de entrada es incrementado pero el voltaje de salida permanece sin variar, la relación de trabajo decrece a D2 y la forma de onda de corriente del inductor es señalada por líneas segmentadas. El valor medio de la corriente del inductor, la cual es igual a la corriente de carga, permanece la misma en ambos casos a pesar de un cambio en el voltaje de entrada. Esto muestra el adecuado voltaje de alimentación directa del control en modo de corriente con una adecuada compensación de pendiente.

El control en modo de corriente tiene varias ventajas sobre el convencional control PWM de relación de trabajo directo:

- **Este limita la corriente pico de conmutación**. Puesto que cualquier corriente de conmutación es directamente medida ,o a su vez la corriente es medida de algún lugar en el circuito (como a través del inductor de salida) donde se representa la corriente del *"switch"* sin retardo, el valor pico de la corriente de conmutación puede ser limitada

simplemente poniendo un límite superior en el voltaje de control. Esto puede ser fácilmente llevado a cabo en los controladores que controlan $\hat{I}_L$.

- **Esto traslada un polo** (correspondiente al filtro inductor de salida) desde la función de transferencia de control de salida $v_o\sim(s)/v_c\sim(s)$, además simplifica la compensación en el sistema de realimentación negativa, especialmente en presencia del cero del medio plano derecho.

- **Esto provee una entrada de alimentación directa de voltaje.** Como señala la Fig.2.12, un voltaje de entrada con alimentación directa es automáticamente llevada acabo, resultando un excelente rechazo a los transitorios de la línea de entrada.

2.1.2.4.1.MODO DE CONTROL DE CORRIENTE PICO [4]

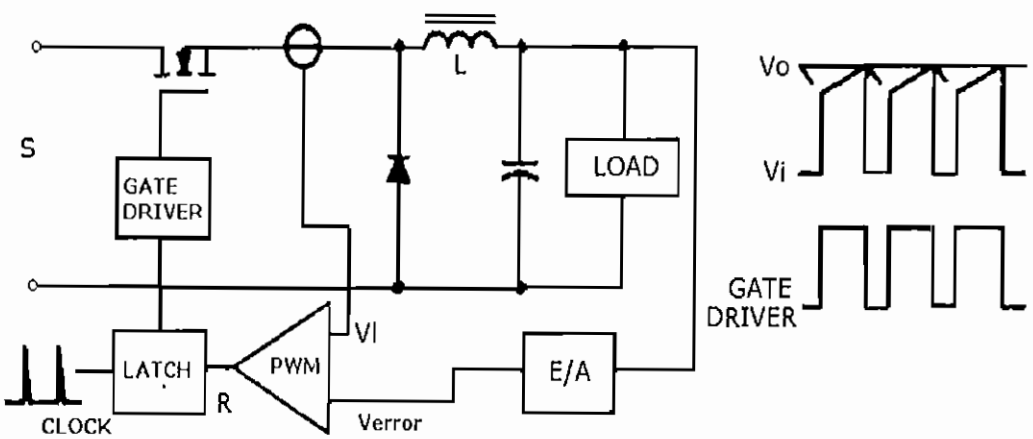


Fig.2.13.Formas de onda y circuito de control en modo de corriente pico [4]

Este método funciona por comparación de la pendiente creciente de la corriente del inductor con un nivel programado de corriente fijado por el lazo externo de la Fig.2.13.

El comparador cambia el "switch" de potencia de apagado cuando la corriente instantánea alcanza el nivel adecuado. La rampa de corriente es casi siempre completamente pequeña comparada con el nivel de programación, especialmente cuando V_{IN} es bajo. Como resultado, este método es extremadamente susceptible a los ruidos. Un pico de ruido es generado cada vez que el suich se enciende. Una fracción de un voltaje acoplado dentro del

circuito de control puede causar inmediatamente un apagado, resultando un modo de operación subarmónica con mucho mayor rizado. El arreglo del circuito y la forma de evitar estos picos de ruido son críticamente importantes para una operación exitosa.

Este modo de control es por naturaleza inestable en relaciones de trabajo que sobrepasan 0.5 resultando una oscilación subarmónica. Una rampa de compensación (con pendiente igual a la de la corriente del inductor de pendiente decreciente) es usualmente aplicada a la entrada del comparador para eliminar esta inestabilidad.

En el regulador *elevador("boost")* con alto factor de potencia, la pendiente decreciente de la corriente del inductor es igual (Vin-Vo)/L y de este modo varia considerablemente en la medida que el voltaje de entrada siga a la forma de onda seno rectificada. Una rampa fija provee una adecuada compensación, la cual a la vez sobrecompensará mucho el tiempo, resultando una degradación del funcionamiento y un incremento de la distorsión.

En prereguladores "*boost*" de alto factor de potencia el error de la corriente media a pico es muy grave porque esto causa distorsión de la forma de onda de la corriente de entrada. Mientras la corriente pico sigue la adecuada onda seno de corriente programada, la corriente media no lo hace. El error medio/pico viene a ser mucho peor en niveles de baja corriente, especialmente cuando la corriente del inductor es discontinua (cada medio ciclo que la onda seno se acerca a cero). Para conseguir baja distorsión, el error medio/pico debe ser pequeño. Esto requiere un inductor grande para obtener un pequeño rizado de corriente. El resultado de una baja rampa de corriente del inductor provoca una aún más pobre inmunidad al ruido.

Debido a que este método controla verdaderamente la corriente del inductor, se usa normalmente para control de corriente de salida, lo cual es más efectivo cuando se aplica en un conversor *reductor ("buck")* donde la inductancia está en la salida. Pero para el conversor *elevador("boost")* la inductancia no está en la salida, la corriente *incorrecta* es controlada, y mucho de las ventajas del modo de control de corriente se pierden.

2.1.2.4.2.MODO DE CONTROL DE CORRIENTE MEDIA [4]

El modo de control de corriente pico opera por la directa comparación de la forma de onda de corriente verdadera con un nivel de corriente programado (fijado por un lazo externo)

en las dos entradas del comparador PWM. Este lazo de corriente tiene una baja ganancia y no puede ser corregido por las deficiencias anotadas anteriormente.

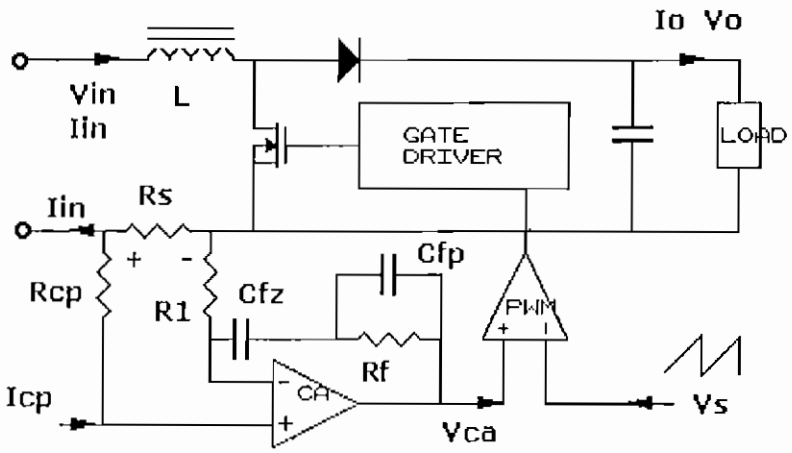


Fig.2.14.Circuito en modo de corriente media [4]

Según la Fig.2.14, la técnica del modo de control de corriente media supera estos problemas por introducir un amplificador de error de corriente integrando (CA) de alta ganancia dentro del lazo de corriente. Un voltaje a través de Rp (fijado por el lazo externo) representa el adecuado nivel de corriente programado. El voltaje a través de la resistencia sensora de corriente Rs representa la corriente actual del inductor. La diferencia, o el error de corriente, es amplificado y comparado con un diente de sierra de gran amplitud(oscilador rampa) en las entradas del comparador PWM. Las características de ganancia en ancho de banda del lazo de corriente pueden ser ajustadas para un óptimo funcionamiento por una red de compensación alrededor del CA. Comparando con el modo de control de corriente pico, la ganancia del lazo de corriente a la frecuencia del punto de cruce ("*crossover*") fc, puede ser aproximadamente la misma, pero la ganancia será mayor en bajas frecuencias. El resultado es:

- La corriente media sigue el camino de la corriente programada con un alto grado de exactitud. Esto es importante en prerreguladores de alto factor de potencia, permitiendo que la distorsión armónica sea menor al 3% conseguido con un relativo pequeño inductor. En efecto, el modo de control de corriente medio funciona bien aún cuando el modo bordea el cruce hacia el modo discontinuo en bajos niveles de

corriente. El lazo de control de voltaje externo no está tomado en cuenta para este cambio de modo.

- La compensación de pendiente no es requerida, pero hay un límite para la ganancia del lazo a la frecuencia de conmutación a fin de conseguir estabilidad.

- La inmunidad al ruido es excelente. Cuando el pulso de reloj cambia el *"switch"* de potencia a encendido, la rampa del oscilador inmediatamente va por debajo del nivel inferior, *voltios* lejos del correspondiente nivel de error de corriente a la entrada del comparador PWM.

- Este método puede ser usado para sensar y controlar la corriente en cualquier ramal del circuito. Entonces puede controlar exactamente la corriente de entrada con topologías *reductor("buck")* y *"flyback"*, y puede controlar la corriente de salida en topologías *elevador("boost")* y *"flyback"*.

2.1.2.5.INTERFERENCIA ELECTROMAGNETICA (EMI) [1]

Debido a cambios rápidos en voltajes y corrientes dentro de un conversor de conmutación, el equipo electrónico de potencia es una fuente de interferencia electromagnética con otros equipos así como con la propia operación adecuada. La EMI es transmitida en dos formas: radiante y conducido. Los conversores de conmutación suministrados por la potencia de línea generan ruido conducido hacia las líneas de potencia que es usualmente de diferente orden de magnitud mayores que el ruido radiante en el espacio libre. Las cabinas metálicas usados para alojar conversores de potencia reducen la componente radiante de la EMI.

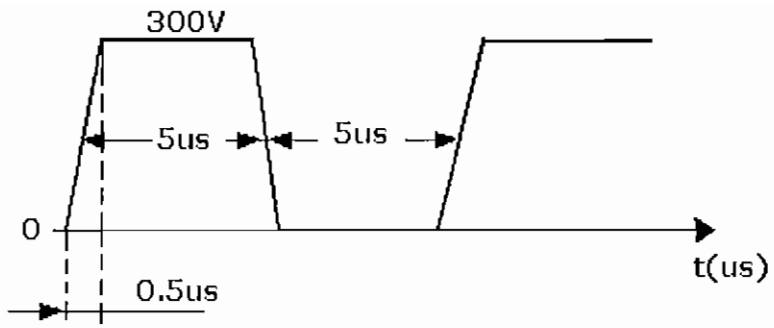


Fig.2.15-Forma de onda de conmutación [1]

Las formas de onda tal como se muestra en la Fig.2.15, por ejemplo, son inseparables en todo conversor de conmutación. Porque de la corta caída y crecimiento de tiempo, esta formas de onda contienen niveles de energía significativos en armónicos de frecuencia en la región de la radio frecuencia (RF), de diferente orden por arriba de la frecuencia fundamental.

El ruido conducido se muestra en la Fig.2.16, consiste de dos categorías conocidas como el modo diferencial y el modo común. El ruido en modo diferencial es una corriente o un voltaje medida entre las líneas de la fuente, que es un voltaje línea-línea o una corriente de línea i_{dm} en la Fig.2.16. El ruido en modo común es un voltaje o una corriente medida entre la potencia de línea y tierra, tal como i_{cm} en la Fig.2.16.

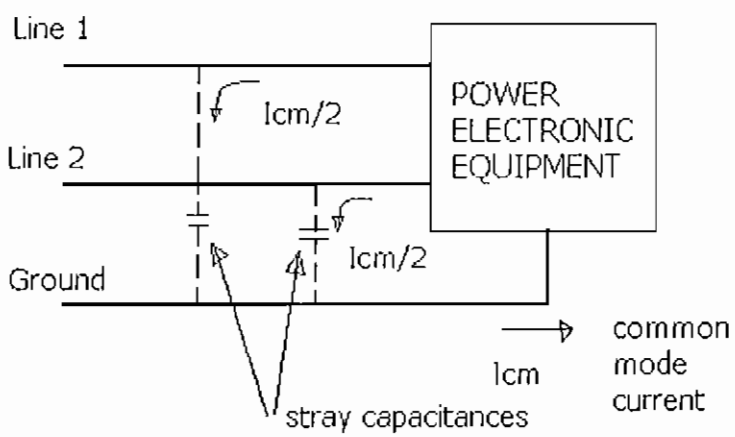


Fig.2.16.Interferencia conducida [1]

La transmisión de ruido en modo diferencial es a través de la línea de entrada al sistema de servicio público y a través del lado DC de la red a la carga en el conversor de potencia.

Además, los caminos de conducción a través de las capacitancias parásitas entre componentes y debido al acoplamiento magnético entre los circuitos deberá ser también considerada.

La transmisión de ruido en modo común es ingresada a través de las capacidades parásitas y los campos parásitos eléctrico y magnético. Estas capacidades parásitas existen entre varios componentes del sistema y entre componentes y tierra. Por razones de seguridad, el mayor número de equipos electrónicos de potencia tienen una caja conectada a tierra. El ruido que aparece en la línea de tierra contribuye significativamente a la interferencia electromagnética.

2.1.2.6.INVERSOR MEDIO PUENTE [7]

La función del inversor es cambiar el voltaje DC del conversor elevador (*"boost"*) en un voltaje simétrico AC que se aplica a los tubos fluorescentes. Como se trata de una aplicación de media potencia, se acepta voltajes de onda cuadrada casi cuadrada.

En esta configuración dos capacitores se conectan en serie a la entrada DC (Fig.2.17.a) y su unión está a medio potencial, con un voltaje (Vd/2) a través de cada capacitor. Estos capacitores deben tener un valor de capacitancia igual y ser suficientemente grandes para que el potencial en el punto "o" permanezca constante con respecto a "a". Cuando Q1 esta en ON durante un tiempo To/2, el voltaje instantáneo en la carga es Vd/2. Si solo Q2 esta activo durante un tiempo To/2 aparece un voltaje -Vd/2 a través de la carga. El circuito de control debe comandar a los conmutadores de manera alternativa asegurando que estén activos simultáneamente.

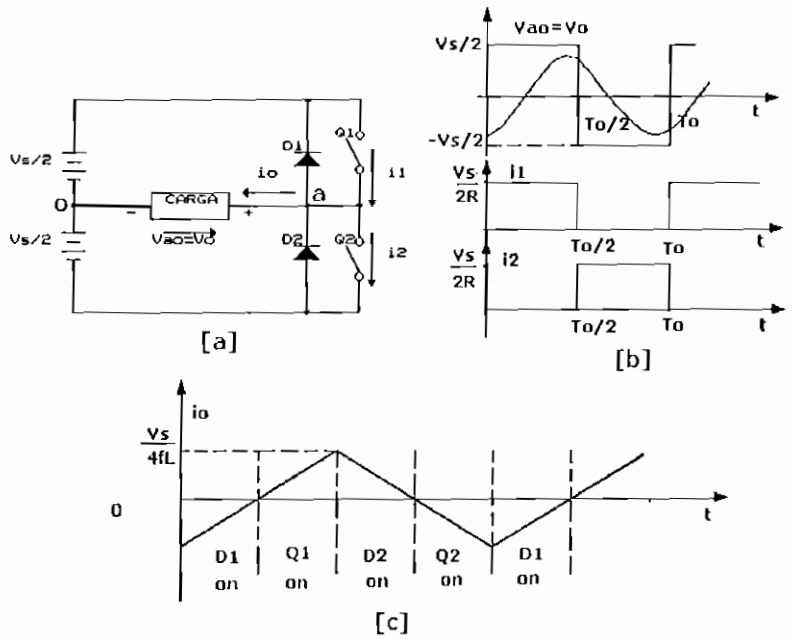


Fig.2.17.Inversor monofásico medio puente [7]

La Fig. 2.17.b. muestra las formas de onda para los voltajes de salida y las corrientes en los conmutadores para una carga resistiva.

El voltaje rms de salida se puede encontrar a partir de:

$$Vo = \left(\frac{2}{To} \int_{0}^{To/2} \frac{Vs^2}{4} dt \right)^{1/2} = \frac{Vs}{2} \qquad (2.14)$$

El voltaje instantáneo de salida se puede expresar en una serie de Fourier como:

$$Vo = \sum_{n=1,3,5..}^{\infty} \frac{2Vs}{n\pi} \qquad (2.15)$$

$$Vo=0 \quad \text{para } n=2,4....$$

donde $w=2*\pi*fo$ es la frecuencia del voltaje de salida en rad/s. Para n=1, la ecuación anterior proporciona el valor rms de la componente fundamental como:

$$V_1 = \frac{2Vs}{\pi\sqrt{2}} \qquad (2.16)$$

$$V_1 = 0.45V_S$$

2.1.2.7.CIRCUITO DE CONTROL DEL INVERSOR [9]

Los circuitos de los balastos electrónicos recientemente han experimentado una revolución de forma sofisticada desde los primeros diseños bipolares, de hace diez años atrás. Esto ha sido posible por la ventaja de los conmutadores con MOSFETS de potencia con su indiscutible ventaja en eficiencia, pero principalmente por tener una amplia difusión y costo reducido .

Muchos balastos electrónicos usan dos *"switches"* de potencia en una topología medio-puente (*"totem pole"*) y los circuitos de encendido de los tubos consisten en circuitos resonantes serie L-C con las lámparas que atraviesan una de estas reactancias. La topología básica se muestra en la Fig.2.18.

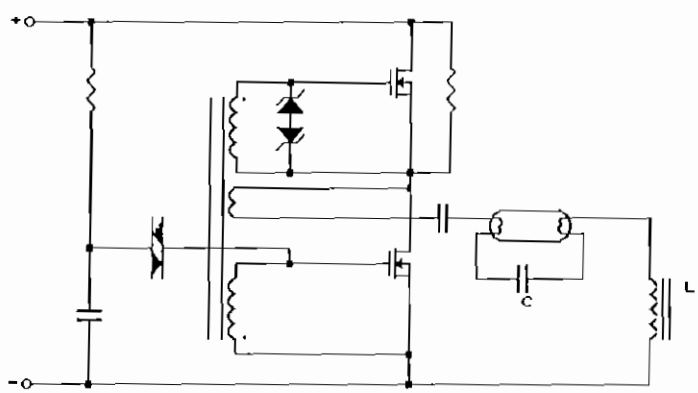


Fig.2.18.Balasto Electronico usando un transformador manejador [9]

En este circuito los *"switches"* son MOSFETS de potencia manejados alternativamente por el devanado de un transformador. El primario de este transformador es manejado por la corriente en el circuito de la lámpara y opera a la frecuencia de resonancia del conjunto L-C. Desafortunadamente este circuito no se enciende por si solo y debe pulsarse por

el DIAC conectado en el "*gate*" del MOSFET inferior. Después de que el suich inferior se ponga en ON, se mantiene la oscilación generando una onda cuadrada (30-80 KHz) excitando al circuito resonante L-C. El voltaje sinusoidal a través de C es amplificado por el circuito resonante y desarrolla suficiente amplitud para encender la lámpara. Este circuito básico tiene inevitables defectos:

- No se enciende por si solo
- Mala calidad del tiempo de conmutación
- Intenso esfuerzo del transformador toroidal de corriente
- Costosa fabricación aún en gran cantidad

Estos problemas se ha resuelto con los nuevos circuitos integrados de control IR (International Rectifier), son circuitos integrados de potencia monolíticos capaces de manejar MOSFETS o IGBTS en el lado de alta y en el lado de baja desde niveles lógicos , con entradas referidas a tierra. Proveen un voltaje de offset de hasta 600VDC y diferentes manejadores transformadores, pueden proveer formas de onda "super limpias" de relación de trabajo entre 0 y 99%.

2.1.2.8.CIRCUITO INTEGRADO IR2111

Descripción

- Canal flotante diseñado para operación de carga automática
- Total operación a +600V
- Tolerancia a voltajes negativos transitorios
- Inmunidad a dV/dt
- Manejo de compuerta con voltajes en el rango de 10 a 20V
- Bloqueo de bajo voltaje para ambos canales
- Entradas CMOS "*Schmitt-triggered*" con "*pull-down*"
- Retardo de propagación correspondiente para ambos canales
- Tiempo muerto fijado internamente de 70ns(típico)

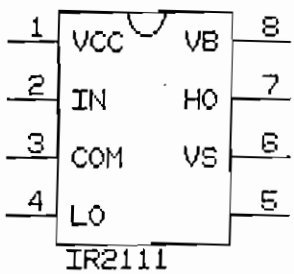
- Salida del lado de alta en fase con la entrada

El IR2111 tiene un alto voltaje y una alta velocidad para manejar MOSFET e IGBT de potencia con dependencia al lado de alta o al lado de baja referidos a los canales de salida designados para aplicaciones medio puente. La entrada lógica es compatible con salidas CMOS estándares. La característica de los manejadores de salida es que poseen un "buffer" de alto pulso de corriente para manejar un intercambio de conducción mínimo. El tiempo muerto interno es provisto para evitar un disparo simultáneo de las salidas del medio puente. El canal flotante puede ser usado para manejar un MOSFET de canal N o un IGBT en la configuración del lado de alta que opera hasta 600V.

Características Técnicas

VOFFSET	600Vmax
Io+/-	200mA/420mA
VOUT	10-20v
$t_{on/off}$(típ.)	850 & 150 ns
Tiempo muerto(típ.)	0.7 µs

Descripción de pines



Vcc Voltaje de suministro fijo lógico y lado de baja

VB Suministro de el lado flotante de alta

VS Retorno de suministro del lado flotante de alta

IN Entrada lógica para las salidas del manejador de compuertas del lado de alta y del lado de baja(HO&LO), en fase con HO

HO Salida del manejador de la compuerta de el lado de alta

LO Salida del manejador de la compuerta de el lado de baja

COM Retorno de el lado de baja

El IR2111 tiene los *"buffers"* mayores de salida, la misma que conmuta una carga capacitiva de 1000pF con tr =80ns y tf=40ns. Estos manejadores tienen el propósito de ser suministrados desde un voltaje de entrada AC rectificado y por esta razón están diseñados para un mínimo de corriente inactiva y tiene un regulador paralelo interno de 15V por lo cual puede usarse una simple resistencia como caída de tensión desde el bus de voltaje rectificado DC.

Hay dos componentes de corriente de suministro DC y son verdaderamente una función del circuito de aplicación:

- corriente debido a la carga de la capacitancia de entrada de los conmutadores de potencia
- corriente debido a la carga y descarga de la capacitancia de juntura aislada que maneja la compuerta del IR.

Ambos componentes de corriente son relacionados a la carga y por consiguiente siguen la ecuación:

$$Q = CV \qquad (2.17)$$

Esto puede ser fácilmente visto que para la carga y descarga de las capacitancias de entrada de los *"switches"* de potencia, la carga requerida es producto del voltaje que maneja la compuerta y la capacitancia actual y la potencia de entrada requerida es directamente proporcional al producto de carga y frecuencia y voltaje al cuadrado:

$$\text{Potencia} = \frac{QV^2}{2} xf \qquad (2.18)$$

La relación sugiere las siguientes consideraciones cuando se diseña el circuito del balasto real:

- Selección de una baja frecuencia de operación compatible con el tamaño minimizado del inductor
- Selección de la pequeña medida dada para los *"switches"* de potencia compatible con bajas pérdidas de conducción(esto reduce los requerimientos de carga)
- El bus de voltaje DC es usualmente especificado, pero si tiene elección, use un voltaje más bajo.

La carga no es función de la velocidad de conmutación. La carga transferida es la misma para 10ns o 10us de tiempo de conmutación.

Las lámparas fluorescentes operan en paralelo cada uno con su propio circuito resonante L-C. Los valores de reactancia para el circuito de la lámpara son seleccionados desde la tabla de reactancias L-C o desde la ecuación para resonancia serie:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \qquad (2.19)$$

El Q de los circuitos de la lámpara es mas bien bajo por la necesidad de operar desde una frecuencia fija. Las lámparas fluorescentes no requieren normalmente voltajes de encendido muy altos ,así un Q de 2 o 3 es suficiente. Las curvas del "plano Q" tienden a resultar de relaciones de grandes inductancias y pequeños capacitores donde:

$$Q = \frac{2\pi fL}{R} \qquad (2.20)$$

y R tiende a ser grande como más vueltas sean usadas.

El arranque suave con tubos de filamento pre-calentado pueden ser fácilmente incorporado, usando termistores P.T.C (coeficiente de temperatura positivo) a través de cada lámpara. De esta manera, el voltaje a través de la lámpara gradualmente se incrementa en la medida que el P.T.C se caliente por si mismo hasta que finalmente el voltaje de encendido con el filamento caliente es alcanzado y la lámpara se encienda.

2.1.2.9. BALASTO DE ALTO FACTOR DE POTENCIA

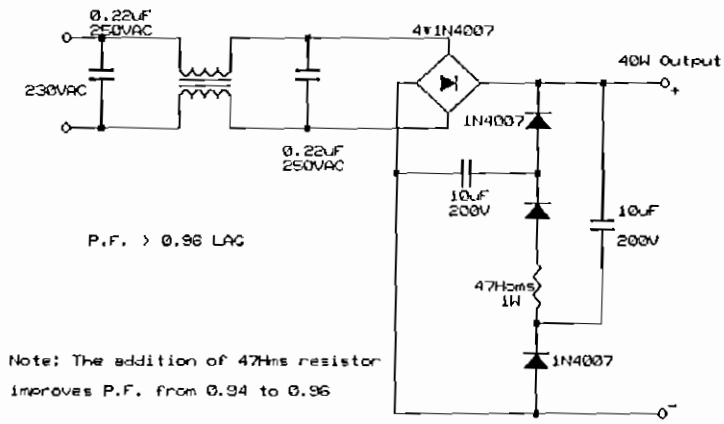
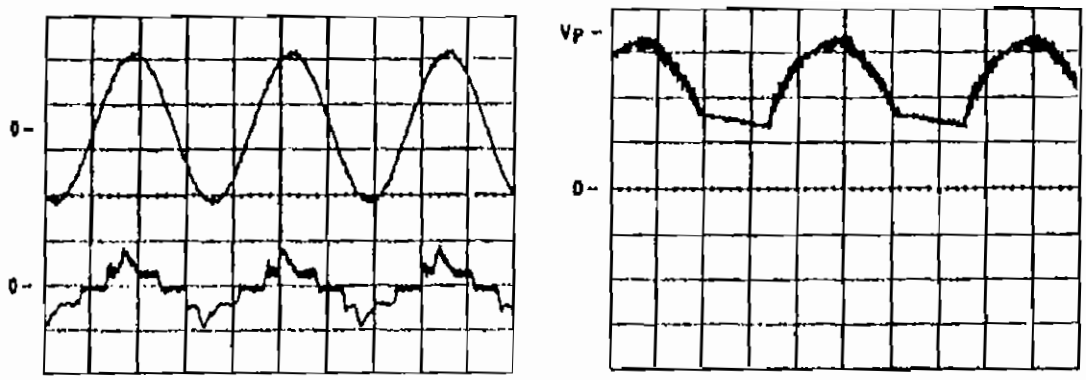


Fig.2.19.Filtro/Rectificador de alto factor de potencia pasivo [9]

El circuito señalado en la Fig.2.19 tiene un factor de potencia pasivo mejorado (circuito elevador no activo) y es aplicable a balastos de baja potencia tales como un fluorescente compacto. Esto experimenta de la desventaja del bajo voltaje de salida rectificado DC y resulta con un factor de cresta (Factor de cresta = Corriente pico/Corriente RMS) cercano a dos. Es preciso destacar que el factor de cresta estándar que no exceda de 1.7 es recomendable por fabricantes de lámparas fluorescentes para realizar la protección de máxima vida de 20 mil horas para aquellas lámparas.

Si el balasto entrega una onda seno pura de voltaje y corriente a la lámpara, el factor de cresta deberá ser $\sqrt{2}$. En un balasto electrónico, el bus de voltaje DC es derivado desde un rectificador de frecuencia principal y es filtrado por medio de un capacitor electrolítico. La frecuencia del voltaje de rizado es 2 veces la frecuencia de línea en el bus de voltaje DC, lo cual da un rizado adicional al rizado de corriente en la lámpara. Aún si la corriente de la lámpara es sinusoidal (factor de cresta 1.414) el rizado relativo principal se suma al valor del pico de corriente y causa el incremento del factor de cresta.



Voltaje AC y corriente
200 V/Div., 0.5 A/Div.,
5ms/Div.

Bus de voltaje DC con 50% rizado
100 V/Div., 2ms/Div.

Fig.2.20.Formas de onda de la Fig.2.18 [9]

Con relación a la forma de onda de la Fig.2.20, es claro que la amplitud del voltaje de rizado es $V_P/2$ lo cual resulta en un factor de cresta aproximadamente de 2.

Es necesario corregir el factor de potencia, usando un control activo para minimizar el rizado de corriente y estabilizar el bus de voltaje DC. El circuito corrector conversor-elevador es popular para fuentes de potencia fuera de línea y diversos fabricantes de semiconductores suministran circuitos integrados de control para esta topología.

Para balastos electrónicos, sin embargo, la sofisticación de estos integrados de control no son necesarios y es relativamente simple provecr factores de potencia superiores a 0.95 por operación de una topología de elevador simple a una relación de trabajo fijada del 50%.

Debe mencionarse que si las lámparas son removidas o se abren, el circuito del bus de voltaje DC sube hasta la avalancha del MOSFET de potencia y falla o se sobrecalienta el filtro capacitor y se daña debido al sobrevoltaje. Para prevenir esto, la relación de trabajo del transistor elevador debe ser reducida de modo que el bus DC es regulado a un nivel constante.

Algunas aplicaciones requieren altos voltajes para la lámpara, las cuales pueden ser muy altas para simples topología de medio puente. Por el uso de cuatro diodos MOSFET en un circuito de puente completo, el voltaje de salida puede ser doblado sin incrementar la corriente del MOSFET.

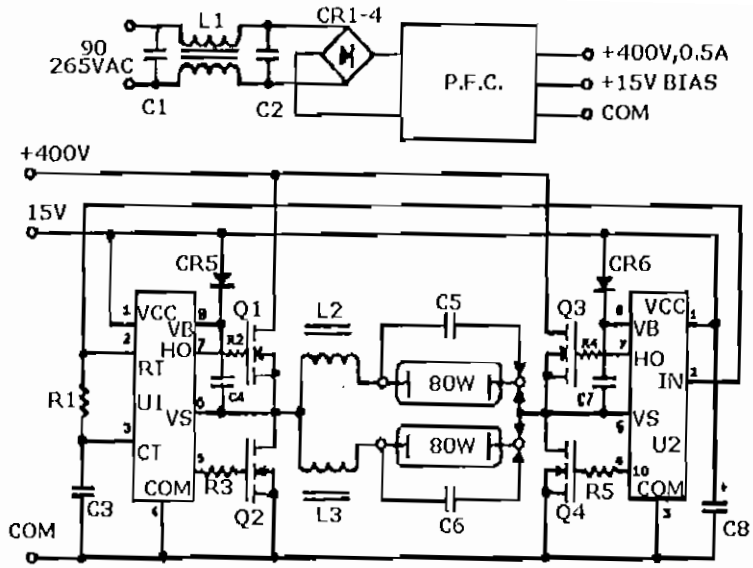


Fig.2.21.Balasto para dos fluorescente 80W, configuración tipo puente completo [9]

La Fig.2.21 ilustra esta topología, este balasto maneja dos lámparas de 80 vatios tales como el tipo F96-T12. Estas lámparas operan a la misma corriente como su similar de 48 pulgadas, pero requieren dos veces el voltaje para el encendido y la operación normal. Estas lámparas "slim line" (línea delgada) tienen un simple pin de contacto y son diseñados para arranque instantáneo desde balastos adecuados.

El circuito inversor tipo puente automáticamente dobla la potencia de salida y esta topología puede ser implementada fácilmente con el IR2151 como un oscilador maestro manejando un circuito esclavo el IR2111. La operación del IR2151 tiene un manejo de las compuertas similar al del IR211 pero con oscilación propia. El *"driver"* esclavo U2 es manejado desde el pin 2 del U1. La señal de control que llega a U2 está en fase con la salida HO (pin 7) e invertida con la salida LO (pin 4). De esta forma los MOSFET de potencia Q1 y Q4 conducen simultáneamente y en el otro medio ciclo Q2 y Q3 también conducen simultáneamente. El resultado una onda cuadrada que tiene el mismo valor RMS como el voltaje DC (400VDC). Los circuitos de las lámparas son resonantes a la frecuencia propia de oscilación de U1. El circuito de la lámpara de bajo Q tiene una ancha curva de resonancia, de modo que la tolerancia formada de los componentes de tiempo R1 y C3 no comprometen seriamente el voltaje de encendido disponible para cada lámpara. Aún con Q de solo 2, el voltaje RMS de encendido de la lámpara excede 800 V, más que suficiente para encender las lámparas F96-T12.

2.2.DIAGRAMA DE BLOQUES Y DESCRIPCION DEL FUNCIONAMIENTO DEL BALASTO

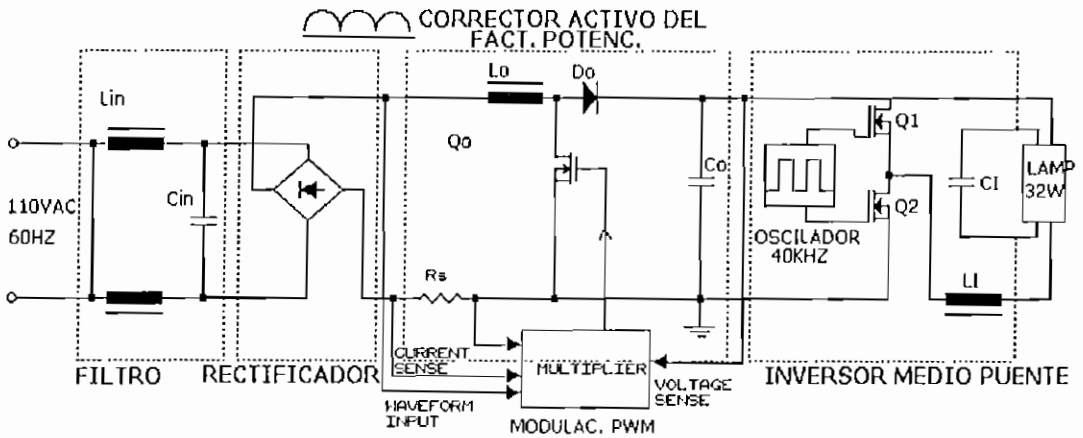


Fig.2.22.Diagrama de bloques del balasto electrónico

2.2.1.FILTRO. La potencia de entrada es filtrada para reducir interferencia electromagnética (EMI) conducida. En este balasto electrónico se emplea un filtro pasivo L-C, el mismo que reduce el rizado de alta frecuencia de la corriente, producido por la conmutación del MOSFET Qo del conversor elevador *"boost"*. Además protege los componentes internos del balasto de transitorios de la línea de alimentación.

2.2.2.RECTIFICADOR. Mediante el empleo de un puente de diodos común se convierte el voltaje AC de 110Vrms y 60 Hz en un voltaje DC rectificado.

2.2.3.PRECONDICIONADOR Para proveer una corrección activa del factor de potencia y un voltaje constante DC necesario, se hace uso de un conversor elevador *"boost"*. Esto también

mantiene un bajo contenido armónico de la potencia de línea, la luz de salida constante y una secuencia de arranque suave.

2.2.3.1.CIRCUITO CORRECTOR ACTIVO DEL FACTOR DE POTENCIA [4]

La corriente de entrada al regulador elevador deberá ser forzada o programada a ser proporcional a la forma de onda del voltaje de entrada para corrección del factor de potencia. La realimentación es necesaria para controlar la corriente de entrada y puede ser usado cualquier modo de control, el de corriente el pico o el de corriente media. Ambas técnicas pueden ser implementadas con el UC3854. El modo de control de corriente pico tiene una baja ganancia, un lazo de corriente de amplio ancho de banda lo cual generalmente hace esto no conveniente para un alto desempeño del corrector de factor de potencia puesto que hay un error significativo entre la señal de programación y la de corriente. Esto producirá distorsión y un factor de potencia de mala calidad.

El modo de control de corriente media es basada en un simple concepto. Un amplificador es usado en el lazo de realimentación cerca de la etapa de potencia del elevador para que la corriente de entrada tienda a la señal programada con un muy pequeño error. Esta es la ventaja del modo de control de corriente media y esto hace posible la corrección activa del factor de potencia. El control en modo de corriente media es relativamente fácil ser implementado y es el método que se implementará en el presente trabajo.

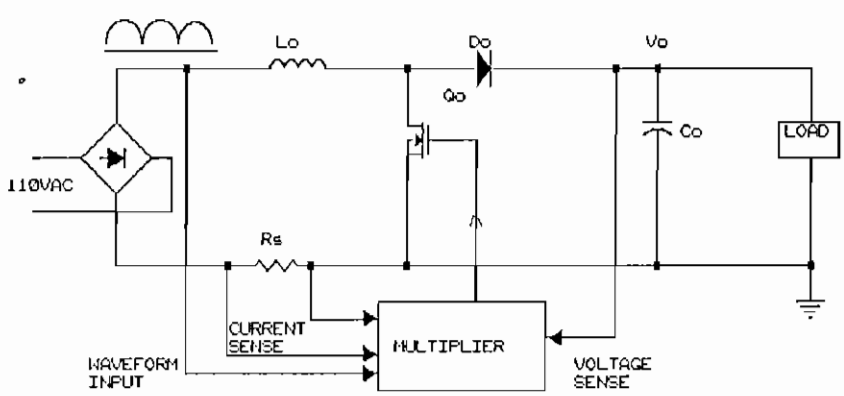


Fig.2.23.Diagrama de bloques del conversor [9]

Un diagrama de bloques de un circuito corrector de factor de potencia elevador se muestra en la Fig.2.23. El circuito de potencia del corrector de factor de potencia elevador es el mismo de un conversor elevador DC-DC. Hay un puente de diodos delante del inductor para rectificar el voltaje de entrada AC pero el capacitor grande de entrada el cual normalmente es asociado con la función de conversión AC a DC, ha sido movida a la salida del conversor elevador. Si un capacitor va después de la entrada de puente de diodos ésta es pequeña usada solo para filtrar el ruido.

La salida del regulador elevador es un voltaje constante pero la corriente de entrada es programada por el voltaje de entrada que es una onda seno mitad. El flujo de potencia hacia el capacitor de salida no es constante pero es una onda seno a dos veces la frecuencia de la línea puesto que la potencia es el producto instantáneo del voltaje por la corriente.

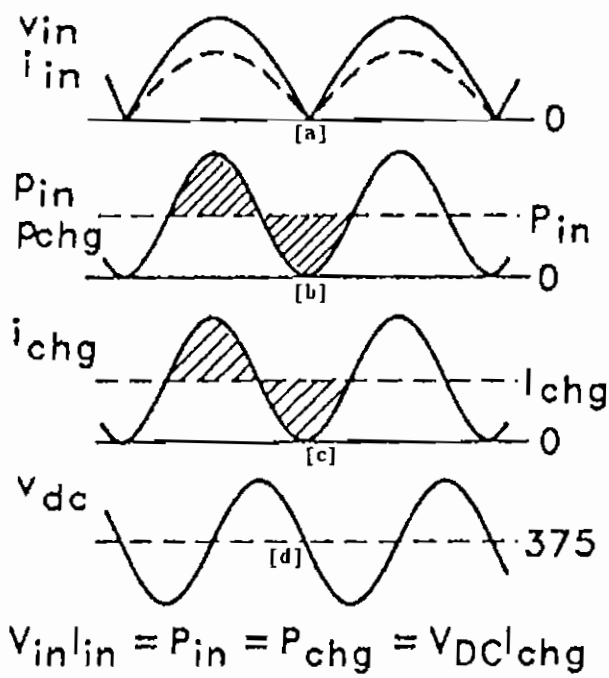


Fig.2.24.Formas de onda del conversor elevador [9]

Esta es señalada en la Fig.2.24. La Fig.2.24.a señala el voltaje y la corriente hacia el corrector de factor de potencia y la Fig.2.24.b el flujo de energía interna y externa del capacitor de salida. El capacitor de salida almacena energía cuando el voltaje de entrada es alto y libera energía cuando el voltaje de entrada es bajo para mantener un flujo de potencia de salida. En la Fig.2.24.c se muestra la corriente de carga y descarga. Esta corriente tiene forma diferente a la corriente de entrada y esta casi completamente en el segundo armónico del voltaje de línea AC. Este flujo de

energía hacia y fuera del capacitor resulta en el voltaje de rizado también en el segundo armónico y esto se muestra en la Fig.2.24.d. Nótese que el rizado de voltaje es desplazada por 90 grados relativos a la corriente puesto que ésta es la energía reactiva almacenada. El capacitor de salida debe ser considerado para manejar el segundo armónico del rizado de corriente así como la alta frecuencia de rizado de corriente desde el "switch" del conversor elevador el cual modula ésta.

2.2.4.CIRCUITO DE CONTROL DEL CONVERSOR

Un corrector activo del factor de potencia debe controlar la corriente de entrada y el voltaje de salida. El lazo de corriente es programado por el voltaje de línea rectificado de modo que la entrada al conversor parezca ser resistiva. El voltaje de salida es controlado por cambio de la amplitud media de la señal de corriente programada. Un multiplicador analógico origina la señal programada de corriente por multiplicación del voltaje de línea rectificado con la salida del amplificador de error de voltaje de modo que la señal programada de corriente tiene la forma del voltaje de entrada y una amplitud media, la cual controla el voltaje de salida.

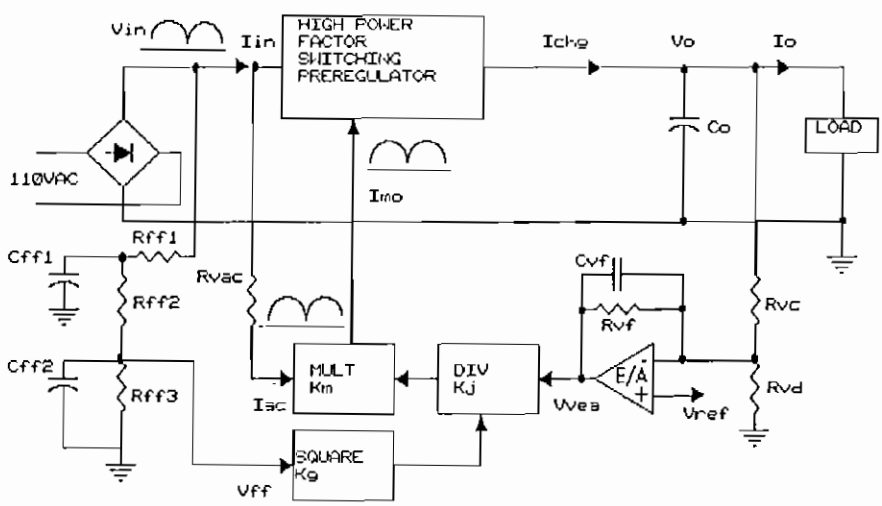


Fig.2.25.Diagrama de bloques del circuito de control de alto factor de potencia [9]

La Fig.2.25. es un diagrama de bloques la cual muestra la disposición necesaria del circuito de control básico para un corrector activo del factor de potencia. La salida del multiplicador es la señal programada de corriente y es llamada **Imo** para multiplicar la corriente de salida. La entrada

al multiplicador desde el voltaje de línea rectificado se muestra como una corriente en la Fig.2.25 antes que como una señal de voltaje porque ésta es la manera que está hecho el UC3854.

La Fig.2.25 muestra un elevador al cuadrado y un divisor así como un multiplicador en el lazo de voltaje. La salida del amplificador de error de voltaje es dividido por el cuadrado del voltaje de entrada medio, antes esto es multiplicado por la señal de voltaje de entrada rectificado. Esta circuiteria extra mantiene constante la ganancia del lazo de voltaje, sin esto la ganancia del lazo de voltaje podría cambiar como el cuadrado del voltaje de entrada medio. El valor medio del voltaje de entrada es llamado el **VOLTAJE DIRECTO DE ALIMENTACION o Vff** puesto que esto provee una corrección de lazo abierto la cual es alimentado directamente hacia el lazo de voltaje. Esto es elevado al cuadrado y entonces dividido con el voltaje de salida del amplificador de error de voltaje (Vvea).

La señal de corriente programada debe ser igual al voltaje de línea rectificado tan cerca como sea posible para maximizar el factor de potencia. Si ancho de banda del lazo de voltaje fuera mayor, esto modularía la corriente de entrada para mantener constante el voltaje de salida y esto distorsionaría horriblemente la corriente de entrada. Por consiguiente el ancho de banda del lazo de voltaje debe ser menor que la frecuencia de línea de entrada. Pero la respuesta transitoria del voltaje de salida deberá ser rápida así el ancho de banda del lazo de voltaje será tan grande como sea posible. Los circuitos elevador al cuadrado y divisor mantienen constante la ganancia de lazo así el ancho de banda puede ser cercano como sea posible a la frecuencia de línea para minimizar la respuesta transitoria del voltaje de salida. Esto es especialmente importante para amplios rangos del voltaje de entrada.

Los circuitos que mantienen constante la ganancia del lazo, hacen la salida del amplificador de error del voltaje un control de potencia. La salida del amplificador de error del voltaje realmente controla la potencia entregada a la carga. Esto puede ser visto fácilmente desde un ejemplo. Si la salida del amplificador de error del voltaje es constante y el voltaje de entrada es doble, la señal de programación será duplicada pero esta será dividida por el cuadrado del voltaje de alimentación directa, o cuatro veces la entrada, lo cual resultará que la corriente de entrada sea reducida a la mitad de su valor original. Dos veces el voltaje de entrada resulta mitad la corriente de entrada con la misma potencia de entrada como antes. La salida del amplificador de error del voltaje, entonces,

controla el nivel de potencia de entrada de el corrector de factor de potencia. Este puede usarse para limitar la máxima potencia a la cual el circuito puede obtener de la potencia de línea. Si la salida del amplificador de error del voltaje es enlazada a algunos valores que corresponden a algunos niveles de potencia máxima, entonces el corrector del factor de potencia activo no obtendrá más que aquella cantidad de potencia de la línea mientras que el voltaje de entrada este dentro de su rango.

2.2.4.1.DISTORSION EN LA FUENTE DE ENTRADA

Los circuitos de control introducen distorsión y desplazamiento en la forma de onda de la corriente de entrada. Estos errores vienen desde el puente de diodos de entrada, el circuito multiplicador y el rizado del voltaje de salida y en el voltaje de alimentación directo.

Hay dos procesos de modulación en un corrector activo de factor de potencia. El primero es el puente de diodos de entrada y el segundo es el circuito multiplicador, divisor y elevador al cuadrado. Cada proceso de modulación generan productos cruzados, armónicos o bandas laterales entre las dos entradas. La descripción de esto matemáticamente puede ser completamente complejo. Resulta bastante interesante, sin embargo, que los dos moduladores interactúan y uno viene a ser demodulador del otro puesto que el resultado es completamente simple. Como se señala después, implícitamente todo del rizado de voltaje en un corrector activo de factor de potencia está en el segundo armónico de la frecuencia de línea. Cuando estos voltajes van a través del multiplicador y llegan a programarse en la corriente de entrada, y entonces van a través del puente de diodos de entrada, la amplitud de voltaje del segundo armónico resulta en dos componentes de frecuencias. Uno es el tercer armónico de la frecuencia de línea y el otro es la fundamental. Ambos de estos componentes tienen una amplitud la cual es la mitad de la amplitud del voltaje de segundo armónico original. Ellos tienen la misma fase como el segundo armónico original. Si el rizado de voltaje es 10% de la amplitud del voltaje de línea y su fase desplazada 90 grados, la corriente de entrada tendrá un tercer armónico el cual es 5% de la fundamental y desplazado 90 grados y una componente fundamental la cual es 5% de la corriente de línea y esta desplazada por 90 grados.

El voltaje de alimentación directo que viene de la línea AC rectificada tiene una componente de segundo armónico que es de 66% de la amplitud del valor medio. El capacitor del

filtro del divisor de voltaje de alimentación directa atenúa grandemente al segundo armónico y efectivamente remueve todos de los armónicos superiores pero algo del segundo armónico es aún presente en la entrada de alimentación directa. Este rizado de voltaje es cuadrado por los circuitos de control como señala la Fig.2.25. Esto duplica la amplitud del rizado puesto que esto es librado en el tope de un gran valor de DC. El proceso divisor es transparente para el rizado de voltaje también esto ocurre en el multiplicador y eventualmente llega a ser la distorsión del tercer armónico de la corriente de entrada y un desplazamiento de fase. La doble acción del cuadrado significa que la amplitud de la distorsión de la corriente de entrada en porcentaje es la misma como la amplitud del rizado de voltaje, en porcentaje, en la entrada de alimentación directa.

Es innecesario decir, que el rizado de voltaje de alimentación directa debe ser pequeña para conseguir una baja distorsión de la corriente de entrada. El rizado de voltaje puede ser pequeño con un filtro de polo simple con una muy baja frecuencia de corte. Sin embargo, la rápida respuesta a los cambios del voltaje de entrada es también adecuado así el tiempo de respuesta del filtro debe ser rápido. Estos dos requerimientos están en conflicto, por supuesto, y un compromiso entre ellos debe ser encontrado. Un filtro de dos polos en la entrada de alimentación directa tiene una respuesta transitoria rápida que un filtro de polo simple para la misma cantidad de atenuación de rizado. Otra ventaja de un filtro de dos polos es que el desplazamiento de fase es dos veces que en el filtro de polo simple. Esto resulta en 180 grados de desplazamiento de fase del segundo armónico y conducen al tercer armónico y el desplazamiento de componente de la corriente de entrada realimentada en fase con el voltaje. Un segundo armónico del rizado de voltaje del 3% en la entrada directa resulta en un factor de potencia del 0.97 justo desde el componente desplazado si un filtro de polo simple es usado para el voltaje directo. Con un filtro de dos polos no hay componente desplazada en el factor de potencia porque esta en fase con la corriente de entrada. El tercer componente armónico de la corriente de entrada resulta del segundo armónico en la entrada directa la cual tendrá la misma amplitud como el segundo armónico del rizado de voltaje. Si 3% del segundo armónico esta presente en el voltaje directo, la forma de onda de la corriente de línea contendrá 3% de la tercera distorsión armónica.

La salida de voltaje tiene rizado en el segundo armónico, debido al rizado de corriente que fluye a través del capacitor de salida. El rizado de voltaje es realimentado a través del amplificador de error del voltaje al multiplicador y, como el voltaje directo, programa la corriente de entrada y resulta en distorsión de segundo armónico de la corriente de entrada. Puesto que este rizado de

voltaje no va a través del cuadrado la amplitud de la distorsión y el desplazamiento son mitad de la amplitud del rizado de voltaje. El rizado de voltaje en la salida del amplificador de error de voltaje debe estar en fase con el voltaje de línea por el desplazamiento de la componente que esta en fase. El amplificador de error de voltaje desplazará el segundo armónico por 90 grados de modo que esto estará en fase con el voltaje de línea.

El lazo de voltaje de un conversor elevador con control en modo de corriente media tiene un control de la función de transferencia de salida la cual tiene un polo simple "rooll-off" característico aún esto sería compensado con un amplificador de error de ganancia fija. Esta produce un lazo muy estable con 90 grados de margen de fase. Sin embargo, esto provee menos que el óptimo funcionamiento. El rizado de voltaje del capacitor de salida esta fuera de fase con la corriente de entrada por 90 grados. Si el amplificador de error tiene una ganancia fija en la frecuencia de segundo armónico la distorsión y el desplazamiento generado en la corriente de entrada serán 90 grados fuera de fase con el rectificador de línea AC. El factor de potencia puede ser mejorado por introducir un desplazamiento de fase en la respuesta del amplificador de error de voltaje. Esto cambio de desplazamiento de la componente reversa del factor de potencia se alinea con el voltaje de entrada e incrementa el factor de potencia. La cantidad de cambio de fase que puede ser añadida es determinada por la necesidad de mantener estable el lazo de voltaje. Si el margen de fase es reducida a 45 grados, la fase en el segundo armónico será muy cercano a 90 grados y esto causa el desplazamiento de la componente reversa en fase con el voltaje de entrada.

El ancho de banda del lazo de control de voltaje es determinado por la cantidad de la distorsión de entrada a ser contribuida por el voltaje de rizado de salida. Si la salida del capacitor es pequeña y la distorsión debe ser baja, entonces el ancho de banda del lazo será bajo para que el rizado de voltaje sea suficientemente atenuado por un amplificador de error. La respuesta transitoria es una función del ancho de banda del lazo, y el disminuir el ancho de banda hace lento la respuesta transitoria y un mayor sobretiro. El capacitor de salida puede necesitar ser grande para tener una rápida repuesta transitoria de salida y una baja distorsión de la corriente de entrada.

La técnica usada para diseñar el lazo de compensación es encontrar la cantidad de atenuación del rizado de voltaje de salida requerido en el amplificador de error y entonces posteriormente trabajar en la frecuencia de ganancia unitaria. El lazo tendrá el máximo ancho de banda cuando el margen de fase es lo más pequeño. Unos 45 grados de margen de fase es un buen

compromiso el cual da un buen lazo de estabilidad y una rápida respuesta transitoria y el cual es fácil diseñar. La respuesta del amplificador de error de voltaje la cual resulta, tiene ganancia fija superior a la del lazo de frecuencia de ganancia unitaria y tendrá un polo simple "roll-off" cerca de aquella frecuencia. Esto da la máxima cantidad de atenuación en el segundo armónico de la frecuencia de línea desde un circuito simple, dando un gran ancho de banda y un margen de fase de 45 grados.

2.2.4.2.CUSPIDE DE DISTORSION

La cúspide de distorsión ocurre justo después de que la línea de entrada AC ha cruzado por cero voltios. En este punto la cantidad de corriente la cual es requerida por la señal programada, excede el "slew-rate" de corriente disponible. Cuando el voltaje de entrada es cercano a cero hay un pequeño voltaje a través del inductor, en el cual el "switch" esta aún cerrado, la corriente no puede aumentar hacia arriba muy rápidamente pues el "slew-rate" disponible es demasiado bajo y la corriente de entrada se retrasará detrás del valor deseado por un corto período de tiempo. Una vez que la corriente de entrada sea igual al valor programado el lazo de control es retrocedido en operación y la corriente de entrada seguirá la señal programada. La duración de tiempo que la corriente no sigue al valor programado es una función del valor del inductor. El valor pequeño del inductor mejora el seguimiento y la disminución de la distorsión pero el valor de inductor pequeño tiene un alto rizado de corriente. La cantidad de distorsión generado por esta condición es generalmente pequeña y es sumamente alto el orden de armónicos. Este problema es minimizado por una suficientemente alta frecuencia de conmutación.

2.2.4.3.DIAGRAMA DE BLOQUES DEL UC3854

El diagrama de bloques del UC3854 se muestra en la Fig.2.26. Este circuito integrado contiene los circuitos necesarios para controlar un corrector del factor de potencia. El UC3854 es diseñado para implementar control en modo de corriente media pero es flexible para ser usado para una amplia variedad de topologías de potencia y de métodos de control.

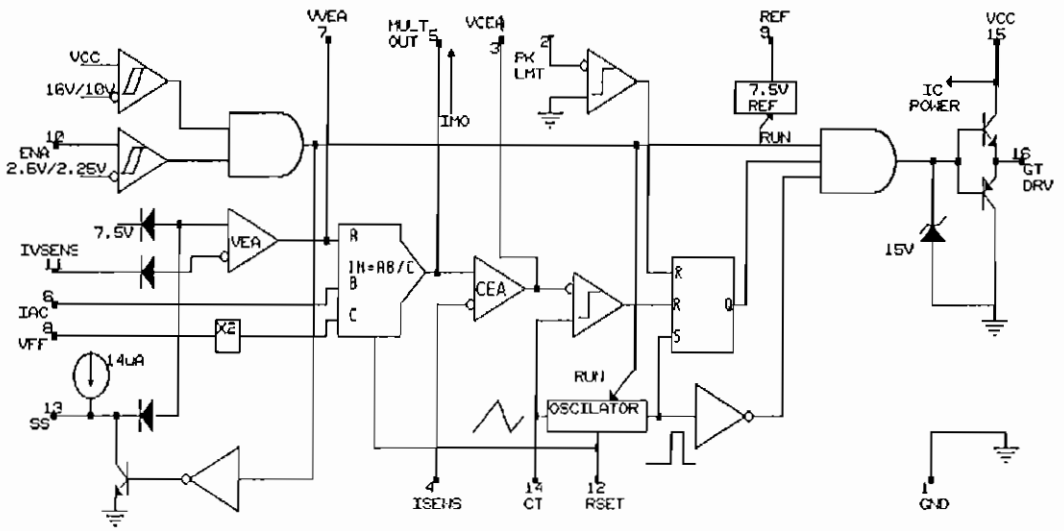


Fig.2.26.Diagrama de bloques del UC3854

La parte superior izquierda de la Fig.2.26 contiene el voltaje bajo, el cual bloquea el comparador de salida y el comparador de habilitación. La salida de estos comparadores deben estar en alto ("*true*") para permitir operar al dispositivo . La entrada invertida al amplificador de error de voltaje es conectada al pin 11 y se llama Vsens. Los diodos señalados localizados cerca del amplificador de error de voltaje, pretenden representar el funcionamiento del circuito interno antes que mostrar el verdadero dispositivo. Los diodos señalados en el diagrama de bloques son diodos ideales e indican que la entrada no invertida al amplificador de error debe ser conectada a una referencia de voltaje de 7.5VDC en operación normal pero también es usado para una función de inicio lenta. Esta configuración permite al lazo de control de voltaje iniciar la operación antes que el voltaje de salida haya alcanzado su punto de operación y elimine el sobretiro de encendido lo cual incomoda en muchas fuentes de poder.

El diodo señalado entre el pin 11 y la entrada invertida del amplificador de error es también un diodo ideal y es señalado para eliminar confusiones ya sea que allí puede estar una caída extra del diodo añadida a la referencia o no. En el dispositivo real se hace esto con amplificadores

diferenciales. Una fuente interna de corriente también es provista para cargar el capacitor sincronizado de inicio lento.

La salida del amplificador de error de voltaje, Vvea, esta disponible en el pin 7 del UC3854 y es también una entrada al multiplicador. La otra entrada al multiplicador es el pin 6, Iac, y ésta es la entrada para la programación de la forma de onda desde la entrada rectificada. Este pin es mantenido a 6V y tiene una corriente de entrada. La entrada de alimentación directa, Vff está en el pin 8 y éste valor es elevado al cuadrado antes de ser alimentado a la entrada del divisor del multiplicador.

La corriente Iset desde el pin 12 es también usada en el multiplicador para limitar la máxima corriente de salida. La corriente de salida del multiplicador es Imo y esta fluye fuera del pin 5 la cual también es conectada a la entrada no invertida del amplificador de error de corriente.

La entrada invertida del amplificador de corriente es conectada al pin 4, el pin Isens. La salida del amplificador de error de corriente se conecta a un comparador con modulación por ancho de pulso (PWM) donde ésta es comparada con el oscilador rampa del pin 14. El oscilador y el comparador manejan el "Set-Reset" del "Flip-Flop" el cual, en cambio, maneja la alta corriente de salida en el pin 16.

El voltaje de salida es enlazado internamente al UC3854 en 15V de modo que los MOSFETS de potencia no tendrán sus compuertas sobreconducidas. Una emergencia del límite de corriente pico es provista en el pin 2 y cerrará el pulso de salida apagándolo cuando ésta sea arrastrada significativamente por debajo de tierra. La referencia del voltaje de salida es conectada al pin 9 y el voltaje de entrada es conectado al pin 15.

2.2.5.CIRCUITO INVERSOR.

Mediante una configuración tipo medio puente, se convierte el voltaje continuo de 280VDC del conversor elevador ("boost") en un voltaje de onda cuadrada de ±140Vrms (caso de ser carga resistiva pura) y de frecuencia 41 KHz que se aplica al sistema de tubos fluorescentes de 32W. Los circuitos de encendido de los tubos consisten en circuitos resonantes L-C en serie con los tubos fluorescentes.

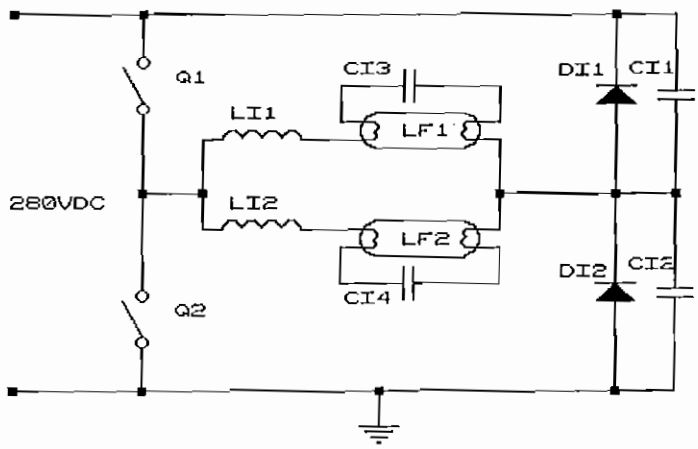


Fig.2.27.Circuito inversor medio-puente

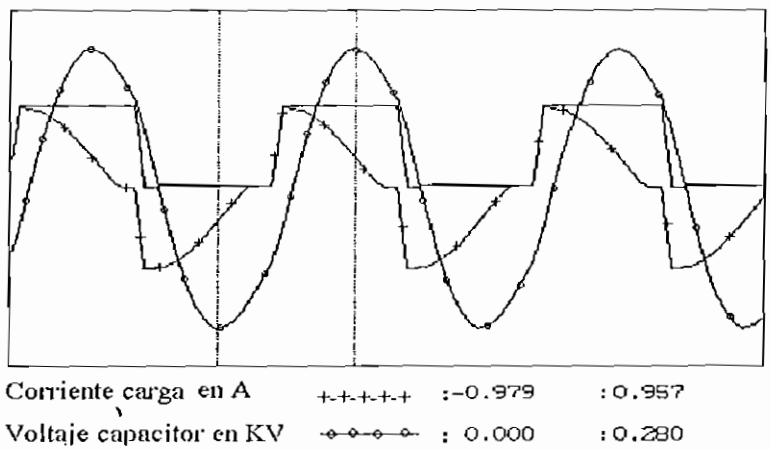


Fig.2.28.Ondas de voltaje y corriente en la carga del inversor medio-puente

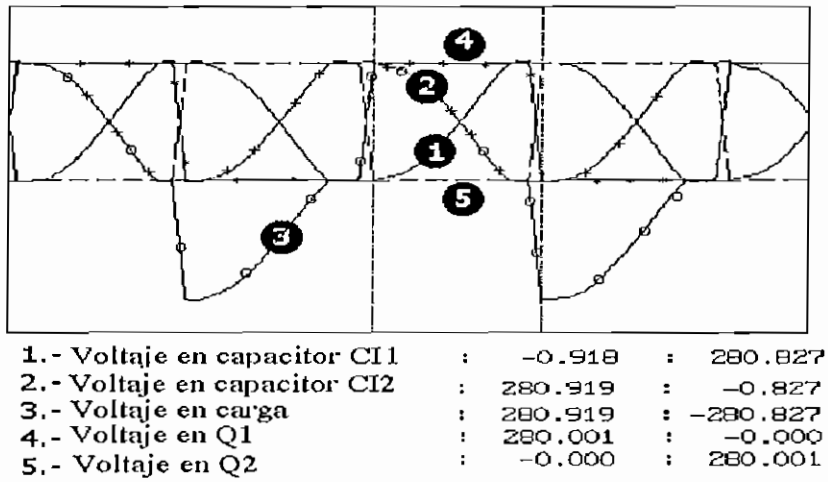


Fig 2.29.Ondas de voltaje del circuito de potencia del inversor medio-puente

En estado estable de funcionamiento las lámparas junto a la red LC serie, presentan una corriente que no puede cambiar inmediatamente con el voltaje de salida, según la Fig.2.28, la corriente se retrasa respecto a la tensión por tanto la carga es inductiva. Esto indica que si Q1 esta conduciendo, el voltaje almacenado en CI1 de 280V va disminuyendo hasta cero, mientras el voltaje en CI2 que estuvo en cero va creciendo hasta alcanzar el voltaje 280V, momento en el cual se conecta Q2 y ahora CI2 se va descargando y CI1 se va cargando, para que en el otro medio ciclo se repita la operación (Fig.2.29). En esta configuración el voltaje en el capacitor es igual al voltaje de la carga, pues se trata de una carga inductiva. El voltaje en los capacitores deben sumarse y ser igual al voltaje que entrega el conversor elevador. La onda de corriente en la carga adelanta a la onda de voltaje, esto indica que se trata de una carga inductiva.

2.2.6.CIRCUITO DE CONTROL DEL INVERSOR.

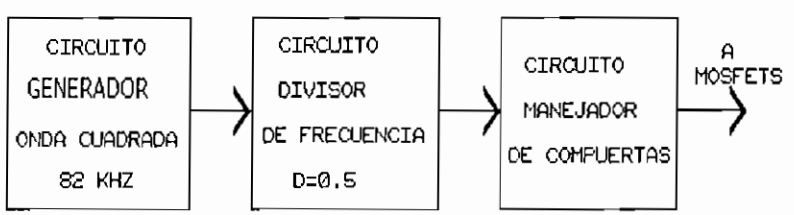


Fig.2.30.Diagrama de bloques del Circuito de control del inversor

Para el circuito de control del inversor se tiene un sistema conformado por tres circuitos integrados para el manejo de las compuertas de los *"switches"* Q1y Q2 de potencia, como se señala en la Fig.2.30. El primero de ellos es el generador de la onda cuadrada de 82 KHz en base al integrado 555 , el mismo que pasa a través del circuito divisor de frecuencia (4095B) que da una onda cuadrada de 41 KHz con la cual se alimenta al circuito manejador de compuertas (IR2111) una señal cuya relación de trabajo es 0.5, necesarios para controlar los *"switches"* de potencia del inversor medio puente. Las señales de control de los MOSFETS están sincronizadas de forma que operen alternadamente (Fig.2.31) y con un tiempo muerto para que no se produzca un cortocircuito. Esto posibilita obtener un voltaje alterno cuadrado sobre las lámparas sin componente DC de 140Vrms en la carga (si es resistiva pura) y con una relación de trabajo de 0.5, esta última condición es necesaria para que los MOSFETS de potencia del inversor no se quemen.

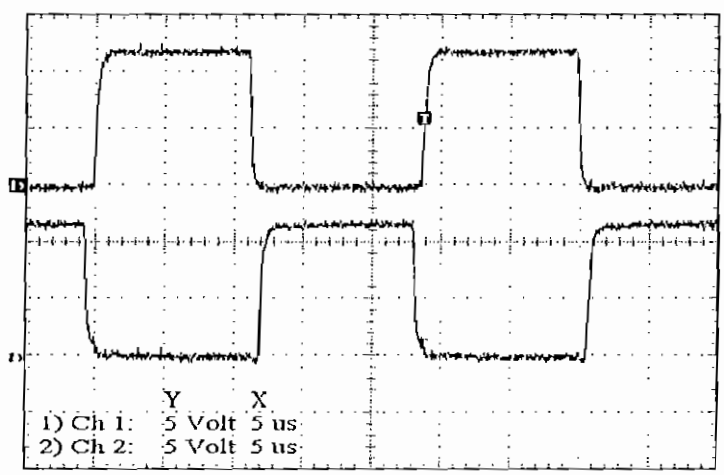


Fig.2.31.Señales de control de los MOSFETS del inversor medio-puente

2.2.7.FUENTE DE POLARIZACION

La fuente de polarización es de 18VCC, ésta se inicia provocando una caída de tensión desde el puente rectificador mediante una resistencia de potencia . Colocando un capacitor y un diodo zener se fija el voltaje de entrada al regulador a 33V, y se obtiene una buena señal de voltaje 18 VDC. Esta fuente debe alimentar al prerregulador de alto factor de potencia UC3854 , y a los tres integrados que conforman el circuito de control del inverso (LM555-4095B-IR2111). Se prefiere que los todos los capacitores tengan un valor mínimo para que el encendido del balasto se lo realice de forma instantánea.

2.3.DISEÑOS CIRCUITALES

2.3.1.SIMULACION DIGITAL DEL BALASTO

Para iniciar el diseño del balasto electrónico se ayuda de un simulador digital como es el MICROCAP III. Primero se procede a calcular y a simular al inversor medio puente tomando como carga a los dos circuitos resonantes L-C en serie con los tubos fluorescentes que a su vez están en paralelo; y luego con los valores obtenidos en el inversor se realiza la simulación del conversor elevador.

Inicialmente en el arranque o encendido de los tubos fluorescentes, su resistencia será alta y decrecerá de manera exponencial hasta aproximadamente 650Ω, la cual viene determinada de la potencia de los tubos de 32W y del voltaje de operación normal del tubo 200Vrms. Considerando datos técnicos de operación de los balastos comerciales, se elige una frecuencia de resonancia del inversor de 40KHz, con estos datos se procede a calcular los valores de la red resonante LC mediante el desarrollo matemático de [7]. Se simula al inversor seleccionando el capacitor y la inductancia del circuito resonante de acuerdo al voltaje requerido por los tubos fluorescentes.

Debido a que en la práctica se va a obtener un voltaje DC de la etapa del conversor elevador, la simulación del inversor medio puente se alimenta de una fuente de voltaje de 280VDC. El comportamiento del tubo fluorescente se describe como una función exponencial decreciente en

el tiempo, desde un valor elevado hasta 650Ω que es el valor aproximado de la resistencia en condiciones normales de operación. El esquema implementado para la simulación digital se lo muestra en la Fig.2.32, donde la inductancia de resonancia es de 0.5mH y el capacitor calculado 0.033uF.

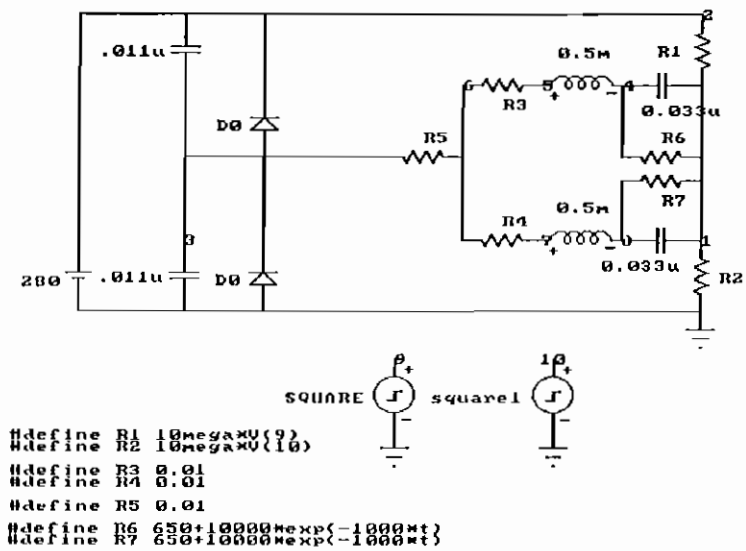


Fig.2.32.Circuito de simulación digital del inversor (dos lámparas)

Con estos valores el voltaje de arranque en la lámpara es sinusoidal con un valor de 453V de amplitud (Fig.2.33). Este voltaje no es suficiente para producir la descarga de arco en los tubos fluorescentes y éstos no se encenderán, razón por la cual se descarta este valor de inductancia y hace necesario aumentar el valor del mismo. Inclusive el voltaje en estado estable de funcionamiento (después de 50ms) es de 128V es menor al voltaje mínimo de operación normal de los tubos, como se muestra en la Fig.2.34.

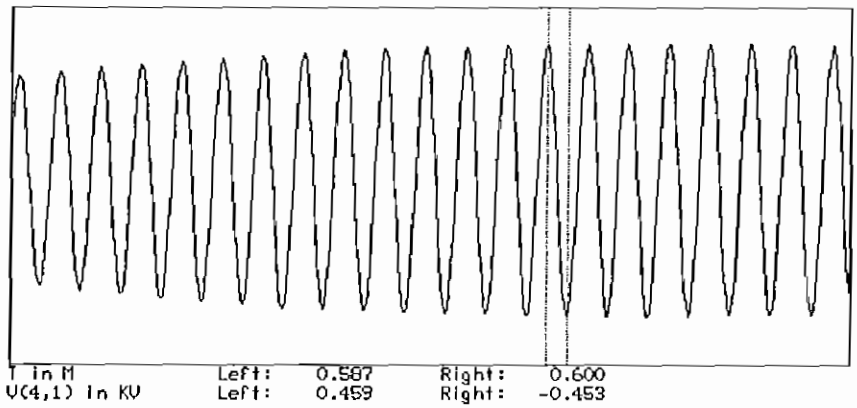


Fig.2.33.Voltaje de las lámparas en el arranque

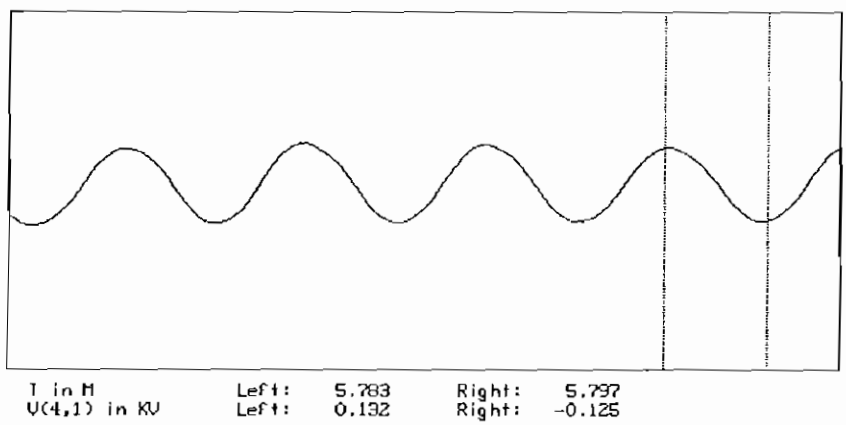


Fig.2.34.Voltaje en las lámparas en estado normal de funcionamiento

Se ha logrado comprobar que si se sube el valor del capacitor de resonancia, no se tiene mejoría de los voltajes requeridos, es así que se decide subir el valor de la inductancia de resonancia a 3mH, con lo cual el capacitor debe valer 0.008uF. El esquema digital implementado se lo muestra en la Fig.2.35.

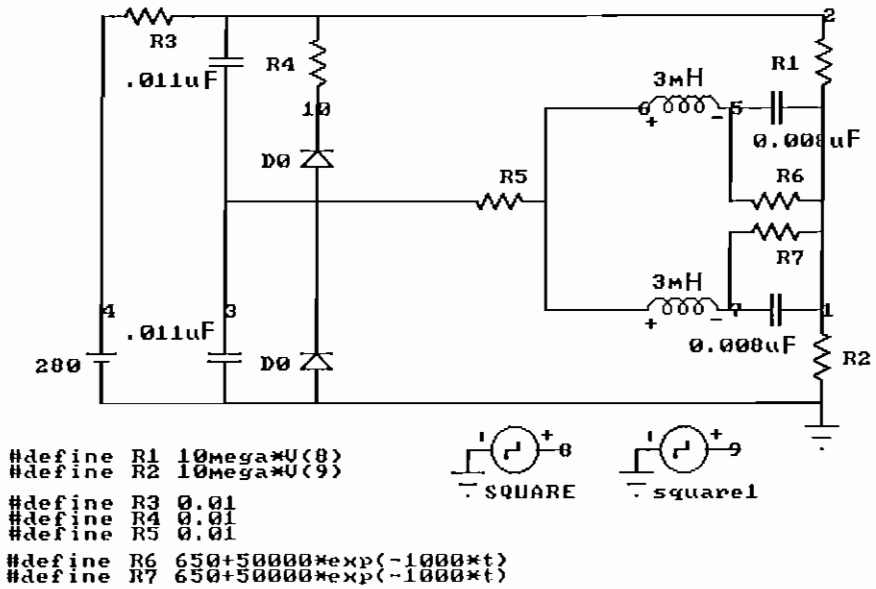


Fig.2.35.Circuito de simulación digital del inversor (dos lámparas)

En el arranque, el voltaje de la lámpara es señalada en la Fig.2.36. donde se tiene una onda senoidal con 575V de amplitud aproximadamente, condición requerida para el encendido de los tubos fluorescentes que debe ser mayor a 500V, este voltaje decrecerá en decenas de milisegundos como se indicará más adelante. Además en la Fig.2.37 y 2.38 se muestran el voltaje sobre la inductancia de resonancia con picos altos de voltaje y el voltaje en la carga del inversor con picos de 280V.

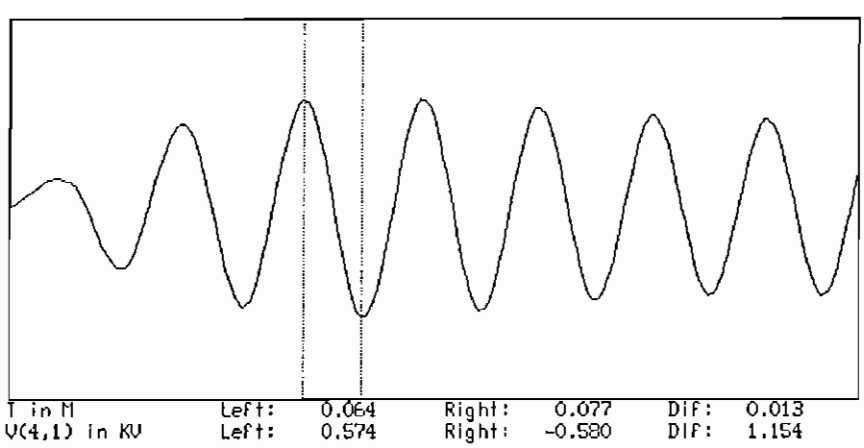


Fig.2.36.Voltaje en la lámpara en el arranque (dos lámparas)

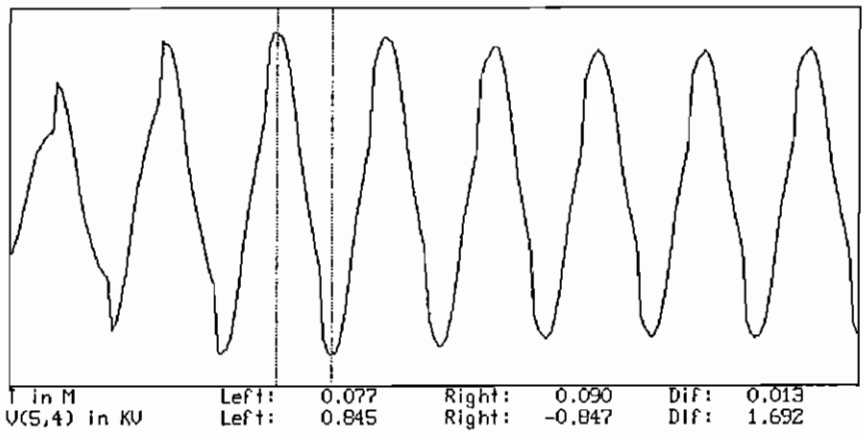


Fig.2.37.Voltaje en la inductancia de resonancia en el arranque (dos lámparas)

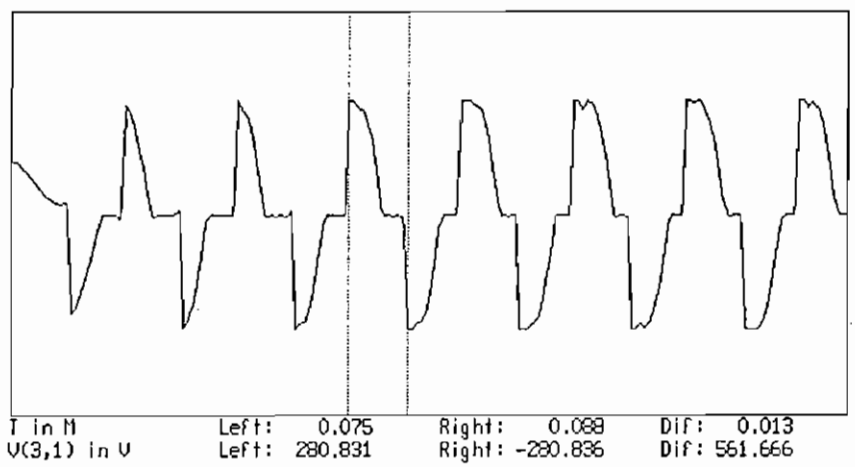


Fig.2.38.Voltaje de la carga del inversor en el arranque (dos lámparas)

Una vez que los tubos fluorescentes se encienden, aproximadamente 50ms después, el voltaje sobre las lámparas tiene forma sinusoidal y alcanza 190V de amplitud (Fig.2.39); el voltaje en el inductor de resonancia es una señal periódica con picos de 468V y en la carga del inversor el voltaje es similar al del inductor con picos de 278V, éstas señales se indican en las Fig.2.40 y 2.41.

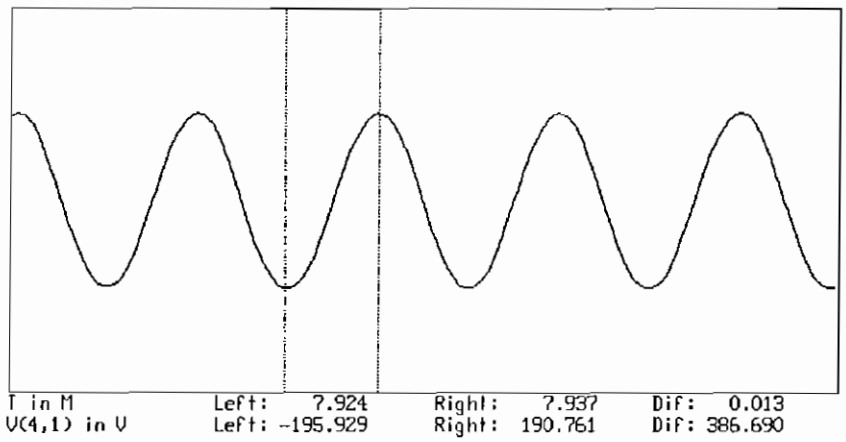


Fig.2.39.Voltaje en la lámpara en operación normal (dos lámparas)

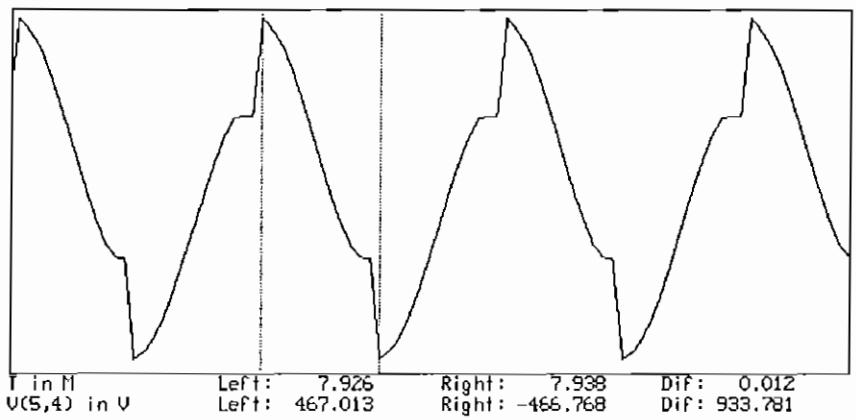


Fig.2.40.Voltaje en la inductancia en operación normal (dos lámparas)

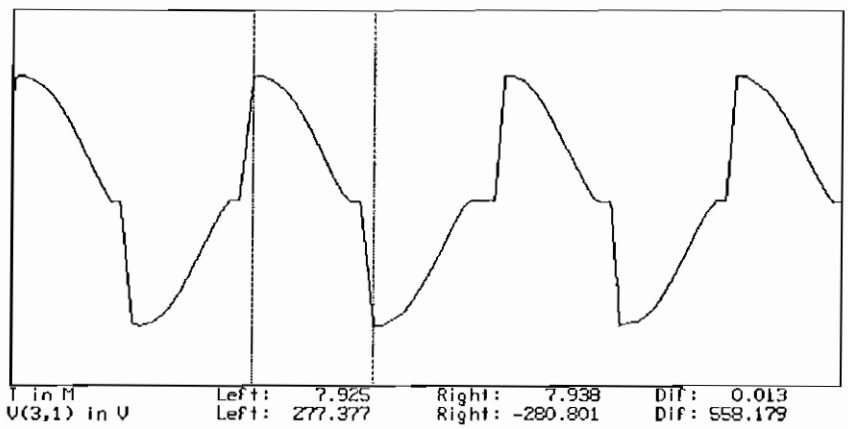


Fig.2.41.Voltaje en la carga del inversor en operación normal (dos lámparas)

Además se grafican las señales de voltaje en los capacitores del inversor medio puente, las cuales son ondas senoidales de 280V pico. Mientras en uno de ellos el voltaje disminuye en el otro aumenta manteniéndose siempre la suma de ambos a 280V, que es el voltaje que entrega el conversor (Fig.2.42). Cada uno de los MOSFETS debe soportar los 280V de la fuente de alimentación del inversor como se observa en la Fig.2.43. La señal de corriente entregada por la fuente al inversor se señala en la Fig.2.44.

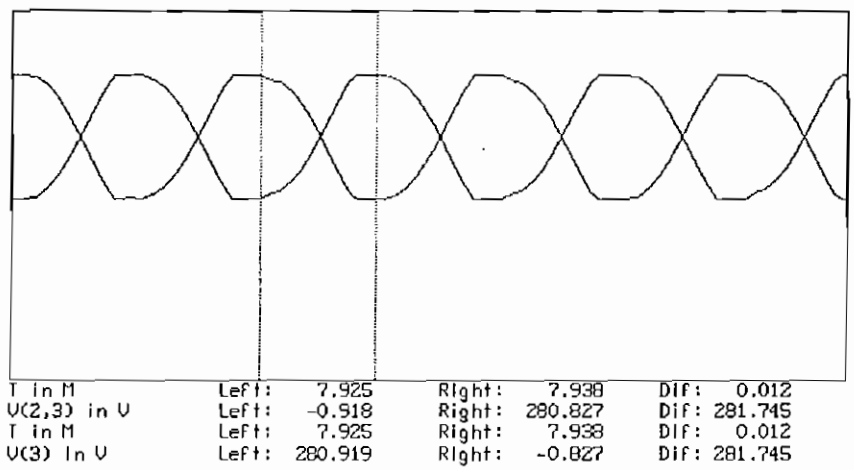


Fig.2.42.Voltaje en los capacitores del medio puente en operación normal (dos lámparas)

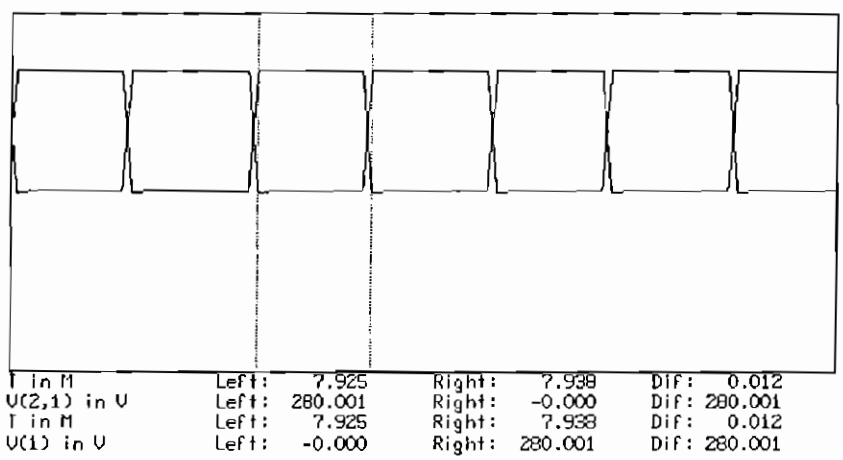


Fig.2.43.Voltaje en los MOSFETS en operación normal (dos lámparas)

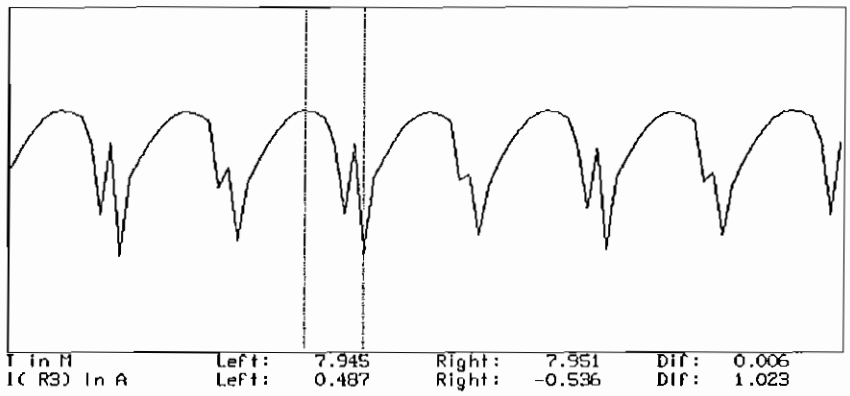


Fig.2.44.Corriente total del inversor en operación normal (dos lámparas)

En el funcionamiento del inversor se debe considerar además, la condición de tener un solo tubo fluorescente, pues en la práctica puede quemarse un tubo de la luminaria y el otro debe seguir funcionando. El circuito de simulación digital implementado se muestra en la Fig.2.45.

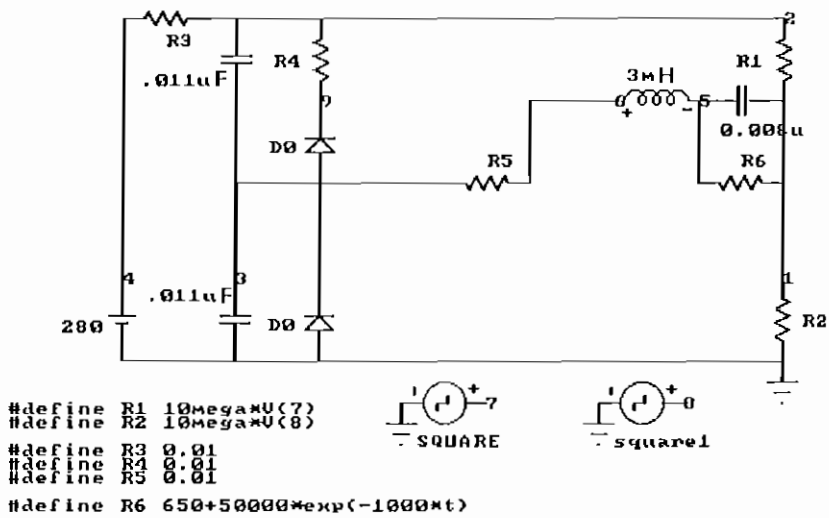


Fig.2.45.Voltaje en la inductancia en operación normal (una lámpara)

Donde para el arranque del tubo fluorescente se tiene un voltaje sinusoidal de 780V pico, señalado en la Fig.2.46, cuyo valor de voltaje también permite encender a los tubos fluorescentes. Los gráficos de las Fig.2.47 y 2.48 indican el voltaje sobre la inductancia de resonancia y el voltaje sobre la carga del inversor que tiene una forma periódica con picos que alcanzan 280V .

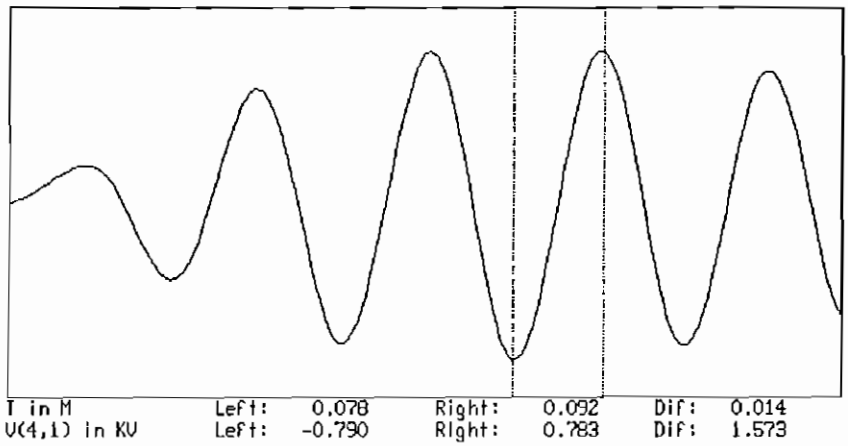


Fig.2.46.Voltaje en la lámpara en el arranque (una lámpara)

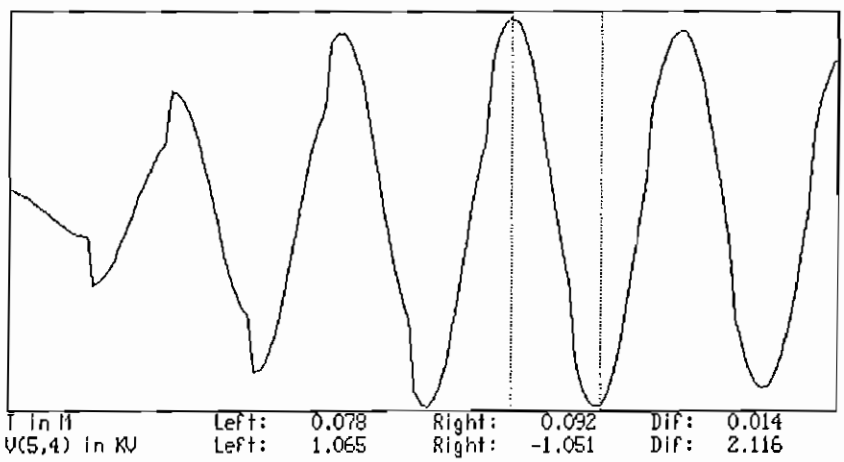


Fig.2.47.Voltaje en la inductancia en el arranque (una lámpara)

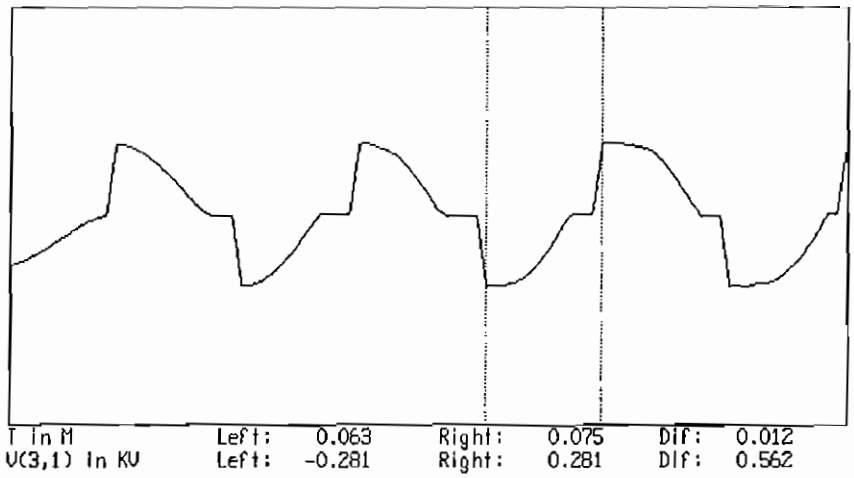


Fig.2.48.Voltaje en la carga del inversor en el arranque (una lámpara)

Para el estado estable del circuito se tiene las señales de voltaje en la lámpara (Fig.2.49) es una onda senoidal de 200V de amplitud, voltaje que permite funcionar sin dificultad al tubo fluorescente. Los voltajes en la inductancia de resonancia y en la carga del inversor son señalados en las Fig.2.51-2.52 respectivamente.

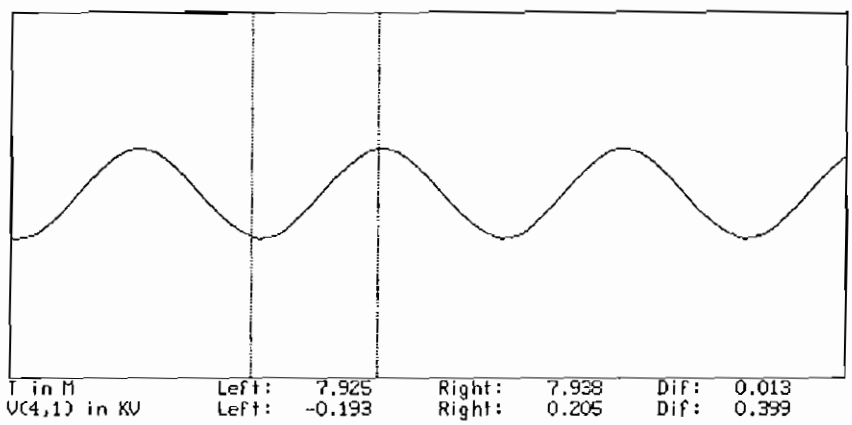


Fig.2.49.Voltaje en la lámpara en operación normal (una lámpara)

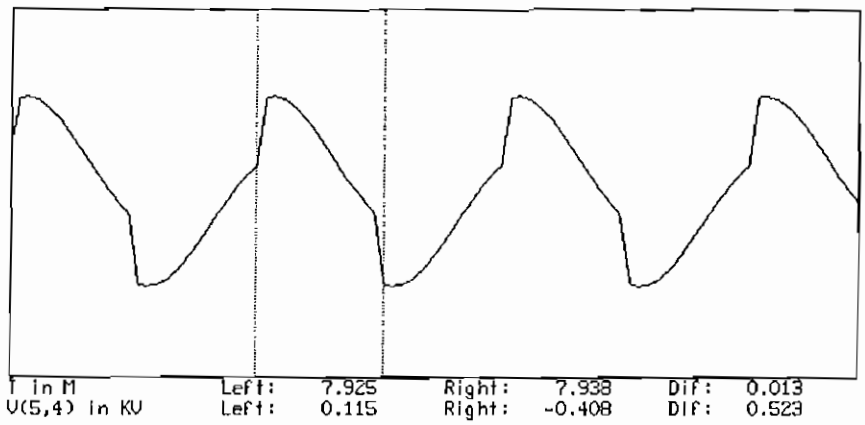


Fig.2.50.Voltaje en la inductancia de resonancia en operación normal (una lámpara)

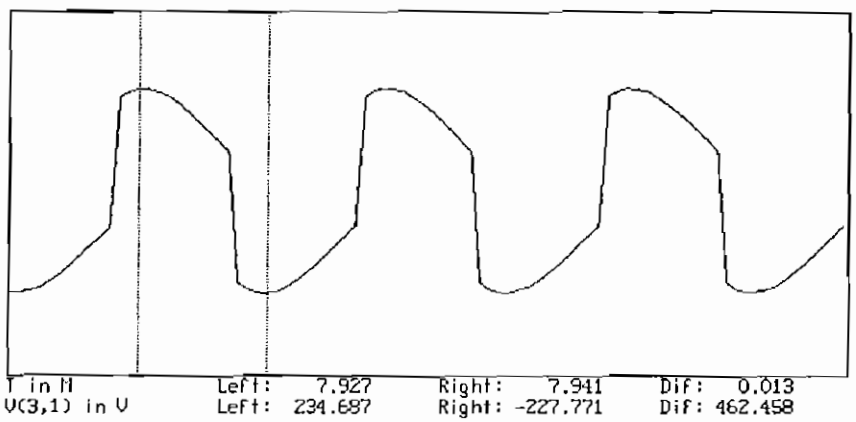
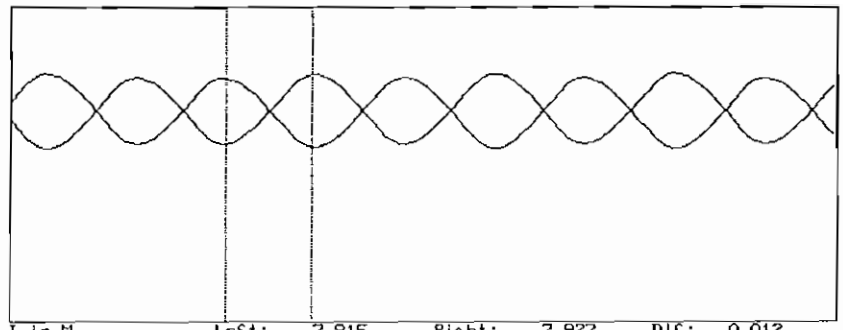


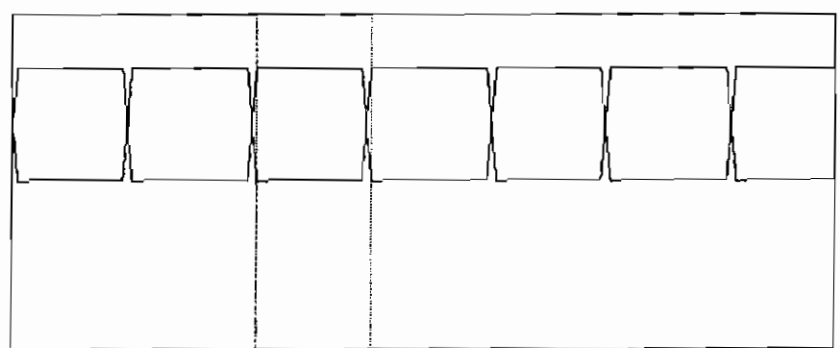
Fig.2.51.Voltaje en la carga del inversor en operación normal (una lámpara)

Además se grafican las señales de voltaje en los capacitores del inversor (Fig.2.52), aquí si el voltaje en uno de ellos llega a 230V, el otro está a 50V y van variando de manera sinusoidal sumando siempre los 280V del conversor. El comportamiento del voltaje en los capacitores del inversor, es diferente al caso de tener funcionando dos lámparas fluorescentes donde el voltaje decrecía hasta 0V, esto se debe a que la carga es menos inductiva pues solo opera una red LC. El voltaje en los MOSFETS, y la corriente total del inversor, se muestran en las Fig.2.53-2.54 respectivamente.



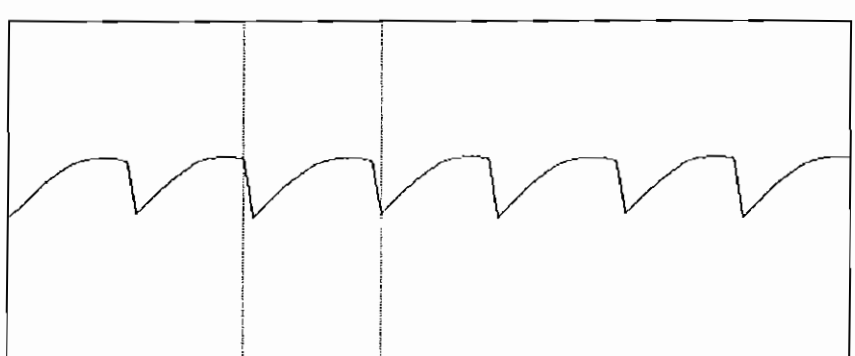
T in M	Left:	7.915	Right:	7.927	Dif:	0.012
V(2,3) in V	Left:	226.475	Right:	45.314	Dif:	181.162
T in M	Left:	7.915	Right:	7.927	Dif:	0.012
V(3) in V	Left:	53.525	Right:	234.686	Dif:	181.162

Fig.2.52.Voltaje en los capacitores del inversor en operación normal (una lámpara)



T in M	Left:	7.925	Right:	7.938	Dif:	0.012
V(2,1) in V	Left:	280.001	Right:	-0.000	Dif:	280.001
T in M	Left:	7.925	Right:	7.938	Dif:	0.012
V(1) in V	Left:	-0.000	Right:	280.001	Dif:	280.001

Fig.2.53.Voltaje en los MOSFETS en operación normal (una lámpara)



T in M	Left:	7.924	Right:	7.938	Dif:	0.014
I(R3) in A	Left:	0.237	Right:	-0.170	Dif:	0.407

Fig.2.54.Corriente total del inversor en operación normal (una lámpara)

Una vez seleccionado los valores de los elementos componentes del inversor medio puente, se procede a calcular y luego a simular el conversor elevador. Para la inductancia Lo del conversor se toma el valor calculado mediante la ecuación 2.25 dado por [4] cuyo detalle se indicará más adelante. Lo mismo el capacitor de salida Co se calcula mediante la ecuación 2.26. Así con todos los valores señalados anteriormente se va al simulador digital donde se varia la inductancia Lo, el capacitor de salida del conversor Co, la frecuencia de conmutación del conversor; y luego también se simula colocando el filtro pasivo de entrada. La frecuencia de conmutación recomendada debe ser alta para que el circuito de potencia sea pequeño, eligiendo una de 50KHz. Así se determina la mejor opción en esta parte del diseño.

La técnica implementada en el conversor elevador es un control PWM. Al conversor se lo simula para diferentes valores de L y C, con y sin el filtro de entrada, que elimina los armónicos de conmutación de la señal de corriente de entrada. Sin embargo solo se reporta las formas de onda que se cree sirven para analizar el comportamiento del conversor.

El circuito implementado en el simulador se muestra en la Fig.2.55, donde el conversor esta sin el filtro pasivo de entrada. En la Fig.2.55.a se muestra el circuito de control PWM implementado. Debido a las condiciones desarrolladas por el programa, se tiene un funcionamiento diferente de las reales, pero éstas sirven como referencias de la técnica de control a implementarse, situación que en la práctica si se logra obtener la operación del conversor con corrección activa del factor de potencia.

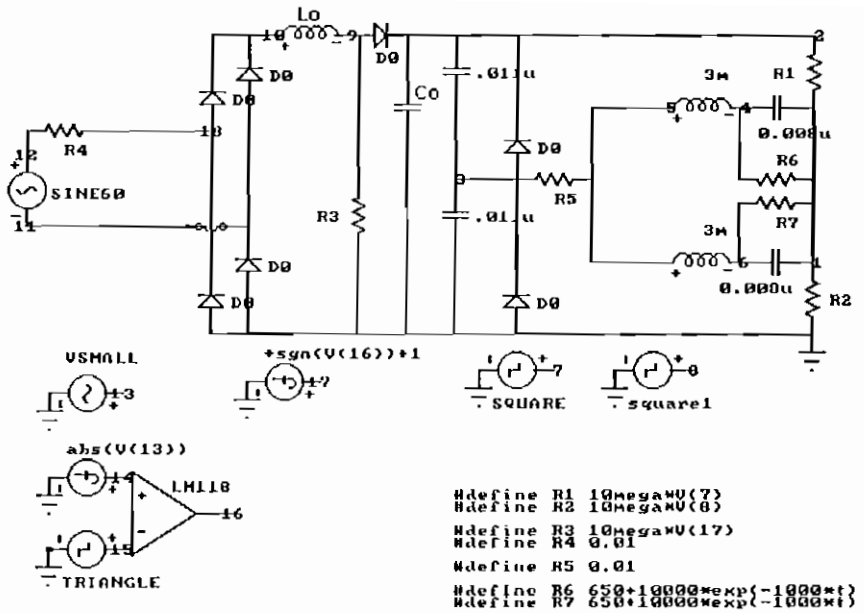
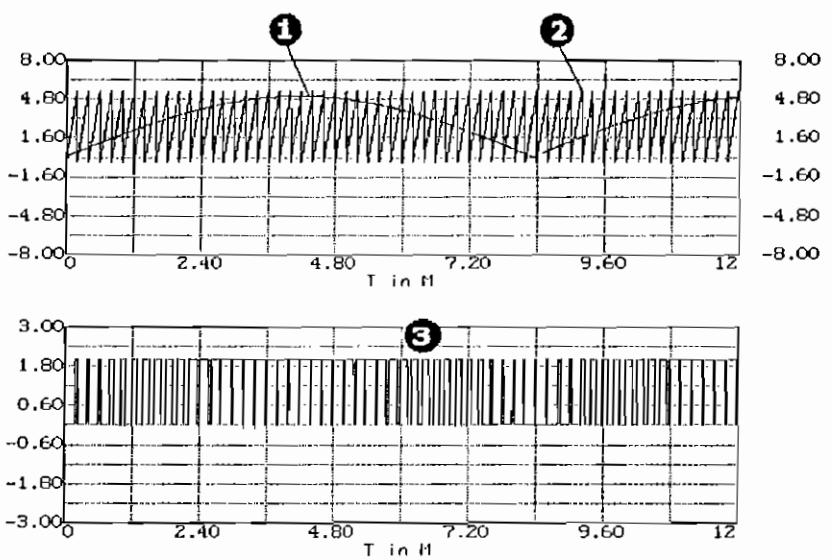


Fig.2.55.Circuito de simulación digital del conversor elevador, sin filtro (dos lámparas)



1)Señal Modulante 2)Señal Portadora 3)PWM de control

Fig.2.55.a.Circuito de Control del conversor elevador en el simulador

Se inicia por elegir una frecuencia de 10 KHz a la cual se puede observar el comportamiento real del conversor. Los valores de elementos calculados según las ecuaciones 2.25 y 2.26, que se indicarán más adelante, son de 4mH para la inductancia del conversor y 200uF del capacitor.

Las formas de onda de la corriente de entrada y del voltaje de salida o sobre el capacitor Co del conversor se muestran en la Fig.2.56 y 2.56.a. La corriente alcanza inicialmente un pico de 22 A y luego se estabiliza a un pico de 0.8 A. El voltaje crece en 5ms hasta 220V y luego tiende a estabilizarse aproximadamente en 200VDC.

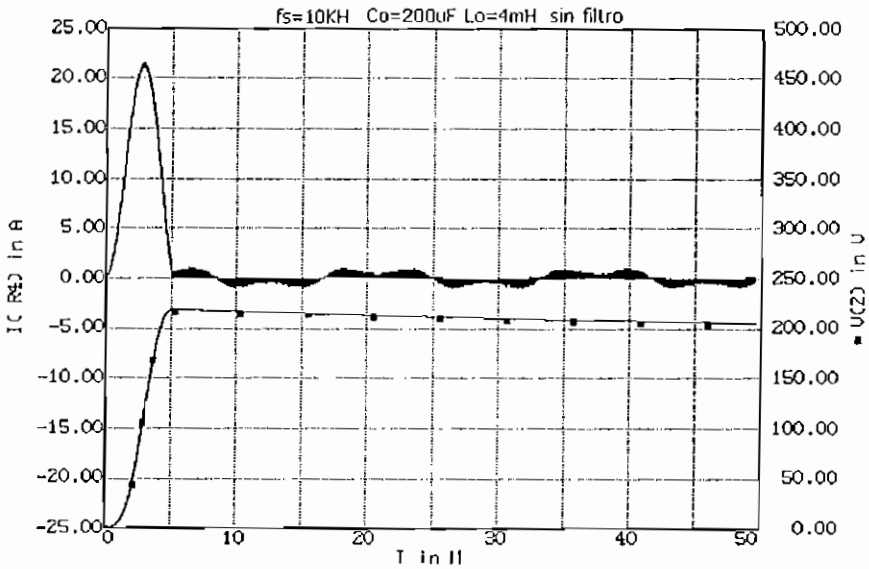


Fig.2.56.Ondas del voltaje de salida y de la corriente de entrada del conversor, sin filtro

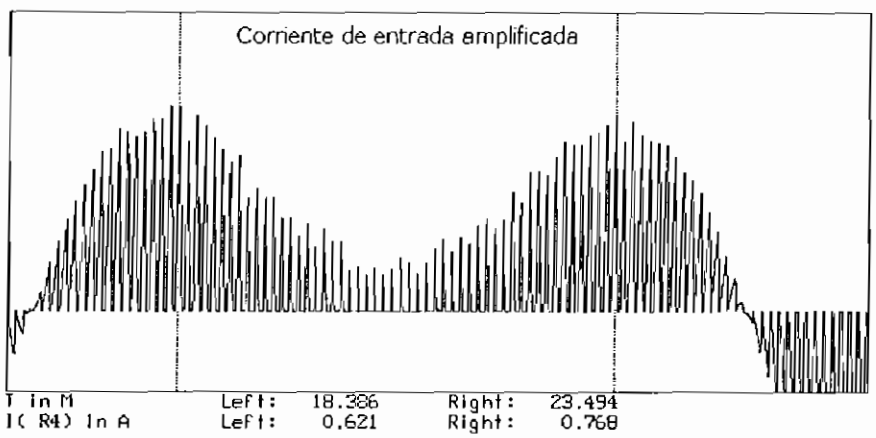


Fig.2.56.a

Se nota que la forma de onda de corriente no coincide con la real, frente a esto se coloca un filtro pasivo LC en la entrada del circuito como se indica en la Fig.2.57, con la finalidad de poder filtrar la señal de corriente y ver sus resultados.

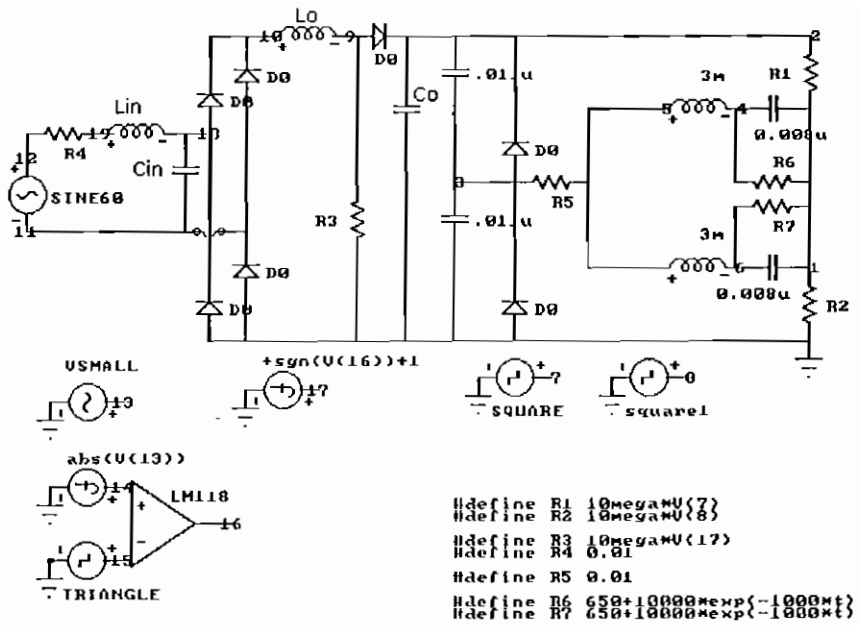


Fig.2.57 .Circuito de simulación digital del conversor elevador con filtro (dos lámparas)

Así la forma de onda de corriente de entrada que se muestran en la Fig.2.58. alcanza ahora un pico inicial de 15 A e inmediatamente se estabiliza a un valor pico de 1.16 A. Se nota el filtrado de la señal de corriente de entrada, tiene una reducción de la amplitud del pico inicial de corriente y también de su rizado en estado estable (Fig.2.58a), pero no se asemeja a la realidad. La señal del voltaje crece hasta 250V en el mismo tiempo que se produce el pico de corriente y sube hasta un valor de 260VDC aproximadamente, este voltaje es mayor al caso de no tener filtro de entrada.

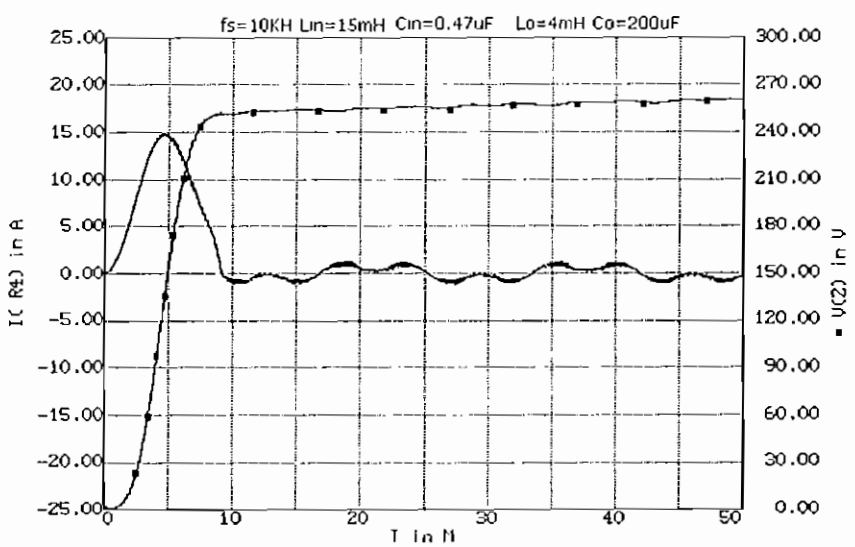


Fig.2.58. Ondas del voltaje de salida y de la corriente de entrada del conversor, con filtro

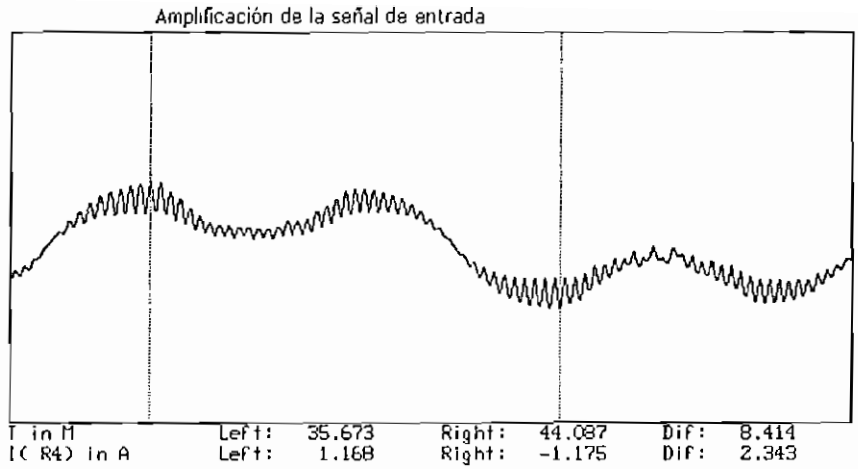


Fig.2.58.a.

Este comportamiento diferente al diseñado, obliga a variar los parámetros del circuito: se sube el valor de la inductancia del filtro Lin a 15mH, se baja el valor de la inductancia Lo del conversor a 1mH y lo mismo que la frecuencia de conmutación del conversor fs a 5KHZ, esto permite obtener un relativo mejor comportamiento como se muestra en las Fig.2.59 y 2.59.a. El pico inicial de la corriente de entrada es de 15 A e inmediatamente disminuye a 1.3 A. La corriente de entrada esta filtrada y mejora su forma respecto al caso anterior. El voltaje de salida del conversor crece hasta 250V en el mismo tiempo que ocurre el pico inicial de corriente de entrada y luego sigue aumentando lentamente hasta alcanzar unos 310VDC.

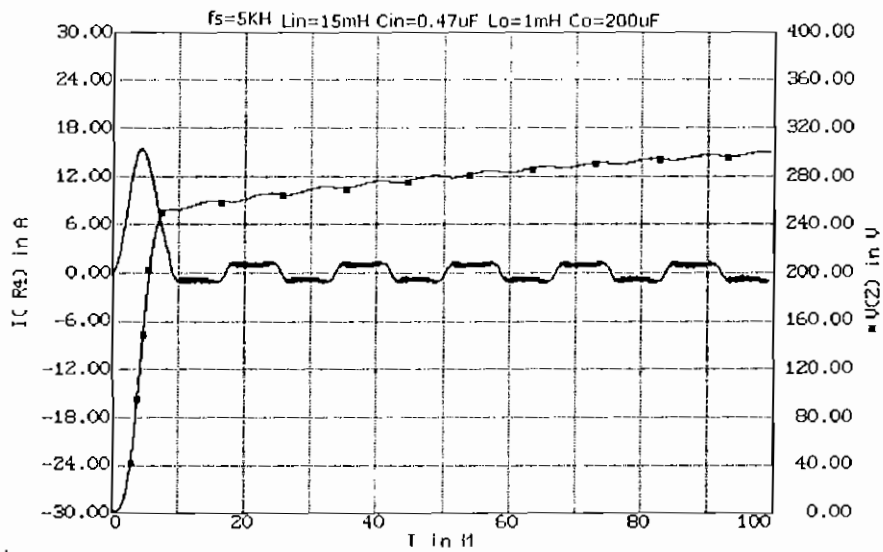


Fig.2.59.Ondas de voltaje de salida y corriente de entrada del conversor, con filtro

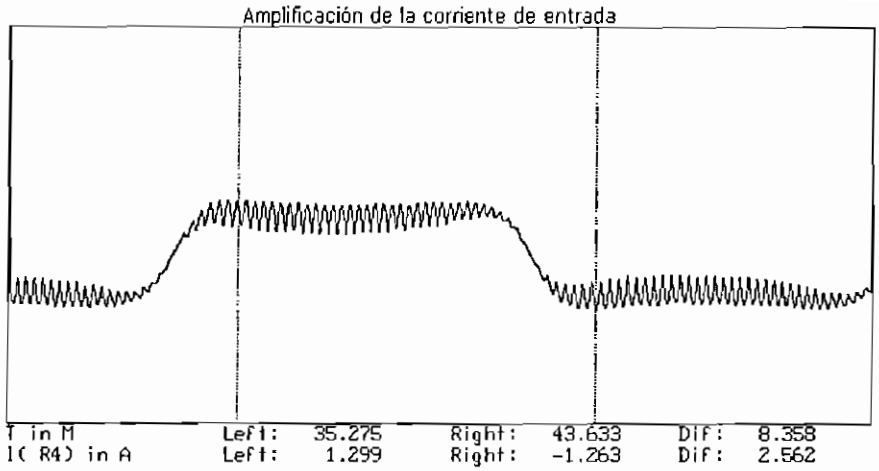


Fig.2.59.a.

La simulación digital en caso de tener funcionando un solo tubo fluorescente, corresponde al circuito señalado en la Fig.2.60. Aquí las formas de onda de voltaje y corriente empeoran como se muestra en la Fig.2.61, por ello se limita a simular solo para la mejor condición obtenida en el caso de carga completa (dos lámparas), donde la inductancia del filtro Lin vale 15mH, el capacitor del filtro Cin de 0.47uF, la inductancia del conversor Lo de 1mH, el capacitor de salida del conversor Co de 200uF y la frecuencia de conmutación del conversor fs de 5KHZ.

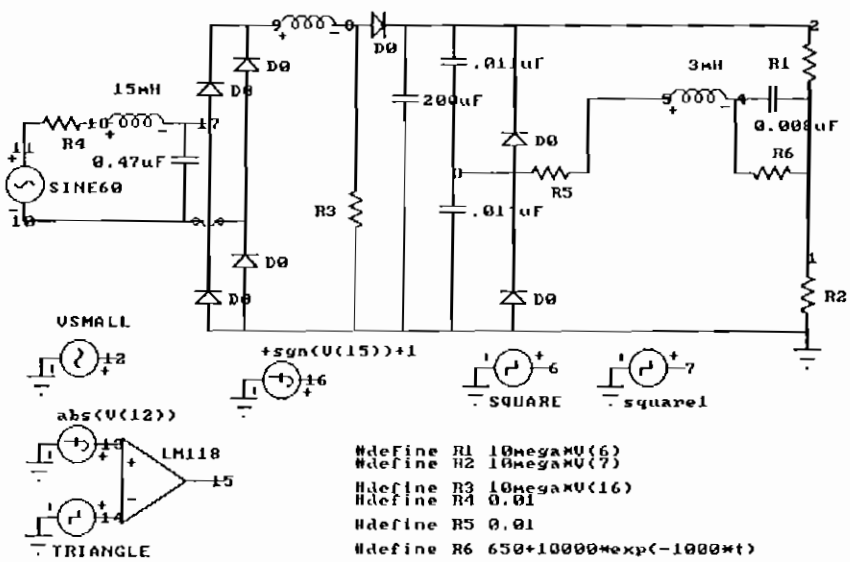


Fig.2.60.Circuito de simulación digital del conversor elevador con filtro (una lámpara)

En la Fig.2.61 se nota que la corriente tiene un pico inicial de 18 A (mayor al caso anterior) y se estabiliza inmediatamente en un valor menor al caso de carga completa en el inversor, pero la forma obtenida es bastante irregular. El voltaje de salida del conversor sube hasta 300V en el mismo tiempo que se produce el pico inicial de corriente de entrada y se estabiliza lentamente en un valor aproximado de 340VDC.

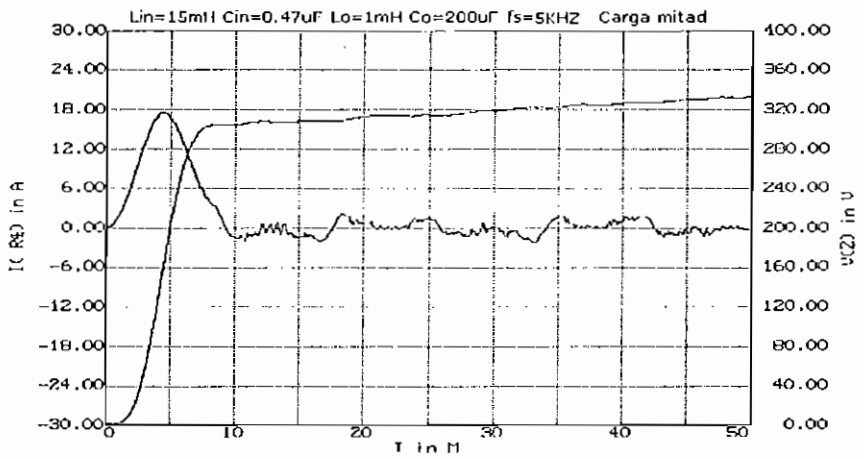


Fig.2.61.Onda de voltaje de salida y corriente de entrada del conversor, con filtro (una lámpara)

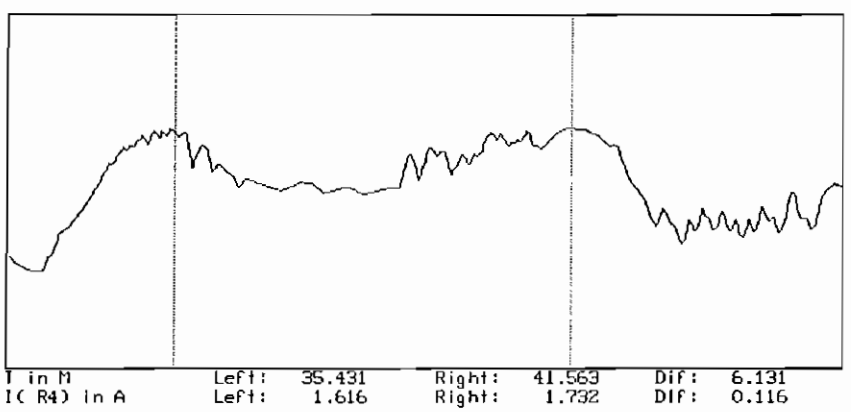


Fig.2.61.a.Corriente de entrada ampliada del conversor elevador (una lámpara)

Como se comprobará más adelante, la simulación del inversor se asemeja bastante al comportamiento real, las formas de onda de voltaje en las lámparas tienen forma y valores similares. Esto permite confirmar que los valores calculados y estimados están dentro de los valores requeridos para encender a los tubos fluorescentes.

De la simulación digital del conversor elevador se puede decir que en realidad el voltaje de salida es mayor al voltaje de entrada. Cuando se tiene un menor valor de inductancia Lo del conversor mejora la forma de onda de corriente de entrada y aumenta su rizado, mientras que el voltaje de salida aumenta pero que se estabiliza muy lentamente. Esto perjudica al sistema total pues se requiere que el conversor alcance rápidamente el voltaje de 280VDC para alimentar a la etapa del inversor, la misma que enciende a los tubos fluorescentes.

Se comprobó, mediante simulación, que un valor más grande del capacitor de salida Co produce es un menor rizado del voltaje de salida pero a la vez un mayor pico inicial de la corriente de entrada. En cuanto a la frecuencia de conmutación del conversor se puede decir que a mayor frecuencia se obtiene una corriente de entrada con menor rizado, aunque el pico inicial sea mayor, y un menor voltaje de salida Vo.

Mediante lo simulado anteriormente, pese a la limitación del simulador, se ha pretendido describir la modulación por ancho de pulso PWM, que se puede implementar en este tipo de conversor elevador para obtener una onda de corriente de entrada cuyo rizado de alta frecuencia puede ser filtrado fácilmente con la ayuda de un filtro pasivo LC. Lo mismo que se ha logrado demostrar que el voltaje de salida de este conversor es mayor al voltaje de alimentación del circuito para una determinada carga.

A pesar de que la mejor condición en la simulación digital para el conversor se obtiene con Lin=15mH, Cin=0.47uF, Lo=1mH y Co=200uF; en la práctica se eligen los valores calculados para el conversor elevador cuyo desarrollo se describe a continuación.

2.3.1.DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA DEL CONVERSOR ELEVADOR

Este análisis del diseño de la etapa de potencia utiliza un conversor elevador de 80W de potencia necesaria para alimentar a la etapa constituida por el inversor medio puente y las dos tubos fluorescentes T8 de 32W . La Fig.2.62 presenta el diagrama esquemático del circuito.

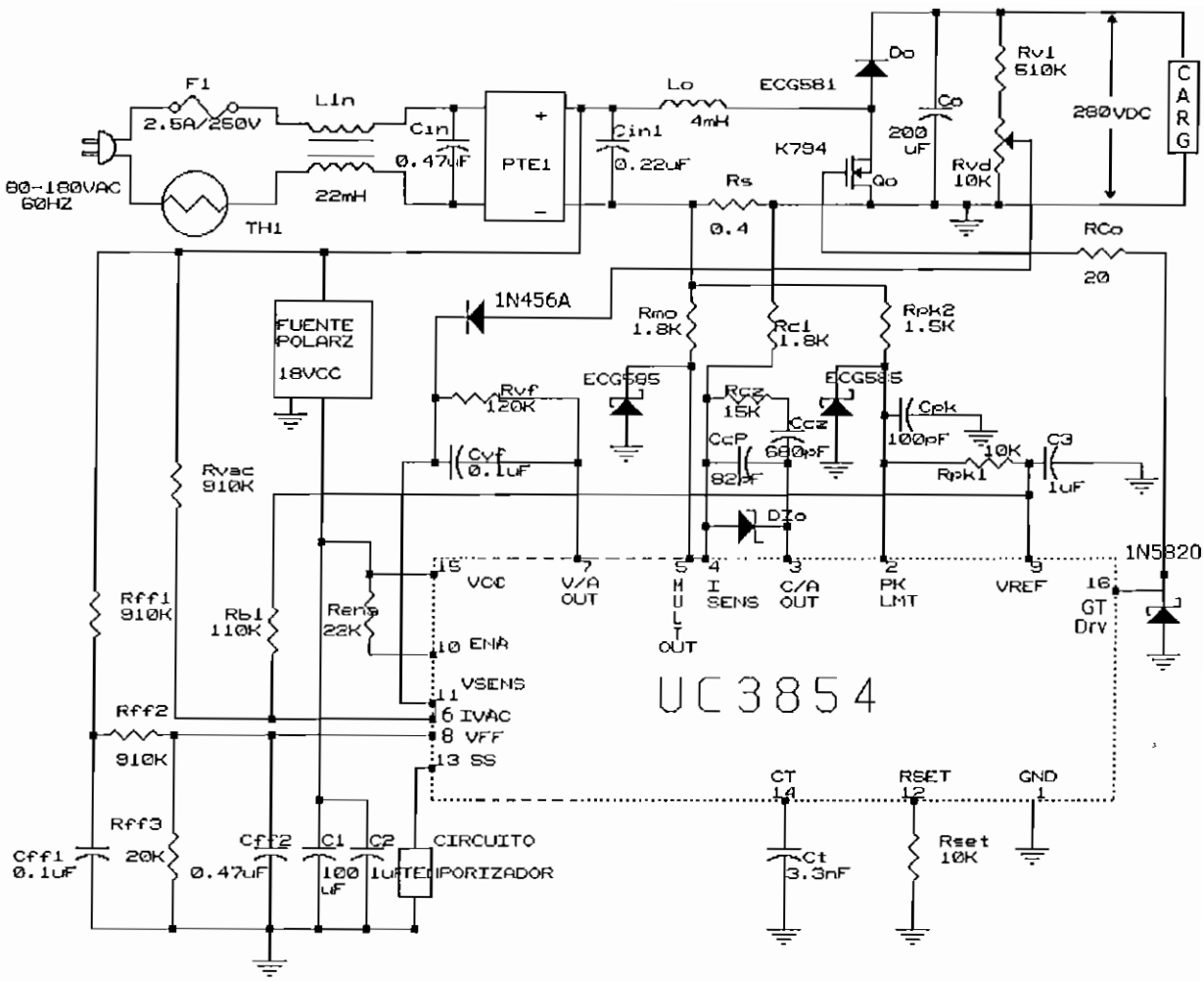


Fig.2.62.Diagrama esquemático del conversor elevador de 80W con corrección activa del factor de potencia.

2.3.1.1.ESPECIFICACIONES

El proceso de diseño comienza con las especificaciones para el conversor en representación. Debe especificarse correctamente el mínimo y en máximo voltaje de línea, la máxima potencia de salida y el rango de frecuencia de línea de entrada . En el caso del conversor elevador (*"boost"*) necesario para la etapa inicial del balasto electrónico se tiene:

Máxima potencia de salida: 80W

Rango de voltaje de entrada: 80-180Vac

Rango de frecuencia de entrada: 60Hz

La potencia seleccionada es un 10 % mayor a la necesaria a fin de tener un margen de ampliación en caso de ser necesario. El voltaje de salida recomendado para el regulador elevador debe ser mayor que el pico del máximo voltaje de entrada y un valor del 5% al 10% mayor que el máximo voltaje de entrada, así el voltaje seleccionado para trabajar con los tubos fluorescentes es 280Vdc. También el valor de voltaje es mayor al requerido, con el objeto de poder ajustar el voltaje entregado a los tubos fluorescentes para obtener una adecuada iluminación.

2.3.1.2.FRECUENCIA DE CONMUTACION

Tiende a ser arbitraria la elección de la frecuencia de conmutación. La frecuencia de conmutación debe ser bastante alta para que sea pequeño el circuito de potencia y minimizar la distorsión, y debe ser bastante bajo para mantener una alta eficiencia. En muchas aplicaciones la frecuencia de conmutación está en el rango de 20KHz a 300KHz y resulta ser aceptable.

Para el *"switch"* de potencia del conversor *"boost"* se escoge un transistor MOSFET porque puede trabajar a frecuencias mayores que un transistor convencional, y con ello, también de acuerdo a los transistores MOSFETS existentes en el mercado, se decide trabajar a una frecuencia de conmutación de 50KHz como un compromiso entre el tamaño y la eficiencia. El valor del inductor debe ser razonablemente pequeño y la cúspide de distorsión minimizada, el inductor será físicamente pequeño y las pérdidas debido al diodo de salida no serán excesivas.

2.3.1.3.SELECCION DEL INDUCTOR [4]

La cantidad de rizado de corriente de alta frecuencia en la entrada está determinada por el inductor y este valor es elegido para dar algunos valores específicos de rizado de corriente. La selección del valor de inductancia empieza con la corriente pico de la entrada sinusoidal. El máximo pico de la corriente ocurre en el pico del mínimo voltaje de línea y es dado por:

$$\mathrm{Iline(pk)} = \frac{\sqrt{2}\mathrm{xP}}{\mathrm{Vin(min)}} \qquad (2.23)$$

En este caso el máximo pico de la corriente de línea es 1.4142A con un voltaje rms mínimo de entrada Vin de 80Vac.

El máximo rizado de corriente en un conversor elevador ocurre cuando la relación de trabajo es 50% lo cual ocurre cuando el elevador tiene una relación M=Vo/Vin=2. El valor pico de la corriente del inductor generalmente no ocurre en este punto puesto que el valor pico es determinado por el valor pico de la sinusoide programada. El valor pico del rizado de corriente del inductor es importante para calcular los requerimientos de atenuación del filtro de entrada.

El rizado pico-pico de corriente en el inductor es normalmente elegida para que sea el 20% del máximo pico de la corriente de línea. Esta es una decisión un tanto arbitraria puesto que esto no es usualmente el máximo valor del rizado de corriente de alta frecuencia. Un valor grande del rizado de corriente pone al conversor en modo de conducción discontinua para una gran porción del ciclo de la corriente de línea rectificada y significa que el filtro de entrada debe ser grande para atenuar más la corriente de rizado de alta frecuencia. El UC3854, con control en modo de corriente media, permite que la etapa elevadora se mueva entre el modo de operación continuo y discontinuo sin un cambio notable.

El valor de la inductancia es seleccionada del pico de corriente en el extremo de la mitad de la onda seno en bajo voltaje de entrada, la relación de trabajo D es aquella entre el voltaje de entrada y la frecuencia de conmutación. Las dos ecuaciones necesarias son:

$$D = \frac{Vo - Vin(pk)}{Vo} \qquad (2.24)$$

$$L = \frac{Vin(pk) * D}{fs * \Delta I} \qquad (2.25)$$

donde ΔI es el rizado pico-pico de corriente.

En el presente conversor de 80W, Vin = $\sqrt{2}*80$, D=0.596, ΔI=282mA y L=4.4mH. Por conveniencia el valor de L es aproximada a 4mH.

La alta frecuencia del rizado de corriente es sumada al pico de corriente de línea así la corriente pico del inductor es la suma de la corriente de línea pico y la mitad del pico-pico del rizado de corriente de alta frecuencia. El inductor puede ser diseñado para manejar este nivel de

corriente. En este caso la corriente pico del inductor es de 1.414A. El límite de corriente pico será fijado en un 10% mayor que es I_{pk}(max)=1.555A.

Los núcleos de las bobinas para fuentes de conmutación se fabrican generalmente de ferrita o "permalloy", y son de forma toroidal o cerrada ("pots"). El uso de estos materiales y de de su forma reducen las pérdidas a altas frecuencias de conmutación y minimiza la fuga de flujo magnético. Muchas compañías se especializan en el sumunistro de inductores para fuentes de conmutación diseñadas para satisfacer necesidades de conmutación específicas.

Debido a que un núcleo de ferrita de forma toroidal tiene un volumen cerrado, a la frecuencia de conmutación el núcleo se calienta y se satura. Esto impide que se obtenga una inductancia adecuada, frente a esto se elige un núcleo de ferrita tipo E o C con entrehierro.

La forma de calcular esta inductancia se describe en [19] donde conocido el valor de inductancia y corriente necesarios se procede a encontrar el área producto AP en curvas características de núcleos según la forma de los mismos, por ejemplo si es núcleo tipo E con L=3mH y corriente 1 A se encuentra el No. E125. Así se sabe el área efectiva Ae del núcleo 0.907 cm2, la densidad de flujo máxima B=350 mT y entonces el número de vueltas es $N=L*I*10^4/(B*Ae)$ igual a 95. Luego se halla el área del alambre de la inductancia mediante Ax=Aw*Ku/N con Aw=área de la ventana de la bobina de las tablas es 0.97 cm2, Ku=factor de empacamiento de la bobina=0.64, con ello Ax=0.0065cm2. Con éste dato se busca el AWG del alambre en las tablas correspondientes, para este caso se elige el AWG18 que soporta hasta 3.7A. Además con los datos del núcleo de ferrita vienen sus respectivas medidas fisicas.

Debido a que en el comercio no se consiguen núcleos de ferrita para bobinar, se opta por las inductancias fabricadas. Así en el manual GREINGER, las de marca MAGNETIC TRIAD tienen inductancias recomendadas para aplicaciones en fuentes de poder "switching" y con frecuencias de operación entre 20 y 200KHZ, y de ellas se seleccionó a la inductancia de Código CST306-1A que tiene el valor mínimo de 3.5mH y soporta hasta 25Arms.

2.3.1.4.CAPACITOR DE SALIDA

En la selección del capacitor de salida intervienen factores tales como frecuencia de conmutación del rizado de corriente, el segundo armónico del rizado de corriente , el voltaje de

salida DC, el voltaje de rizado de salida y el tiempo de mantenimiento en alto "*hold-up*". La corriente total a través del capacitor de salida es el valor RMS de la corriente de rizado a la frecuencia de conmutación y el segundo armónico de la corriente de línea. Capacitores electrolíticos de valor alto se eligen normalmente para el capacitor de salida, tiene una resistencia equivalente en serie la cual cambia con la frecuencia y generalmente es alta en frecuencias bajas.

La cantidad de corriente que el capacitor puede manejar es determinada por el aumento de temperatura. Calcular el valor exacto para el aumento de temperatura no es tan necesario. Se debe calcular el aumento de temperatura debido a la corriente de rizado de alta frecuencia y a la corriente de rizado de baja frecuencia y añadirlos simultáneamente.

El tiempo de mantenimiento en alto "*hold-up*" de la salida es un hecho predominante en la selección del capacitor de salida. El "*hold-up*" es la duración del tiempo que el voltaje de salida permanece dentro de un rango específico después que la potencia de entrada ha sido apagada. Tiempos de "*hold-up*" de 14 a 50 ms son típicos. En fuentes de poder fuera de línea con una salida de 280Vdc la interrupción requerida generalmente trabaja entre 1 y 2uF por vatio de salida. En el presente caso de 80W el capacitor de salida se decide sea 200uF. Si el "*hold-up*" no se requiere, el capacitor será mucho más pequeño, quizás 0.2uF por vatio, y entonces el rizado de corriente y rizado de voltaje son de mayores.

La cantidad de energía almacenada en el capacitor de salida, la potencia de carga, el voltaje de salida y el mínimo voltaje al cual operará la carga , opera bajo la función de el tiempo "*hold-up*". La definición de el valor de capacidad en términos del tiempo de interrupción puede ser expresado en la siguiente ecuación:

$$Co = \frac{2 * Pout * \Delta t}{Vo^2 - Vo(\min)^2} \qquad (2.26)$$

Donde Co es el capacitor de salida, Pout es la potencia de carga, Δt es el tiempo de interrupción, Vo es el voltaje de salida y Vo(min) es el mínimo voltaje que operará la carga. Para este caso Pout es 80W, Δt es 14ms, Vo es 280V y Vo(min) es 260V, rango del voltaje que será necesario para que los tubos fluorescentes de 32W trabajen normalmente, así Co es 200uF.

2.3.1.5.CONMUTADOR Y DIODO

Para garantizar una operación segura el *"switch"* debe tener un rango de corriente al menos igual al máximo pico de corriente en el inductor (1.555A) y un rango de voltaje al menos igual al voltaje de salida (280VDC). Debido a que se debe dar un margen de seguridad se elige el IRFPE50 (ECG2377) por su costo y potencia de disipación, el cual es un MOSFET que soporta hasta 900V entre *"drain" y "source"*, y una corriente de *"drain"* I_D de 8 A. Una mayor parte de las pérdidas en el *"switch"* son debidas a la corriente de apagado en el diodo.

El pico de potencia de disipación en el *"switch"* es alto, puesto que esto debe llevar la corriente de carga total sumado la corriente de recuperación reversa del diodo en el voltaje completo de salida desde el tiempo de encendido hasta que el diodo se apague. El diodo debe ser sobredimensionado para manejar el pico alto de potencia de disipación.

El diodo de salida debe ser muy rápido para reducir la disipación de potencia del *"switch"* de encendido y para mantener esta baja pérdida , la frecuencia de elección de conmutación es de 48KHz y por tanto se elige al diodo ECG581. En el conversor *"boost"* el diodo del circuito es de alta velocidad, soporta un alto voltaje (max 400V PRV voltaje pico reverso), tiene un tiempo de recuperación reversa de 200ns, y una corriente directa de 8A.

2.3.2.CIRCUITO DE CONTROL DEL CONVERSOR[4]

2.3.2.1.SENSOR DE CORRIENTE

La resistencia sensor es el método menos costoso y el más apropiado en bajos niveles de potencia y de corriente, en el presente trabajo se emplea una resistencia sensora de 0.4Ω. La potencia de disipación en la resistencia puede llegar a ser completamente grande en altos en niveles de corriente y para este caso los transformadores de corriente son los más apropiados.

La Fig.2.62 presenta la configuración del sensor de corriente por resistencia , en donde la entrada invertida al amplificador de error de corriente (pin 4) es conectada a tierra a través de Rci.

El amplificador de error de corriente es configurado como un integrador en bajas frecuencias para el control de modo de corriente media así el voltaje medio en la entrada no invertida del amplificador de error de corriente será cero (pin 5), la cual es compartida con la salida del multiplicador). La entrada no invertida al amplificador de error de corriente actúa como la unión de suma para el lazo de control de corriente y añade la corriente de salida del multiplicador a la corriente desde la resistencia sensora (la cual fluye a través de la resistencia de programación Rmo). La diferencia controla el conversor *"boost"*. El voltaje en la entrada invertida del amplificador de error de corriente (pin 4) será pequeño a bajas frecuencias porque la ganancia en baja frecuencia es grande. La ganancia en alta frecuencia es pequeña para relativos grandes voltajes en la frecuencia de conmutación que pueden estar presentes. Pero, el voltaje medio en pin 4 debe ser cero porque ésta es conectada a través de Rci a tierra.

Es importante estar seguro que los pines del UC3854 no vayan bajo tierra y que el voltaje a través de Rs, y así como también la resistencia sensora de corriente sea negativa respecto a tierra. El voltaje a través de la resistencia sensor se mantendrá pequeño y el pin 2 y pin 5 serán fijadas para prevenir que vayan a ser negativos. Un valor pico de 1 voltio o alrededor de este valor a través de la resistencia sensora, provee una señal bastante grande para tener un buen margen de ruido pero el cual es bastante pequeño para tener baja potencia de disipación. Hay mucha flexibilidad en elegir el valor de la resistencia sensora.

$$R_S = \frac{V_{RS}}{I_{PK}(\max)} \qquad (2.27)$$

Una resistencia de 0.4 ohm fue elegida para Rs en el caso del conversor y en el peor de los casos la corriente pico de 1.555A da un máximo voltaje de 0.62V pico.

2.3.2.2.LIMITE DE CORRIENTE PICO

El límite de corriente pico en el UC3854 pone el *"switch"* en apagado cuando la corriente instantánea a través de ésta excede el máximo valor y es activado cuando en pin 2 esta por debajo del voltaje de tierra. El valor de límite de corriente es fijado por un simple divisor de voltaje desde el voltaje de referencia a la resistencia sensora de corriente. La ecuación para el divisor de voltaje es el siguiente:

$$Vrs(ovl) = Ipk(olvd) * Rs \qquad (2.28)$$

$$Rpk2 = \frac{Vrs(ovl) * Rpk1}{Vref} \qquad (2.28a)$$

Donde Rpk1 y Rpk2 son las resistencias del divisor de voltaje, Vref es 7.5V en el UC3854, y Vrs es el voltaje a través de la resistencia sensora Rs en el punto límite de corriente. La corriente a través de Rpk2 está alrededor de 1mA. El límite de corriente pico en el conversor es fijado en 1.55 A*1.25 = 2A con una Rpk1 típico de 10K y entonces por las ecuaciones (2.28-2.28a) Rpk2 vale 1.09KΩ, pero por estabilidad se elige 1.5KΩ. Un pequeño capacitor, Cpk = 100pF ha sido añadido para dar inmunidad al ruido extra cuando opere en el valor bajo del voltaje de la línea de entrada y esto también incrementa ligeramente el límite de corriente.

2.3.2.3.MULTIPLICADOR ELEVADOR

El corrector del factor de potencia tiene como corazón al divisor/multiplicador. La salida del multiplicador programa el lazo de corriente, para controlar la corriente de entrada que dé un alto factor de potencia. La salida del multiplicador es por consiguiente, una señal que representa la corriente de línea de entrada.

El diseño comienza en la salida y es bastante distinto respecto tal diseño avanza a la entrada, el diseño del circuito multiplicador debe iniciarse con las entradas. Hay tres entradas al circuito multiplicador: la corriente de programación Iac (pin 6), el voltaje de alimentación directo Vff de la entrada (pin 8), y el voltaje de salida del amplificador de error de voltaje Vvea (pin 7).

Las siguientes dos ecuaciones se usan para encontrar los valores de resistencias.

$$Vff = 1.414 = \frac{Vin(av) * Rff3}{Rff1 + Rff2 + Rff3} \qquad (2.29)$$

$$Vnode = 7.5V = \frac{Vin(av) * (Rff2 + Rff3)}{Rff1 + Rff2 + Rff3} \qquad (2.30)$$

Donde Vin(av)=Vin(min)*0.9=80*0.9=72V. En Vin(min) el voltaje en Vff será 1.414V y el voltaje en Vffc, el otro nodo del divisor, estará cercano a 7.5V. Rff1 recomendado es de 1MΩ, se elige Rff1=910KΩ y se resuelve el sistema de dos ecuaciones, obteniéndose Rff2=91KΩ,Rff3=20KΩ.

2.3.2.4.VOLTAJE DE ALIMENTACION DIRECTA

Vff es la entrada al circuito elevador al cuadrado y este circuito en el UC3854 que generalmente opera con Vff en rango de 1.5 a 4.5V. El UC3854 tiene un fijador interno el cual limita el valor efectivo de Vff a 4.5V aún si la entrada va por encima de ese valor. El divisor de voltaje para la entrada Vff tiene 3 resistencias (Rff1,Rff2,Rff3 ver Fig.2.62) y dos capacitores Cff1,Cff2) y de esta manera logra filtrar , así como también provee dos salidas. Las resistencias y capacitores del divisor forman un filtro que pasa por bajos segundos de orden, por tanto la salida DC es proporcional al valor medio de la onda seno mitad de entrada. El valor medio es 90% del valor RMS de una onda seno mitad. Si el valor RMS del voltaje de entrada AC es 180Vac el valor medio de un seno mitad será 162Vdc y el pico será 254.55V

El divisor de voltaje Vff tiene dos condiciones DC a reunir. En alto voltaje de línea de entrada, Vff no debe ser mayor que 4.5V. El divisor de voltaje será puesto en alto de modo que Vff sea igual a 1.414V cuando Vin esta en su valor de línea bajo y el nodo superior del divisor de voltaje, Vffc estará cerca a 7.5V. Hay un límite de corriente interno el cual mantiene constante la salida del multiplicador si la entrada Vff va por debajo de 1.414V. Sin embargo, es preferible tener Vff fijado a el extremo alto antes que tener la salida del multiplicador fijado al extremo bajo del rango. Si se fija Vff la ganancia del lazo de voltaje cambia pero el efecto en el sistema total es pequeño puesto que el multiplicador fijado causa grandes cantidades de distorsión en la forma de onda de la corriente de entrada.

En el circuito del conversor se usa el UC3854, así el máximo valor de Vff es 4.5V. Si Rff1, la resistencia tope del divisor es 910KΩ y Rff2 es la resistencia mitad, es 91KΩ y Rff3, la

resistencia inferior, es 20KΩ; el máximo valor de Vff es 4.76V cuando el voltaje de entrada sea 180Vac RMS y el valor medio DC será 162V. Cuando el voltaje de entrada es 80Vac RMS el valor medio es 72V y Vff es 1.414Vdc. También en Vin=80Vac el voltaje en el nodo superior del divisor de voltaje ,Vffc, es 7.83V. Note que el extremo alto del rango va cerca de 4.5V de modo que el extremo bajo del rango no irá más abajo de 1.41V.

La próxima parte de la composición del multiplicador es la salida del amplificador del error del voltaje. La salida del amplificador de error de voltaje, Vvea, es fijada internamente en el UC3854 a 5.6V. La salida del amplificador de error de voltaje corresponde a la entrada de potencia del conversor. El voltaje de alimentación directo provoca que la potencia de entrada permanezca constante en un voltaje Vvea dado, indiferente de los cambios del voltaje de línea. Si 5V es establecido como el máximo nivel de operación normal entonces 5.6V da un límite de potencia de sobrecarga la cual es 12% mayor.

El sujetador en la salida del amplificador de error de voltaje VEA es fijado al valor mínimo de Vff en 1.414V. Estos valores son vistos para colocar en la ecuación para la corriente de salida del multiplicador dada arriba. Cuando Vff es grande los errores intrínsecos(inseparables) del multiplicador son aumentados porque Vvea/Vff viene a ser pequeño.

2.3.2.5.MULTIPLICADOR DE CORRIENTE DE SALIDA

Desde el voltaje de entrada a través de Rvac se genera la operación de corriente para el multiplicador. El multiplicador tiene la mejor linealidad en corrientes relativas altas, pero la máxima corriente recomendada es 600mA. En voltaje de línea alto, el pico de voltaje es 254.5V y el voltaje en el pin 6 del UC3854 es 6Vdc. Un valor de Rvac = Vpk(max)/500mA = 510KΩ da un Iac de 0.5mA máximo. Para lograr una adecuada operación cerca a la cúspide de la forma de onda de entrada cuando Vin=0 es necesaria una corriente "bias" porque el pin 6 esta a 6Vdc. Una resistencia Rb1, es conectada desde Vref al pin 6 para proveer una pequeña cantidad de corriente "bias" (desviación sistemática de una magnitud) necesaria. Rb1 es igual a Rvac/4=110KΩ.

La máxima salida del multiplicador ocurre en el pico de la onda seno de entrada en bajo voltaje de línea. El valor pico de Iac(min) es:

$$Iac(min)=Vin(min)pk/Rvac \qquad (2.31)$$

de donde se obtiene 182uA cuando Vin=80V está en su valor más bajo.

Imo puede no ser mayor que dos veces Iac lo cual representa la máxima corriente disponible en voltaje de línea mínima .La corriente Iset pone otra limitación en el multiplicador de corriente de salida. Imo puede no ser mayor que 3.75/Rset. Con esta dos condiciones Rset=8.45KΩ y se elige Rset=10KΩ.

Para lograr cerrar el lazo de realimentación de voltaje, la corriente de salida del multiplicador, Imo, debe ser sumada con una corriente proporcional a la corriente del inductor. Rmo, una resistencia que va desde la salida del multiplicador a la resistencia sensor de corriente , ejecuta la función y el pin de salida del multiplicador viene a ser la unión sumada.

El voltaje medio en pin 5 será cero bajo condiciones normales de operación pero allí será conmutado a la frecuencia de rizado del voltaje la cual es modulada en amplitud en dos veces la frecuencia de línea. El pico de corriente en el inductor elevador es limitado a 1.55A y la resistencia sensora de corriente es 0.4Ω así el pico de voltaje a través de la resistencia sensora es 0.622V. La máxima corriente de salida del multiplicador es 221.83mA así la resistencia sumada, Rmo=Vrs(pk)*1.12/(2*Iac(min)), debe ser 1.57KΩ y se elige 1.8KΩ de resistencia.

2.3.2.6.FRECUENCIA DEL OSCILADOR

La corriente de carga del oscilador es Iset, y es determinado por el valor de Rset y la frecuencia de oscilador es fijada por el capacitor regulador y la carga de corriente. El capacitor regulador es determinado por:

$$Ct= 1.25/(Rset*fs) \qquad (2.32)$$

donde Ct es el valor del capacitor regulador y fs es la frecuencia de conmutación en Herzt. Como la frecuencia de conmutación elegida es 50KHz y Rset es 10KΩ, el capacitor Ct es 0.002uF. En la práctica se elige Ct=0.0033uF por su porcentaje de tolerancia de fabricación.

2.3.2.7.COMPENSACION DEL AMPLIFICADOR DE ERROR DE CORRIENTE

Para obtener una operación estable es necesario que el lazo de corriente esté compensada. El control del conversor elevador para la función de transferencia de corriente de entrada tiene una respuesta de polo simple en alta frecuencia la misma que se produce debido a la impedancia del inductor elevador y a la resistencia sensor (Rs) los mismos que forman un filtro pasa bajos. La ecuación para el control de la función de transferencia de corriente de entrada es:

$$Vrs/Vcea = Vout*Rs/(Vs*sL) \qquad (2.33)$$

donde Vrs es el voltaje a través la resistencia sensora debido a la corriente de entrada y Vcea es la salida del amplificador de error de corriente. Vout es el voltaje de salida DC, Vs es la amplitud pico-pico del oscilador rampa, sL es la impedancia del inductor elevador (también jwL), y Rs es la resistencia sensora. Esta ecuación es válida para la región de interés entre la frecuencia resonante del filtro (LCo) y la frecuencia de conmutación. Bajo resonancia, domina el capacitor de salida y la ecuación es diferente.

Para dar una correcta compensación al lazo total se necesita que la compensación del amplificador de error de corriente provea una ganancia fija cercana a la frecuencia de conmutación y use la natural "roll-off" de la etapa de potencia del elevador. Un cero en baja frecuencia en la respuesta del amplificador da una alta ganancia con lo cual se hace trabajar el control en modo de corriente media. La ganancia del amplificador de error cercana a la frecuencia de conmutación es determinado por ser igual la caída de pendiente de la corriente del inductor cuando el "*switch*" es apagado con la pendiente de la rampa generada por el oscilador. Estas dos señales son las entradas al comparador PWM en el UC3854.

La caída de pendiente de la corriente del inductor tiene las unidades de amperio por segundo y tiene un máximo valor cuando el voltaje de entrada es cero. En otras palabras, cuando el voltaje diferencial entre la entrada y la salida del conversor elevador es bastante grande. En este punto (Vin=0) la corriente del inductor está dado por la relación del voltaje de salida del conversor y la inductancia (Vo/L). Esta corriente fluye a través de la resistencia sensora de corriente Rs y produce un voltaje con la pendiente VoRs/L . Esta pendiente, multiplicada por la ganancia del amplificador de error de corriente a la frecuencia de conmutación, debe ser igual a la pendiente del oscilador rampa(también en voltios por segundo) para una adecuada compensación del lazo de

corriente. Si la ganancia es demasiada alta la pendiente de la corriente del inductor será mayor que de la rampa y el lazo puede ser inestable. La inestabilidad ocurre cerca de la cúspide de la forma de onda de entrada y desaparece según el voltaje de entrada se incremente.

A través de la ecuación anterior , es posible encontrar la frecuencia de paso elevado (fci) del lazo, y la ganancia del amplificador de error de corriente es multiplicada con esta e igualada a 1. Razón por las cual se debe reorganizar la ecuación y resolver para la frecuencia de paso elevado. Esta ecuación viene a ser:

$$fci = \frac{Vout * Rs * Rcz}{Vs * 2\pi L * Rci} \qquad (2.34)$$

donde fci es la frecuencia de paso elevado del lazo de corriente y Rcz/Rci es la ganancia del amplificador de error de corriente. Este proceso da la mejor respuesta posible para el lazo de corriente.

La caida de voltaje a través de la resistencia sensora producida por la caida de pendiente de la corriente del inductor se divide para la frecuencia de conmutación $\Delta Vrs=Vo*Rs/(L*fs)=0.56$. Este voltaje debe ser igual a la amplitud pico-pico del oscilador rampa Vs=5.2V. La ganancia del amplificador de error de corriente entonces viene dada por: $Gca=Vs/\Delta Vrs=9.285$. Se fija $Rci=Rmo=1.8K\Omega$, entonces $Rcz= Gca*Rci=16.7K\Omega$ y se elige $Rci=18K\Omega$.

La caída de pendiente de la corriente del inductor es 280Vdc/4mH=70mA por microsegundo cuando el voltaje de salida del conversor es 280Vdc y el inductor es 4mH . La resistencia sensora de corriente es 0.4Ω así la entrada al amplificador de error de corriente es 28mV por microsegundo. El oscilador rampa del UC3854 tiene un valor pico-pico Vs= 5.2V y la frecuencia de conmutación es 50 KHz así la rampa tiene una pendiente de 5.2V*50KHz=0.26V/us.

En la frecuencia de conmutación, para lograr que las pendientes se igualen, el amplificador de error de corriente debe tener una ganancia de Rcz/Rci=8. La frecuencia de paso elevado del lazo de corriente según (2.34) es 7.141KHz

La colocación de un cero en la respuesta del amplificador de error de corriente debe estar en 0 por debajo de la frecuencia de paso elevado. Si está en la frecuencia de paso elevado el margen de fase será 45 grados. Si el cero es disminuido en frecuencia, el margen de fase será grande. Un margen de fase de 45 grados es muy estable, tiene un bajo sobretiro y tiene buena tolerancia para variaciones de los componentes. El cero debe ser colocado en la frecuencia de paso elevado así la

impedancia del capacitor en esa frecuencia debe ser igual al valor de Rcz. La ecuación es: $Ccz=1/(2*\pi*fci*Rcz)$. Si $Rcz=15K\Omega$ y $fci=7.141KHz$ así $Ccz=1400pF$. Un valor de 820pF se elige para dar un margen de fase más grande.

Para reducir sensibilidad al ruido normalmente un polo es añadido a la respuesta del amplificador de error de corriente cercano a la frecuencia de conmutación . Si el polo esta cerca a la mitad la frecuencia de conmutación, el polo no afectará la respuesta de frecuencia del lazo de control. $Ccp=1/(2\pi*fs*Rcz)=212pF$. Al utilizar un capacitor de 200pF para Ccp se obtiene un polo de fs/2 cercano a la frecuencia de conmutación, pero en este caso 82pF es adecuado.

2.3.2.8.COMPENSACION DEL AMPLIFICADOR DE ERROR DE VOLTAJE

Para obtener una estabilidad el lazo de control de voltaje debe ser compensado pero debido a que el ancho de banda del lazo de voltaje es pequeño comparado con la frecuencia de conmutación, los requerimientos para el lazo de control de voltaje son efectivamente manejados por la necesidad de mantener la distorsión de entrada a un mínimo antes que por estabilidad.

Para atenuar el segundo armónico de la frecuencia de línea en el capacitor de salida para mantener la modulación de la corriente de entrada pequeña el ancho de banda del lazo debe ser bastante bajo . El amplificador de error de voltaje debe también tener suficiente desplazamiento de fase de modo que la modulación que permanezca estará en fase con la línea de entrada para mantener el factor de potencia alto.

El modelo básico de baja frecuencia de la etapa de salida es una fuente de corriente manejando un capacitor. La etapa de potencia y el lazo realimentado de corriente conforman la fuente de corriente, y el capacitor es el capacitor de salida. Esto forma un integrador y tiene una ganancia característica con "roll-off" en una constante de 20dB por década proporcional con el incremento de frecuencia. Si el lazo de realimentación de voltaje es cerrado alrededor de esto será estable con ganancia constante en el amplificador de error de voltaje. Esta es la técnica la cual es usada para estabilizar el lazo de voltaje. Sin embargo, esto funciona en distorsión reducida debido a que el segundo armónico del rizado de salida es insignificante. Un polo en la respuesta del amplificador es necesario para reducir la amplitud del rizado de voltaje y para desplazar la fase por 90 grados.

Para diseñar la compensación del error de voltaje el primer paso es determinar la cantidad de rizado de voltaje del capacitor de salida. El valor pico del voltaje de segundo armónico está dado por:

$$Vo(pk) = Pin / (2\pi * fr * Co * Vo) \qquad (2.35)$$

donde Vopk es el valor pico del rizado de voltaje de salida(el valor pico-pico será dos veces esto), fr=120Hz es la frecuencia de rizado el cual es el segundo armónico de la frecuencia de línea de entrada, Co=200uF es el valor del capacitor de salida y Vo=280Vdc es el voltaje de salida DC. Por tanto según (2.35) se tiene un pico de rizado de 1.894Vpk

La cantidad de distorsión necesaria para el rizado contribuye a la vez a la entrada y debe ser resuelta después. Esta resolución esta basada en la especificación del conversor. La especificación para este conversor es del 3% de THD así 0.75 THD y está localizada en este componente. Esto significa que el rizado de voltaje de la salida del amplificador de error de voltaje es limitado a 1.5%. El amplificador de error de voltaje tiene un rango efectivo de salida(ΔVvea) de 1 a 5 V, eligiéndose 4 V, así el voltaje de rizado pico en la salida del amplificador de error de voltaje es 0.06V dado por:

$$Vvea(pk) = \%rizado * \Delta Vvea \qquad (2.36)$$

La relación de los valores dado por: Gva=ΔVvao*%Rizado/Vo(pk) es la ganancia del amplificador de error de voltaje en la frecuencia de rizado del segundo armónico. El pico de rizado de voltaje permitido en la salida del amplificador de error de voltaje es dividido para el pico de rizado de voltaje de la salida del capacitor, dando Gva de 0.0316.

El próximo paso en el proceso de diseño es el criterio para la elección de Rvi, y consiste en razonamientos indefinidos. El valor debe ser bastante bajo para que la corriente "bias" al amplificador operacional no tenga un efecto grande en la salida, y esta debe ser bastante alta para que la potencia de disipación sea pequeña. Se elige una resistencia Rvi de 510KW.

Cvf, es el capacitor de realimentación fija que determina la ganancia en la frecuencia de rizado de segundo armónico y es elegida para dar al amplificador de error de voltaje la correcta ganancia en el segundo armónico de la frecuencia de línea. La ecuación simple:

$$Cvf = 1 / (2\pi * fr * Rvi * Gva) \qquad (2.37)$$

Así el valor de Cvf es 0.082uF. Para un mejor margen de fase Cvf es redondeado 0.1uF con solo una pequeña distorsión.

El voltaje de salida es fijado por el divisor de voltaje Rvi y Rvd. El valor de Rvi es determinado antes, así Rvd se encuentra desde el voltaje de salida adecuado y el voltaje de referencia el cual es 7.5Vdc. Como Rvd=12KW se tiene voltaje de salida de 280Vdc. Esto puede ser ajustado hacia 300VDC con un potenciómetro en serie a Rvd. Rvd no tiene efecto en el funcionamiento AC del corrector del factor de potencia activa. Este efecto solo es para fijar el voltaje de salida DC.

Desde la fijación de la ganancia de la ecuación de lazo igual a uno y resuelta para la frecuencia puede se encontrada la frecuencia del polo en el amplificador de error de voltaje . La ganancia del lazo de voltaje es el producto de la ganancia del amplificador de error y de la ganancia de la etapa del elevador, la cual puede ser expresado en términos de la potencia de entrada. Los términos del multiplicador, del divisor y del elevador al cuadrado pueden ser agrupados en la ganancia de la etapa de potencia y su efecto es transformado a la salida del amplificador de error de voltaje en una señal de control de potencia como fue observado al inicio. Esto permite expresar la función de transferencia de la simple etapa elevadora en términos de potencia. La ecuación es:

$$Gbst = Pin * Xco / (\Delta Vvea * Vo) \qquad (2.38)$$

Donde Gbst es la ganancia de la etapa elevadora incluido el multiplicador, el divisor y el elevador al cuadrado. Pin es la potencia media de entrada, Xco es la impedancia del capacitor de salida, ΔVvea es el rango del voltaje de salida del amplificador de error de voltaje(4V en el UC3854) y Vo es el voltaje de salida DC.

La ganancia del amplificador de error de voltaje por arriba del polo en respuesta a ésta frecuencia es dada por:

$$Gva = Xcf / Rvi \qquad (2.39)$$

Donde Gva es la ganancia del amplificador de error de voltaje, Xcf es la impedancia de la capacitancia de realimentación, Rvi es la resistencia de entrada.

La ganancia del lazo de voltaje total es el producto de Gbst y Gva y es dada por:

$$Gv = Pin*Xco*Xcf/(\Delta Vvea*Vo*Rvi) \qquad (2.40)$$

Se nota que hay dos términos que son dependientes de f, Xco y Xcf. Esta función tiene una pendiente de segundo orden(-40dB por década) así esto debe ser una función de la frecuencia al cuadrado. Para resolver para una ganancia de frecuencia unitaria se fija Gv igual a uno y reacomoda la ecuación para resolver para fvi. Xco es reemplazado con $1/(2\pi*f*Co)$ y Xcf es reemplazado por $1/(2\pi*f*Cvf)$.

La ecuación viene a ser:

$$fvi^2 = Pin / (\Delta Vvea*Vo*Rvi*Co*Cvf*4\pi^2) \qquad (2.41)$$

Resolviendo fvi=13.31Hz. El valor de Rvf puede ahora ser encontrado por fijar esto igual a la impedancia de Cvf en fvi. La ecuación es:

$$Rvf=1/(2\pi*fvi*Cvf) \qquad (2.42)$$

Entonces el valor de Rvf es 119KΩ calculado y 120KΩ es usado.

2.3.2.9.CAPACITORES DE FILTRO DEL DIVISOR DE ALIMENTACION DE VOLTAJE DIRECTO

El porcentaje del voltaje de rizado del segundo armónico en la entrada de alimentación directa al multiplicador resulta en el mismo porcentaje del rizado de corriente de tercer armónico de la línea AC. Los capacitores en el divisor de voltaje de alimentación directa(Cff1 y Cff2) atenúan el rizado del voltaje de entrada rectificado. El segundo armónico de rizado es 66.2% del voltaje de línea de entrada AC. La cantidad de atenuación requerida, o la ganancia del filtro, es de manera

simple la cantidad de distorsión de tercer armónico asignado a esta fuente de distorsión dividido por el 66.2% la cual es la entrada al divisor. El circuito de ejemplo tiene una asignación de distorsión armónica total del 1.5% desde esta entrada para la atenuación requerida es Gff=1.5/66.2=0.0227

Los cambios en el voltaje de línea RMS están controlados por el divisor recomendado ya que éste tiende a implementar un filtro de segundo orden . Típicamente es seis veces más rápido. Los dos polos del filtro están colocados a la misma frecuencia para un amplio ancho de banda. La ganancia total del filtro es el producto de la ganancia de la sección de dos filtros así la ganancia de cada sección es la raíz cuadrada de la ganancia total. Las dos secciones del filtro no interactúan mucho porque las impedancias son diferentes ,así ellas pueden tratarse separadamente. En el conversor la ganancia de cada sección de filtro es 0.0227 o 0.15 para cada sección. La misma relación entre ellas se mantiene para la frecuencia de corte lo cual es necesaria para encontrar el valor del capacitor. Ellos son polos reales simples, así la frecuencia de corte es la sección de ganancia de tiempo a la frecuencia de rizado o:

$$fc = \sqrt{Gff} * fr \qquad (2.43)$$

El conversor tiene un filtro de ganancia 0.0227 y una ganancia de sección de 0.15 y una frecuencia de rizado de 120Hz así la frecuencia de corte es fc=0.15*120=18Hz.

La frecuencia de corte es usada para calcular los valores de los capacitores del filtro puesto que, en esta aplicación, la impedancia del capacitor será igual a la impedancia de la resistencia de carga a la frecuencia de corte. Las dos ecuaciones dadas abajo son usadas para calcular los valores de los dos capacitores.

$$Cff1 = 1 / (2\pi * fp * Rff2) \qquad (2.44)$$

$$Cff2 = 1 / (2\pi * fp * Rff3) \qquad (2.44a)$$

Como Rff2 es 91K Ω y Rff3 es 20KΩ; así:

Cff1=1/(2πp*18*91K)=0.1uF

Cff2=1/(2πp*18*20K)=0.44uF, se elige Cff2=0.47uF.

2.3.2.10.IMPLEMENTACION DEL SOFT START

Este circuito se lo simula en el MICROCAP III, considerando que el integrado UC3854 tiene en el pin 13 una fuente de corriente de 14uA y la configuración de un temporizador como se muestra en la Fig.2.63. Seleccionando los valores de la red CT1-RT1-RT2 al simular se ve inicialmente el voltaje en el pin 13 es cero, es decir que el transistor está saturado. Transcurrido 1ms entra a operar el SOFT START del UC3854 (Fig.2.64) y es cuando el transistor se pone en corte, entonces este pin se demora 24ms en alcanzar 7.5V, lo cual da un tiempo total de 25ms en estabilizarse el conversor. Se nota además que el voltaje del capacitor CT1 alcanza 17.4V cuando el transistor se corta y entonces la corriente del circuito temporizador casi es nula (Fig.2.65).

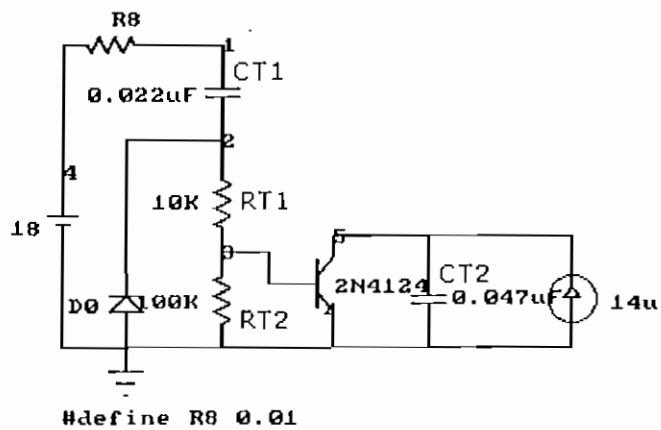


Fig.2.63.Circuito temporizador simulado

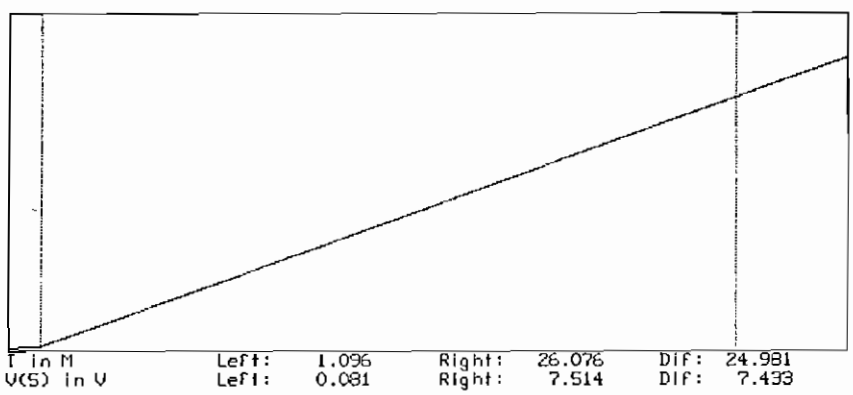


Fig.2.64.Señal de Voltaje en el pin 13

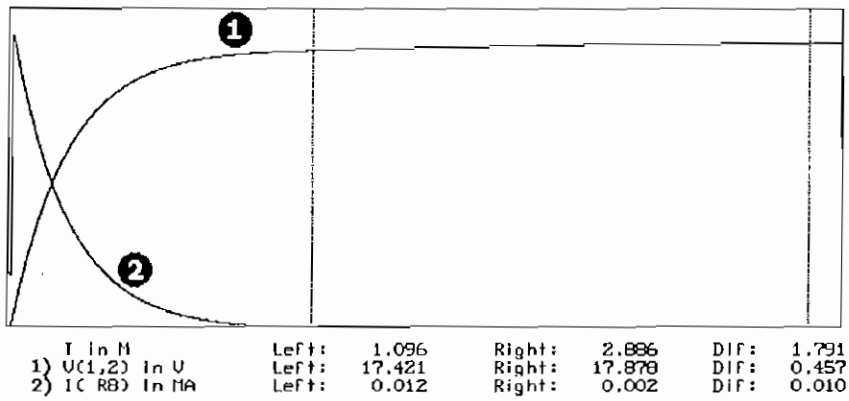


Fig.2.65.Señal de voltaje en CT1 y corriente del circuito de retardo

Asi una vez simulado, se elige los valores de los elementos descritos en la Fig.2.66

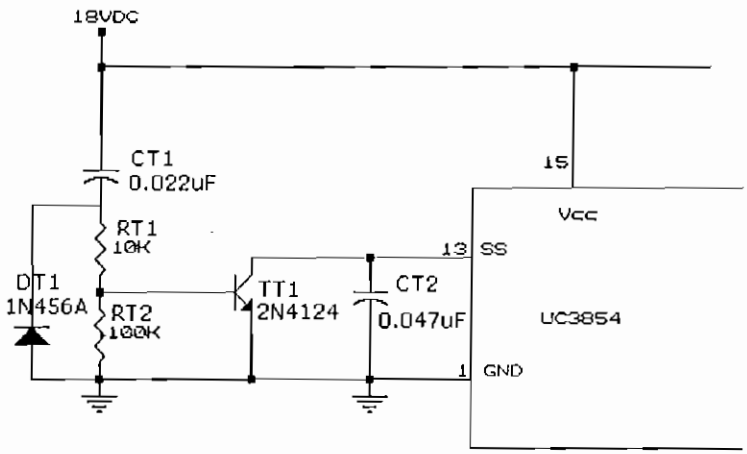


Fig.2.66.Circuito temporizador implementado

En la práctica el tiempo de retardo es de 40ms aproximadamente, entre la etapa del conversor elevador con la etapa del inversor. Esto es importante con la finalidad de garantizar que la etapa del conversor elevador entre a funcionar un tiempo después del circuito inversor medio-puente. En la secuencia de operación del balasto si se activa primero el conversor la carga principalmente está compuesta por los dos fluorescentes cuya resistencia inicial entre cátodos es infinita o bien grande, es decir que es un conversor en vacío y por tanto el voltaje del conversor crece indefinidamente produciéndose destrucción de los MOSFETS de potencia del inversor. Por esto que se debe accionar primero al inversor e instantes después al conversor, así el inversor recibe

momentáneamente 160VDC para producir la descarga en los tubos y por tanto ya existe carga vista por el conversor. Entonces entra a operar el conversor que se estabiliza en el voltaje necesario para el funcionamiento normal de las lámparas esto es 280VDC.

El circuito compuesto por el capacitor CT1=0.022uF, las resistencias RT1=10KΩ y RT2=100KΩ dan un tiempo de retardo de 2ms. Al encenderse el conversor, el capacitor CT1 comienza a cargarse hasta el instante en que el transistor 2N4124 se pone en corte, luego de lo cual comienza a cargarse CT2=0.047uF durante 0.54*CT2 segundos, con CT2 en microfaradios. Esto da un tiempo total de retardo de 30ms aproximadamente. Un diodo de señal 1N456A se usa entre el extremo inferior del capacitor CT1 y tierra con la finalidad de descargarlo cuando se apague el balasto y se lo quiera volver a encender instantáneamente. Esto evitará que el sistema del balasto sufra desperfectos descritos anteriormente.

2.3.2.11.MANEJADOR DE COMPUERTA

La salida del UC3854 es compatible para comandar MOSFETS de potencia hasta 1 A de pico de corriente. Esta salida *"totem pole"* esta internamente fijada a 15V así el CI UC3854 puede operar hasta 35V. Una resistencia de 22Ω entre el pin(16) y el "gate" del MOSFET limita la corriente pico de salida a 1 A máximo durante operación normal.

2.3.2.12.AMPLIFICADORES DE LIMITACION

Para mejorar el factor de potencia obtenido y ejecutar en un circuito de aplicación se presentan pocas alternativas. Primero, las salidas del amplificador de corrientes deberían tener un circuito de "sujeción" para limitar la oscilación del voltaje de salida y prevenir saturación del amplificador. Sin los "sujetadores", el sobretiro del lazo de corriente podría resultar entonces degradando la óptima ejecución.

El amplificador de corriente debe ser limitado con un diodo zener de 7,5 volt desde la salida posterior(pin3) a la entrada invertida Isense(pin4). Esto es señalado en la Fig.2.62. Cada amplificador es a sí mismo protegido con limitación de corriente interna, sin embargo el consumo de potencia del IC puede incrementarse durante este intervalo.

2.3.2.13.DIODOS DE PROTECCION SCHOTTKY

Cada pin del UC3854 debe ser protegido de excesos de voltaje negativos menores a 300 mV (-0,3V) como máximo. En la mayoría de las aplicaciones únicamente 3 pines del IC necesitan diodos *"schottky"* de protección externa. La salida de manejo del *"gate"* (pin16) requiere un diodo *"schottky"* (DS1) de 1N5820(ECG586) de 3A para proteger contra efectos de parásitos inductivos por la alta velocidad de conmutación. La salida del multiplicador (pin5) y el límite de corriente pico (pin2) necesita protección del diodo *"schottky"* durante condiciones de sobrecorriente anormal y durante la corriente *"inrush"* inicial en el crecimiento de la potencia. El diodo *"schottky"* 1N5817(ECG585) de 1 A proveerá adecuado sostenimiento puesto que las corrientes son bajas debido a las resistencias en serie a la circuitería del sensor de corriente. En el circuito de la Fig.2.62 se emplea dos éstos diodos, representados por DS2 y DS3.

2.3.3.FILTRO DE ENTRADA

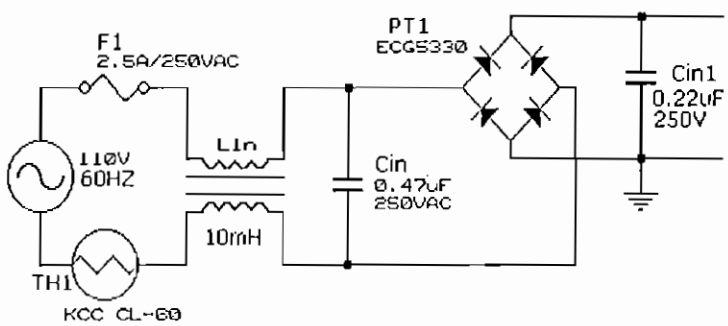


Fig.2.67.Filtro pasivo de entrada y protecciones del balasto.

La potencia de entrada es filtrada para reducir EMI conducido. Para esto se utiliza un filtro pasivo L-C el mismo que reduce el rizado de alta frecuencia de la corriente, como producto de la conmutación del MOSFET Qo del conversor elevador "boost". Su configuración se muestra en la Fig.2.67.

La frecuencia de conmutación del conversor elevador es fs=50KHz, la de la línea fred=60Hz y según las ecuaciones dadas en [20] se tiene:

lámpara, el circuito resonante consistente de LI1-CI3 (LI2-CI4) todos en serie. El voltaje a través de CI3 (CI4) es aumentado debido al factor de calidad Q de LI1 y CI3 (LI2 y CI4) en resonancia que encienden la lámpara. Después de encendidas las lámparas , CI3 y CI4 son efectivamente cortados por el voltaje de caída de la lámpara y la frecuencia de la lámpara ahora depende sobretodo de LI1 (LI2). Teóricamente el inversor medio puente cambia el voltaje 280VDC del conversor elevador en un voltaje simétrico AC que se aplica a los tubos fluorescentes. En caso de una carga resistiva el voltaje en la carga sería simétrica de ±140V.

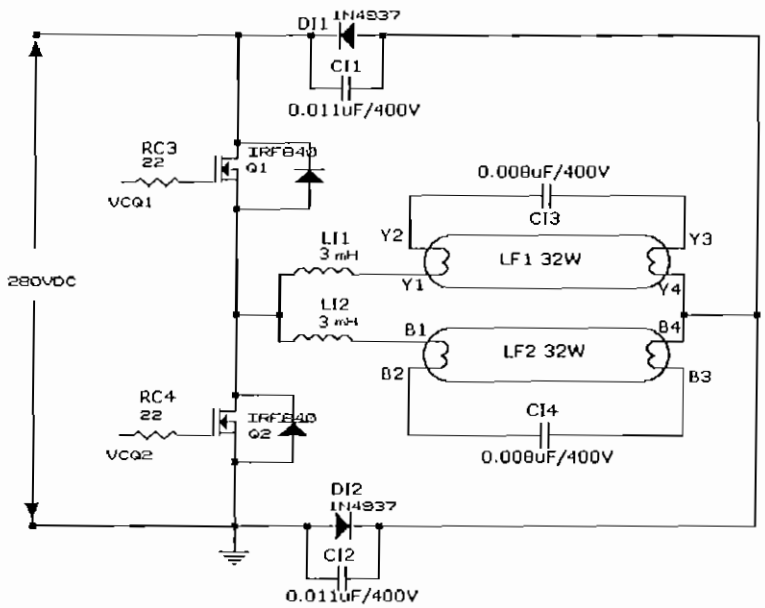


Fig 2.68.Circuito inversor medio puente del balasto.

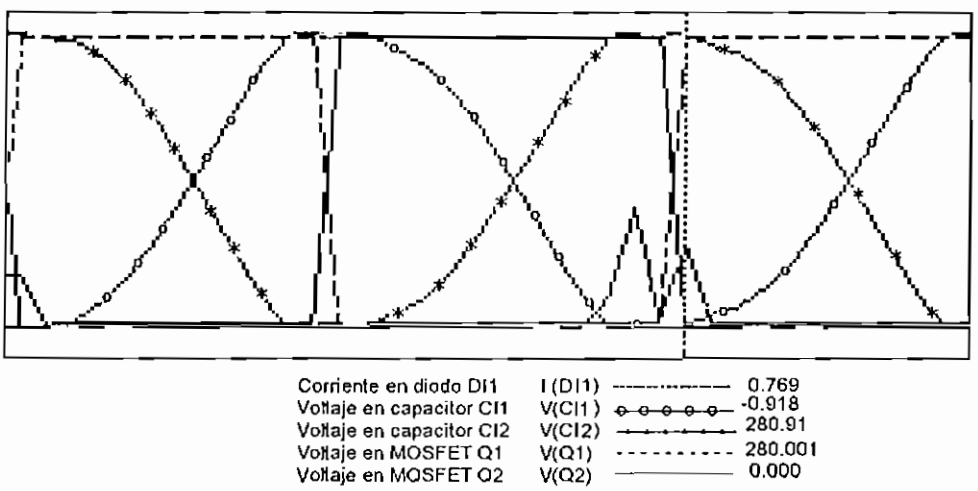
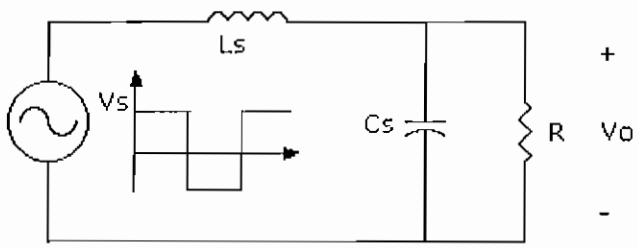


Fig.2.68.a.Formas de onda en diferentes elementos del inversor medio puente

La Fig.2.68.a muestra la forma de onda de los capacitores que conforma el medio puente (VCI2-VCI2). Se nota que el voltaje de éstos elementos son ondas periódicas sinusoidales en que si la una va aumentando a 280V, la otra va disminuyendo a cero, o viceversa. La suma de ambos voltajes debe ser igual al voltaje suministrado por la etapa del conversor. Los voltajes sobre los MOSFETS del inversor, son ondas cuadradas de 280V desplazadas entre sí para que no se produzca un cortocircuito si operan al mismo tiempo.

Para el encendido de las lámparas, aquí se emplea un circuito resonante L-C con carga en paralelo. Una inductancia va en serie a cada lámpara y un capacitor en paralelo a la misma. Del análisis matemático del inversor serie con carga en paralelo [7], se establece que:



$$\left|\frac{Vlam}{Vsin}\right| = \frac{1}{\sqrt{\left(1-u^2\right)^2 + \left(\frac{u}{Q}\right)^2}} \qquad (2.46)$$

donde es u=wo/w , wo=1/√(LC) y Q=R/(woL). En resonancia:

$$w = \sqrt{\frac{1 - L/CR^2}{CL}} \qquad (2.47)$$

En el arranque la resistencia de la lámpara R→∞ (antes de que se inicie la ionización del gas del tubo), se tiene por tanto w=wo. De la ecuación 2.46 asumiendo un factor de calidad recomendado Q=3 y la componente fundamental del voltaje de la señal cuadrada del inversor

Vs-in fund= 4*140/π =178.25V, se determina el voltaje de encendido del tubo de 534V. Esto sirve para determinar el voltaje que debe soportar cada uno de los MOSFETS del inversor en el encendido. Con esto se elige a los MOSFETS IRF840 cuyo voltaje de ruptura drenaje-fuente es de 500V y la corriente continua de drenaje es 8A. Los capacitores que conforman el medio puente son capacitores de 0.011uF a 400V, pues el voltaje máximo que soportan es el del conversor de 280V. Se coloca dos diodos rápidos 1N4937 que soportan 600V y 3A , los cuales impiden que los capacitores se carguen con voltaje negativo. Por la baja potencia que maneja el inversor, la potencia disipada por los MOSFETS IRF840 también lo es. Entonces se eligen disipadores estándares para el encapsulado TO-220. Entre las superficies de contacto disipador-transistor se pone grasa silicona a fin de facilitar la transmisión de calor hacia el exterior.

Siendo la frecuencia a la que operan los balastos comerciales por de entre 35 a 50 KHZ, según datos técnicos de información, se elige la frecuencia de conmutación del inversor fo=40KHz. Se asume además el capacitor C=0.008uF y como wo=1/√(LC)=2*π*fo, se determina la inductancia L=3.07mH.

En la práctica los elementos para el circuito resonante serie que se elige son L=3mH/1A y C=0.008uF/400V, debido a sus tolerancias de fabricación se tiene una frecuencia de 41.6KHZ que es la frecuencia a la cual se hacen operan los MOSFETS del inversor.

Una vez encendido los tubos fluorescentes éstos se comportan como elementos de baja resistencia y el capacitor C prácticamente se deshabilita y solo opera la inductancia L como elemento limitador de corriente. Para esta aplicación no se requiere una onda de voltaje cuadrada pura, y por lo tanto no hace falta colocar un filtro de salida.

Para descargar a los capacitores rápidamente se colocan diodos rápidos 1N4937 en paralelo que soportan el voltaje reverso de 400V.

La información sobre núcleos de ferrita es muy restringida por sus fabricantes y dificil de conseguir estos núcleos en el mercado, pero sí se consiguen inductancias elaboradas. Por esto se ha optado por buscar inductancias fabricadas dentro de manuales comerciales. Con ello se ha seleccionado del manual GREINGER la inductancia fabricado por MAGNETIC TRIAD de 3.5mH de núcleo tipo E Código CME2425-2 y corriente 2A , su detalle se indica en hojas de datos del anexo final.

2.3.4.2.CIRCUITO DE CONTROL

El sistema consta básicamente de un manejador ("driver") de MOSFETS de potencia de alta eficiencia excitado mediante un oscilador aestable. Este último esta desarrollado alrededor de un "chip" 555 (U3) y un "flip-flop" 4095B (U4). La Fig.2.69. muestra el circuito de control implementado.

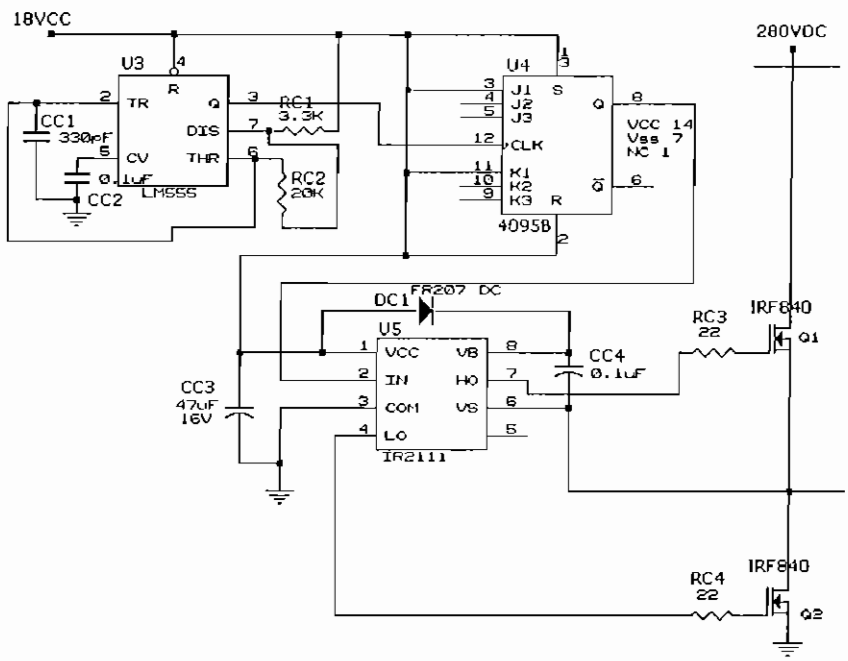


Fig.2.69.Circuito de Control del inversor medio puente del balasto

2.3.4.2.1.OSCILADOR

El LM555 se trata de un dispositivo muy versátil, que produce una salida de onda cuadrada simétrica de muy buena forma, con una frecuencia límite de 1MHz. Este "chip" trabajando como aestable tiene una frecuencia de oscilación dada por:

$$fosc = \frac{1.44}{(R1 + 2R2)C} \qquad (2.50)$$

Conocido la frecuencia fosc=82KHZ y asumiendo RC2=20KΩ y el capacitor CC1=330pF, se determina RC1=3.3KΩ. En la práctica el valor de la frecuencia del oscilador depende de la tolerancia de los componentes utilizados. El capacitor CC2=0.1uF conectado entre el pin(5) y tierra es un capacitor de *"bypass"* recomendado por los fabricantes.

Luego esta señal se envía a el IC 4095B que trabaja como un divisor de frecuencia, y se obtiene a su salida una onda cuadrada de 41KHZ de frecuencia, que es la frecuencia a la cual funcionan los MOSFETS del inversor medio-puente, pues es la frecuencia a la cual se encienden los tubos fluorescentes en la práctica. Este integrado da una relación de trabajo del inversor de 0.5 exactos, con lo cual se garantiza que no haya componente DC en la carga que dañen a los MOSFETS de potencia, independiente de la frecuencia de conmutación del oscilador.

2.3.4.2.2.CONTROL DE COMPUERTAS

Para esto se utiliza el IR2111 y su configuración se muestra en la Fig.2.69. La potencia para el manejador del "gate" del MOSFET Q1 del lado de alta viene desde un capacitor suavizante de CC4=0.1uF el cual se carga a aproximadamente 15V siempre que Vs (pin 6) sea mantenida en bajo durante la conducción del MOSFET Q2 de potencia del lado de baja. El diodo suavizante DC1 (11DF4/FR207) bloquea el bus de voltaje DC cuando conduce el MOSFET Q1 del lado de alta. Se requiere un diodo de rápida recuperación(<100ns) para asegurar que el capacitor suavizante no sea parcialmente descargado mientras el diodo se recupera y bloquea el bus de voltaje de alta.

El IR2111 es un elemento confiable, pues tiene inmunidad a los dV/dt, el tiempo muerto fijado internamente de 0.7us(típico) y un regulador paralelo interno de 15V con lo cual puede usarse una simple resistencia como caída de tensión desde el bus de voltaje rectificado DC. La entrada lógica es compatible con salidas CMOS estándares. La característica de los manejadores de salida es una etapa "buffer" de alto pulso de corriente diseñados para manejar un intercambio de conducción mínimo. El canal flotante puede ser usado para manejar un MOSFET de canal N en la configuración del lado de alta que opera hasta 600V.

2.3.5.FUENTE DE ALIMENTACION

Debido a que los circuitos integrados tienen diferente tecnología de fabricación su rango de polarización es diferente, pero coinciden en 18Vcc para la cual se diseña la fuente de polarización, como se señala en la Fig.2.70. Esta fuente se inicia provocando una caída de tensión desde el puente rectificador PTE1 mediante una resistencia de potencia RF1 de 2.2KΩ/10W. Colocando un capacitor CF1=10uF y un diodo zener DZ1 de 33V/1W que fija el voltaje a 33V, el cual pasa por el regulador de voltaje LM7818/1 A y se obtiene una buena señal de voltaje 18 VDC. La corriente necesaria es principalmente para alimentar al UC3854 la que consume 10mA (dato fabricación) , al LM555 10mA (a Vcc=15V) y al 4095B 10mA. El IR2111 consume apenas 1mA y el resto unos 3mA. Esto da un total de 34mA , por eso se calcula una fuente de 40mA. Se prefiere que los todos los capacitores no sean de valor alto para que el tiempo de encendido del balasto no se incremente.

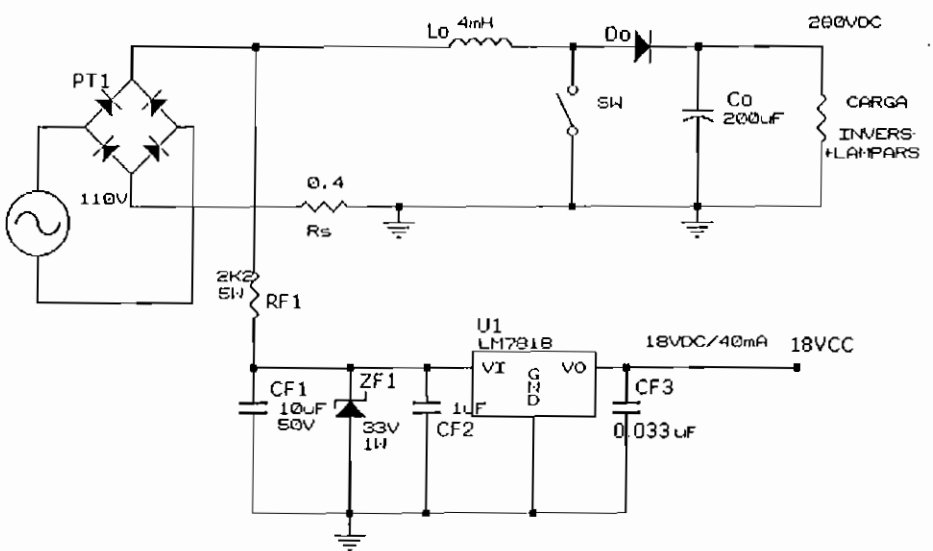


Fig.2.70.Circuito de la fuente de polarización del balasto

CAPITULO III

Construcción y Pruebas del Balasto Electrónico

3.1.ASPECTOS TECNICOS PARA LA CONSTRUCCION

El balasto electrónico diseñado en esta tesis y denominado WPBL97 opera dos lámparas fluorescentes T8 de arranque rápido de 32 W cada uno. El voltaje de alimentación del balasto esta en el rango de 80 a 180 VAC y 60Hz, pues tiene un regulador de voltaje incorporado.

Una vez realizado los cálculos de los diferentes elementos del circuito electrónico del balasto, se realiza la distribución física de los mismos, con la ayuda del programa digital TANGO PCB , para la elaboración del impreso. El diagrama del impreso se adjunta en los anexos, al mismo que se ensamblan primero los diferentes componentes de los circuitos de control y luego los elementos del circuito de potencia.

Antes de poner a funcionar al circuito de potencia del balasto, se debe estar seguro de que todos los elementos de control estén bien soldados a la placa y sin que los caminos se cortocircuiten entre si. Con ayuda de una fuente externa de polarización se comprueba el funcionamiento del circuito de control PWM del conversor, y del circuito oscilador y manejador de los MOSFETS del inversor. Estas pruebas se las hace de la forma más rigurosa posible y por un buen tiempo, en condiciones lo más cercanas a la operación real, ya que un mal funcionamiento no detectado a tiempo, puede echar a perder todo el trabajo. Para todas las pruebas se requiere de la ayuda de un osciloscopio, en este caso se dispone de uno digital TEKTRONIC TDS 210 con el cual se realiza las diferentes medidas.

Para realizar la prueba del circuito de control del conversor, se ayuda de una fuente de polarización externa de 18VCC y se comprueba: la oscilación diente de sierra en el pin 13 del UC3854, el tiempo de SOFT START (pin 13) de funcionamiento del UC3854 y la salida del pin 16 que maneja al MOSFET Qo de canal n, ésta es una señal cuadrada PWM de 18VDC.

Para comprobar el circuito de control del inversor se parte del pin 3 del 555 (U3) que da una señal cuadrada de 15V y de 82KHZ. Esta señal va al CLOCK (pin 12) del 4095B (U4) que trabaja como un "flip flop" tipo D y produce una división de la frecuencia a 41KHZ con una relación de trabajo de 0.5 exactos para el inversor.

El circuito manejador de los MOSFETS Q1 y Q2 se comprueba al medir los voltajes en los pines 7 y 4 que son las salidas del IR2111 (U5). Estas son dos señales de onda cuadrada de 15V desplazadas 180° y con un tiempo muerto aproximado de 0.1us.

Una vez que estos circuitos funcionan bien, se monta la parte de potencia y con una carga resistiva equivalente se va comprobando el funcionamiento de la fuente de polarización de 18V. Esto a la vez permite medir el voltaje de salida del conversor de 280VDC que se puede calibrar con el potenciómetro de 5 KΩ ubicado en la salida del mismo. Así el voltaje en la carga del inversor será una onda cuadrada de ±140V y frecuencia 41KHZ.

El circuito del SOFT START se comprueba al colocar capacitores mayores a los calculados para notar la secuencia de funcionamiento de las dos etapas.

Entonces se reemplaza la carga resistiva por los dos tubos fluorescentes y se encienden las lámparas. Al medir la señal de corriente de entrada del balasto se nota la diferencia de tener o no un filtro pasivo. Con el valor de 10mH de inductancia elegido, se define el capacitor Cin que mejor filtrado da y es el de 0.47uF.

El elemento principal de control del conversor elevador y que además realiza la corrección activa del factor de potencia es el integrado UC3854. Es importante destacar que este elemento se puede utilizar en potencias superiores a la empleada en este caso, sin que el diseño en sí cambie substancialmente. El interruptor de estado sólido es un MOSFET canal n. La relativamente alta frecuencia de operación reduce el tamaño fisico del conversor y elimina problemas de altura, peso, volumen, etc. Sin embargo, es relativamente costosa y exige interruptores de potencia muy rápidos.

En el inversor el elemento que activa a los MOSFETS Q1 y Q2 es un integrado IR2111 que tiene la función de activarlos alternativamente con un tiempo muerto de 700ns entre conmutación. El canal flotante que maneja al MOSFET puede operar hasta 600 Voltios. Esto dá una gran ventaja en sistemas que requieren un aislamiento eléctrico para el manejo de dos "switches" en configuraciones tipo medio puente o tipo puente.

En cuanto a las inductancias de ferrita, debido a la poca información técnica obtenida de los fabricantes por razones comerciales, el cálculo y diseño realizado de corriente, inductancia y tamaño sirve para poder buscar en los diferentes manuales comerciales de inductancias .

En el caso del filtro pasivo de entrada con Lin=10mH, corriente de 1 Arms se elige del manual DIGI-KEY, dentro de la línea exclusiva de filtros pasivos marca PANASONIC, el de la SERIE H, Código ELF-18D431F (PKL1031-ND en DIGI KEY), tipo 400, cuya inductancia mínima es de 10mH y soporta una corriente máxima de 1 Arms .

Para el conversor la inductancia se seleccionó del manual GREINGER, la de marca MAGNETIC TRIAD, inductancias recomendadas para aplicaciones en fuentes de poder "switching" y con frecuencias de operación entre 20 y 200KHZ, cuyo código es CST306-1A, que tiene un valor mínimo de inductancia de 3.5mH y soporta hasta 25Arms.

Para el inversor la inductancia de resonancia se ha seleccionado del manual GREINGER, fabricado por MAGNETIC TRIAD de 3.5mH de núcleo tipo E Código CME2425-2 y corriente 2A . Los datos fisicos y otros, se detallan en las hojas de datos que se adjuntan a los anexos.

Los dos circuitos integrados (UC3854-IR2111), las cuatro inductancias de ferrita (Lin, Lo, LIN1 y LIN2) y el termistor no se los encuentra en el mercado nacional, razón por la cual

aumentan el costo del balasto.

Los elementos de conmutación del conversor Qo, y del inversor Q1 y Q2 son MOSFETS de potencia y son los comunes en el mercado local, lo mismo que el resto de elementos del balasto (resistencias, capacitores, alambres de conexión).

Las resistencias empleadas son de 0.5W al 5%, esto garantiza una mejor estabilidad en todo el sistema.

Los alambres de conexión desde el balasto a la luminaria son cables flexibles AWG 18, en dos colores para poder identificarlos. El amarillo para el tubo fluorescente LF1 y el color azul para el LF2.

Para los transistores MOSFETS Qo del conversor elevador y Q1-Q2 del inversor medio puente son MOSFETS, debido a la baja potencia que manejan y a la frecuencia de operación, se emplean disipadores de calor estándares. Una mejor transferencia de calor de los transistores a los disipadores se garantiza si la superficie de contacto del disipador es lo más regular posible, para lo cual se pule con una lija fina (# 500), y también si se aplica grasa silicona entre el elemento semiconductor y el disipador.

3.2.PRUEBAS DE OPERACIÓN DEL BALASTO

A fin de lograr un patrón de comparación del balasto construido, se toma como referencia al balasto comercial QUICTRONIC QT2X32/120IS de SYLVANIA igualmente para dos tubos fluorescentes de 32W.

Las pruebas tanto para el balasto comercial como para el construido son: pruebas de iluminación, medición de armónicos de la corriente de entrada y la determinación del factor de potencia. Se ha creído conveniente medir éstos parámetros primero para la carga normal de dos tubos fluorescentes y luego con un solo tubo. Posteriormente se las compara entre sí.

3.2.1.PRUEBAS DEL BALASTO ELECTRÓNICO WPBL97

3.2.1.1.DATOS TECNICOS

Balasto Electrónico para 2 Lamparas del tipo FO32-FBO32

- Voltaje de alimentación 110 V
- Frecuencia de alimentación 60 Hz
- Corriente de consumo 0.61 A
- Voltaje de arranque 500 Vac
- Factor de potencia >0.98
- Distorsión armónica total <15%

3.2.1.2.BALASTO CON DOS TUBOS FLUORESCENTES

Para este caso se realizan mediciones de las principales señales del circuito balasto construido, en condiciones normales de funcionamiento. En la Fig.3.1. se tiene la señal del voltaje en las lámparas que tiene un valor pico de ±200V y frecuencia 41.6KHZ que es la frecuencia de conmutación del inversor medio puente.

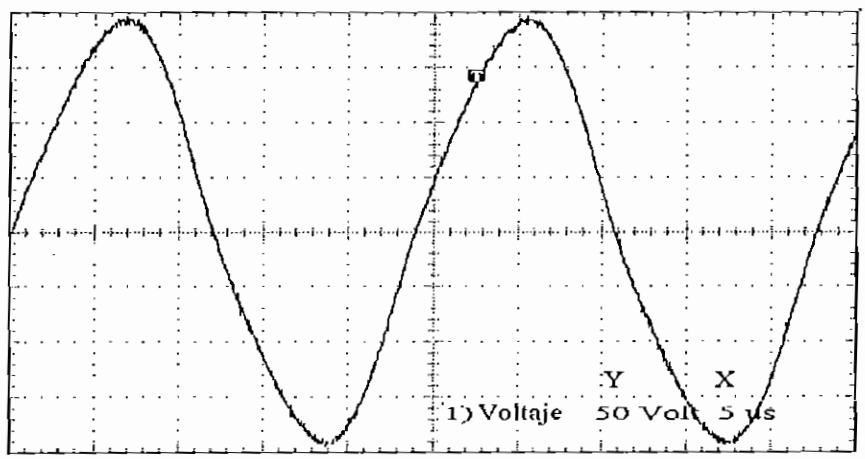


Fig.3.1.Voltaje en los tubos fluorescentes

En la Fig.3.2. se tiene el voltaje en la carga del inversor, la misma que consta de los dos tubos en paralelo con sus respectivos circuitos resonantes serie L-C cada uno. Este tiene un pico de voltaje de ±275Vpico y la misma frecuencia del conmutación del inversor.

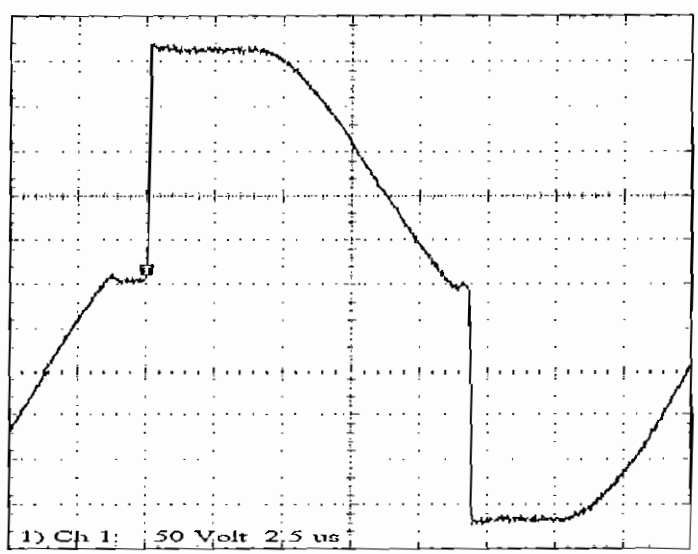


Fig.3.2.Voltaje en la carga del inversor medio-puente

El voltaje en los MOSFET Q1 y Q2 del inversor son similares en amplitud de 275V y frecuencia de 41.6KHZ, solamente están desplazados 180 grados(incluido el tiempo muerto) para evitar una conmutación simultánea de los mismos. La señal del MOSFET Q1 se muestra en la Fig.3.4.

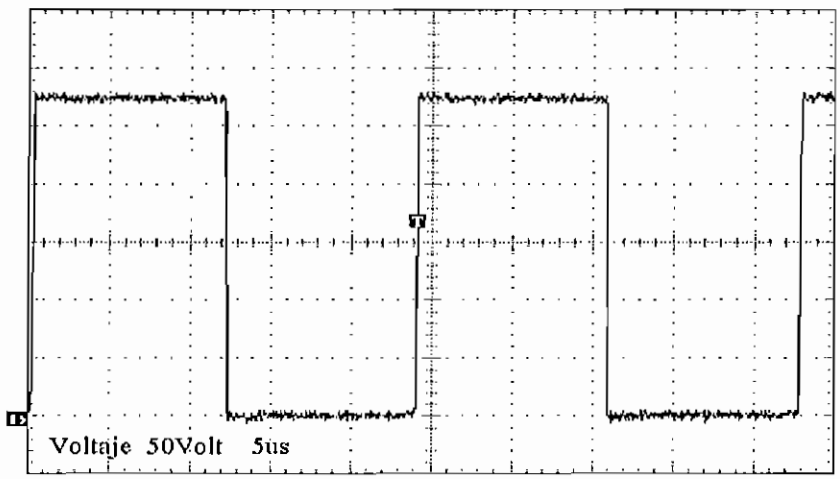


Fig.3.4.Voltaje en el MOSFET Q1 del inversor

En cuanto a las señales de control del inversor estas son dos ondas cuadradas de amplitud 12V (Fig.3.5) y frecuencia 41.6KHZ como se muestra en la Fig.3.6.

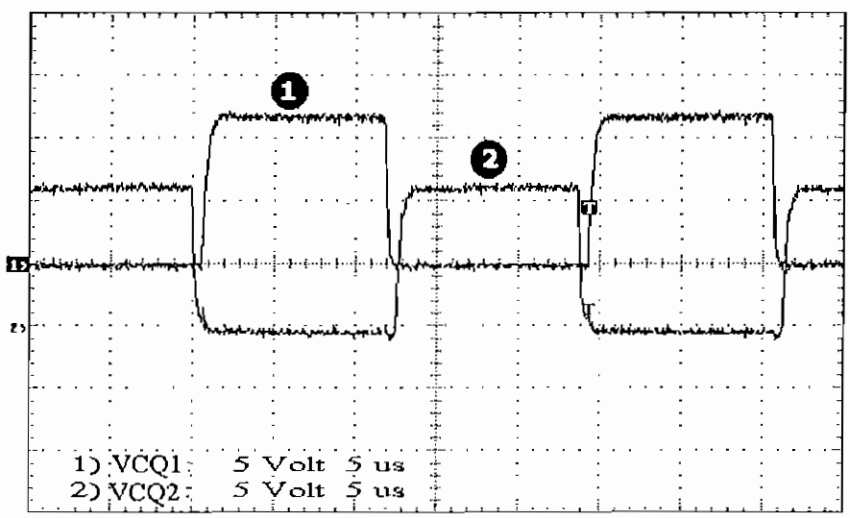


Fig.3.5.Voltaje de control de las compuertas de Q1 y Q2 del inversor

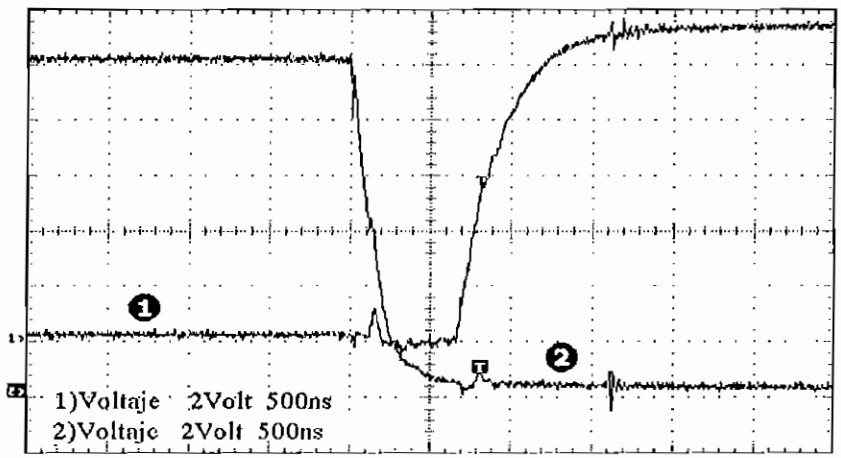


Fig.3.6.Cruce del voltaje de control de las compuertas de Q1 y Q2 del inversor

En la Fig.3.7.se indica el voltaje del conversor elevador que es de unos 275VDC y con un rizado de 3.8V pico-pico (Fig.3.8).

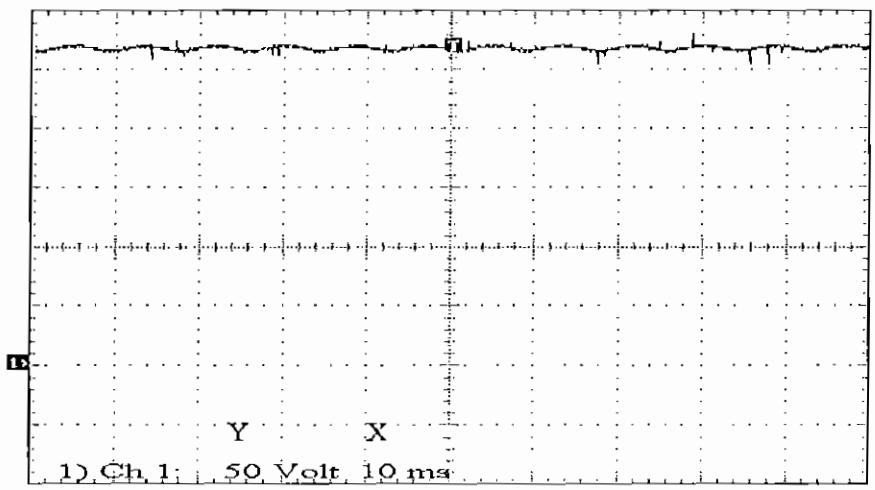


Fig.3.7.Voltaje en la salida del conversor elevador

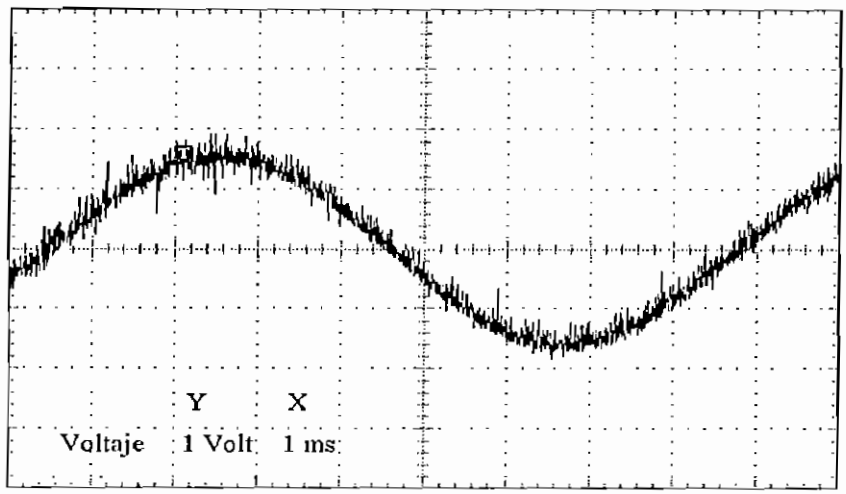


Fig.3.8.Rizado de voltaje en la salida del conversor elevador

En la práctica la señal de corriente de entrada sin el filtro se muestra en la Fig.3.9.a. Esta tiene una amplitud de 2 A y un rizado a la frecuencia de conmutación del conversor de 50KH.

Debido a que las mediciones de las distintas señales se realiza con un osciloscopio digital, éstas tienen sus valores tabulados que mediante programación se puede evaluar sus armónicas, o su distorsión armónica. Así mediante la programación en LABVIEW se obtiene los armónicos de la corriente de entrada, donde su componente fundamental tiene una amplitud de 0.597 A y el armónico siguiente más representativo de la señal de corriente está a la frecuencia de conmutación del conversor cuya amplitud es de 0.3 A. La corriente Irms total es 0.74 A, esto se muestra en la Fig.3.9.b.

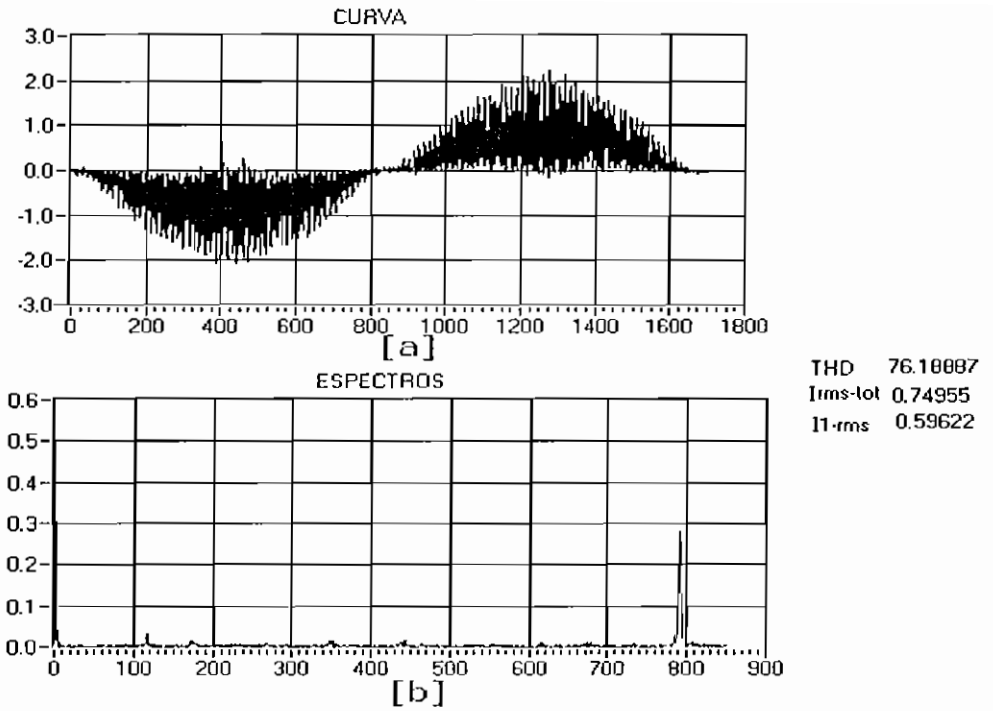


Fig.3.9.a.-Onda de corriente de entrada sin filtro b.- Componentes armónicas

Una vez colocado el filtro pasivo Lin-Cin se obtiene la señal de la Fig.3.10. la misma que tiene 0.85 A de amplitud incluido el pequeño rizado que es mayor en los picos de la señal.

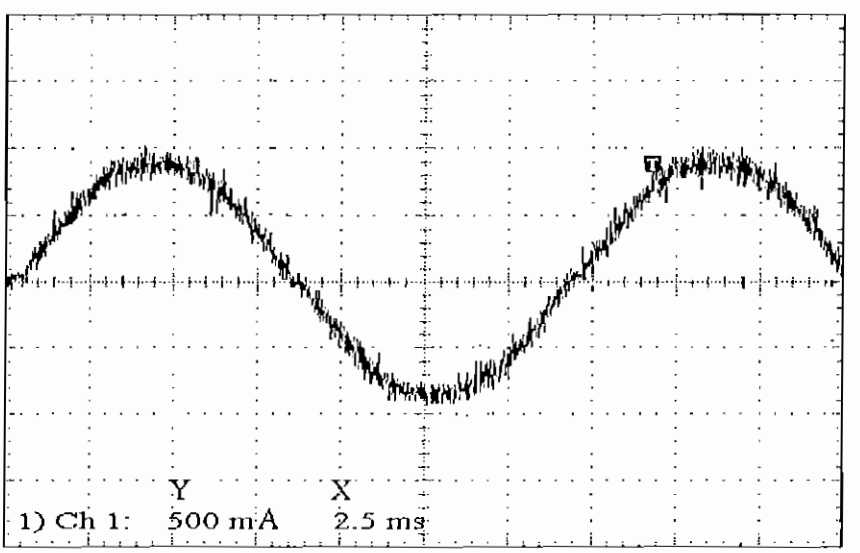


Fig.3.10.Onda de corriente de entrada

En la Fig.3.11. se muestra la señal del voltaje de polarización es una señal de 18VDC y con un rizado de 0.2V de amplitud (Fig.3.12).

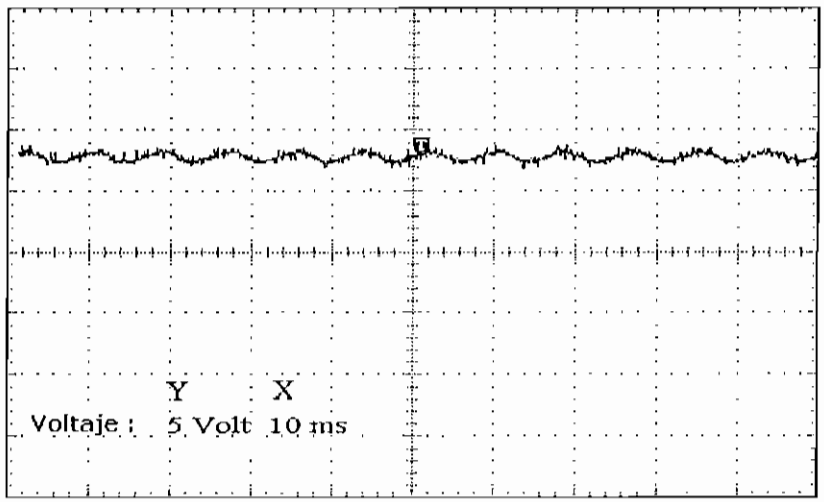


Fig.3.11.Voltaje de la fuente de polarización

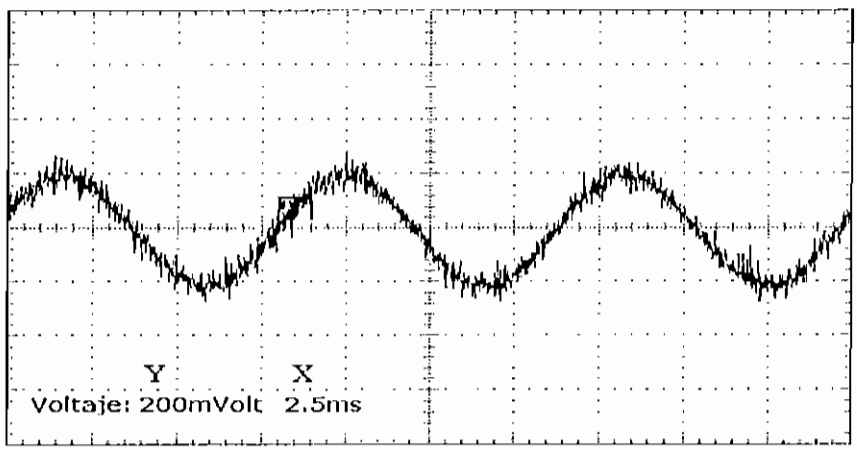


Fig.3.12.Rizado del voltaje de la fuente de polarización

3.2.1.3.BALASTO CON UN TUBO FLUORESCENTE

De manera similar al caso anterior se realizan mediciones de las principales señales del circuito balasto construido, en condiciones normales de funcionamiento. En la Fig.3.13. se tiene la señal del voltaje en la lámpara que tiene un valor pico de ±200V y frecuencia 41.6KHZ que es la frecuencia de conmutación del inversor medio puente.

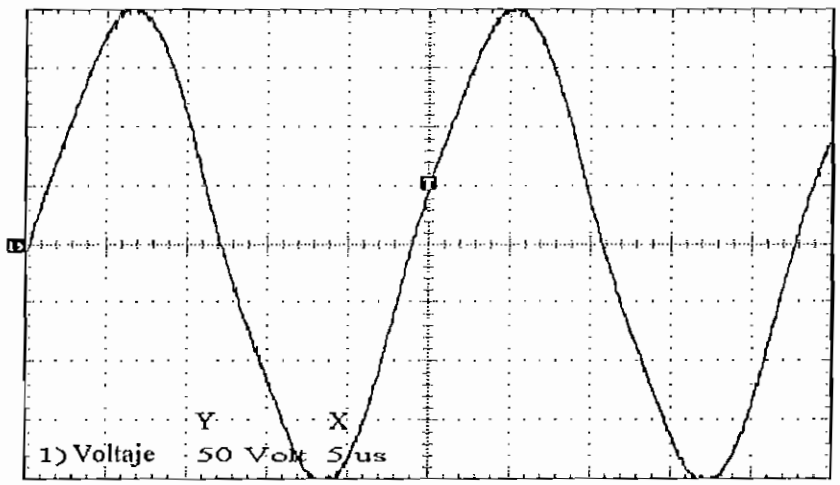


Fig.3.13.Voltaje en el tubo fluorescente

En la Fig.3.14. se tiene el voltaje en la carga del inversor, compuesta por un tubo y un circuito resonante serie L-C. Esta tiene un pico de voltaje de ±275V y la misma frecuencia del conmutación del inversor.

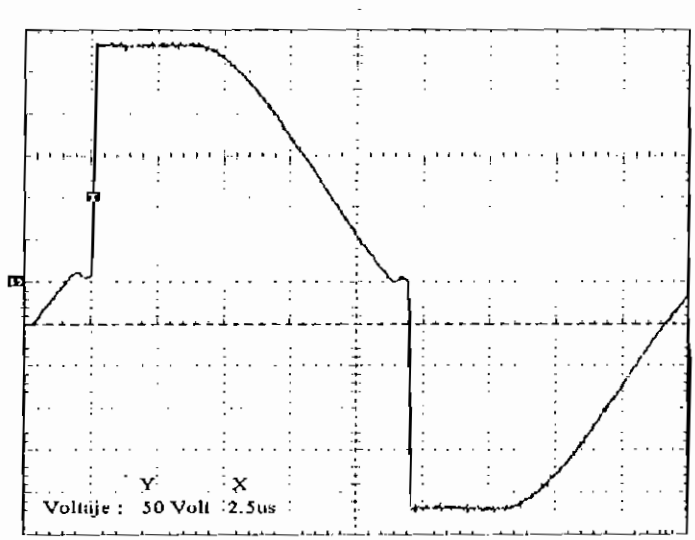


Fig.3.14.Voltaje en la carga del inversor medio-puente

Los voltajes en los "switches" Q1 y Q2 del inversor son similares al caso anterior (275V de amplitud y 41.6KHZ de frecuencia y desplazados 180 grados entre sí), pues las señales de control del inversor son las mismas. De igual forma el voltaje del conversor elevador se mantiene en 275VDC.

La señal de corriente de entrada para el caso de funcionar una sola lámpara se muestra en

la Fig.3.15. la misma que tiene 460mA de amplitud incluido el pequeño rizado que es mayor en los picos de la señal.

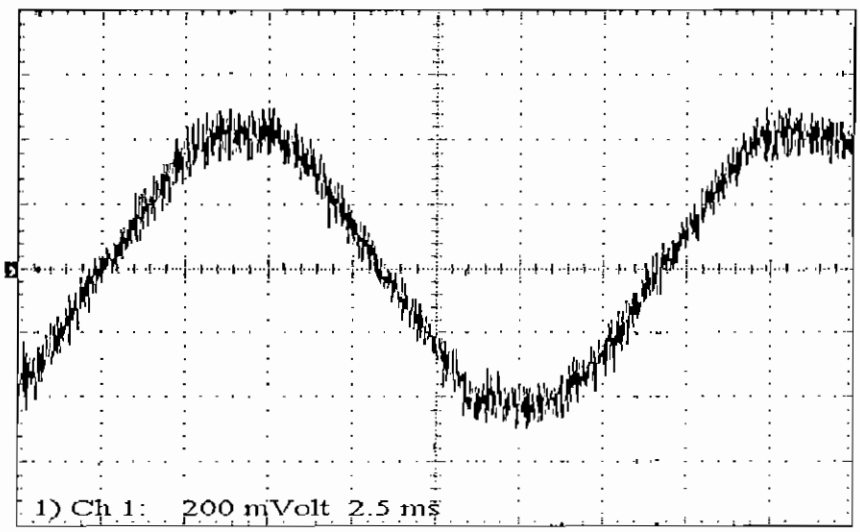


Fig.3.15.Onda de corriente de entrada al balasto

3.2.1.4.PRUEBAS DE ILUMINACION

En las pruebas de iluminación o iluminancia (relación entre flujo luminoso que recibe la superficie y su extensión) se emplea un luxómetro TES 1330 Digital Lux Meter para determinar el nivel de iluminancia de la lámpara. El luxómetro consiste en una célula fotoeléctrica que al incidir luz sobre una superficie genera una débil corriente eléctrica que aumenta en función de la luz incidente, dicha corriente se mide con un miliamperímetro calibrado directamente en lux. La distancia de la lámpara al plano de trabajo es de 2.20 m con un ángulo de incidencia de 90° . Su nivel de iluminancia es de 270 lux (lux es la iluminancia de una superficie de 1 m^2 que recibe uniformemente repartido un flujo luminoso de un lúmen) para el caso de dos tubos fluorescentes y de 116 lux para el caso de un tubo fluorescente.

Del concepto de iluminación se deduce que cuanto sea mayor el flujo luminoso sobre una superficie, mayor será su luminancia, y que, para un mismo flujo luminoso incidente, la iluminancia será mayor a medida que disminuya la superficie.

3.2.2. BALASTO ELECTRÓNICO QUICKTRONIC® QT 2X32/120IS SYLVANIA

Balasto Electrónico de Arranque Instantáneo para 2 Lamparas del tipo FO32

3.2.2.1.DATOS TECNICOS

- VOLTAJE DE ALIMENTACIÓN : 120 V
- FRECUENCIA DE ALIMENTACIÓN: 60 Hz
- CORRIENTE DE CONSUMO: 0.52m A
- VOLTAJE DE ARRANQUE: 500 Vac
- FACTOR DE POTENCIA: > 0.97
- DISTORSIÓN ARMÓNICA TOTAL: < 20 %

3.2.2.2.BALASTO CON DOS TUBOS FLUORESCENTES

Con el balasto comercial tomado como referencia, en condiciones normales de funcionamiento, el voltaje en las lámparas que tiene un valor pico de ±250V y frecuencia 30KHZ aproximadamente (Fig.3.16).

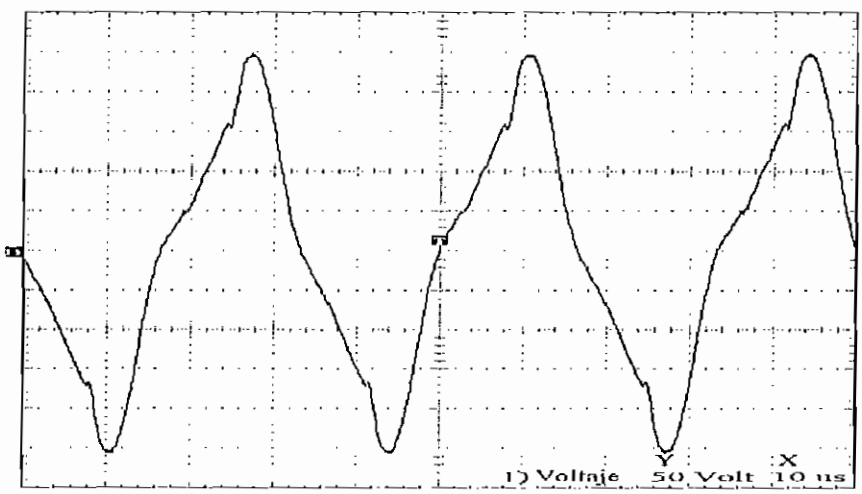


Fig.3.16.Voltaje en los tubos fluorescentes

En la Fig.3.17 se muestra la señal de corriente de entrada al balasto, no en una sinusoide pura, y tiene una amplitud de 700mA.

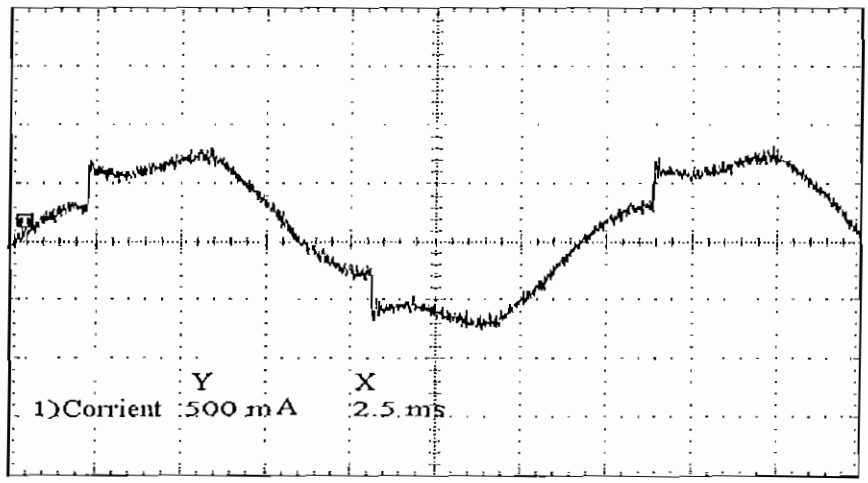


Fig.3.17.-Onda de corriente de entrada

3.2.2.3.BALASTO CON UN TUBO FLUORESCENTE

De manera similar al caso anterior se realizan mediciones de las principales señales del circuito balasto referencial, en condiciones normales de funcionamiento. En la Fig.3.18. se tiene la señal del voltaje en la lámpara que tiene un valor pico de ±220V y frecuencia 33.33KHZ.

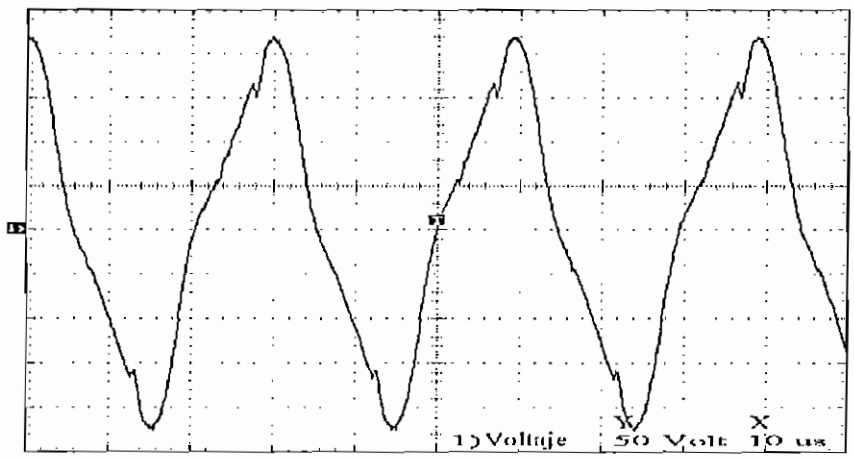


Fig.3.18.Voltaje en el tubo fluorescente

En cuanto a la corriente de entrada para este caso, se tiene una señal periódica de amplitud de 400mA con picos de 500mA, como se muestra en la Fig.3.19.

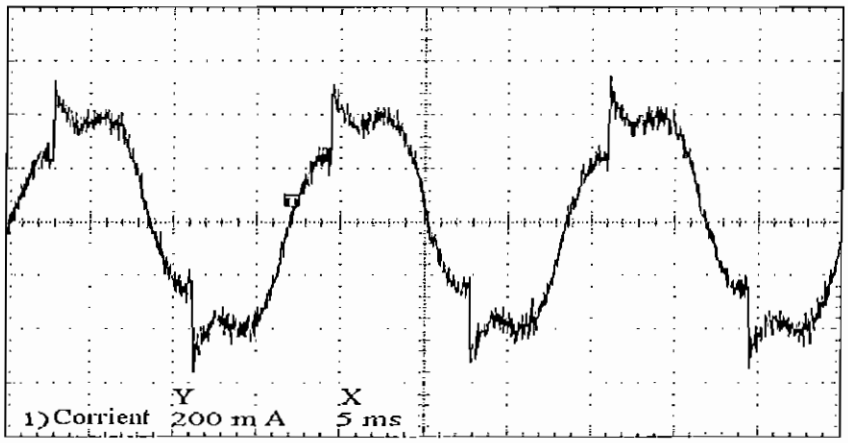


Fig.3.19.Onda de corriente de entrada al balasto

3.2.2.4.PRUEBAS DE ILUMINACION

Con el mismo aparato de medida de iluminación (luxómetro TES 1330 Digital Lux Meter) y en la misma ubicación física de la luminaria del caso anterior (distancia de la lámpara al plano de trabajo es de 2.20 m y un ángulo de incidencia de 90°), el nivel de iluminancia es de 260 lux para cuando se tiene dos tubos fluorescentes. En cambio si se tiene como carga un solo tubo su iluminancia es 142 lux.

3.3.MEDICION DEL FACTOR DE POTENCIA Y DISTORSION ARMONICA TOTAL

Para la medición de armónicos ello se emplea un osciloscopio digital TEKTRONIX TDS 210 que tiene incorporada una tarjeta de adquisición de datos y su respectivo software para el computador, donde se obtiene los respectivos gráficos con extensión *.nbk y luego se los traslada al EXCELL MICROSOFT para dar el formato adecuado que permite importarlo al programa elaborado en LABVIEW donde se determina la distorsión armónica total THD y los valores de las componentes armónicas.

Para la determinación del factor de potencia se captura las señales de voltaje y corriente de entrada al balasto, mediante el osciloscopio digital señalado anteriormente, y se mide el ángulo de desfase entre ellas.

Igualmente se analiza la situación de carga completa (dos tubos fluorescentes) y media carga(un tubo fluorescente).

3.3.1.BALASTO WPBL97

3.3.1.1.MEDICION DE LA DISTORSION ARMONICA DE LA CORRIENTE DE ENTRADA

3.3.1.1.1.BALASTO CON DOS TUBOS FLUORESCENTES

La señal del voltaje de entrada de la red se muestra en la Fig.3.20.a. y su distribución espectral en la Fig.3.20.b., donde se tiene una distorsión THD despreciable y su componente fundamental de 113Vrms.

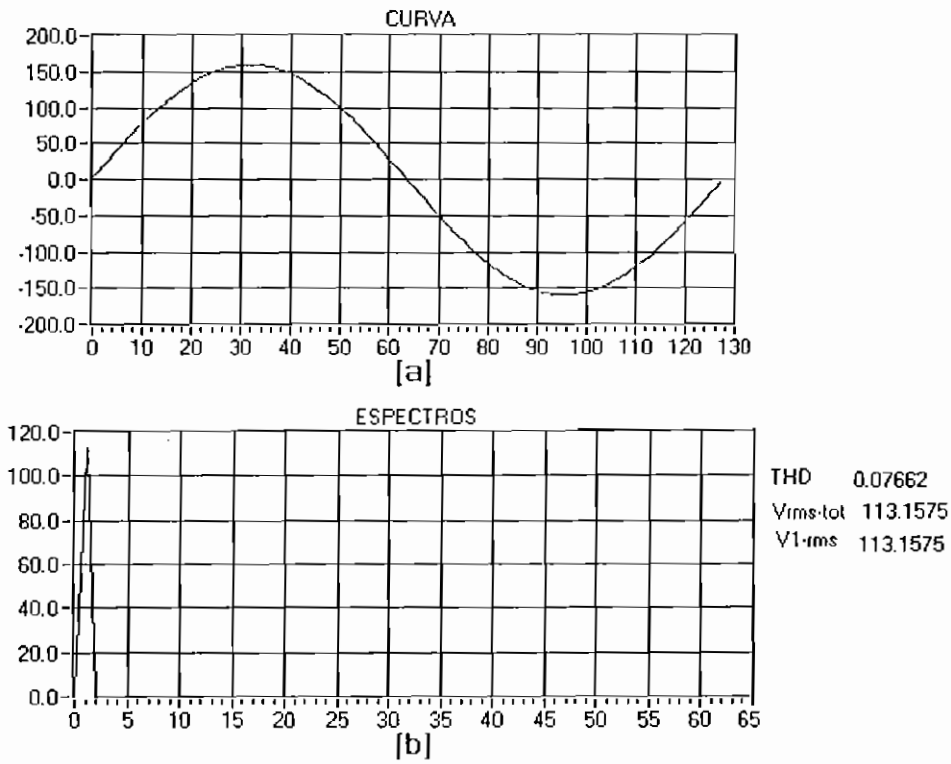


Fig.3.20.a.-Señal del voltaje de entrada b.- Distribución espectral

En el caso de tener dos tubos fluorescentes la señal de corriente de entrada tiene una amplitud es de 0.9 A (Fig.3.21.a) y su valor Irms total es 0.61 A. La distorsión armónica total THD es 11.26 %. La gráfica de los armónicos para este caso se muestra en la Fig.3.21.b., donde se nota que ahora que el mayor armónico esta ubicado sobre la frecuencia fundamental y tiene por amplitud 0.6069 A.

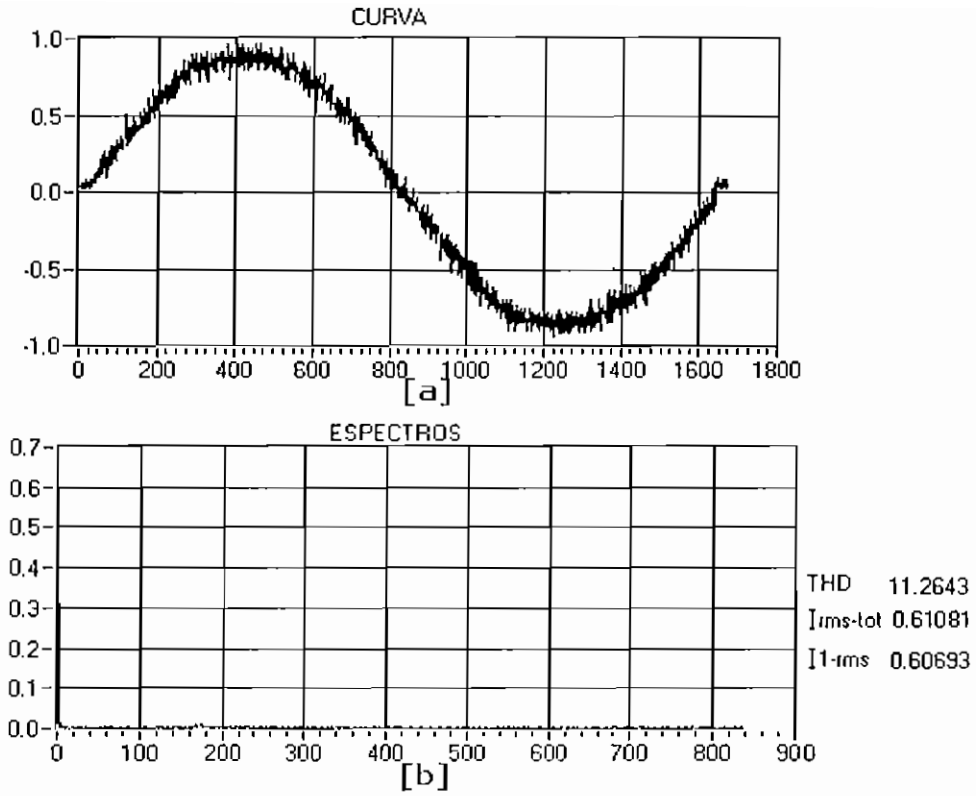


Fig.3.21.a.-Onda de corriente de entrada b.- Componentes armónicas

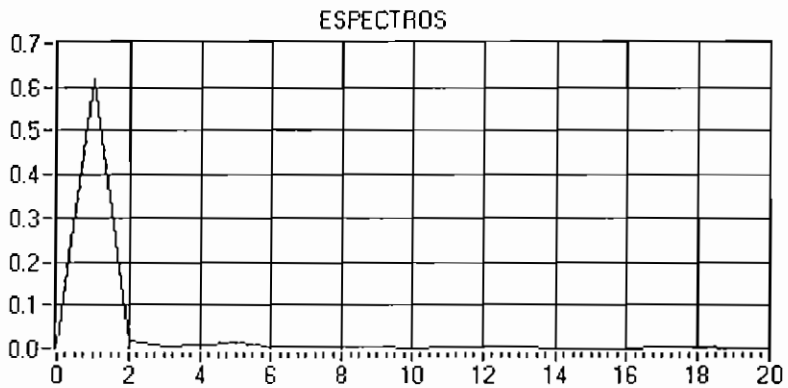


Fig.3.21.c. Curva amplificada de componentes armónicas

3.3.1.1.2.BALASTO CON UN TUBO FLUORESCENTE

Ahora cuando se tiene un solo tubo fluorescente la señal de corriente de entrada tiene una amplitud de 0.45 A (Fig.3.22.a.) y su valor Irms total es 0.302 A. La distorsión armónica total THD es 14.5 %. Si analizamos la distribución espectral correspondiente (Fig.3.22.b.), el mayor armónico esta ubicado sobre la frecuencia fundamental (60HZ) y tiene una amplitud de 0.299 A.

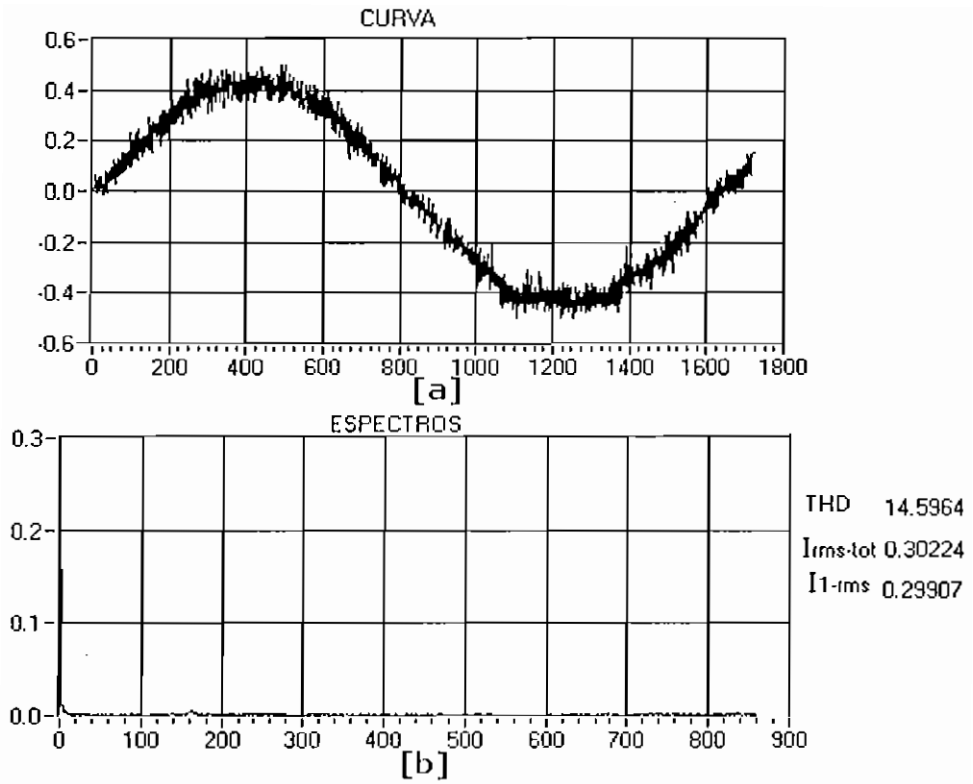


Fig.3.22.a.-Onda de corriente de entrada b.- Componentes armónicas

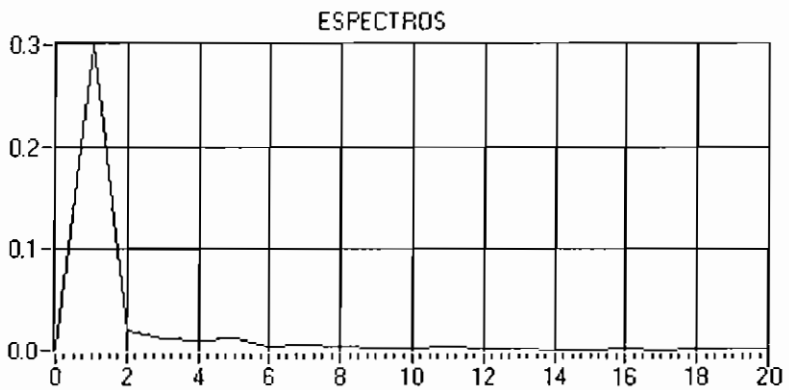


Fig.3.22.c.-Curva amplificada de componentes armónicas

3.3.1.2.DETERMINACION DEL FACTOR DE POTENCIA

3.3.1.2.1.BALASTO CON DOS TUBOS FLUORESCENTES

Se tiene un voltaje sinusoidal de la red de entrada y la corriente desplazada un valor de 8 grados, cuyo coseno es el factor de potencia por desplazamiento.

Factor de potencia (por desplazamiento) = Cos(10.5°) = 0.983 en adelanto.

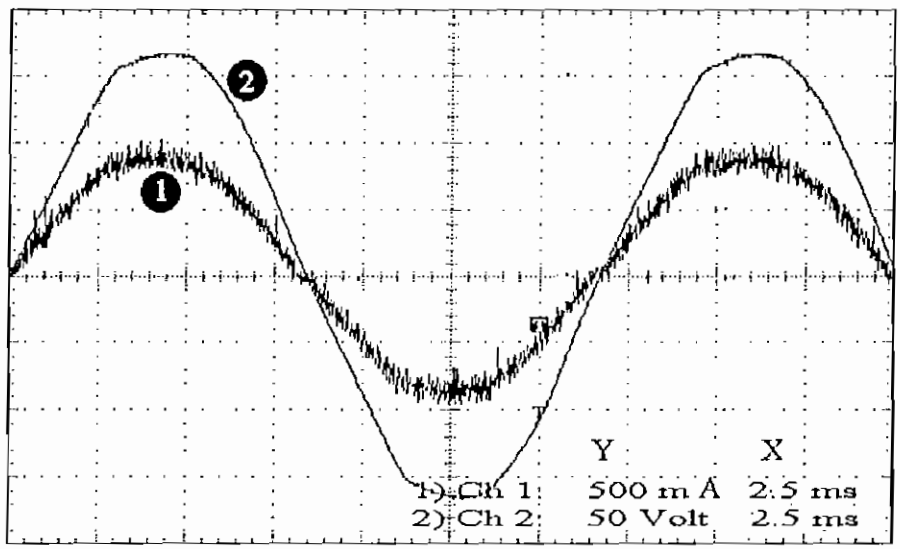


Fig.3.23.-Ondas de voltaje y corriente de entrada

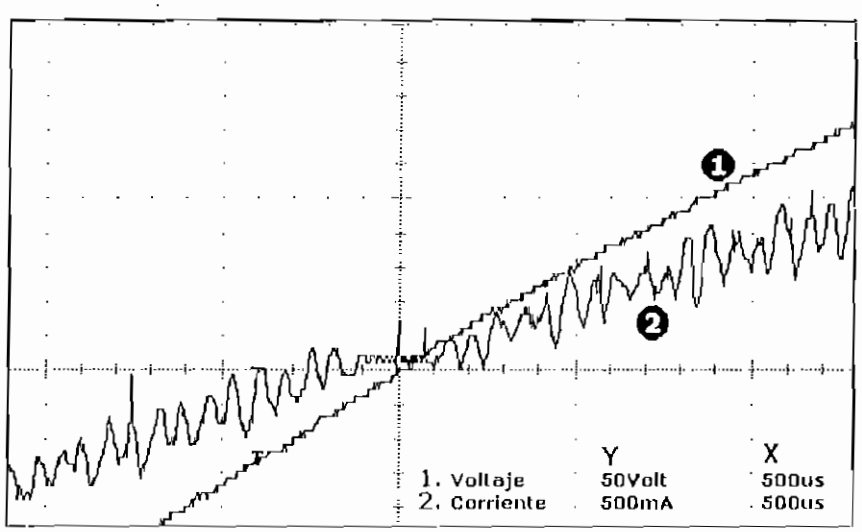


Fig.3.23.a.-Amplificación del cruce de las ondas

3.3.1.2.2.BALASTO CON UN TUBO FLUORESCENTE

En este caso la corriente tiene un desplazamiento de 12 grados respecto de la corriente, así el factor de potencia por desplazamiento es 0.981.

Factor de potencia (por desplazamiento) = Cos(11.2°) = 0.981 en adelanto.

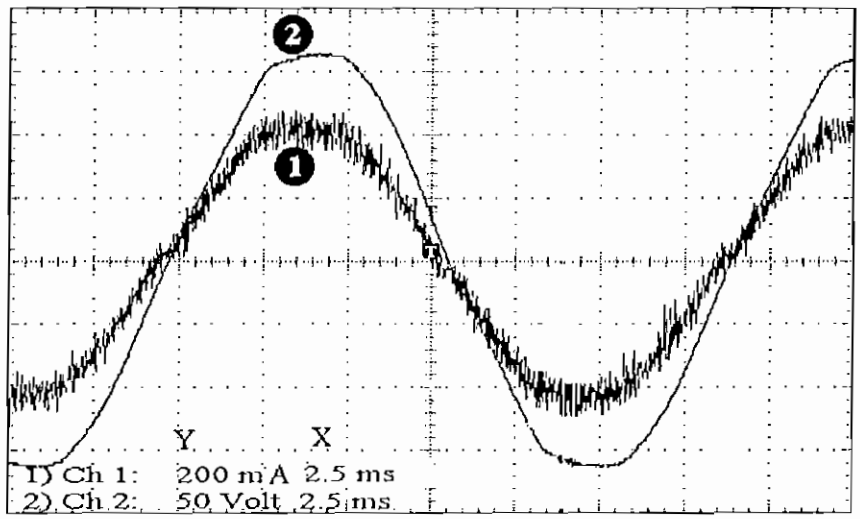


Fig.3.24.-Ondas de voltaje y corriente de entrada

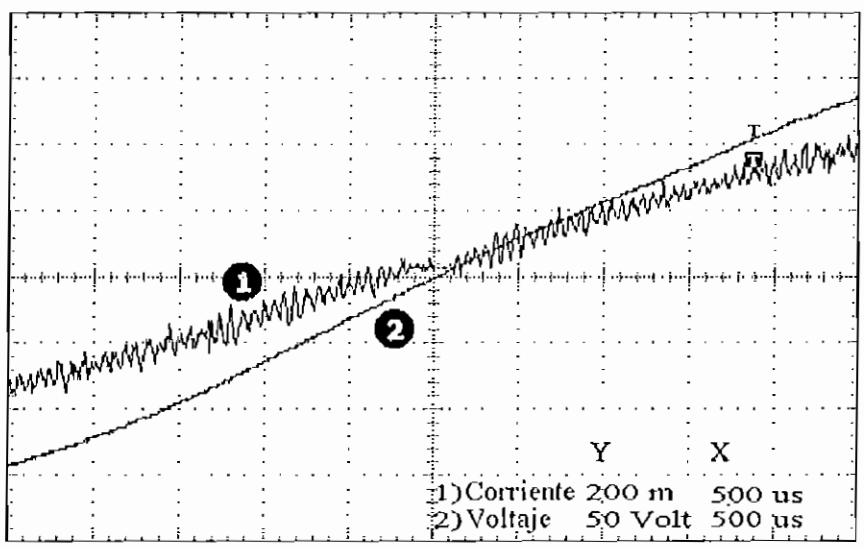


Fig.3.24.a.-Amplificación del cruce de las ondas

3.3.2.BALASTO QUICTRONIC QT2X32/120IS

3.3.2.1.MEDICION DE ARMONICOS DE CORRIENTE DE ENTRADA

3.3.2.1.1. BALASTO CON DOS TUBOS FLUORESCENTES

Con el balasto referencia la señal de corriente de entrada se muestra en la Fig.3.25.a. Su amplitud es de 0.95 A y su valor Irms total es 0.4924 A. La distorsión armónica total THD es del 14.93 %. La gráfica de los armónicos para este caso se muestra en la Fig.3.25.b., donde se nota que ahora que el mayor armónico esta ubicado sobre la frecuencia fundamental y tiene por amplitud 0.4871 A.

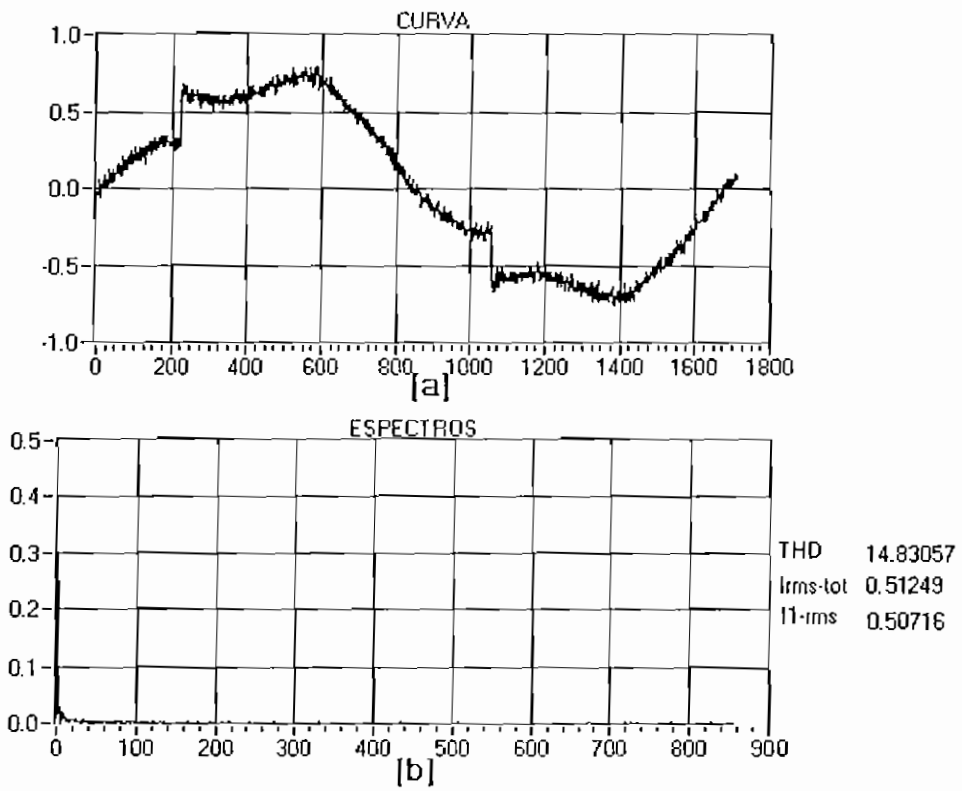


Fig.3.25.a.-Onda de corriente de entrada b.- Componentes armónicas

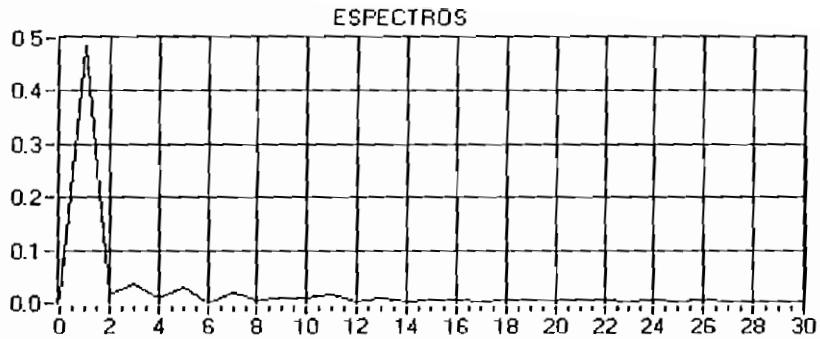


Fig.3.26. Curva amplificada de componentes armónicas

3.3.2.1.2. BALASTO CON UN TUBO FLUORESCENTE

En el caso de tener un tubo fluorescente la señal de corriente de entrada se muestra en la Fig.3.27.a. Su amplitud es de 0.4 A y su valor Irms total es 0.307A. La distorsión armónica total THD es 17.67%. La gráfica de los armónicos para este caso se muestra en la Fig.3.27.b., donde se nota que ahora que el mayor armónico esta ubicado sobre la frecuencia fundamental y tiene por amplitud 0.3025A.

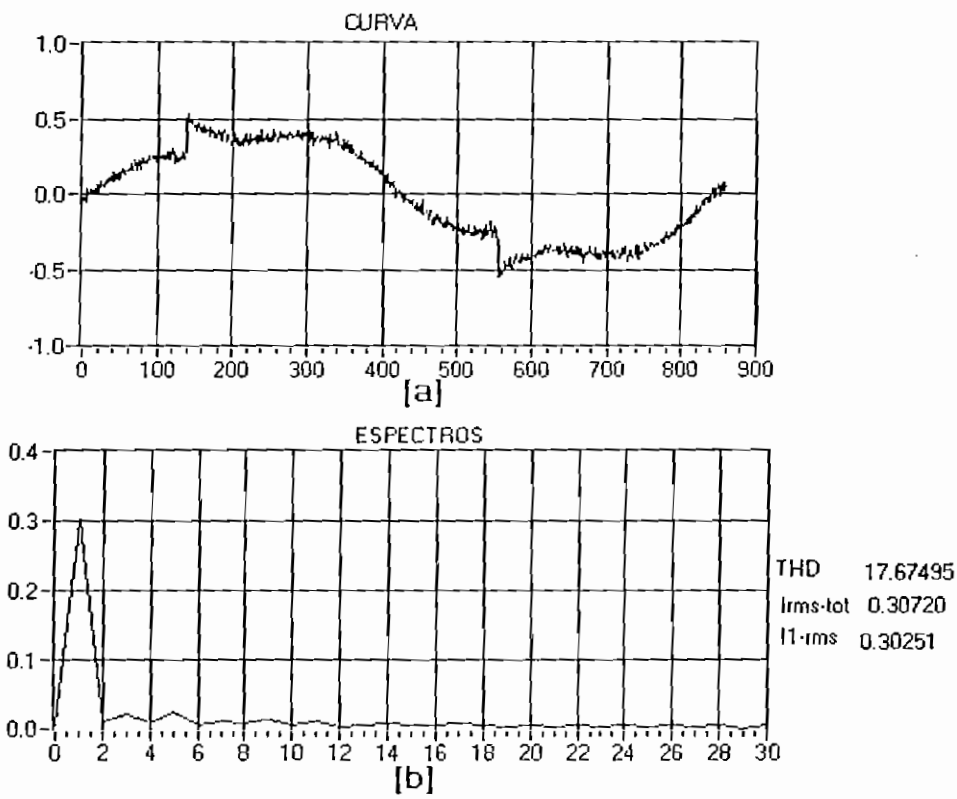


Fig.3.27.a.-Onda de corriente de entrada b.- Componentes armónicas

3.3.2.2.DETERMINACION DEL FACTOR DE POTENCIA

3.3.2.2.1.BALASTO CON DOS TUBOS FLUORESCENTES

Se tiene un voltaje de entrada sinusoidal , respecto al cual se mide un ángulo de adelanto de la corriente, cuyo coseno es el factor de potencia por desplazamiento.

Factor de potencia (por desplazamiento) = cos(11°) = 0.9816 en adelanto.

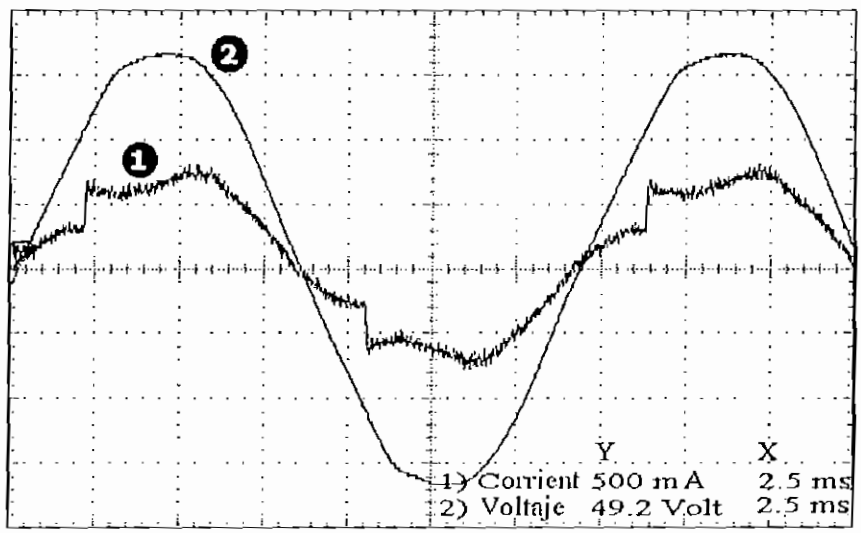


Fig.3.28.-Ondas de voltaje y corriente de entrada

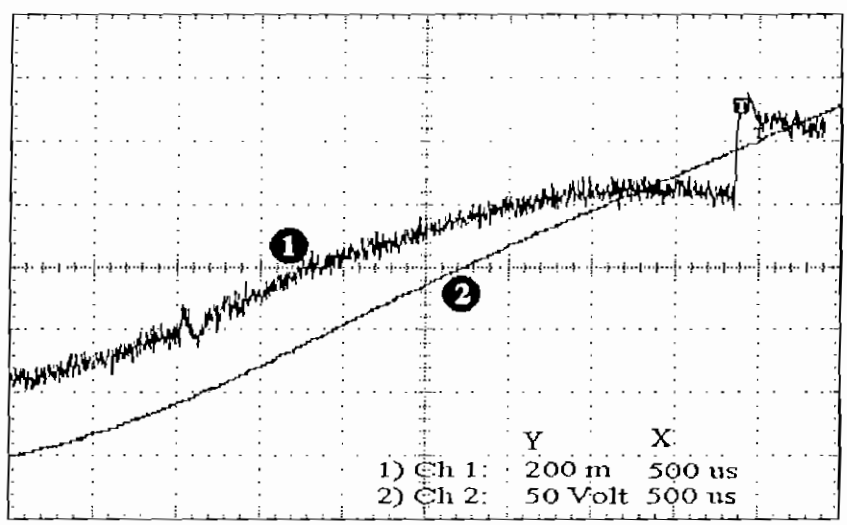


Fig.3.28.a.-Amplificación del cruce de las ondas

3.3.2.2.2.BALASTO CON UN TUBO FLUORESCENTE

Se tiene un voltaje de entrada sinusoidal , respecto al cual se mide un ángulo de adelanto de la corriente, cuyo coseno es el factor de potencia por desplazamiento.

Factor de potencia (por desplazamiento) = Cos(11.5°) = 0.979 en adelanto.

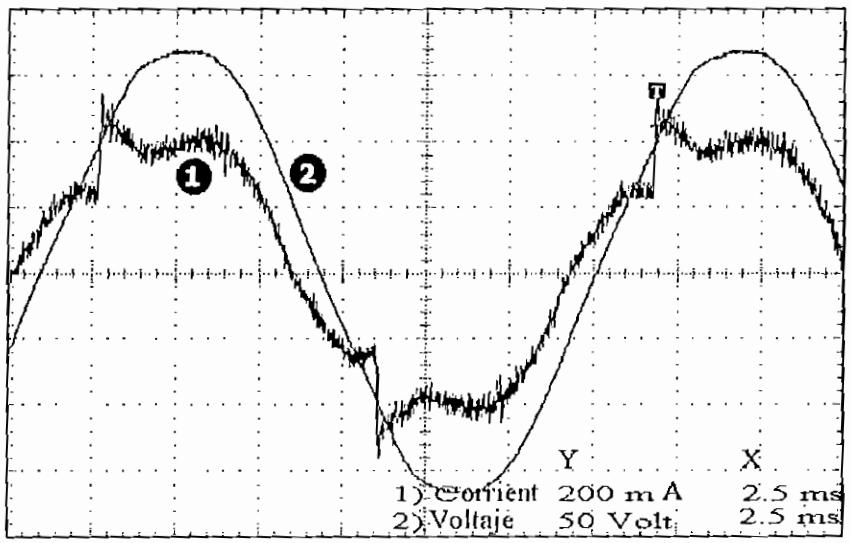


Fig.3.29.-Ondas de voltaje y corriente de entrada

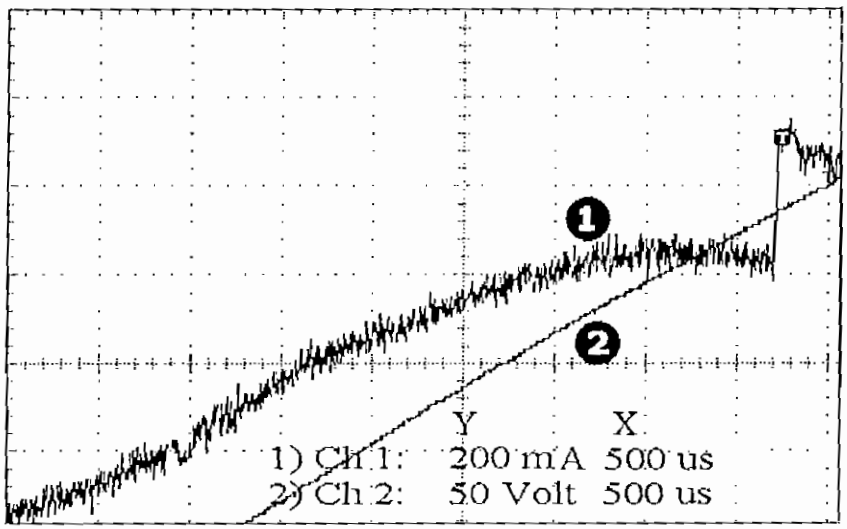


Fig.3.29.a.-Amplificación del cruce de las ondas

3.4.ALCANCES Y LIMITACIONES

Con el desarrollo del balasto diseñado y construido en el presente trabajo, denominado WPBL97, se ha logrado un balasto electrónico de arranque rápido para dos tubos fluorescentes T8, el mismo que tiene una distorsión armónica del 11.26 % y un factor de potencia del 0.983, condiciones por las cuales este balasto técnicamente esta cumpliendo con los parámetros establecidos y los mismos son indicadores de que es competitivo con los que se encuentran en el mercado. Cuando opera con un solo tubo fluorescente su distorsión armónica total es del 14.59 % y su factor de potencia es 0.981, las condiciones empeoran pero sin embargo son mejores a los límites de diseño establecidos.

El voltaje en los tubos fluorescentes del balasto construido es de 200V pico y frecuencia 41.6KHZ, mientras que en el balasto referencial es de 250V pico y frecuencia 30KHZ, esto concluiría en que a menor frecuencia de operación se requiere mayor voltaje para el funcionamiento de las lámparas.

En operación normal de carga la iluminación del balasto construido (270 lux) es un poco mayor que el del balasto referencial (260 lux), pero no es tan incidente, es decir que el balasto construido esta operando adecuadamente.

Sin embargo en el caso de operar con un solo tubo fluorescente el balasto construido tiene una iluminancia de 116 lux lo cual no es la mitad del caso de obtener dos tubos fluorescentes. Esto lo hace diferente al balasto referencial donde si opera un solo tubo fluorescente su iluminación es 142 lux.

De lo anteriormente señalado hasta aquí, se puede establecer que con el balasto electrónico construido con esta configuración no se logra operar eficientemente con un solo tubo fluorescente, pero si con dos.

Realizando una comparación de la distorsión armónica total de la corriente de entrada de los balastos en caso de funcionar con dos tubos fluorescentes, para el balasto construido se tiene una THD de 11.26 % y en el caso del balasto referencial una THD de 14.839 %. Si se

hace funcionar un solo tubo fluorescente la THD de la corriente de entrada del balasto construido es 14.59 % y del balasto referencial sube a 17.67%. Esto indica que una menor THD se produce en el balasto construido, sin embargo la distorsión armónica total en ambos casos es inferior al 20%, indicando que los dos balastos cumplen normas preestablecidas.

El factor de potencia de los balastos para el caso de carga completa es de 0.983 en el balasto construido y de 0.9816 en el balasto referencial. Si se tiene un solo tubo como carga de los balastos este valor es de 0.981 para el balasto construido y de 0.979 para el balasto referencial.

En funcionamiento a plena carga (con dos tubos fluorescentes) la corriente de entrada del balasto construido tiene un valor de 0.6108 A rms, mientras que el balasto comercial tiene un valor de corriente de entrada de 0.5124 A rms menor. La potencia por tanto para el balasto construido es de 69.1W, mientras que para el balasto comercial es de 58 W. Este es otro limitante de construcción del balasto WPBL97, donde el consumo de potencia es mayor al del balasto referencial, aproximadamente representa un 20 % más de potencia que el balasto referencial.

Cuando el balasto construido funciona a media carga (con un tubo fluorescente) la corriente de entrada tiene un valor de 0.3022 A rms, mientras que la del balasto comercial es de un valor un poco mayor (0.3072 A rms). La potencia por tanto para el balasto construido es de 34.19 W, mientras que para el balasto comercial es de 35 W. En esta condición de operación el balasto WPBL97 tiene un consumo de potencia menor al del balasto referencial.

Debido a que es un balasto de prototipo y por los limitantes tecnológicos de nuestro medio su tamaño relativo no esta acorde al del balasto comercial, como tampoco tiene su chasis protector y de soporte, que le den el blindaje a ruidos generados por la corriente que pasa a través de la inductancia limitadora del conversor elevador. Pero estos inconvenientes se los puede resolver posteriormente y puede ser mejorado en su presentación para una comercialización a futuro.

CAPITULO IV

Conclusiones y Recomendaciones

4.1.ANALISIS TECNICO DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS

- De acuerdo a los gráficos obtenidos en las mediciones de los diferentes parámetros del balasto electrónico construido se puede concluir que éste tiene una distorsión armónica total de la corriente de entrada a plena carga (con dos tubos fluorescentes) del 11.9 %, lo cual es menor que el del balasto comercial referencial que es del 14.83 %. El caso de tener un solo tubo fluorescente la THD aumenta para los dos balastos pero es menor el del construido (14.5 %) y está dentro del límite impuesto en la presente tesis.

- El factor de potencia alcanzado en este balasto es de 0.983 para el caso de funcionar dos tubos fluorescentes, factor mejorado al del balasto comercial que es de 0.9816. Cuando se opera el balasto con un solo tubo este factor disminuye en los dos balastos, en el construido es de 0.981, y el en referencial de 0.979. Esto indica que las condiciones por las cuales éste balasto técnicamente es de mejor calidad que el comercial. El factor de potencia disminuye significativamente cuando funciona con un número menor de lámparas al especificado. Este balasto tiene factor de potencia en adelanto. La corriente rms de consumo del balasto se encuentra dentro de lo especificado por el fabricante y constituye un valor muy bajo.

- El balasto construido operando a plena carga (con dos tubos fluorescentes) tiene una corriente de entrada de 0.6108 A rms, mientras que el balasto comercial en estas mismas condiciones tiene un valor de 0.5124 A rms. Por tanto, la potencia para el balasto construido es de 69.1W, y del balasto comercial es de 58 W. La potencia de consumo del balasto construido es un 20 % más que el consumo el balasto comercial.

- Si se hace funcionar a media carga (con un tubo fluorescente) al balasto construido, la corriente de entrada tiene un valor de 0.3022 A rms, mientras que el balasto comercial tiene

un valor casi igual de 0.3072 A rms. Con lo cual las potencias en los dos balasto también son casi iguales. Para el balasto construido es de 34.19 W, mientras que para el balasto comercial es de 35 W.

- En las pruebas de iluminación para el balasto construido en condiciones de carga completa se mide una iluminancia de 270 lux, es un poco mayor que el del balasto referencial (260 lux), pero no es tan incidente, es decir que el balasto construido esta operando adecuadamente. Sin embargo en el caso de operar con un solo tubo fluorescente el balasto construido tiene una iluminancia de 116 lux lo cual no es la mitad del caso de obtener dos tubos fluorescentes. Esto lo hace diferente al balasto referencial donde si opera un solo tubo fluorescente su iluminación es 142 lux.

- La alta frecuencia de salida del medio puente es una onda cuadrada con un tiempo de transición muy rápido (aproximadamente 24.2us), sin embargo el MOSFET es un elemento robusto frente a estas variaciones. Es necesario destacar que hay un tiempo muerto de construcción de 0.7 μs del IRF2111, manejador de compuertas de MOSFETS, para prevenir el disparo simultáneo de los *"switches"* del medio puente.

- El voltaje de encendido de los tubos fluorescentes se establece mediante simulación digital, con amplitud 570V aproximadamente, más del doble de voltaje de operación normal (amplitud 195V igual a la amplitud del voltaje en operación real). Esto se logra mediante un circuito resonante L-C que aumenta el voltaje aplicado a los tubos aproximadamente al doble y a una frecuencia de resonancia fo de 41.8KHZ ($wo = 1/\sqrt{(LI1*CI3)} = 2*\pi*fo$). Una vez encendido los tubos fluorescentes éstos se comportan como elementos de baja resistencia y el capacitor CI3 prácticamente se deshabilita y solo opera la inductancia LI1 como elemento limitador de corriente. Si se tiene un solo tubo fluorescente el voltaje de arranque en la simulación tienen una

amplitud de 750V y en estado estable llega a tener un valor de 200V de amplitud. En la práctica también sube la amplitud a 200V. Por lo cual se puede concluir que el simulador da una buena aproximación en estas condiciones de trabajo.

- Debido a la complejidad matemática para el diseño del sistema resonante L-C-lámparas, se procedió a simular este circuito en el programa MICROCAP III, asumiendo el valor de la frecuencia de funcionamiento de las lámparas y variando los valores de inductancia y capacitancia de resonancia CI y LI. A un valor bajo de la inductancia de resonancia LI se logra un pico de voltaje bajo, y no suficiente para el encendido de los tubos, como se observa en la Fig.2.33. Para un valor mayor de la inductancia de resonancia LI el voltaje pico es más alto, con lo cual se logra el encendido de los tubos, esto se observa en la Fig.2.36. En éstas condiciones se procede a simular al inversor con media carga y también se comprueba que el voltaje de encendido es suficiente para encender al tubo fluorescente (Fig.2.46) e igualmente en estado estable se tiene un voltaje de 200V de amplitud (Fig.2.48) como en el caso de carga completa. Los cambios del valor de capacitancia CI para lograr el voltaje necesario para los tubos, no son notorios como en el caso de los cambios del valor de inductancia de resonancia LI. Esto da una buena aproximación del funcionamiento real con los componentes empleados en la construcción del balasto electrónico.

- En la simulación del conversor elevador se toma los valores elegidos en la etapa inversora. Debido a las limitaciones del programa simulador, los valores calculados e implementados en el simulador digital no tienen una respuesta satisfactoria. Pero sin embargo, esto sirve para tener una idea referencial respecto al comportamiento del conversor elevador frente a la técnica de modulación por ancho de pulso PWM del MOSFET con lo que se logra controlar el voltaje de salida mientras se esta manteniendo una corriente de entrada cercanamente sinusoidal con un factor de potencia unitario. En los gráficos obtenidos del conversor, incluido el filtro, se nota

que el voltaje de salida es el necesario para los fines consiguientes (Fig.2.58 y 2.59). Se calculó que el voltaje de salida debe ser de 280VDC (con rizado del 5 %), y este valor se obtuvo también en la simulación digital. En la práctica el voltaje de salida del conversor se reguló de acuerdo a la luminancia requerida por los tubos fluorescentes (>260 lux), y este valor decae a 272VDC .

- Ante variaciones de voltaje de la red de alimentación dentro de las especificaciones establecidas, el equipo responde sin dificultad debido al sistema de regulación incorporado en el UC3854. Con las variaciones que se logró producir con el "variac" entre 80V y 180V, la salida no sufrió variación alguna.

- Siguiendo por el lado de las protecciones, se indica que se comprobó experimentalmente cada una de ellas, verificándose su funcionamiento correcto de acuerdo al diseño efectuado para este efecto.

- El contenido armónico de la corriente de entrada del balasto sin filtro tiene una componente importante (0.4A aproximadamente) ubicada alrededor de la frecuencia de conmutación del conversor elevador de 40KHZ (Fig.3.9), ésta es fácilmente filtrada con un red L-C en la entrada. Esto se demuestra en la Fig.3.20 donde prácticamente la componente fundamental de corriente tiene su valor total (0.6531A). Con esto se demuestra la facilidad de filtrar una señal cuyo armónica esté a alta frecuencia. Otra ventaja de la alta frecuencia de operar al conversor es el reducido tamaño fisico de los inductores tanto del filtro de entrada como del conversor elevador, tal como se mencionaba en la teoría.

4.2.ANALISIS ECONOMICO

COSTO DEL BALASTO					
NOMENC.	CODIGO	DESCRIPCION	CAN	P.U. DOLR.	SUBT. DOLR.
FILTRO					
Cin		Capacitor 0.47uF/250VAC	1	0.24	0.24
Cin1		Capacitor 0.1uF/250VAC	1	0.24	0.24
F1		Fusible 2.5A/250V	1	0.12	0.12
Lin	ELF-18D431F	Induc PANASONIC 10mH	1	2.42	2.42
TH1	KCC CL-60	Termistor 12 ohm	1	0.48	0.48
FUENTE POLARIZACION					
CF1		Cap 10uF/50V	1	0.12	0.12
CF2		Cap 1uF/50V	1	0.12	0.12
CF3		Cap 0.033uF/20V	1	0.12	0.12
DZ1		Zener 33V/1W	1	0.24	0.24
RF1		Res Pot 2K/10W	1	0.97	0.97
U1	LM7818	Reg Vol 18V/1 A	1	0.48	0.48
CONVERSOR ELEVADOR					
C1		Cap Pol 100uF/20V	1	0.12	0.12
C2-C3		Cap 1uF/20V	2	0.12	0.24
Ccp		Cap 82pF/20V	1	0.12	0.12
Ccz		Cap 680pF/20V	1	0.12	0.12
Cff1-Cvf		Cap 0.1uF/20V	2	0.12	0.24
Cff2-Cpk		Cap 0.47uF/20V	2	0.12	0.24
Co		Cap Electrltc 200uF/330V	1	0.36	0.36
Ct		Cap 3.3nF/20V	1	0.12	0.12
Do	ECG581	Diod Fast switching 3ª/400V	1	0.24	0.24
DS1	1N5820	Diod Schottky 3 A	1	1.09	1.09

DS2-DS3	ECG585	Diod Schottky 1 A	2	0.73	1.45
Dzo		Diod Zener 7.5V/1 A	1	0.24	0.24
Lo	CST306-1 A	MAGNETIC TRIAD 3.5mH	1	3.39	3.39
Po		Potenc 5K	1	0.48	0.48
PTE1	ECG 5310	Puent Rect 4A/600V	1	0.73	0.73
Qo	IRFPE50	MOSFET canal N- 8 A/900V	1	4.36	4.36
Rb1		Res 11°K	1	0.05	0.05
Rci-Rmo		Res 1.8K	2	0.04	0.09
Rco		Res 20 ohm	1	0.04	0.04
Rcz-Rpk2		Res 1.5K	2	0.04	0.09
Rena		Res 22K	1	0.04	0.04
Rff1		Res 910K	1	0.04	0.04
Rff2		Res 91K	1	0.04	0.04
Rff3		Res 20K	1	0.04	0.04
Rs		Res 0.1 ohm/1W pastilla	4	0.12	0.48
Rset-Rvd		Res 10K	2	0.04	0.09
Rvac-Rvi		Res 510K	2	0.04	0.09
Rvf		Res 120K	1	0.04	0.04
U3	UC3854	Prerreg Corrector FP	1	5.08	5.08
TEMPORIZADOR					
CT1		Cap 0.022uF/20V	1	0.12	0.12
CT2		Cap 0.047uF/20V	1	0.12	0.12
DT1	1N456A	Diod FS	1	0.12	0.12
RT1		10K	1	0.04	0.04
RT2		100K	1	0.04	0.04
TT1	2N4124	Trans NPN	1	0.12	0.12
INVERSOR					
CC1		Cap 33pF/18V	1	0.12	0.12
CC2-CC4		Cap 0.1uF/18V	2	0.12	0.24
CC3		Cap 47uF/16V	1	0.12	0.12
CI1-CI2		Cap 0.008uF/400V	2	0.48	0.97
CI3-CI4		Cap 0.011uF/400V	2	0.36	0.73
LI1-LI2	CME2425-2	MAGNETIC TRIAD "E" 3.5mH	2	2.42	4.84
Q1-Q2	IRF840	MOSFET 500V/8 A	2	3.63	7.26
RC1		Res 3.3K	1	0.04	0.04
RC2		Res 20K	1	0.04	0.04
RC3-RC4		Res 20 ohm	2	0.04	0.09
U4	LM555		1	0.48	0.48
U5	4095B		1	0.48	0.48
U6	IR2111		1	2.91	2.91

OTROS					
Cables conexión		AWG 16 Multifilar	6	0.19	1.16
Disipadors		Aluminio	3	0.73	2.18
Sócalos			4	0.12	0.48
Mano de obra		Soldadura	3	1.21	3.63
Placa			1	8.23	8.23
Suelda			1	0.24	0.24
		TOTAL DOLARES :			60.19

- El costo del balasto construido es de 60.2 dólares americanos (cotizado cada dólar a 4180 sucres el precio equivale a 251 mil sucres), es un precio elevado frente a los que se encuentran en el mercado nacional (36 dólares). Esto se debe a que es un balasto prototipo, pues el tamaño de la placa y el sobredimensionamiento de ciertos elementos, como el MOSFET del conversor elevador, aumentan el costo final del balasto. No está incluido en el costo el valor de la carcaza protectora, pues las dimensiones de este balasto no están con las dimensiones estándares comerciales, pero puede tener un costo de 4.8 dólares (veinte mil sucres) en material de latón (tol) pintado.

- Este valor puede ser reducido cuando se construya un número alto de balastos, en producción en serie, y esto provocaría una disminución significativa capaz de competir con los similares importados. Si bien su precio es relativamente alto, pero esto se justifica por las características técnicas del balasto construido, que era uno de los objetivos del presente trabajo, un costo relativamente alto en al inicio da una ventaja económica a futuro.

- De los circuitos integrados el UC2854 y el IR2111, y todas las inductancias son elementos que no se encuentran en el mercado nacional, pues se los debe importar, esto aumenta el costo de fabricación del balasto. Por otro lado la elaboración nacional de la placa tiene la desventaja de

del factor de potencia porque la corriente de entrada es continua y esta produce el nivel más bajo de ruido conducido y la mejor forma de onda de corriente de entrada. La desventaja del regulador elevador es el alto voltaje de salida requerido. El voltaje de salida deberá ser mayor que el más alto pico del voltaje de entrada esperado.

- El circuito de control del conversor elevador con corrección activa del factor de potencia no varia mucho con su nivel de potencia. Un corrector activo del factor de potencia de 500W tiene el mismo circuito de control como un corrector de 50W. La etapa de potencia será diferente pero el proceso de diseño será el mismo para todos los circuitos correctores del factor de potencia.

- A fin de lograr un correcto funcionamiento del circuito integrado UC3854, se debe tener en cuenta las siguientes observaciones:
    - Las salidas del amplificador de corriente deben tener un circuito fijador que limite la oscilación del voltaje de salida y así prevenir la saturación del amplificador de corriente, pues sino el sobretiro del lazo de corriente puede degradar la adecuada operación. Para esto se debe colocar un diodo zener de 7,5 volt desde la salida posterior (pin3) a la entrada invertida Isense (pin4).
    - Esta recomendado que cada pin del UC3854 debe ser protegido de excesos de voltaje negativos menores a 300 mV (-0,3V) como máximo. Pero solamente tres pines del IC necesitan diodos *"schottky"* de protección externa. La salida de manejo del *"gate"* (pin16) requiere un diodo *"schottky"* 1N5820 para protegerse contra efectos inductivos parásitos por la alta velocidad de conmutación. Igualmente la salida del multiplicador (pin5) y el límite de corriente pico (pin2) necesitan protección de diodos *"schottky"* 1N5817 durante condiciones de sobrecorriente anormal y durante la corriente *"inrush"* inicial en el crecimiento de la potencia. El diodo *"schottky"* proveerá adecuado

sostenimiento puesto que las corrientes son bajas debido a las resistencias en serie a la circuitería del sensor de corriente.

- La caida de tensión recomendada sobre el sensor de corriente del conversor, sobretodo en bajas potencias, debe ser cercana a 1V, con el propósito de tener un buen margen contra ruidos.
- El diodo del conversor Do debe ser un diodo "fast switching" a fin de responder a la frecuencia de conmutación del conversor.
- Se debe colocar un termistor en la entrada de alimentación de acuerdo a la carga que vaya a manejar el conversor pues es un excelente limitador a los altos picos de corriente "*inrush*" cuando se enciende el balasto.
- Utilizar el SOFT START o pin de arranque suave (pin 13) de acuerdo al tiempo de respuesta requerido por la carga.

Estas son condiciones que inicialmente no se tomaron en cuenta y por las cuales se tuvo muchos problemas de funcionamiento del conversor, razones por las que se destruyeron varios UC3854 y varios MOSFETS.

- En el dimensionamiento de los semiconductores de potencia (MOSFETS canal N) se ha verificado la necesidad de sobredimensionar en un factor mayor a 2 el voltaje que soportan entre fuente y drenaje. En condiciones de operación normal, usualmente no se aprecia este requerimiento pero cuando se producen transitorios en el encendido de los tubos fluorescentes, se verifican voltajes elevados que pueden destruir o quemar a estos elementos. Esto es debido a que los circuitos de las redes L-C que sirven para arrancar a las lámparas, tienen factores de calidad muy altos que provocan oscilaciones subamortiguadas con voltajes pico excesivos.

- Es importante recalcar que para este balasto electrónico construido con esta configuración, es

prioritario que el acoplamiento entre la etapa del conversor elevador y el inversor deba existir un tiempo de retardo de 10 ms como mínimo para que entre a operar el conversor elevador. Caso contrario la carga vista inicialmente por el conversor es infinita y el voltaje hacia el inversor crece indefinidamente quemando a los MOSFETS del medio puente y por tanto se provoca una falla de cortocircuito que puede destruir al balasto.

- El costo del balasto construido (60.2 dólares) es elevado en relación al del balasto electrónico importado para similar número y tipo de lámparas fluorescentes (35 dólares el balasto SYLVANIA). Pero como se trata de un prototipo este costo va a disminuir notoriamente al elaborar en serie un número grande de balastos. No consta el valor del chasis del balasto pues éste es un módulo con fines experimentales y de análisis técnico.

- En el balasto referencial las especificaciones del fabricante se cumplen solamente si el balasto funciona a plena carga. De igual forma, en el balasto construido las condiciones óptimas de funcionamiento suceden cuando el balasto tiene dos tubos fluorescentes.

- Luego de haber realizado un análisis de las pruebas del balasto electrónico construido, se demuestra que se ha cumplido con los objetivos planteados en el presente tema de tesis. El balasto se comporta adecuadamente y dentro de sus limitaciones es confiable y tiene respuesta satisfactoria. Sus especificaciones técnicas son mejoradas respecto al balasto referencial, aunque el limitante principal es el mayor consumo de energía respecto al balasto referencial, esto se debe a la técnica de construcción implementada, pero de todas maneras tiene un consumo inferior que al de dos tubos fluorescentes con balasto electromagnético.

- Dentro de las ventajas de utilizar una luminaria de tubos fluorescentes "octron" con balasto electrónico están: ahorro por consumo de energía pues consumen menos que los tubos de 40W

con balasto electromagnético, un mayor rendimiento luminoso, un ahorro en penalizaciones por energía reactiva del edificio o industria producida por elementos inductivos, menos gasto por reemplazo de elementos de la luminaria pues tienen mayor tiempo de vida util, menor costo de los elementos de sujeción de la luminaria por su bajo peso, menor riesgo de trabajo en industrias por no tener prácticamente efecto estroboscópico de las lámparas fluorescentes, etc.

4.4.RECOMENDACIONES

- El balasto fabricado en la presente tesis es un prototipo de balasto electrónico, por tanto el costo real definitivo del mismo no está definido totalmente, pues no se contabiliza el costo de la carcaza. Una fabricación en serie y en gran cantidad, abarataría costos de los elementos importados (inductancias, IR2111, UC3854, MOSFETs), el costo de la elaboración del impreso (al hacerlo a doble lado se tendría menor tamaño), y también el costo de la carcaza con elaboración industrial. Esto daría un costo final adecuado para competir en el mercado nacional con los balastos importados.

- Se debería realizar una comparación técnica y económica con balastos electrónicos construidos con otra técnica de funcionamiento, para determinar entre ellos el balasto eficiente y capaz de poder competir en el mercado nacional. Así mismo debería medirse el tiempo de vida útil del balasto WPBL97 para poder tener otro parámetro de eficiencia frente a los similares del mercado. A la vez se pueda determinar la sensibilidad de los elementos del balasto frente a posibles sobretensiones y sobrecorrientes de la linea de alimentación, que determinen el deterioro del balasto.

- El mayor consumo de potencia del balasto electrónico construido (69W) frente al balasto referencial (58W), es el principal limitante que no le permite ser técnicamente el mejor. La razón

de esto es el diseño de la fuente lineal de polarización, donde se consume alrededor de 6W en la resistencia de potencia ubicada a la entrada. Se sugiere continuar con el análisis de este balasto, desarrollando una fuente de polarización tipo "switching" en cuyo caso se va a lograr ahorrar unos 5W que mejoraría técnicamente al balasto y con lo cual se lograría competir con similares dentro del mercado regional.

- Se puede diseñar un balasto para cuatro lámparas de 32W, en base al diseño presentado para dos lámparas fluorescentes, solo escalando la potencia del conversor elevador (*"boost"*) y la del inversor al doble. El proceso de diseño en sí será el mismo y sus elementos no variarán significativamente en tamaño.

- Para la configuración del inversor medio puente, el voltaje aplicado a los MOSFETS es el doble del voltaje que soportan el inversor tipo puente, pero ésta configuración requiere un control doble al del medio puente. Esto complica su circuito de control, sin embargo se debe hacer un análisis de costo entre los MOSFETS a emplearse para determinar el uso en una determinada configuración.

- Los MOSFETS de potencia que se eligieron para el inversor medio puente tienen un voltaje Vds de 400 V e Ids de 8A, la desventaja de esta configuración de inversor es que por seguridad, cada transistor debe soportar más del doble de voltaje que dé el conversor elevador, no así en una configuración de inversor tipo puente donde se emplea cuatro transistores pero de voltaje Vds que es la mitad del caso medio puente. Esto provoca un análisis de costo de los MOSFET según la configuración elegida para el inversor.

- Para el diseño de los circuitos se utilizó el programa MICROCAP III, que es un simulador de circuitos electrónicos muy versátil y amigable, sin embargo a frecuencia altas éste tiene sus limitantes como en el caso del control PWM del conversor elevador donde las respuestas no son

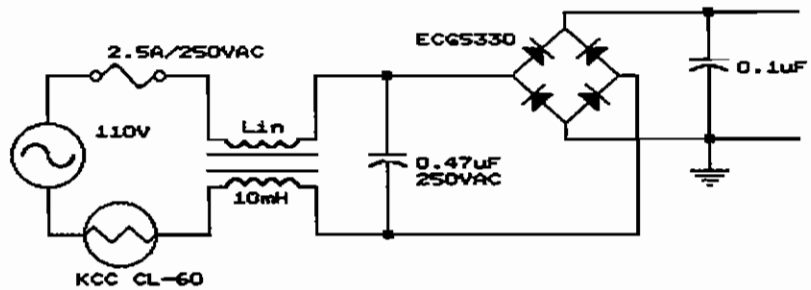
las correctas, pero si se baja la frecuencia de operación del conversor, se obtienen resultados estimados. Una versión profesional y actualizada de este programa ayudaría a tener mejores resultados en técnicas de control PWM con altas frecuencias de operación.

- Es recomendable añadir que este tema se continúe hacia el control de la iluminación, con una señal de instrumentación de entre 0 y 10V, para que este balasto electrónico pueda ser operado por un sistema inteligente dentro de un edificio o ambiente de trabajo. El control inteligente sensaría la luz natural del ambiente donde está ubicada la luminaria y daría una señal que comande la iluminación de las lámparas a un valor preestablecido. Este control sería más fácil de implementarlo por tener elementos electrónicos constituyentes del balasto, antes que elementos magnéticos como sucede en el balasto convencional (electromagnético), lo cual requiere un estudio adicional.

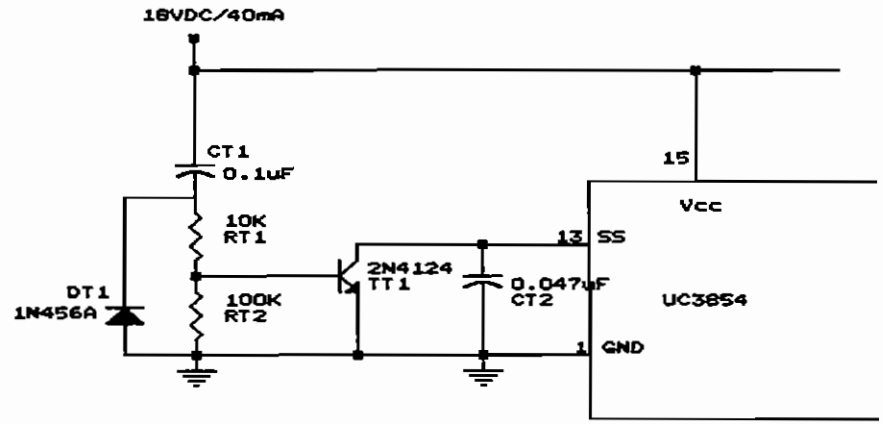
- Como una necesidad de ahorrar energía en todos los aspectos, en los Estados Unidos de Norteamérica se firmó el Decreto de Política Energética (Energy Policy Act- EPACT) en octubre de 1992, una norma que enfoca diferentes campos como: motores eléctricos, productos de plomería, electrodomésticos, equipos de oficina, etc. Dentro de los campos más importantes es el de la iluminación que establece que todo aparato eléctrico ineficiente debe salir del mercado. Esto desplaza del mercado a los balastos convencionales (electromagnéticos) y a los tubos fluorescentes de cátodo caliente de 40W, y se reemplaza por balastos electrónicos y tubos fluorescentes "octron" de 32W que utilizan nuevos fósforos de alto rendimiento y krypton como gas de relleno. Los balastos electromagnéticos ocupan un exceso de materia prima (hierro) en los núcleos y por consiguiente se produce un aumento de elementos de soporte de las luminarias. Sumando a todo esto su pésima calidad de los parámetros eléctricos (THD de 40 %, factor de potencia de 0.7 y bajos lúmenes por vatio). El conjunto de dos tubos fluorescentes de 40W y un balasto electromagnético consumen alrededor de 96W, mientras que el conjunto de dos tubos de 32W y un balasto electrónico consumen 60W, debido a su alta eficiencia al operar a altas frecuencias. Esto en el futuro será innovado dentro de las leyes del estado ecuatoriano, y por ello que el presente estudio se centró en el diseño y construcción del balasto electrónico para este tipo de lámpara fluorescente (32W-T8) de encendido rápido, pretendiendo dar un aporte al ahorro de energía .

ANEXOS

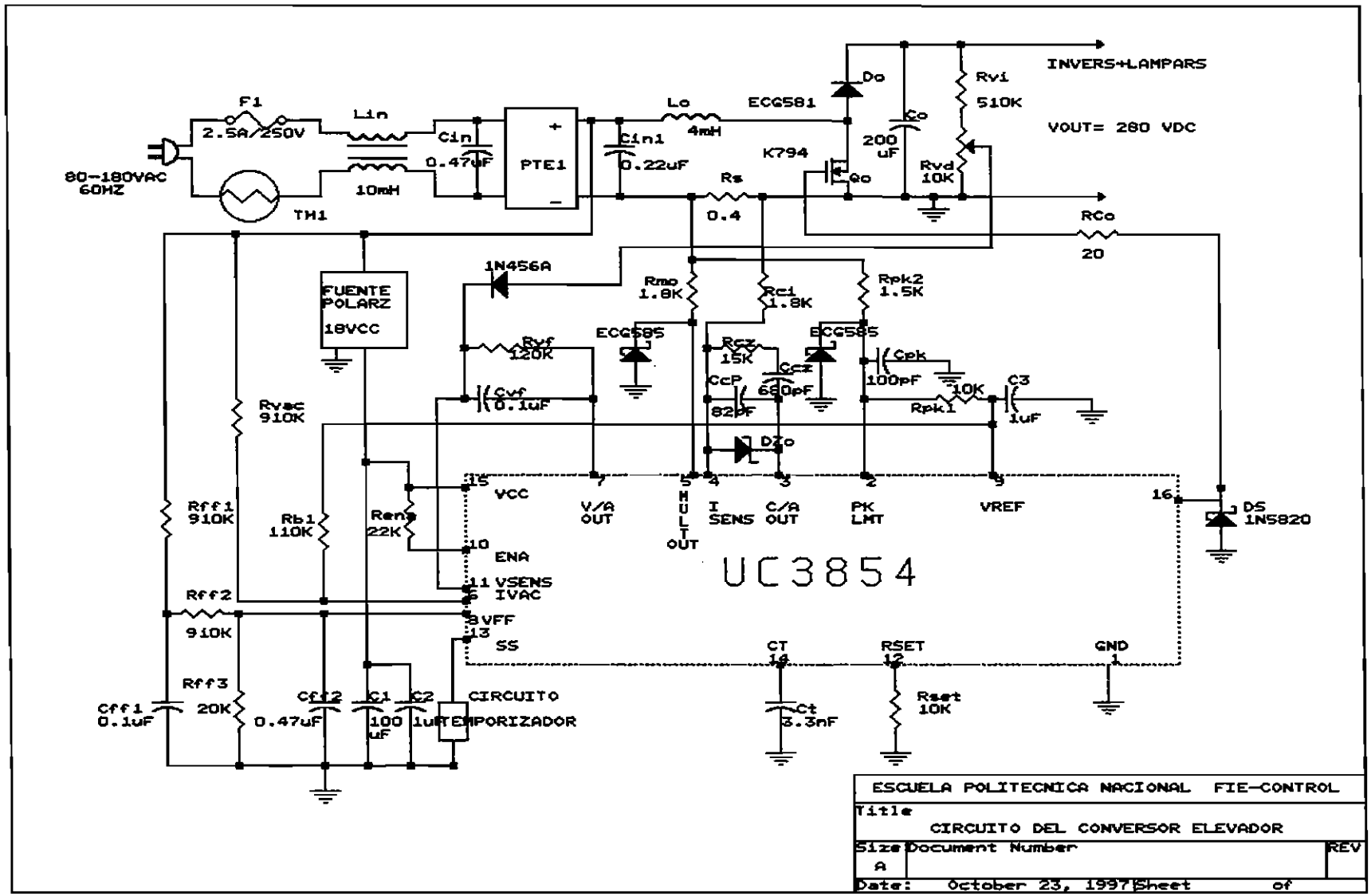
Diagramas circuitales

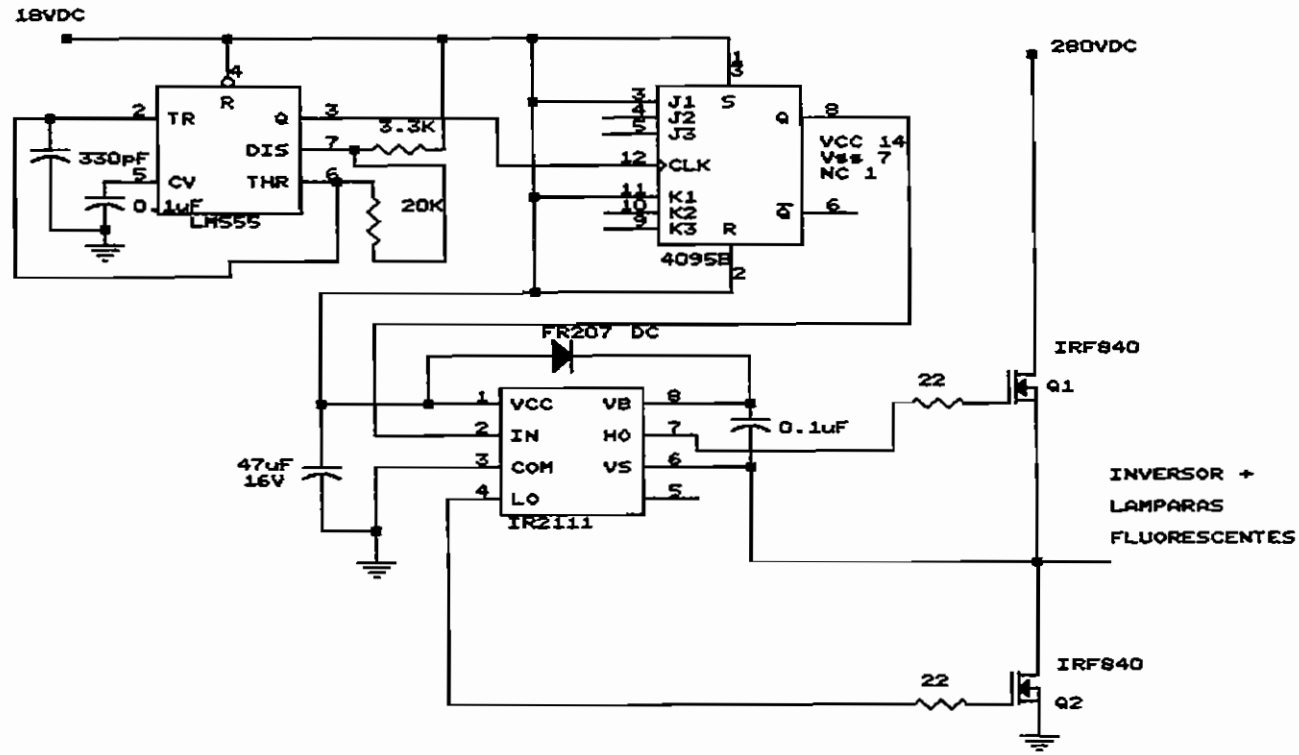


ESCUELA POLITECNICA NACIONAL. FIE CONTROL		
Title PROTECCIONES Y FILTRO DE ENTRADA		
Size A	Document Number	REV esc
Date: October 23, 1997	Sheet of	

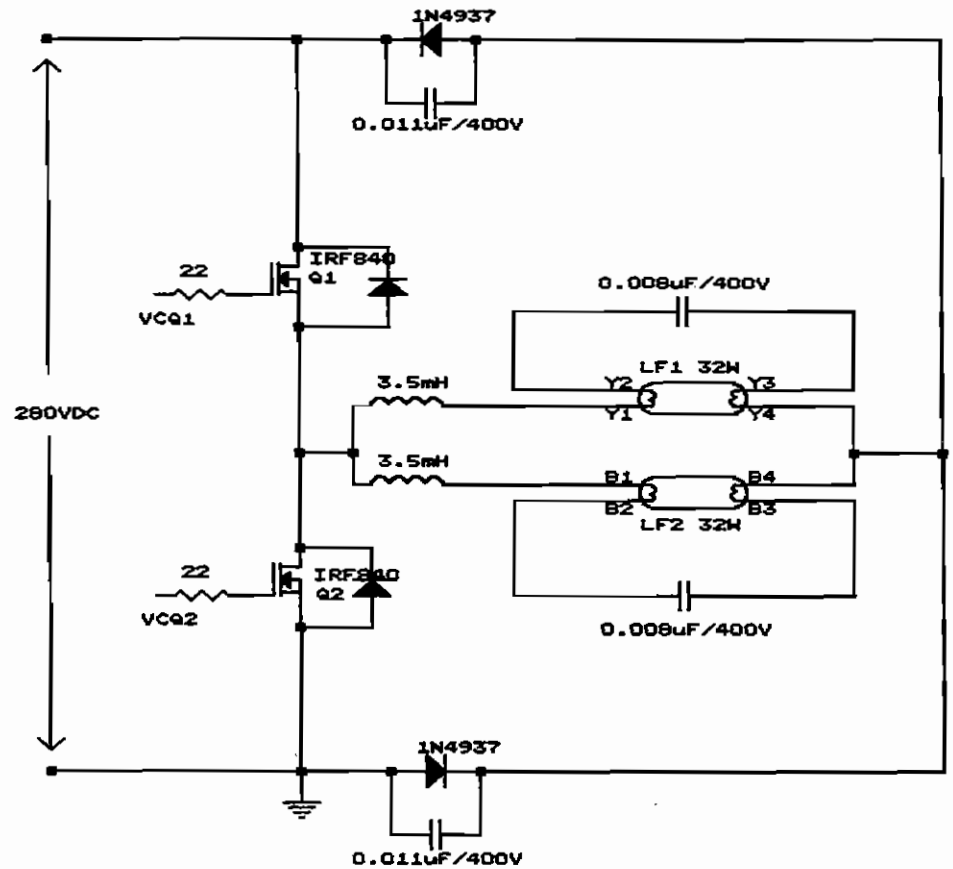


ESCUELA POLITECNICA NACIONAL. FIE CONTROL		
Title CIRCUITO TEMPORIZADOR		
Size A	Document Number	REV esc
Date: October 23, 1997	Sheet of	

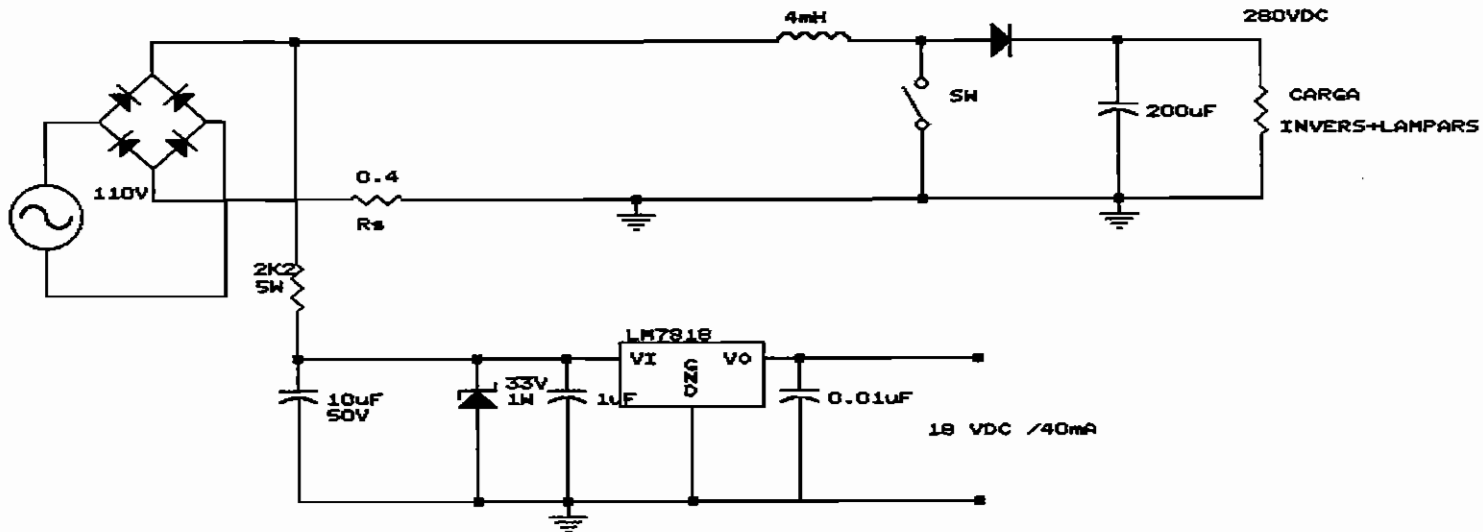

INVERS+LAMPARS
VOUT= 280 VDC
F1
2.5A/250V
Lin
Cin
0.47uF
PTE1
Cin1
0.22uF
Lo
4mH
ECG581
Do
Co
200 uF
Rvi
510K
Rvd
10K
K794
Qo
Rs
0.4
RCo
20
80-180VAC
60HZ
TH1
10mH
FUENTE
POLARZ
18VCC
1N456A
Rmo
1.8K
Rci
1.8K
Rpk2
1.5K
Rvf
120K
ECG585
Rcz
15K
Ccz
680pF
Cpk
100pF
10K
Rpk1
C3
1uF
Cvf
0.1uF
CcP
82pF
DZo
Rvac
910K
Rff1
910K
Rb1
110K
Rens
22K
Rff2
910K
Rff3
20K
Cff1
0.1uF
Cff2
0.47uF
C1
100 uF
C2
1uF
CIRCUITO
TEMPORIZADOR
VCC
V/A OUT
MULT OUT
I SENS
C/A OUT
PK LMT
VREF
ENA
VSENS
IVAC
VFF
SS
UC3854
CT
RSET
GND
Ct
3.3nF
Rset
10K
DS
1N5820
ESCUELA POLITECNICA NACIONAL FIE-CONTROL
Title
CIRCUITO DEL CONVERSOR ELEVADOR
Size
A
Document Number
REV
Date: October 23, 1997
Sheet of



ESCUELA POLITECNICA NACIONAL FIE-CONTROL		
Size A	Document Number CIRCUITO DE CONTROL DEL INVERSOR	REV
Date: October 23, 1997	Sheet of	



ESCUELA POLITECNICA NACIONAL FIE-CONTROL		
Size A	Document Number CIRCUITO INVERSOR MEDIO PUENTE	REV
Date: October 23, 1997	Sheet of	



ESCUELA POLITECNICA NACIONAL. FIE CONTROL		
Title CIRCUITO DE POLARIZACION		
Size A	Document Number	REV esc
Date: October 23, 1997	Sheet of	

Diagramas de la tarjeta construida

GND
A1B
GND
D
C
A1H
GND
VCC
GND
+
-
VCC

3D3C
1B3C

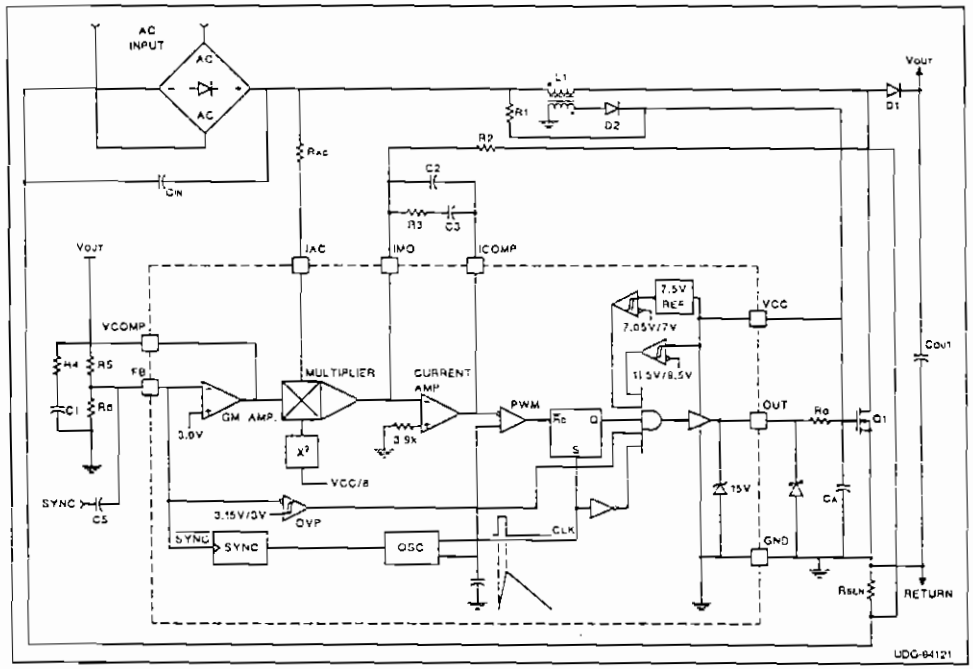
FUS1
CR2
CP1
C11
C7
+18V
GND
+300

Especificaciones de componentes utilizados

capacitor to ensure proper operation. See the Applications section for the recommended circuit configuration.

VCOMP: Voltage Loop Error Amplifier Output. The voltage loop error amplifier is a transconductance type operational amplifier. A feedback impedance between VCOMP and FB for loop compensation must be avoided to maintain proper operation of the overvoltage protection comparator. Instead, compensate the voltage loop with an impedance between VCOMP and GND. When VCOMP is below 1.5V, the multiplier output current is zero.

UC3853 TYPICAL APPLICATION



UNITRODE INTEGRATED CIRCUITS
7 CONTINENTAL BLVD. • MERRIMACK, NH 03054
TEL (603) 424-2410 • FAX (603) 424-3460

INTEGRATED CIRCUITS
UNITRODE

High Power Factor Preregulator

FEATURES

- Control Boost PWM to 0.99 Power Factor
- Limit Line Current Distortion To <5%
- World-Wide Operation Without Switches
- Feed-Forward Line Regulation
- Average Current-Mode Control
- Low Noise Sensitivity
- Low Start-Up Supply Current
- Fixed-Frequency PWM Drive
- Low-Offset Analog Multiplier/Divider
- 1A Totem-Pole Gate Driver
- Precision Voltage Reference

DESCRIPTION

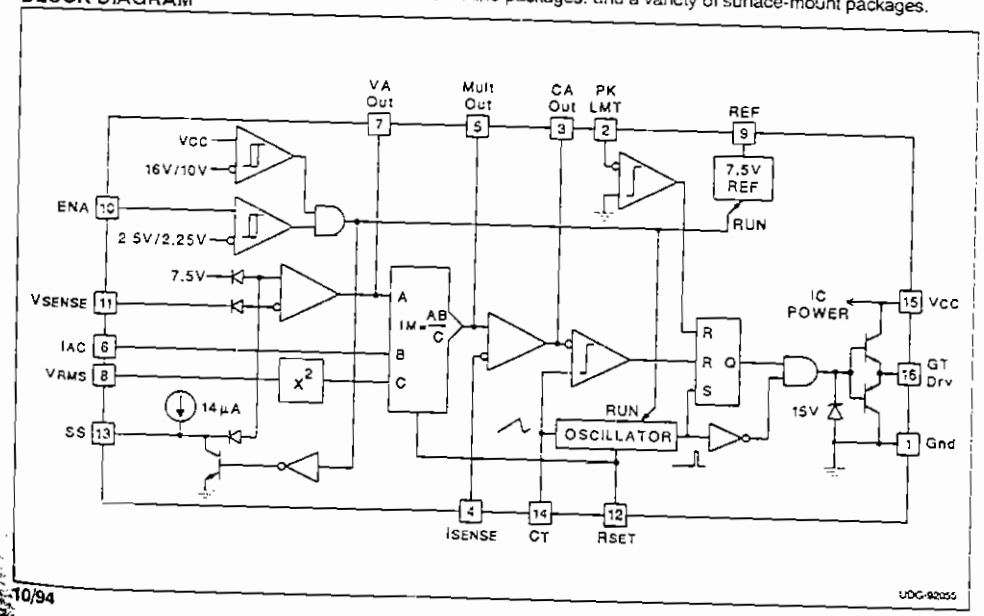
The UC1854 provides active power factor correction for power systems that otherwise would draw non-sinusoidal current from sinusoidal power lines. This device implements all the control functions necessary to build a power supply capable of optimally using available power-line current while minimizing line-current distortion. To do this, the UC1854 contains a voltage amplifier, an analog multiplier/divider, a current amplifier, and a fixed-frequency PWM. In addition, the UC1854 contains a power MOSFET compatible gate driver, 7.5V reference, line anticipator, load-enable comparator, low-supply detector, and over-current comparator.

The UC1854 uses average current-mode control to accomplish fixed-frequency current control with stability and low distortion. Unlike peak current-mode, average current control accurately maintains sinusoidal line current without slope compensation and with minimal response to noise transients.

The UC1854's high reference voltage and high oscillator amplitude minimize noise sensitivity while fast PWM elements permit chopping frequencies above 200kHz. The UC1854 can be used in single and three phase systems with line voltages that vary from 75 to 275 volts and line frequencies across the 50Hz to 400Hz range. To reduce the burden on the circuitry that supplies power to this device, the UC1854 features low starting supply current.

These devices are available packaged in 16-pin plastic and ceramic dual in-line packages, and a variety of surface-mount packages.

BLOCK DIAGRAM



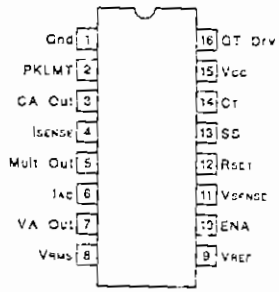
ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Supply Voltage Vcc	35V
GT Drv Current, Continuous	0.5A
GT Drv Current, 50% Duty Cycle	1.5A
Input Voltage, VSENSE, VRMS	11V
Input Voltage, ISENSE, Mult Out	11V
Input Voltage, PKLMT	5V
Input Current, RSET, IAC, PKLMT, ENA	10mA
Power Dissipation	1W
Storage Temperature	−65°C to +150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 Seconds)	+300°C

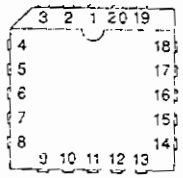
Note 1: All voltages with respect to Gnd (Pin 1).
Note 2: All currents are positive into the specified terminal.
Note 3: ENA input is internally clamped to approximately 14V.
Note 4: Consult Unitrode Integrated Circuits databook for information regarding thermal specifications and limitations of packages.

CONNECTION DIAGRAMS

DIL-16 & SOIC-16
(Top View)
J, N & DW Pack-



PLCC-20 & LCC-20
(Top View)
Q & L Packages



PACKAGE PIN FUNCTION	
FUNCTION	PIN
N/C	1
Gnd	2
PKLMT	3
CA Out	4
ISENSE	5
N/C	6
Mult Out	7
IAC	8
VA Out	9
VRMS	10
N/C	11
VREF	12
ENA	13
VSENSE	14
RSET	15
N/C	16
SS	17
CT	18
Vcc	19
GT Drv	20

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Unless otherwise stated, Vcc=18V, RSET=15k to ground, CT=1.5nF to ground, PKLMT=1V, ENA=7.5V, VRMS=1.5V, IAC=100µA, ISENSE=0V, CA Out=3.5V, VA Out=5V, VSENSE=7.5V, no load on SS, CA Out, VA Out, REF, GT Drv, −55°C<TA<125°C for the UC1854, −40°C<TA<85°C for the UC2854, and 0°C<TA<70°C for the UC3854, and TA=TJ.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
OVERALL					
Supply Current, Off	ENA=0V		1.5	2.0	mA
Supply Current, On			10	15	mA
Vcc Turn-On Threshold		14.5	16	17.5	V
Vcc Turn-Off Threshold		9	10	11	V
ENA Threshold, Rising		2.4	2.55	2.7	V
ENA Threshold Hysteresis		0.2	0.25	0.3	V
ENA Input Current	ENA=0V	−5.0	−0.2	5.0	µA
VRMS Input Current	VRMS=5V	−1.0	−.01	1.0	µA
VOLTAGE AMPLIFIER					
Voltage Amp Offset Voltage	VA Out=3.5V	−8		8	mV
VSENSE Bias Current	VSENSE=0V	−500	−25	500	nA
Voltage Amp Gain		70	100		dB
Voltage Amp Output Swing			0.5 to 5.8		V
Voltage Amp Short Circuit Current	VA Out=0V	−30	−12	−5	mA
SS Current	SS=2.5V	−20	−14	−6	µA

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Unless otherwise stated, Vcc=18V, RSET=15k to ground, CT=1.5nF to ground, PKLMT=1V, ENA=7.5V, VRMS=1.5V, IAC=100µA, ISENSE=0V, CA Out=3.5V, VA Out=5V, VSENSE=7.5V, no load on SS, CA Out, VA Out, REF, GT Drv, −55°C<TA<125°C for the UC1854, −40°C<TA<85°C for the UC2854, and 0°C<TA<70°C for the UC3854, and TA=TJ.

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
CURRENT AMPLIFIER					
Current Amp Offset Voltage		−4		4	mV
ISENSE Bias Current		−500	−120	500	nA
Input Range, ISENSE, Mult Out		−0.3 to 2.5			V
Current Amp Gain		80	110		dB
Current Amp Output Swing			0.5 to 16		V
Current Amp Short Circuit Current	CA Out=0V	−30	−12	−5	mA
Current Amp Gain-BW Product	TA=25°C (Note 6)	400	800		kHz
REFERENCE					
Reference Output Voltage	IREF=0mA, TA=25°C	7.4	7.5	7.6	V
	IREF=0mA, Over Temp.	7.35	7.5	7.65	V
VREF Load Regulation	−10mA<IREF<0mA	−15	5	15	mV
VREF Line Regulation	15V<Vcc<35V	−10	2	10	mV
VREF Short Circuit Current	REF=0V	−50	−28	−12	mA
MULTIPLIER					
Mult Out Current IAC Limited	IAC=100µA, RSET=10k	−220	−200	−180	µA
Mult Out Current Zero	IAC=0µA, RSET=15k	−2.0	−0.2	2.0	µA
Mult Out Current RSET Limited	IAC=450µA, RSET=15k	−280	−255	−220	µA
Mult Out Current	IAC=50µA, VRMS=2V, VA=4V	−50	−42	−33	µA
	IAC=100µA, VRMS=2V, VA=2V	−38	−27	−12	µA
	IAC=200µA, VRMS=2V, VA=4V	−165	−150	−105	µA
	IAC=300µA, VRMS=1V, VA=2V	−250	−225	−150	µA
	IAC=100µA, VRMS=1V, VA=2V	−95	−80	−60	µA
Multiplier Gain Constant	(Note 5)		−1.0		V
OSCILLATOR					
Oscillator Frequency	RSET=15k	46	55	62	kHz
	RSET=8.2k	86	102	118	kHz
CT Ramp Peak-to-Valley Amplitude		4.8	5.2	5.6	V
CT Ramp Valley Voltage		0.8	1.1	1.3	V
GATE DRIVER					
Maximum GT Drv Output Voltage	0mA load on GT Drv, 18V<Vcc<35V	13	14.5	18	V
GT Drv Output Voltage High	−200mA load on GT Drv, Vcc=15V	12	12.8		V
GT Drv Output Voltage Low, Off	Vcc=0V, 50mA load on GT Drv		0.9	1.5	V
GT Drv Output Voltage Low	200mA load on GT Drv		1.0	2.2	V
	10mA load on GT Drv		0.1	0.4	V
Peak GT Drv Current	10nF from GT Drv to Gnd		1.0		A
GT Drv Rise/Fall Time	1nF from GT Drv to Gnd		35		ns
GT Drv Maximum Duty Cycle			95		%
CURRENT LIMIT					
PKLMT Offset Voltage		−10		10	mV
PKLMT input Current	PKLMT=−0.1V	−200	−100		µA
PKLMT to GT Drv Delay	PKLMT falling from 50mV to −50mV		175		ns

Note 5: Multiplier Gain Constant (k) is defined by: $I_{Mult\ Out} = \frac{k \times I_{AC} \times (VA\ Out - 1)}{V_{RMS}^2}$

Note 6: Guaranteed by design. Not 100% tested in production.

PIN DESCRIPTIONS (Pin Numbers Refer to DIL Packages)

Gnd (Pin 1) (ground): All voltages are measured with respect to Gnd. Vcc and REF should be bypassed directly to Gnd with an 0.1µF or larger ceramic capacitor. The timing capacitor discharge current also returns to this pin, so the lead from the oscillator timing capacitor to Gnd should also be as short and as direct as possible.

PKLMT (Pin 2) (peak limit): The threshold for PKLMT is 0.0V. Connect this input to the negative voltage on the current sense resistor as shown in Figure 1. Use a resistor to REF to offset the negative current sense signal up to Gnd.

CA Out (Pin 3) (current amplifier output). This is the output of a wide-bandwidth op amp that senses line current and commands the pulse width modulator (PWM) to force the correct current. This output can swing close to Gnd, allowing the PWM to force zero duty cycle when necessary. The current amplifier will remain active even if the IC is disabled. The current amplifier output stage is an NPN emitter follower pull-up and an 8k resistor to ground.

ISENSE (Pin 4) (current sense minus): This is the inverting input to the current amplifier. This input and the non-inverting input Mult Out remain functional down to and below Gnd. Care should be taken to avoid taking these inputs below –0.5V, because they are protected with diodes to Gnd.

Mult Out (Pin 5) (multiplier output and current sense plus): The output of the analog multiplier and the non-inverting input of the current amplifier are connected together at Mult Out. The cautions about taking ISENSE below –0.5V also apply to Mult Out. As the multiplier output is a current, this is a high impedance input similar to ISENSE, so the current amplifier can be configured as a differential amplifier to reject Gnd noise. Figure 1 shows an example of using the current amplifier differentially.

IAC (Pin 6) (input AC current): This input to the analog multiplier is a current. The multiplier is tailored for very low distortion from this current input (IAC) to Mult Out, so this is the only multiplier input that should be used for sensing instantaneous line voltage. The nominal voltage on IAC is 6V, so in addition to a resistor from IAC to rectified 60Hz, connect a resistor from IAC to REF. If the resistor to REF is one fourth of the value of the resistor to the rectifier, then the 6V offset will be cancelled, and the line current will have minimal cross-over distortion.

VA Out (Pin 7) (voltage amplifier output): This is the output of the op amp that regulates output voltage. Like the current amplifier, the voltage amplifier will stay active even if the IC is disabled with either ENA or Vcc. This means that large feedback capacitors across the amplifier will stay charged through momentary disable cycles. Voltage amplifier output levels below 1V will inhibit multiplier output. The voltage amplifier output is internally limited to approximately 5.8V to prevent overshoot. The voltage amplifier output stage is an NPN emitter follower pull-up and an 8k resistor to ground.

VRMS (Pin 8) (RMS line voltage): The output of a boost PWM is proportional to the input voltage, so when the line voltage into a low-bandwidth boost PWM voltage regulator changes, the output will change immediately and slowly recover to the regulated level. For these devices, the VRMS input compensates for line voltage changes if it is connected to a voltage proportional to the RMS input line voltage. For best control, the VRMS voltage should stay between 1.5V and 3.5V.

REF (Pin 9) (voltage reference output): REF is the output of an accurate 7.5V voltage reference. This output is capable of delivering 10mA to peripheral circuitry and is internally short circuit current limited. REF is disabled and will remain at 0V when Vcc is low or when ENA is low. Bypass REF to Gnd with an 0.1µF or larger ceramic capacitor for best stability.

ENA (Pin 10) (enable): ENA is a logic input that will enable the PWM output, voltage reference, and oscillator. ENA also will release the soft start clamp, allowing SS to rise. When unused, connect ENA to a +5V supply or pull ENA high with a 22k resistor. The ENA pin is not intended to be used as a high speed shutdown to the PWM output.

VSENSE (Pin 11) (voltage amplifier inverting input): This is normally connected to a feedback network and to the boost converter output through a divider network.

RSET (Pin 12) (oscillator charging current and multiplier limit set): A resistor from RSET to ground will program oscillator charging current and maximum multiplier output. Multiplier output current will not exceed 3.75V divided by the resistor from RSET to ground.

SS (Pin 13) (soft start): SS will remain at Gnd as long as the IC is disabled or Vcc is too low. SS will pull up to over 8V by an internal 14µA current source when both Vcc becomes valid and the IC is enabled. SS will act as the reference input to the voltage amplifier if SS is below REF. With a large capacitor from SS to Gnd, the reference to the voltage regulating amplifier will rise slowly, and increase the PWM duty cycle slowly. In the event of a disable command or a supply dropout, SS will quickly discharge to ground and disable the PWM.

CT (Pin 14) (oscillator timing capacitor): A capacitor from CT to Gnd will set the PWM oscillator frequency according to this relationship:

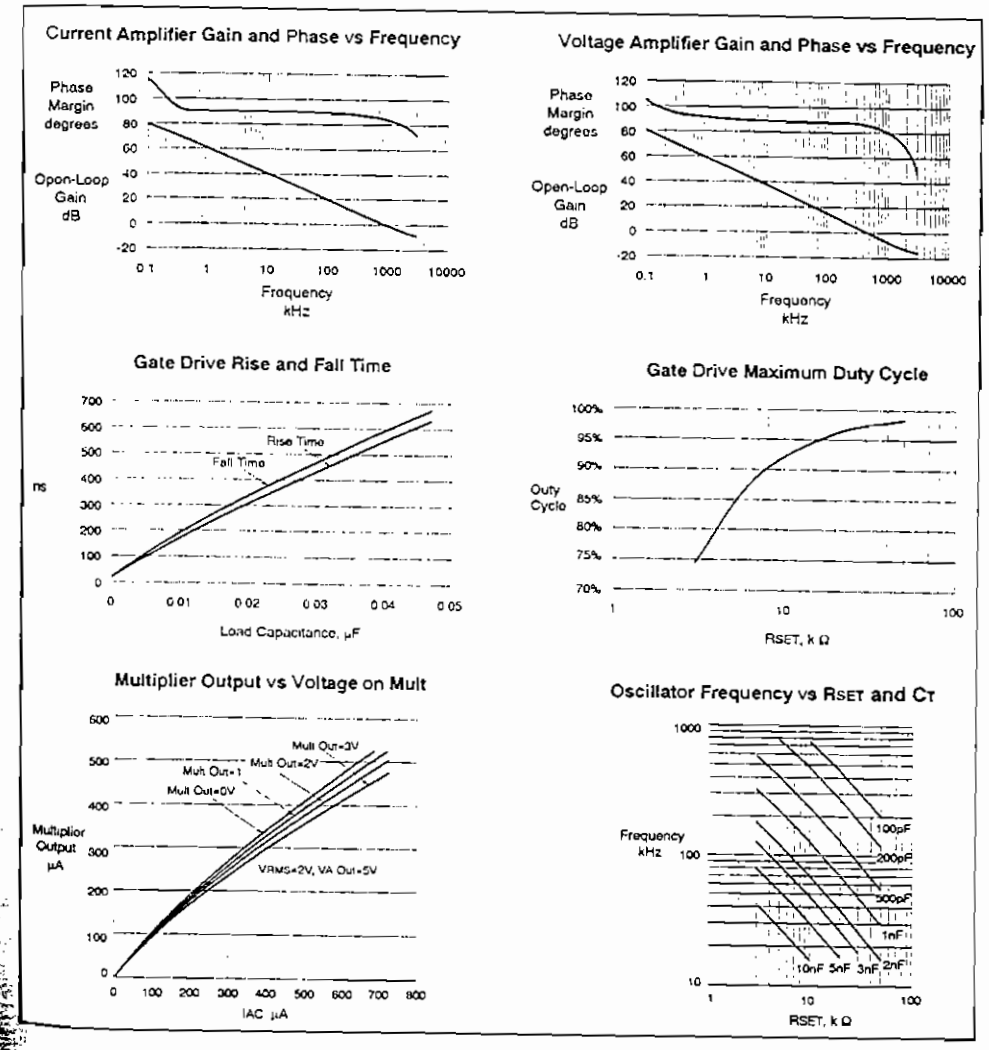
$$F = \frac{1.25}{R_{SET} \times C_T}$$

Vcc (Pin 15) (positive supply voltage): Connect Vcc to a stable source of at least 20mA above 17V for normal operation. Also bypass Vcc directly to Gnd to absorb supply current spikes required to charge external MOSFET gate capacitances. To prevent inadequate GT Drv signals, these devices will be inhibited unless Vcc exceeds the upper under-voltage lockout threshold and remains above the lower threshold.

PIN DESCRIPTIONS (cont.)

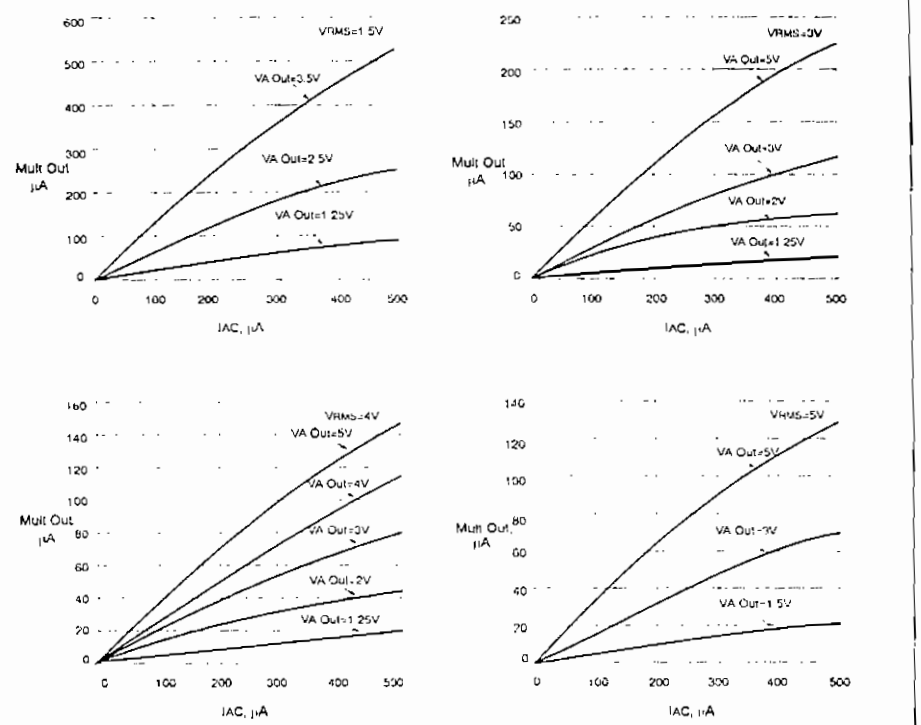
GT Drv (Pin 16) (gate drive): The output of the PWM is a totem pole MOSFET gate driver on GT Drv. This output is internally clamped to 15V so that the IC can be operated with Vcc as high as 35V. Use a series gate resistor of at least 5 ohms to prevent interaction between the gate impedance and the GT Drv output driver that might cause the GT Drv output to overshoot excessively. Some overshoot of the GT Drv output is always expected when driving a capacitive load.

TYPICAL CHARACTERISTICS at TA = TJ = 25°C



TYPICAL CHARACTERISTICS at $T_A = T_J = 25°C$ (cont.)

Multiplier Output vs Multiplier Inputs with Mult Out=0V



APPLICATIONS INFORMATION

A 250W PREREGULATOR

The circuit of Figure 1 shows a typical application of the UC3854 as a preregulator with high power factor and efficiency. The assembly consists of two distinct parts, the control circuit centering on the UC3854 and the power section.

The power section is a "boost" converter, with the inductor operating in the continuous mode. In this mode, the duty cycle is dependent on the ratio between input and output voltages; also, the input current has low switching frequency ripple, which means that the line noise is low. Furthermore, the output voltage must be higher than the peak value of the highest expected AC line voltage, and all components must be rated accordingly.

In the control section, the UC3854 provides PWM pulses (GT Drv, Pin 16) to the power MOSFET gate. The duty cycle of this output is simultaneously controlled by four separate inputs to the chip:

INPUT	PIN #	FUNCTION
VSENSE	11	Output DC Voltage
IAC	6	LineVoltage Waveform
ISENSE/Mult Out	4/5	Line Current
VRMS	8	RMS Line Voltage

Additional controls of an auxiliary nature are provided. They are intended to protect the switching power MOSFETS from certain transient conditions, as follows:

INPUT	PIN #	FUNCTION
ENA	10	Start-Up Delay
SS	13	Soft Start
PKLIM	2	Maximum Current Limit

APPLICATIONS INFORMATION (cont.)

PROTECTION INPUTS

ENA (Enable): The ENA input must reach 2.5 volts before the REF and GT Drv outputs are enabled. This provides a means to shut down the gate in case of trouble, or to add a time delay at power up. A hysteresis gap of 200mV is provided at this terminal to prevent erratic operation. Undervoltage protection is provided directly at pin 15, where the on/off thresholds are 16V and 10V. If the ENA input is unused, it should be pulled up to Vcc through a current limiting resistor of 100k.

SS (Soft start): The voltage at pin 13 (SS) can reduce the reference voltage used by the error amplifier to regulate the output DC voltage. With pin 13 open, the reference voltage is typically 7.5V. An internal current source delivers approximately -14µA from pin 13. Thus a capacitor connected between that pin and ground will charge linearly from zero to 7.5V in 0.54C seconds, with C expressed in microfarads.

PKLIM (Peak current limit): Use pin 2 to establish the highest value of current to be controlled by the power MOSFET. With the resistor divider values shown in Figure 1, the 0.0V threshold at pin 2 is reached when the voltage drop across the 0.25 ohm current sense resistor is 7.5V*2k/10k=1.5V, corresponding to 6A. A bypass capacitor from pin 2 to ground is recommended to filter out very high frequency noise.

CONTROL INPUTS

VSENSE (Output DC voltage sense): The threshold voltage for the VSENSE input is 7.5V and the input bias current is typically 50nA. The values shown in Figure 1 are for an output voltage of 400V DC. In this circuit, the voltage amplifier operates with a constant low frequency gain for minimum output excursions. The 47nF feedback capacitor places a 15Hz pole in the voltage loop that prevents 120Hz ripple from propagating to the input current.

IAC (Line waveform): In order to force the line current waveshape to follow the line voltage, a sample of the power line voltage in waveform is introduced at pin 6. This signal is multiplied by the output of the voltage amplifier in the internal multiplier to generate a reference signal for the current control loop.

This input is not a voltage, but a current (hence IAC). It is set up by the 220k and 910k resistive divider (see Figure 1). The voltage at pin 6 is internally held at 6V, and the two resistors are chosen so that the current flowing into pin 6 varies from zero (at each zero crossing) to about 400µA at the peak of the waveshape. The following formulas were used to calculate these resistors:

$$R_{AC} = \frac{V_{pk}}{I_{ACpk}} = \frac{260VAC \times \sqrt{2}}{400\mu A} = 910k$$

$$R_{REF} = \frac{R_{AC}}{4} = 220k$$

(where Vpk is the peak line voltage)

ISENSE/Mult Out (Line current): The voltage drop across the 0.25 ohm current-sense resistor is applied to pins 4 and 5 as shown. The current-sense amplifier also operates with high low-frequency gain, but unlike the voltage amplifier, it is set up to give the current-control loop a very wide bandwidth. This enables the line current to follow the line voltage as closely as possible. In the present example, this amplifier has a zero at about 500Hz, and a gain of about 18dB thereafter.

VRMS (RMS line voltage): An important feature of the UC3854 preregulator is that it can operate with a three-to-one range of input line voltages, covering everything from low line in the US (85VAC) to high line in Europe (255VAC). This is done using line feedforward, which keeps the input power constant with varying input voltage (assuming constant load power). To do this, the multiplier divides the line current by the square of the RMS value of the line voltage. The voltage applied to pin 8, proportional to the average of the rectified line voltage (and proportional to the RMS value), is squared in the UC3854, and then used as a divisor by the multiplier block. The multiplier output, at pin 5, is a current that increases with the current at pin 6 and the voltage at pins 7, and decreases with the square of the voltage at pin 8.

PWM FREQUENCY: The PWM oscillator frequency in Figure 1 is 100kHz. This value is determined by CT at pin 14 and RSET at pin 12. RSET should be chosen first because it affects the maximum value of IMULT according to the equation:

$$I_{MULT_{MAX}} = \frac{-3.75V}{R_{SET}}$$

This effectively sets a maximum PWM-controlled current. With RSET=15k,

$$I_{MULT_{MAX}} = \frac{-3.75V}{15k} = -250\mu A$$

Also note that the multiplier output current will never exceed twice IAC.

With the 4k resistor from Mult Out to the 0.25 ohm current sense resistor, the maximum current in the current sense resistor will be

$$I_{MAX} = \frac{-I_{MULT_{MAX}} \times 4k}{0.25\Omega} = -4A$$

Having thus selected RSET, the current sense resistor, and the resistor from Mult Out to the current sense resistor, calculate CT for the desired PWM oscillator frequency from the equation

$$C_T = \frac{1.25}{F \times R_{SET}}$$

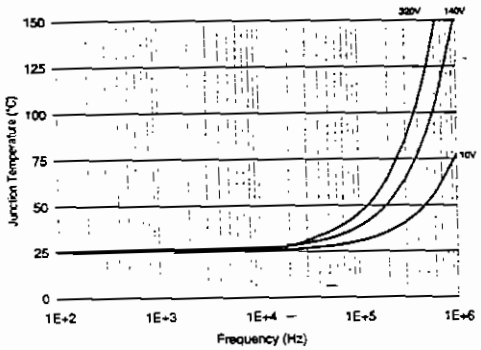


Figure 32. IR2110S T_J vs. Frequency (IRFBC20)
R_{GATE} = 33Ω, V_{CC} = 15V

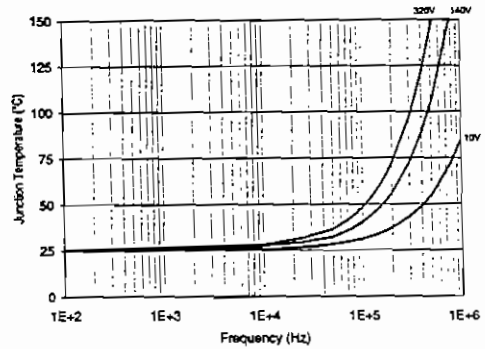


Figure 33. IR2110S T_J vs. Frequency (IRFBC30)
R_{GATE} = 22Ω, V_{CC} = 15V

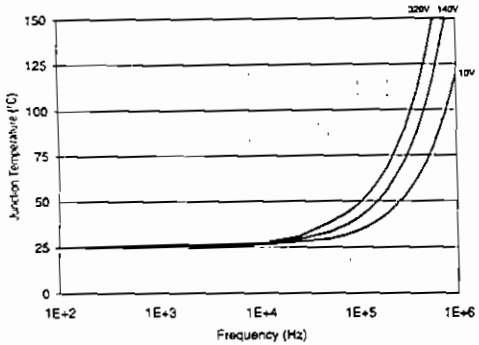


Figure 34. IR2110S T_J vs. Frequency (IRFBC40)
R_{GATE} = 15Ω, V_{CC} = 15V

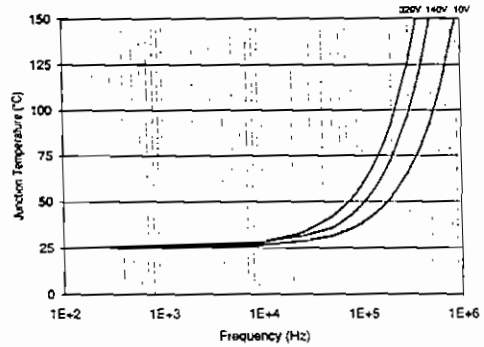


Figure 35. IR2110S T_J vs. Frequency (IRFPE50)
R_{GATE} = 10Ω, V_{CC} = 15V

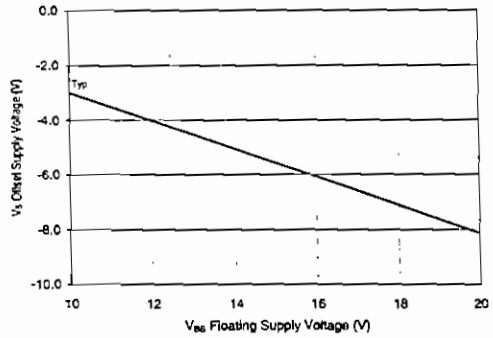


Figure 36. Maximum V_S Negative Offset vs. V_{BS} Supply Voltage

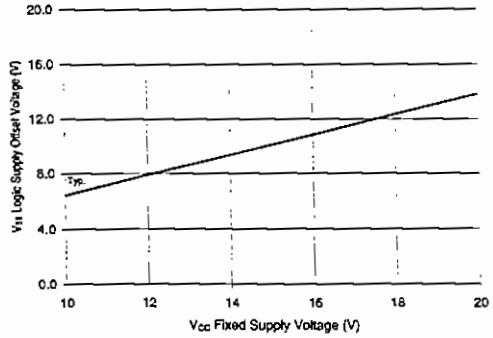


Figure 37. Maximum V_{SS} Positive Offset vs. V_{CC} Supply Voltage

International IOR Rectifier

Data Sheet No. PD-6.028C

IR2111

HALF-BRIDGE DRIVER

Features

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

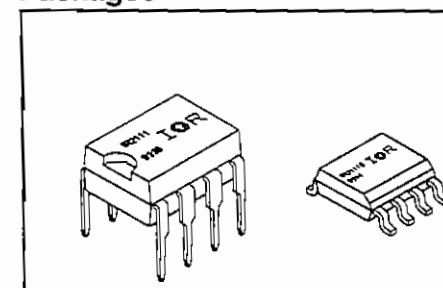
Product Summary

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

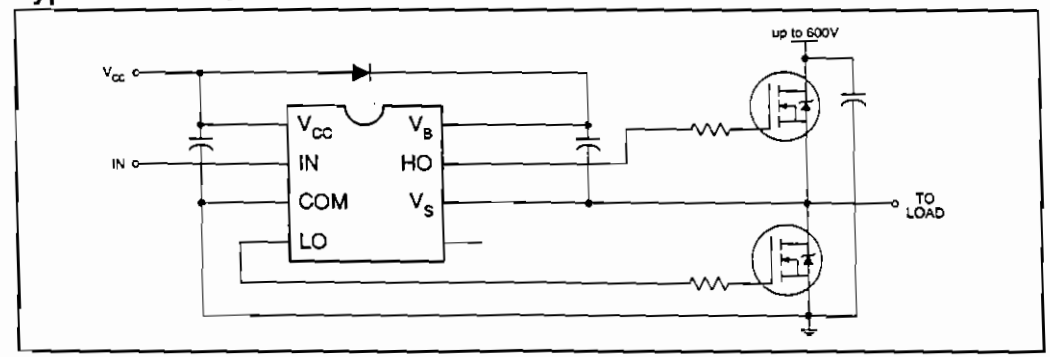
Description

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

Packages



Typical Connection



Absolute Maximum Ratings

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

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

Recommended Operating Conditions

The Input/Output logic timing diagram is shown in Figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S offset rating is tested with all supplies biased at 15V differential.

Symbol	Parameter Definition	Value Min.	Value Max.	Units
V_B	High Side Floating Supply Absolute Voltage	V_S + 10	V_S + 20	V
V_S	High Side Floating Supply Offset Voltage	Note 1	600	
V_{HO}	High Side Floating Output Voltage	V_S	V_B	
V_{CC}	Low Side and Logic Fixed Supply Voltage	10	20	
V_{LO}	Low Side Output Voltage	0	V_{CC}	
V_{IN}	Logic Input Voltage	0	V_{CC}	
T_A	Ambient Temperature	-40	125	°C

Note 1: Logic operational for V_S of -5 to +600V. Logic state held for V_S of -5V to $-V_{BS}$.

Dynamic Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC}, V_{BS}) = 15V, C_L = 1000 pF and T_A = 25°C unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in Figure 3.

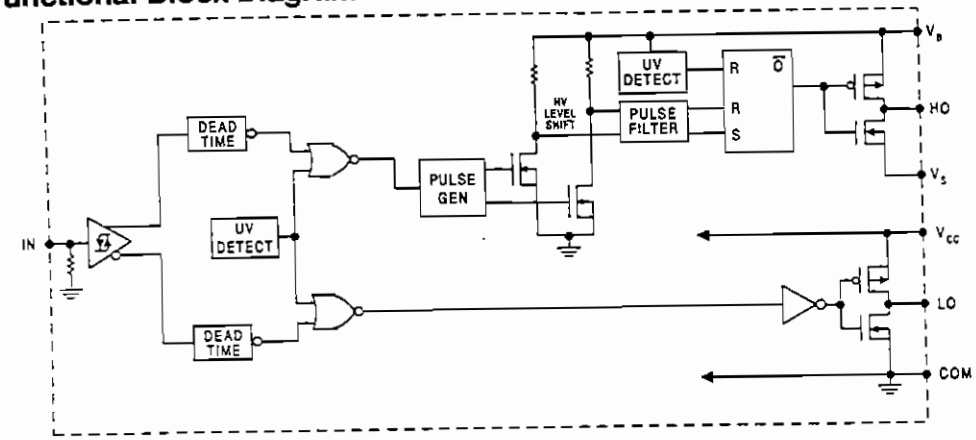
Symbol	Parameter Definition	Value Min.	Value Typ.	Value Max.	Units	Test Conditions
t_{on}	Turn-On Propagation Delay	—	850	1,000	ns	V_S = 0V
t_{off}	Turn-Off Propagation Delay	—	150	180		V_S = 600V
t_r	Turn-On Rise Time	—	80	130		
t_f	Turn-Off Fall Time	—	40	65		
DT	Deadtime, LS Turn-Off to HS Turn-On & HS Turn-Off to LS Turn-On	—	700	900		
MT	Delay Matching, HS & LS Turn-On/Off	—	30	—		

Static Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC}, V_{BS}) = 15V and T_A = 25°C unless otherwise specified. The V_{IN}, V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to COM. The V_O and I_O parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

Symbol	Parameter Definition	Value Min.	Value Typ.	Value Max.	Units	Test Conditions
V_{IH}	Logic "1" Input Voltage for HO & Logic "0" for LO	6.4	—	—	V	V_{CC} = 10V
		9.5	—	—		V_{CC} = 15V
		12.6	—	—		V_{CC} = 20V
V_{IL}	Logic "0" Input Voltage for HO & Logic "1" for LO	—	—	3.8		V_{CC} = 10V
		—	—	6.0		V_{CC} = 15V
		—	—	8.3		V_{CC} = 20V
V_{OH}	High Level Output Voltage, V_{BIAS} - V_O	—	—	100	mV	I_O = 0A
V_{OL}	Low Level Output Voltage, V_O	—	—	100		I_O = 0A
I_{LK}	Offset Supply Leakage Current	—	—	50	µA	V_B = V_S = 600V
I_{QBS}	Quiescent V_{BS} Supply Current	—	50	100		V_{IN} = 0V or V_{CC}
I_{QCC}	Quiescent V_{CC} Supply Current	—	70	180		V_{IN} = 0V or V_{CC}
I_{IN+}	Logic "1" Input Bias Current	—	20	40		V_{IN} = V_{CC}
I_{IN-}	Logic "0" Input Bias Current	—	—	1.0		V_{IN} = 0V
V_{BSUV+}	V_{BS} Supply Undervoltage Positive Going Threshold	7.3	8.4	9.5	V	
V_{BSUV-}	V_{BS} Supply Undervoltage Negative Going Threshold	7.0	8.1	9.2		
V_{CCUV+}	V_{CC} Supply Undervoltage Positive Going Threshold	7.6	8.6	9.6		
V_{CCUV-}	V_{CC} Supply Undervoltage Negative Going Threshold	7.2	8.2	9.2		
I_{O+}	Output High Short Circuit Pulsed Current	200	250	—	mA	V_O = 0V, V_{IN} = V_{CC} PW ≤ 10 µs
I_{O-}	Output Low Short Circuit Pulsed Current	420	500	—		V_O = 15V, V_{IN} = 0V PW ≤ 10 µs

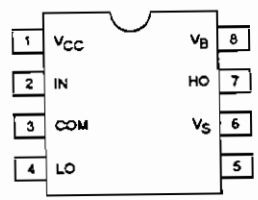
Functional Block Diagram



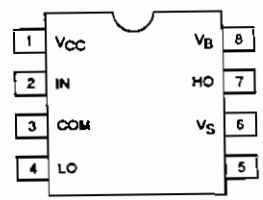
Lead Definitions

Symbol	Lead Description
IN	Logic input for high side and low side gate driver outputs (HO & LO), in phase with HO
V_B	High side floating supply
HO	High side gate drive output
V_S	High side floating supply return
V_{CC}	Low side and logic fixed supply
LO	Low side gate drive output
COM	Low side return

Lead Assignments



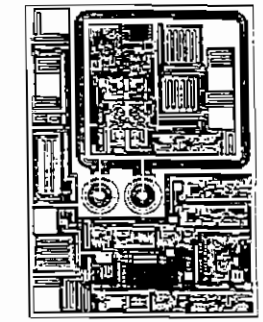
8 Lead DIP



SO-8

IR2111	IR2111S
Part Number	

Device Information

Process & Design Rule		HVDCMOS 4.0 µm
Transistor Count		164
Die Size		70 X 96 X 26 (mil)
Die Outline		
Thickness of Gate Oxide		800Å
Connections	Material	Poly Silicon
First Layer	Width	4 µm
	Spacing	6 µm
	Thickness	5000Å
	Material	Al - Si (Si: 1.0% ±0.1%)
Second Layer	Width	6 µm
	Spacing	9 µm
	Thickness	20,000Å
Contact Hole Dimension		8 µm X 8 µm
Insulation Layer	Material	PSG (SiO_2)
	Thickness	1.5 µm
Passivation	Material	PSG (SiO_2)
	Thickness	1.5 µm
Method of Saw		Full Cut
Method of Die Bond		Ablebond 84 - 1
Wire Bond	Method	Thermo Sonic
	Material	Au (1.0 mil / 1.3 mil)
Leadframe	Material	Cu
	Die Area	Ag
	Lead Plating	Pb : Sn (37 : 63)
Package	Types	8 Lead PDIP / SO-8
	Materials	EME6300 / MP150 / MP190
Remarks:		

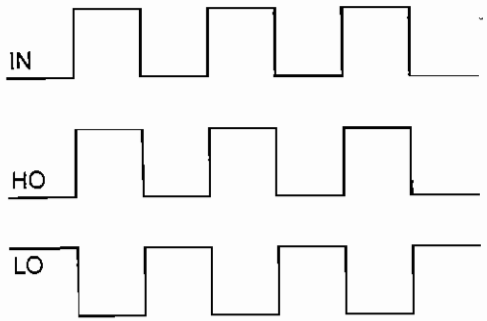


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

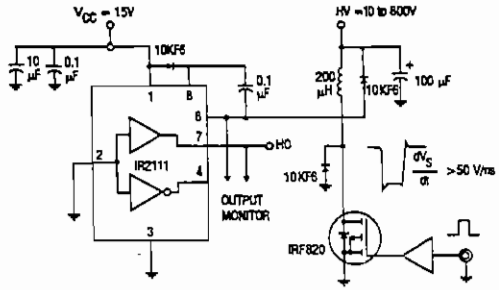


Figure 2. Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

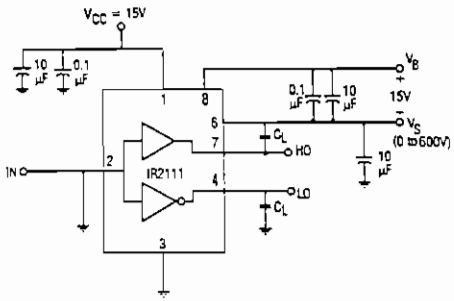


Figure 3. Switching Time Test Circuit

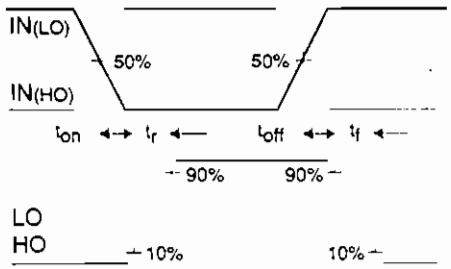


Figure 4. Switching Time Waveform Definition

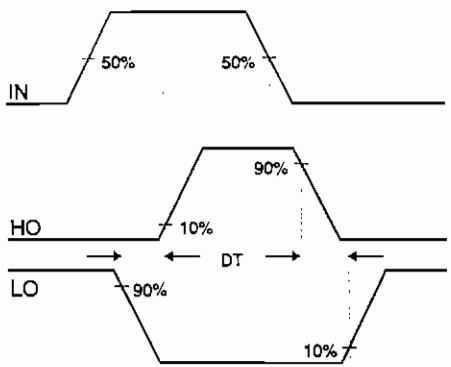


Figure 5. Deadtime Waveform Definitions

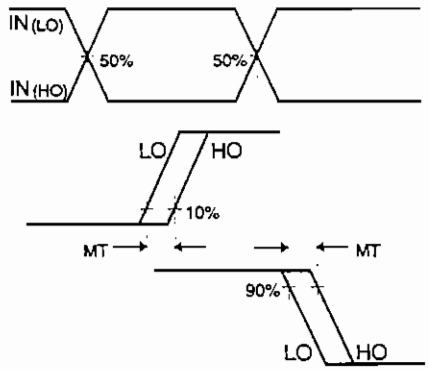


Figure 6. Delay Matching Waveform Definitions

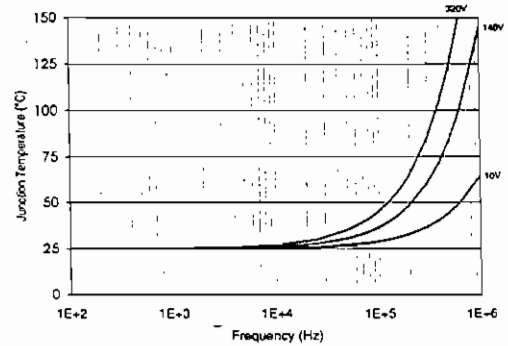


Figure 7. IR2111 T_J vs. Frequency (IRFBC20)
R_{GATE} = 33Ω, V_{CC} = 15V

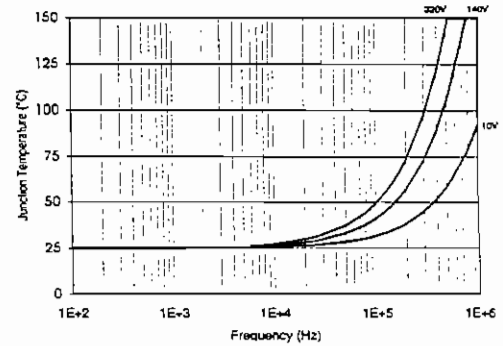


Figure 8. IR2111 T_J vs. Frequency (IRFBC30)
R_{GATE} = 22Ω, V_{CC} = 15V

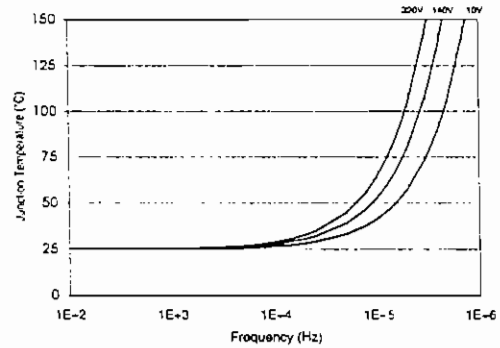


Figure 9. IR2111 T_J vs. Frequency (IRFBC40)
R_{GATE} = 15Ω, V_{CC} = 15V

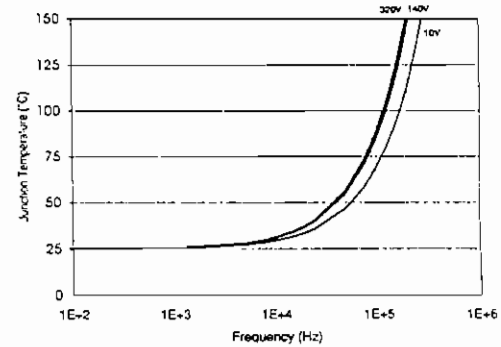


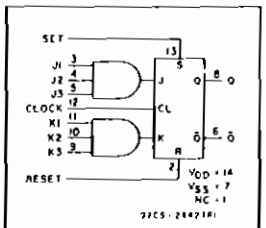
Figure 10. IR2111 T_J vs. Frequency (IRFPE50)
R_{GATE} = 10Ω, V_{CC} = 15V

CD4095B, CD4096B Types

CMOS Gated J-K Master-Slave Flip-Flops

With Set-Reset Capability
High-Voltage Types (20-Volt Rating)

CD4095B Non-Inverting J and K Inputs
CD4096B Inverting and Non-Inverting J and K Inputs



CD4095B
Functional Diagram

The RCA-CD4095B and CD4096B are J-K Master-Slave Flip-Flops featuring separate AND gating of multiple J and K inputs. The gated J-K inputs control transfer of information into the master section during clocked operation. Information on the J-K inputs is transferred to the Q and $\overline{Q}$ outputs on the positive edge of the clock pulse. SET and RESET inputs (active high) are provided for asynchronous operation.

The CD4095B and CD4096B types are supplied in 14-lead hermetic dual-in-line ceramic packages (D and F suffixes), 14-lead dual-in-line plastic package (E suffix), 14-lead ceramic flat package (K suffix), and in chip form (H suffix).

Features:

- 16 MHz toggle rate (typ.) at $V_{DD} - V_{SS} = 10$ V
- Gated inputs
- 100% tested for quiescent current at 20 V
- Maximum input current of 1 μA at 18 V over full package-temperature range; 100 nA at 18 V and 25°C
- Noise margin over full package-temperature range: 1 V at $V_{DD} = 5$ V, 2 V at $V_{DD} = 10$ V, 2.5 V at $V_{DD} = 15$ V
- 5-V, 10-V, and 15-V parametric ratings
- Standardized, symmetrical output characteristics
- Meets all requirements of JEDEC Tentative Standard No. 13A, "Standard Specifications for Description of 'B' Series CMOS Devices"

Applications:

- Registers
- Counters
- Control circuits

MAXIMUM RATINGS, *Absolute-Maximum Values:*

DC SUPPLY-VOLTAGE RANGE, (V_{DD})
(Voltages referenced to V_{SS} Terminal) ..... -0.5 to +20 V
INPUT VOLTAGE RANGE, ALL INPUTS ..... -0.5 to V_{DD} +0.5 V
DC INPUT CURRENT, ANY ONE INPUT ..... ±10 mA
POWER DISSIPATION PER PACKAGE (P_D):
For T_A = -40 to +60°C (PACKAGE TYPE E) ..... 500 mW
For T_A = +60 to +85°C (PACKAGE TYPE E) ..... Derate Linearly at 12 mW/°C to 200 mW
For T_A = -55 to +100°C (PACKAGE TYPES D, F, K) ..... 500 mW
For T_A = +100 to +125°C (PACKAGE TYPES D, F, K) ..... Derate Linearly at 12 mW/°C to 200 mW
DEVICE DISSIPATION PER OUTPUT TRANSISTOR
For T_A = FULL PACKAGE-TEMPERATURE RANGE (All Package Types) ..... 100 mW
OPERATING-TEMPERATURE RANGE (T_A):
PACKAGE TYPES D, F, K, H ..... -55 to +125°C
PACKAGE TYPE E ..... -40 to +85°C
STORAGE TEMPERATURE RANGE (T_{stg}) ..... -65 to +150°C
LEAD TEMPERATURE (DURING SOLDERING):
At distance 1/16 ± 1/32 inch (1.59 ± 0.79 mm) from case for 10 s max ..... +265°C

TRUTH TABLES

SYNCHRONOUS OPERATION (S=0 R=0)

Inputs Before Positive Clock Transition		Outputs After Positive Clock Transition	
J*	K*	Q	$\overline{Q}$
0	0	No Change	
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	Toggles	

* For CD4095B: J = J1 · J2 · J3, K = K1 · K2 · K3
For CD4096B: J = J1 · J2 · $\overline{J3}$, K = K1 · K2 · $\overline{K3}$

ASYNCHRONOUS OPERATION (J and K - DON'T CARE)

S	R	Q	$\overline{Q}$
0	0	No Change	
0	1	0	1
1	0	1	0
1	1	0	0

0 = V_{SS}, 1 = V_{DD}

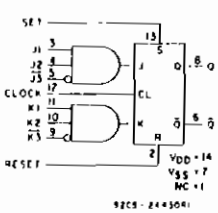


Fig. 1 – CD4096B Functional Diagram.

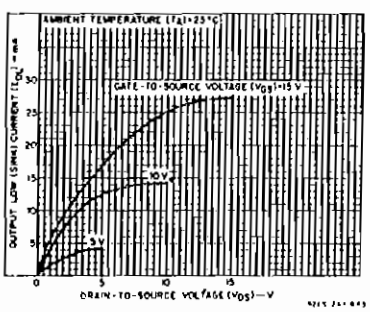


Fig.2 – Typical output low (sink) current characteristics.

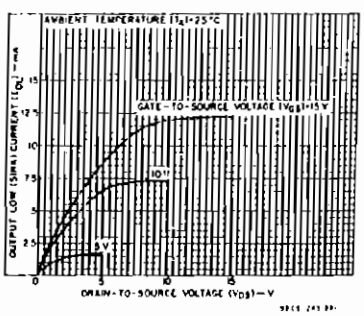
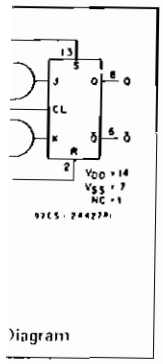


Fig.3 – Minimum output low (sink) current characteristics.



Diagram

.BLES
RATION (S=0 R=0)

Outputs After Positive Clock Transition	
Q	$\overline{Q}$
No Change	
0	1
1	0
Toggles	

For CD4096B
J = J1 · J2 · $\overline{J3}$
K = K1 · K2 · $\overline{K3}$

US OPERATION
CARE)

Q	$\overline{Q}$
No Change	
0	1
1	0
0	0

utput low (sink)
acteristics.

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS at T_A = 25° C, Except as Noted.
For maximum reliability, nominal operating conditions should be selected so that operation is always within the following ranges:

CHARACTERISTIC	V_{DD} (V)	LIMITS MIN.	LIMITS MAX.	UNITS
Supply-Voltage Range (For T_A = Full Package-Temperature Range)		3	18	V
Data Setup Time, t_S	5 10 15	400 160 100	– – –	ns
Clock Pulse Width, t_W	5 10 15	140 60 40	– – –	ns
Clock Input Frequency, f_{CL}	5 10 15	dc	3.5 8 12	MHz
Clock Rise and Fall Time, t_rCL, t_fCL:	5 10 15	– – –	15 5 5	μs
Set or Reset Pulse Width, t_W	5 10 15	200 100 50	– – –	ns

STATIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS

CHARACTERISTIC	CONDITIONS V_O (V)	V_{IN} (V)	V_{DD} (V)	LIMITS AT INDICATED TEMPERATURES (°C) Values at −55, +25, +125 Apply to D, F, K, H Packages Values at −40, +25, +85 Apply to E Package −55	−40	+85	+125	+25 Min.	+25 Typ.	+25 Max.	UNITS
Quiescent Device Current, I_{DD} Max.	–	0,5	5	1	1	30	30	–	0.02	1	μA
	–	0,10	10	2	2	60	60	–	0.02	2	
	–	0,15	15	4	4	120	120	–	0.02	4	
	–	0,20	20	20	20	600	600	–	0.04	20	
Output Low (Sink) Current I_{OL} Min.	0.4	0,5	5	0.64	0.61	0.42	0.36	0.51	1	–	mA
	0.5	0,10	10	1.6	1.5	1.1	0.9	1.3	2.6	–	
	1.5	0,15	15	4.2	4	2.8	2.4	3.4	6.8	–	
Output High (Source) Current, I_{OH} Min.	4.6	0,5	5	−0.64	−0.61	−0.42	−0.36	−0.51	−1	–	
	2.5	0,5	5	−2	−1.8	−1.3	−1.15	−1.6	−3.2	–	
	9.5	0,10	10	−1.6	−1.5	−1.1	−0.9	−1.3	−2.6	–	
	13.5	0,15	15	−4.2	−4	−2.8	−2.4	−3.4	−6.8	–	
Output Voltage: Low Level, V_{OL} Max.	–	0,6	5	0.05				–	0	0.05	V
	–	0,10	10	0.05				–	0	0.05	
	–	0,15	15	0.05				–	0	0.05	
Output Voltage: High-Level, V_{OH} Min.	–	0,5	5	4.95				4.95	5	–	
	–	0,10	10	9.95				9.95	10	–	
	–	0,15	15	14.95				14.95	15	–	
Input Low Voltage, V_{IL} Max.	0.5, 4.5	–	5	1.5				–	–	1.5	V
	1, 9	–	10	3				–	–	3	
	1.5, 13.5	–	16	4				–	–	4	
Input High Voltage, V_{IH} Min	0.5, 4.5	–	5	3.5				3.5	–	–	
	1, 9	–	10	7				7	–	–	
	1.5, 13.5	–	15	11				11	–	–	
Input Current I_{IN} Max.		0,18	18	±0.1	±0.1	±1	±1	–	$\pm 10^{-5}$	±0.1	μA

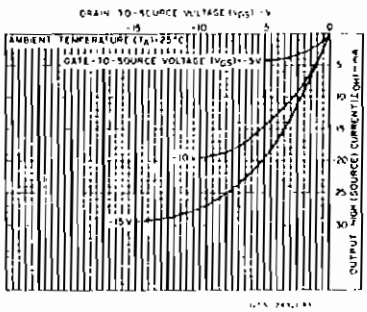


Fig.4 – Typical output high (source) current characteristics.

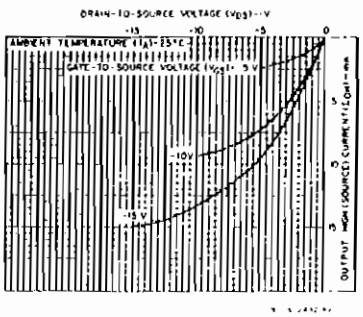


Fig.5 – Minimum output high (source) current characteristics.

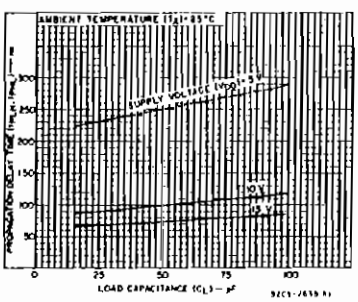


Fig.6 – Typical propagation delay time vs. load capacitance.

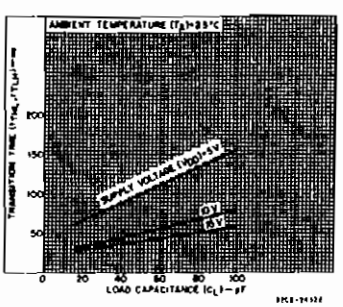


Fig.7 – Typical transition time vs. load capacitance.

CD4095B, CD4096B Types

DYNAMIC ELECTRICAL CHARACTERISTICS at $T_A = 25°C$; Input $t_r, t_f = 20$ ns, $C_L = 50$ pF, $R_L = 200$ KΩ

CHARACTERISTIC	TEST CONDITIONS		LIMITS			UNITS
		V_{DD} (V)	MIN.	TYP.	MAX	
Propagation Delay Time: t_{PHL}, t_{PLH} Clock		5	–	250	500	ns
		10	–	100	200	
		15	–	75	150	
Set or Reset		5	–	150	300	
		10	–	75	150	
		15	–	50	100	
Transition Time, t_{THL}, t_{TLH}		5	–	100	200	ns
		10	–	50	100	
		15	–	40	80	
Maximum Clock Input Frequency, (f_{CL})*		5	3.5	7	-	MHz
		10	8	16		
		15	12	24		
Minimum Clock Pulse Width, t_W		5	-	70	140	ns
		10	-	30	60	
		15	–	20	40	
Clock Input Rise or Fall Time, t_{rcl}, t_{rcf}		5			15	μs
		10			5	
		15			5	
Minimum Set or Reset Pulse Width, t_W		5	–	100	200	ns
		10	–	50	100	
		15	–	25	50	
Minimum Data Setup Time, t_S		5	–	200	400	ns
		10	–	80	160	
		15	–	50	100	
Input Capacitance, C_{IN}	Any Input	–	–	5	7.5	pF

* $t_r, t_f = 5$ ns

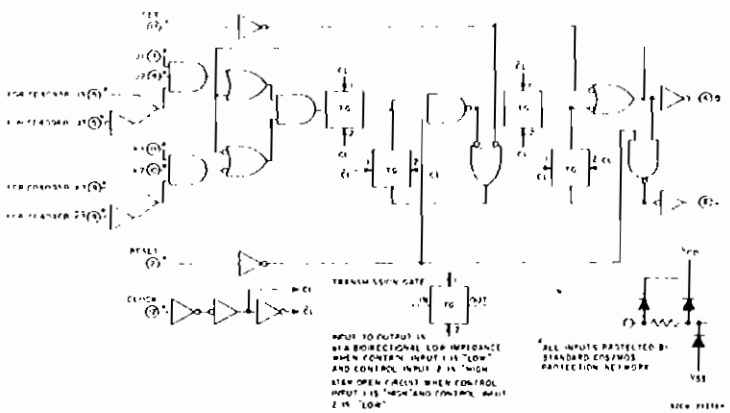


Fig.11 – CD4095B and CD4096B logic diagram.

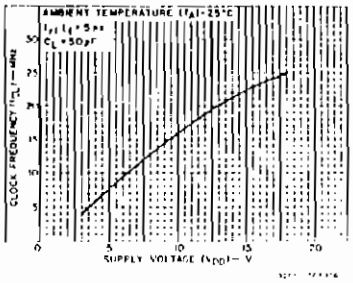


Fig.8 – Typical clock frequency vs. supply voltage (toggle mode - see Fig. 16).

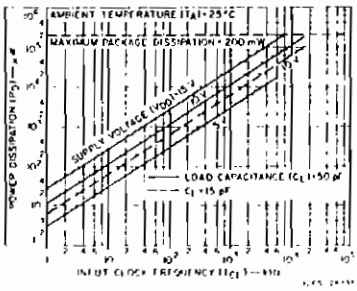


Fig. 9 – Typical power dissipation vs. input clock frequency.

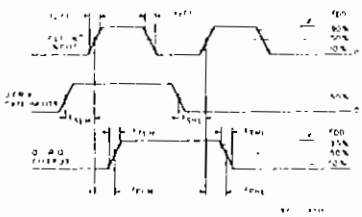


Fig.10 – Propagation delay, transition and setup-time waveforms.

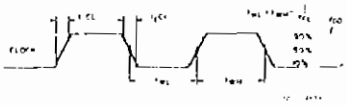


Fig.12 – Clock pulse rise and fall time waveforms.

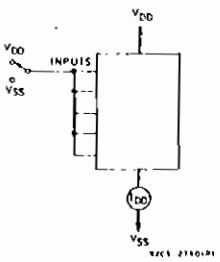


Fig.13 – Quiescent device current test circuit.

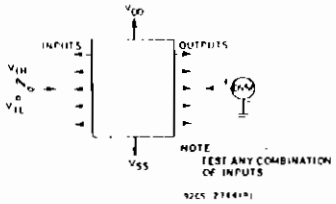


Fig. 14 – Input voltage test circuit

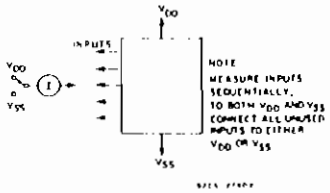


Fig. 15 – Input leakage current test circuit.

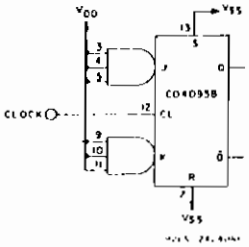


Fig. 16 – CD4095B connected in toggle mode.

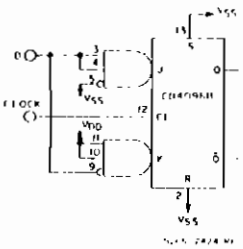
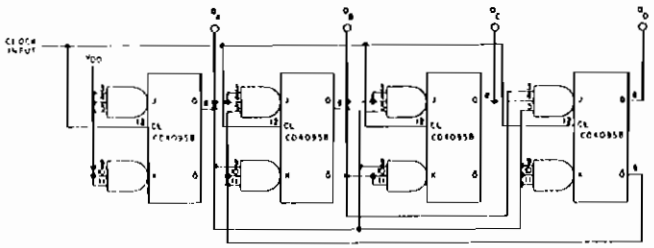
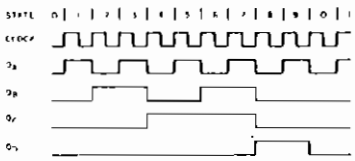


Fig. 17 – CD4096B connected as a "D" type flip-flop.



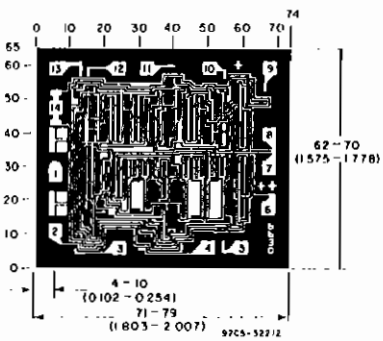


STATE	Q_A	Q_B	Q_C	Q_D
0	0	0	0	0
1	1	0	0	0
2	0	1	0	0
3	1	1	0	0
4	0	0	1	0
5	1	0	1	0
6	0	1	1	0
7	1	1	1	0
8	0	0	0	1
9	1	0	0	1

NOTE: PINS 2 & 13 (RESET & SET) GO TO V_{SS} ON ALL UNITS

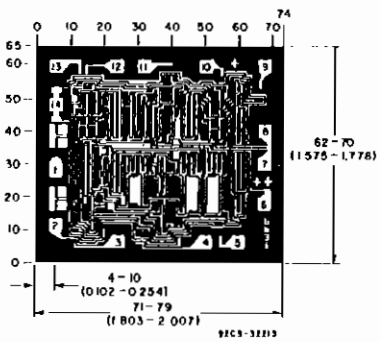
Fig. 18 – Synchronous binary divide-by-ten counter.

DIMENSIONS AND PAD LAYOUT FOR CD4095B AND CD4096B



CD4095BH

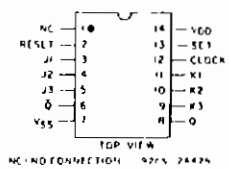
The photographs and dimensions of each CMOS chip represent a chip when it is part of the wafer. When the wafer is separated into individual chips, the angle of cleavage may vary with respect to the chip face for different chips. The actual dimensions of the isolated chip, therefore, may differ slightly from the nominal dimensions shown. The user should consider a tolerance of −3 mils to +16 mils applicable to the nominal dimensions shown.



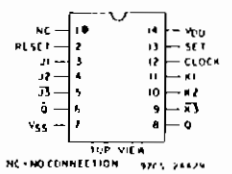
CD4096BH

Dimensions in parentheses are in millimeters and are derived from the basic inch dimensions as indicated. Grid graduations are in mils (10^{-3} inch).

TERMINAL ASSIGNMENTS



CD4095B



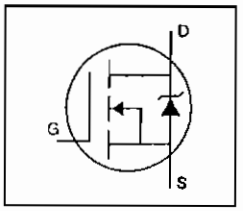
CD4096B

International Rectifier

IRF840

HEXFET® Power MOSFET

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



V_{DSS} = 500V

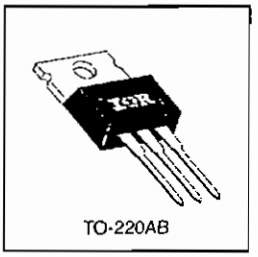
$R_{DS(on)}$ = 0.85Ω

I_D = 8.0A

Description

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

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



TO-220AB

DATA SHEETS

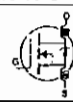
Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I_D @ T_C = 25°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10 V	8.0	A
I_D @ T_C = 100°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10 V	5.1	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	32	
P_D @ T_C = 25°C	Power Dissipation	125	W
	Linear Derating Factor	1.0	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	±20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	510	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	8.0	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	13	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	3.5	V/ns
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf·in (1.1 N·m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	1.0	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	62	

Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	500	—	—	V	V_{GS}=0V, I_D= 250μA
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.76	—	V/°C	Reference to 25°C, I_D= 1mA
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.85	Ω	V_{GS}=10V, I_D=4.8A ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V_{DS}=V_{GS}, I_D= 250μA
g_{fs}	Forward Transconductance	4.9	—	—	S	V_{DS}=50V, I_D=4.8A ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	V_{DS}=500V, V_{GS}=0V
		—	—	250		V_{DS}=400V, V_{GS}=0V, T_J=125°C
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V_{GS}=20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		V_{GS}=-20V
Q_g	Total Gate Charge	—	—	63	nC	I_D=8.0A
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	9.3		V_{DS}=400V
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	32		V_{GS}=10V See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	14	—	ns	V_{DD}=250V
t_r	Rise Time	—	23	—		I_D=8.0A
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	49	—		R_G=9.1Ω
t_f	Fall Time	—	20	—		R_D=31Ω See Figure 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact 
L_S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	1300	—	pF	V_{GS}=0V
C_{oss}	Output Capacitance	—	310	—		V_{DS}=25V
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	120	—		f=1.0MHz See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	8.0	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	32		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	2.0	V	T_J=25°C, I_S=8.0A, V_{GS}=0V ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	460	970	ns	T_J=25°C, I_F=8.0A
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	4.2	8.9	μC	di/dt=100A/μs ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)

② V_{DD}=50V, starting T_J=25°C, L=14mH R_G=25Ω, I_{AS}=8.0A (See Figure 12)

③ I_{SD}≤8.0A, di/dt≤100A/μs, V_{DD}≤$V_{(BR)DSS}$, T_J≤150°C

④ Pulse width ≤ 300 μs; duty cycle ≤2%.

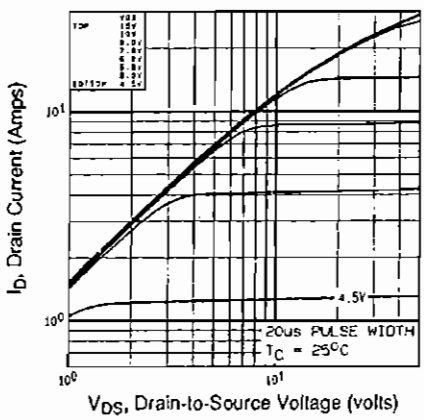


Fig 1. Typical Output Characteristics, T_C=25°C

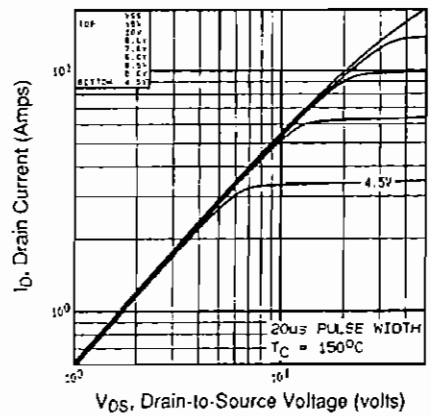


Fig 2. Typical Output Characteristics, T_C=150°C

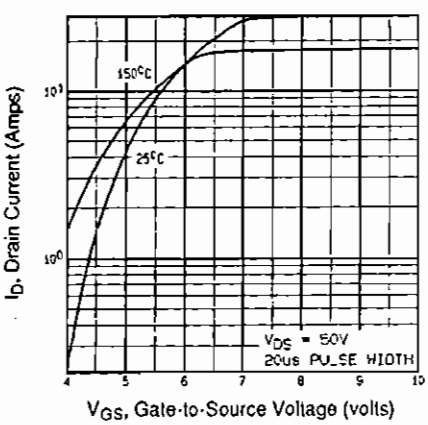


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

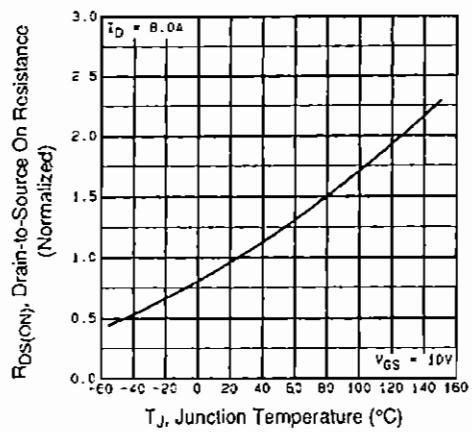


Fig 4. Normalized On-Resisance Vs. Temperature

DATA SHEETS

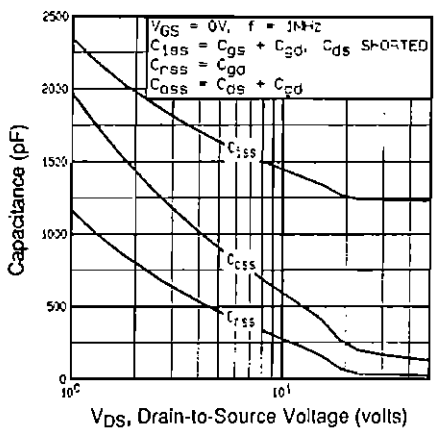


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

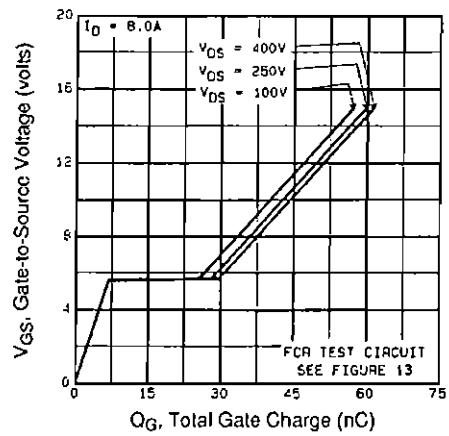


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

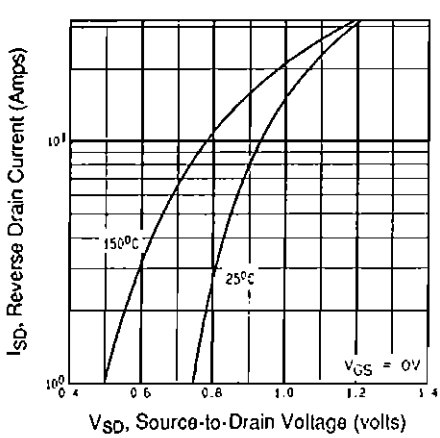


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

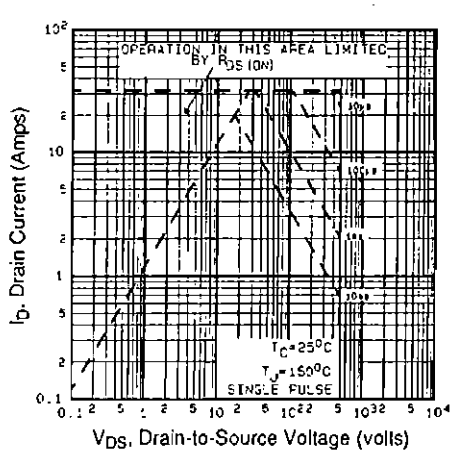


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

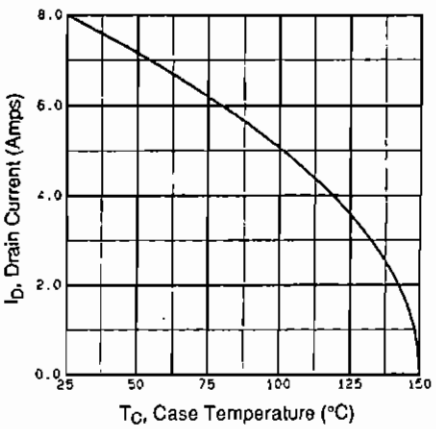


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

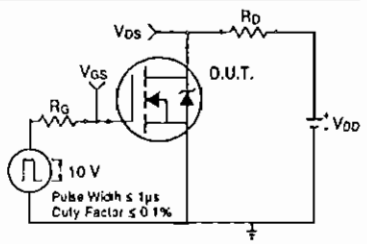


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

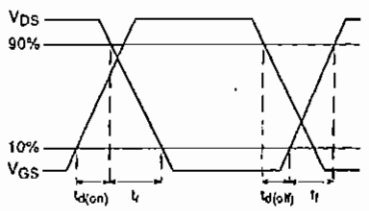


Fig 10b. Switching Time Waveforms

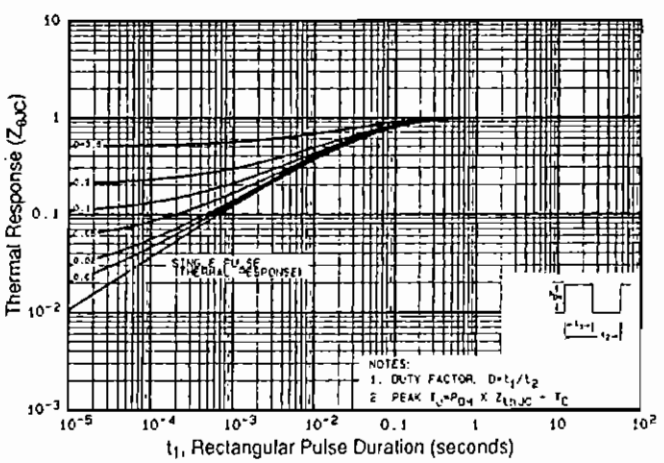


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

DATA SHEETS

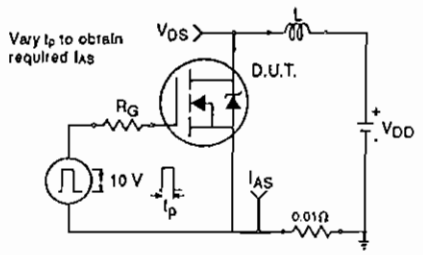


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

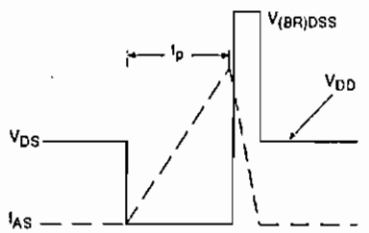


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

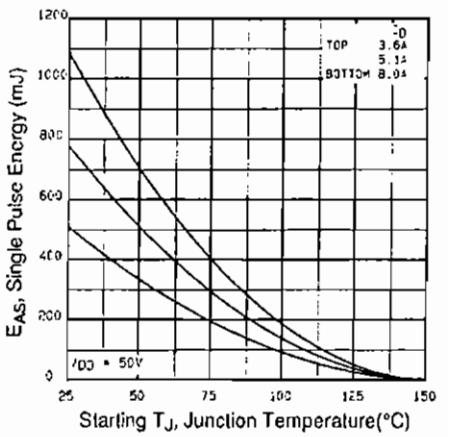


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

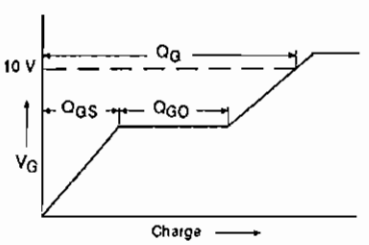


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

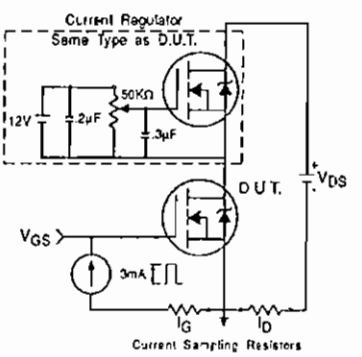


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

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

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1509

Appendix C: Part Marking Information – See page 1516

Appendix E: Optional Leadforms – See page 1525

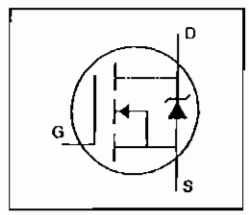
International IOR Rectifier

International IOR Rectifier

IRFPE50

HEXFET® Power MOSFET

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



V_{DSS} = 800V

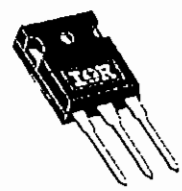
$R_{DS(on)}$ = 1.2Ω

I_D = 7.8A

Description

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

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



TO-247AC

DATA SHEETS

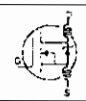
Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
I_D @ T_C = 25°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10 V	7.8	A
I_D @ T_C = 100°C	Continuous Drain Current, V_{GS} @ 10 V	4.9	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	31	
P_D @ T_C = 25°C	Power Dissipation	190	W
	Linear Derating Factor	1.5	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	±20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	770	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ①	7.8	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ①	19	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	2.0	V/ns
T_J T_{STG}	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150	°C
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1 N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	—	0.65	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	—	0.24	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	—	40	

Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	800	—	—	V	V_{GS}=0V, I_D= 250μA
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.98	—	V/°C	Reference to 25°C, I_D= 1mA
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	1.2	Ω	V_{GS}=10V, I_D=4.7A ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V_{DS}=V_{GS}, I_D= 250μA
g_{fs}	Forward Transconductance	5.6	—	—	S	V_{DS}=100V, I_D=4.7A ④
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	100	μA	V_{DS}=800V, V_{GS}=0V
		—	—	500		V_{DS}=640V, V_{GS}=0V, T_J=125°C
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V_{GS}=20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		V_{GS}=-20V
Q_g	Total Gate Charge	—	—	200	nC	I_D=7.8A
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	24		V_{DS}=400V
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	110		V_{GS}=10V See Fig. 6 and 13 ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	19	—	ns	V_{DD}=400V
t_r	Rise Time	—	38	—		I_D=7.8A
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	120	—		R_G=6.2Ω
t_f	Fall Time	—	39	—		R_D=52Ω See Figure 10 ④
L_D	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact 
L_S	Internal Source Inductance	—	13	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	3100	—	pF	V_{GS}=0V
C_{oss}	Output Capacitance	—	800	—		V_{DS}=25V
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	490	—		f=1.0MHz See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	7.8	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	31		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.8	V	T_J=25°C, I_S=7.8A, V_{GS}=0V ④
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	650	980	ns	T_J=25°C, I_F=7.8A
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	3.8	5.7	μC	di/dt=100A/μs ④
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is neglegible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)

② V_{DD}=50V, starting T_J=25°C, L=23mH R_G=25Ω, I_{AS}=7.8A (See Figure 12)

③ I_{SD}≤7.8A, di/dt≤140A/μs, V_{DD}≤600, T_J≤150°C

④ Pulse width ≤ 300 us; duty cycle ≤2%.

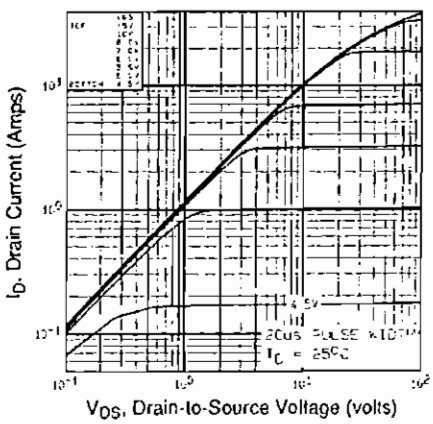


Fig 1. Typical Output Characteristics, T_C=25°C

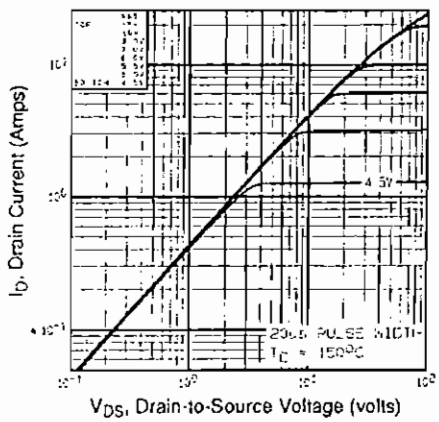


Fig 2. Typical Output Characteristics, T_C=150°C

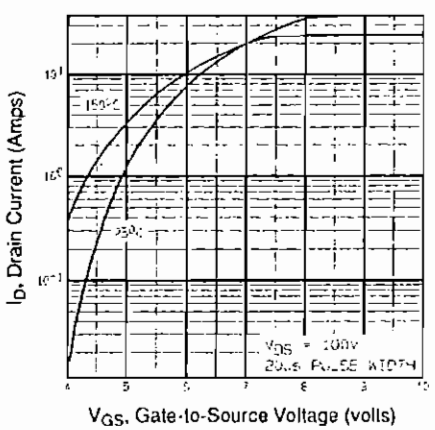


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

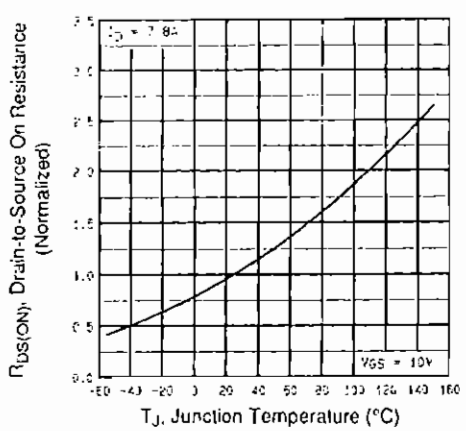


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

DATA SHEETS

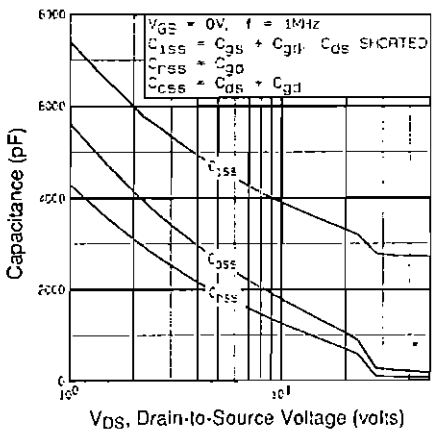


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

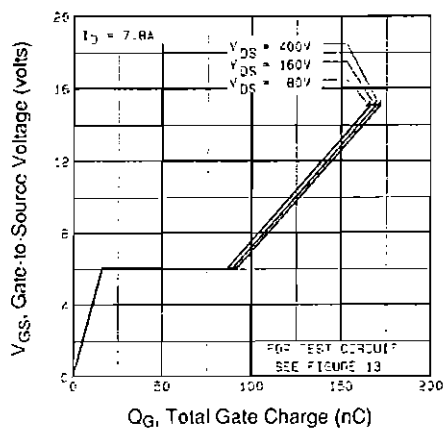


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

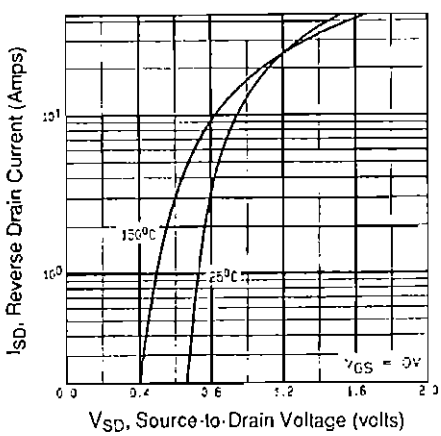


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

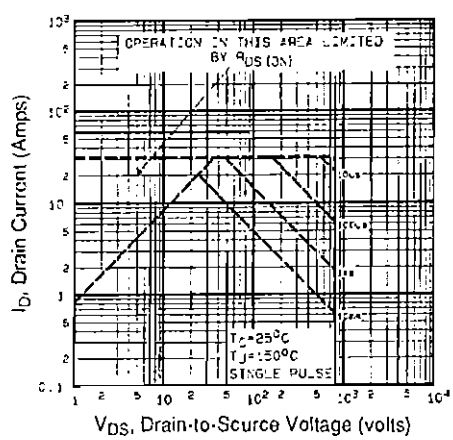


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

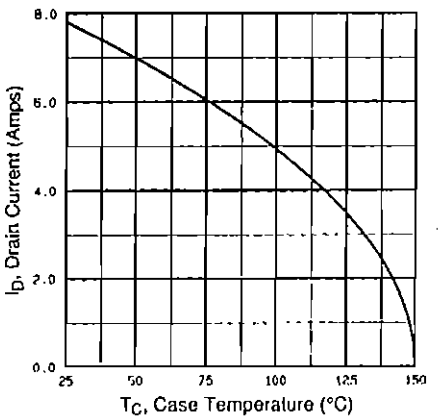


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

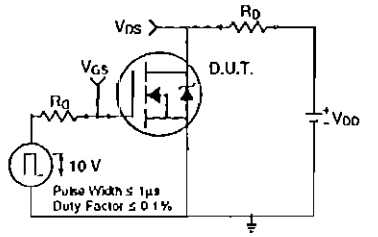


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

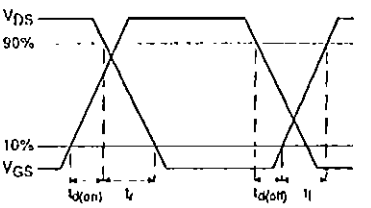


Fig 10b. Switching Time Waveforms

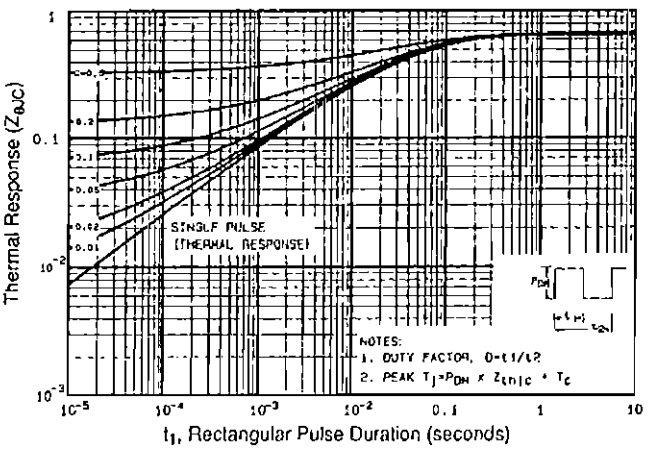


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

DATA SHEETS

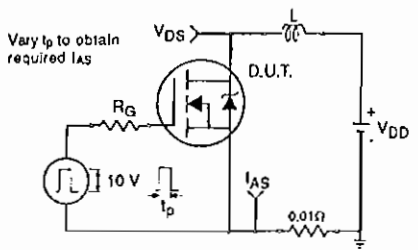


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

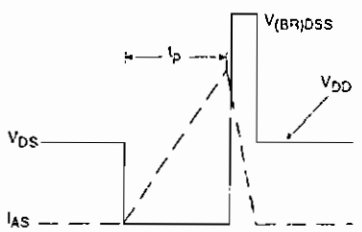


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

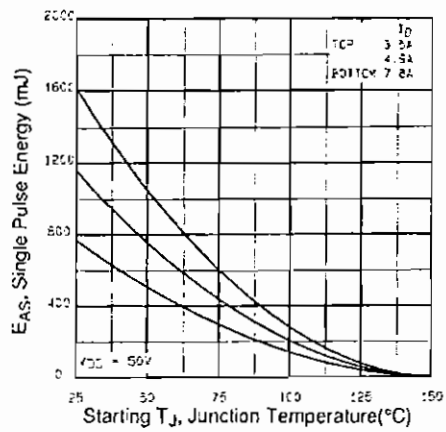


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

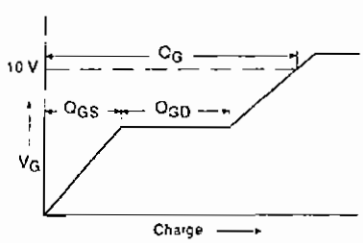


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

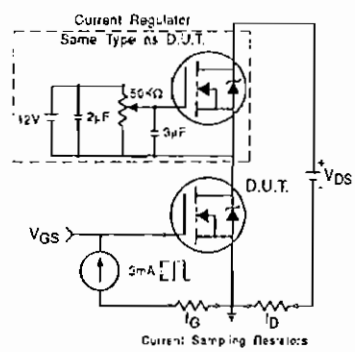


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

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

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1511

Appendix C: Part Marking Information – See page 1517

International IOR Rectifier

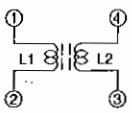
Panasonic. Line Filters

V SERIES (290, 450, 650, 850 Types)
H SERIES (200, 270, 400, 600 Types)

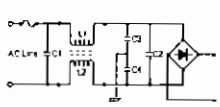
These line filters use a closed magnetic circuit ferrite core and can suppress noise ranging from low to high frequencies.

Features: • By using a solid closed magnetic circuit core, low loss and high inductance efficiency are obtained. • Perticular attention has been given to leakage flux • Due to the small inducltance fluctuation, a noise suppression effect is obteined from low to high frequencies. Flat types are excellent in high frequency characteristics due to low stray capacilance realized by two separately wound coils. **Applications:** • Video and audio equipmnnt, office equipment, other electronic devices. **Specifications:** • Operating Temperature: -20 ~ 105°C • Rated Voltage: Less than AC250Vrms • Rated Current: Less than AC5Arms • Dielectric Strength: AC2KV 1 min.

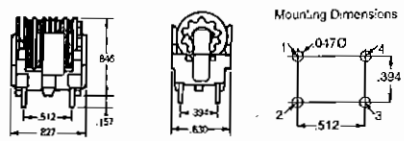
Standard Circuit Diagram



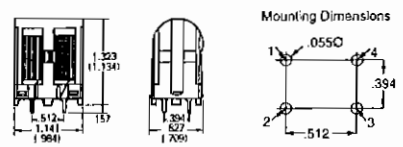
Circuit Example



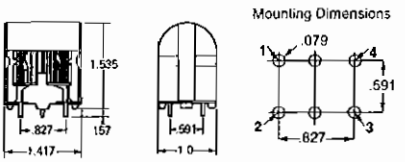
290 Type



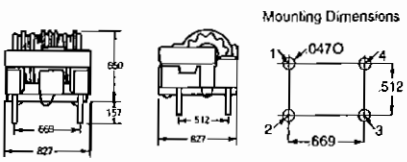
450, 650 Type
Dimensions shown in ( ) are for 450 type.



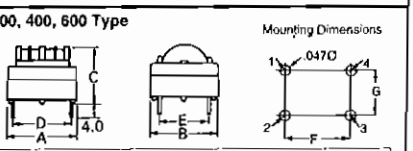
850 Type



270 Type



200, 400, 600 Type



Type	A	B	C	D	E	F	G
200	.787	.827	.787	.512	.394	.512	.394
400	.945	.984	.768	.827	.591	.827	.591
600	1.122	1.142	.886	.945	.787	.945	.787

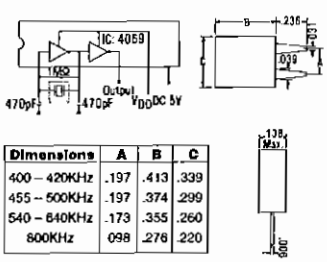
Type	Inductance mH min.	Rated Current A rms	Digi-Key Part No.	Pricing 1	10	100	1,000	5,000	Panasonic Part Number
					V SERIES				
290	0.82	2.0	PLK1000-ND	2.78	23.83	198.55	1185.00	1103.00/M	ELF-18D290B
	2.2	1.3	PLK1001-ND	2.78	23.83	198.55	1185.00	1103.00/M	ELF-18D290T
	3.3	1.1	PLK1002-ND	2.78	23.83	198.55	1185.00	1103.00/M	ELF-18D290S
	10.0	0.6	PLK1003-ND	2.78	23.83	198.55	1185.00	1103.00/M	ELF-18D290G
	22.0	0.4	PLK1004-ND	2.78	23.83	198.55	1185.00	1103.00/M	ELF-18D290C
	33.0	0.3	PLK1005-ND	2.78	23.83	198.55	1185.00	1103.00/M	ELF-18D290H
450	2.7	2.0	PLK1006-ND	5.35	45.87	382.25	2282.00	2124.00/M	ELF-18D450A
	18.0	0.8	PLK1007-ND	4.70	40.26	335.50	2003.00	1864.00/M	ELF-18D450B
650	1.5	3.1	PLK1008-ND	5.47	46.86	390.50	2331.00	2169.00/M	ELF-18D650M
	3.3	2.4	PLK1009-ND	5.47	46.86	390.50	2331.00	2169.00/M	ELF-18D650B
	8.2	1.7	PLK1010-ND	5.47	46.86	390.50	2331.00	2169.00/M	ELF-18D650C
	22.0	1.0	PLK1011-ND	5.47	46.86	390.50	2331.00	2169.00/M	ELF-18D650L
	47.0	0.7	PLK1012-ND	5.47	46.86	390.50	2331.00	2169.00/M	ELF-18D650U
	2.2	2.8	PLK1037-ND	5.47	46.86	390.50	2331.00	2169.00/M	ELF-18D656A
	12.0	1.6	PLK1038-ND	5.47	46.86	390.50	2331.00	2169.00/M	ELF-18D656J
850	1.5	5.0	PLK1013-ND	8.12	69.63	580.25	3464.00	3224.00/M	ELF-18D850M
	3.3	4.2	PLK1014-ND	8.12	69.63	580.25	3464.00	3224.00/M	ELF-18D850B
	4.7	3.5	PLK1015-ND	8.12	69.63	580.25	3464.00	3224.00/M	ELF-18D850Y
	10.0	2.5	PLK1016-ND	8.12	69.63	580.25	3464.00	3224.00/M	ELF-18D850W
	22.0	1.8	PLK1018-ND	7.12	61.05	508.75	3037.00	2826.00/M	ELF-18D860C
	56.0	1.1	PLK1017-ND	8.12	69.63	580.25	3464.00	3224.00/M	ELF-18D850T
					H SERIES				
200	1.5	1.6	PLK1019-ND	3.17	27.19	226.60	1353.00	1259.00/M	ELF-18D217
	3.9	1.0	PLK1020-ND	3.17	27.19	226.60	1353.00	1259.00/M	ELF-18D216
	22.0	0.4	PLK1021-ND	3.17	27.19	226.60	1353.00	1259.00/M	ELF-18D218
	1.0	2.1	PLK1022-ND	3.17	27.19	226.60	1353.00	1259.00/M	ELF-18D212F
	2.2	1.5	PLK1023-ND	3.17	27.19	226.60	1353.00	1259.00/M	ELF-18D228F
	33.0	0.4	PLK1024-ND	3.17	27.19	226.60	1353.00	1259.00/M	ELF-18D221F
270	6.8	0.7	PLK1025-ND	2.78	23.83	198.55	1185.00	1103.00/M	ELF-18D270A
400	1.5	2.4	PLK1026-ND	3.77	32.27	268.95	1606.00	1494.00/M	ELF-18D419
	2.2	2.0	PLK1027-ND	3.77	32.27	268.95	1606.00	1494.00/M	ELF-18D416
	12.0	0.9	PLK1028-ND	3.77	32.27	268.95	1606.00	1494.00/M	ELF-18D430
	33.0	0.5	PLK1029-ND	3.77	32.27	268.95	1606.00	1494.00/M	ELF-18D428
	2.2	2.2	PLK1030-ND	3.77	32.27	268.95	1606.00	1494.00/M	ELF-18D435F
	10.0	1.0	PLK1031-ND	3.77	32.27	268.95	1606.00	1494.00/M	ELF-18D431F
600	1.0	3.4	PLK1032-ND	5.94	50.95	424.60	2535.00	2359.00/M	ELF-18D608
	3.3	2.5	PLK1033-ND	4.75	40.76	339.63	2028.00	1887.00/M	ELF-18D605
	22.0	1.0	PLK1034-ND	4.75	40.76	339.63	2028.00	1887.00/M	ELF-18D612
	2.2	2.8	PLK1035-ND	4.75	40.76	339.63	2028.00	1887.00/M	ELF-18D617F
	33.0	0.8	PLK1036-ND	4.75	40.76	339.63	2028.00	1887.00/M	ELF-18D624F

Panasonic. Ceramic Resonators

Osc. Freq.	Digi-Key Part No.	Pricing 1	10	100	1,000	2,500	5,000	Panasonic Part Number
				CASE TYPE CERAMIC RESONATORS				
400KHz	P9940-ND	1.10	9.45	74.03	450.00	—	420.00/M	EFO-A400K04B
420KHz	P9941-ND	.90	7.68	60.16	366.00	—	341.00/M	EFO-A420K04B
455KHz	P9942-ND	.90	7.68	60.16	366.00	—	341.00/M	EFO-A455K04B
480KHz	P9943-ND	.90	7.68	60.16	366.00	—	341.00/M	EFO-A480K04B
500KHz	P9944-ND	.90	7.68	60.16	366.00	—	341.00/M	EFO-A500K04B
540KHz	P9945-ND	1.31	11.25	88.13	536.00	—	500.00/M	ELF-18D435F
640KHz	P9946-ND	1.31	11.25	88.13	536.00	—	500.00/M	EFO-A640K04B
800KHz	P9947-ND	1.31	11.25	88.13	536.00	—	500.00/M	EFO-A800K04B
				CERAMIC RESONATORS WITH BUILT-IN CAPACITOR				
2.00MHz	PX200-ND	1.40	12.00	94.00	571.00	—	533.00/M	EFO-EC2004A4
3.00MHz	PX300-ND	.95	8.11	63.56	386.00	—	361.00/M	EFO-EC3004A4
3.58MHz	PX358-ND	.86	7.35	57.58	350.00	—	327.00/M	EFO-EC3584A4
4.00MHz	PX400-ND	.86	7.35	57.58	350.00	—	327.00/M	EFO-EC4004A4
5.00MHz	PX500-ND	.95	8.11	63.58	386.00	—	361.00/M	EFO-EC5004A4
6.00MHz	PX600-ND	.90	7.74	60.63	369.00	—	344.00/M	EFO-EC6004A4
8.00MHz	PX800-ND	.90	7.74	60.63	369.00	—	344.00/M	EFO-EC8004A4

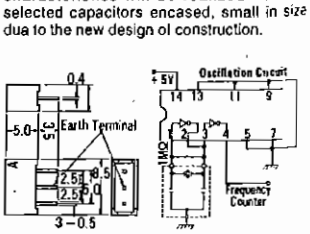
Osc. Freq.	Digi-Key Part No.	Pricing 1	10	100	1,000	Digi-Key Part No.	Tape & Reel Pricing 2,500	5,000	Panasonic Part Number
				TYPE N SURFACE MOUNT-GENERAL PURPOSE					
3.58MHz	PX358ECT-ND	1.52	13.04	102.15	826.00	PX358ETR-ND	621.00/M	580.00/M	EFO-N3584E5
4.00MHz	PX400ECT-ND	1.52	13.04	102.15	826.00	PX400ETR-ND	621.00/M	580.00/M	EFO-N4004E5
4.19MHz	PX419ECT-ND	1.52	13.04	102.15	826.00	PX419ETR-ND	621.00/M	580.00/M	EFO-N4194E5
5.00MHz	PX500ECT-ND	1.57	13.42	105.13	850.00	PX500ETR-ND	639.00/M	596.00/M	EFO-N5004E5
6.00MHz	PX600ECT-ND	1.57	13.42	105.13	850.00	PX600ETR-ND	639.00/M	596.00/M	EFO-N6004E5
8.00MHz	PX800ECT-ND	1.57	13.42	105.13	850.00	PX800ETR-ND	639.00/M	596.00/M	EFO-N8004E5
				TYPE V SURFACE MOUNT-WITH BUILT IN CAPACITOR					
3.58MHZ	PX358NCT-ND	1.57	13.42	105.13	850.00	PX358NTR-ND	639.00/M	596.00/M	EFO-V3584E5
4.00MHz	PX400NCT-ND	1.57	13.42	105.13	850.00	PX400NTR-ND	639.00/M	596.00/M	EFO-V4004E5
4.19MHz	PX419NCT-ND	1.57	13.42	105.13	850.00	PX419NTR-ND	639.00/M	596.00/M	EFO-V4194E5
5.00MHz	PX500NCT-ND	1.57	13.42	105.13	850.00	PX500NTR-ND	639.00/M	596.00/M	EFO-V5004E5
6.00MHz	PX600NCT-ND	1.57	13.42	105.13	850.00	PX600NTR-ND	639.00/M	596.00/M	EFO-V6004E5
8.00MHz	PX800NCT-ND	1.57	13.42	105.13	850.00	PX800NTR-ND	639.00/M	596.00/M	EFO-V8004E5

Case Type: • Frequency drift: ± .3% -20°to 80°C. • Stable against solvent cleaning.



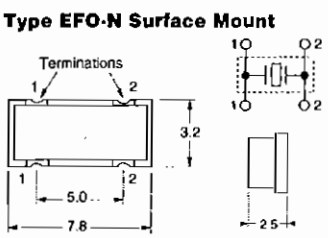
Dimensions	A	B	C
400 – 420KHz	.197	.413	.339
455 – 500KHz	.197	.374	.299
540 – 640KHz	.173	.355	.260
800KHz	.098	.276	.220

Built-In Capacitors Type: • Includes two capacitors, constructing Colpitts oscillation circuits. High accuracy and stable characteristics will be realized with the selected capacitors encased, small in size dua to the new design of construction.

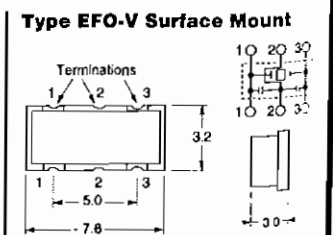


Type **EFO-N, EFO-V: Features:** • Constructad with ceramic package • High reliability against soldering heat and mechanical stress • Moisture-proof sealing • Stable against solvent cleaning • Designed for reflow soldering • Flat-bottom plate for better mountings • Type EFO-V contributes simplification of oscillation circuits and reduces the numbers of circuit parts **Applications:** • Clock generator for various microprocaesers • Carrier between telecommunication equipments (telephone to telephone, personal computar to printer etc.).

Type EFO-N Surface Mount



Type EFO-V Surface Mount

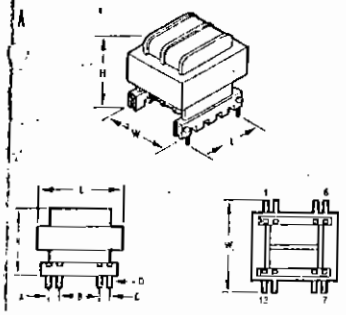


1-800-344-4539

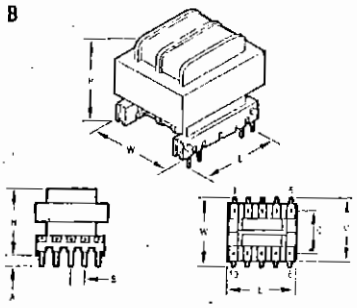
Easy To Remember: 1-800-DIGI-KEY

Common Mode Inductors

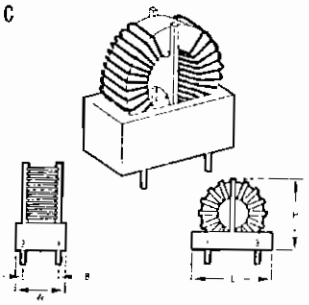
A



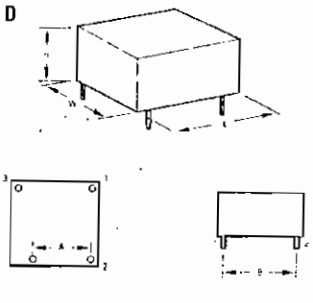
B



C



D



- ▶ HI-Pot Tested at 2,500 VRMS
- ▶ DC Resistance at 20°C ±10%
- ▶ Inductances are Minimum Measured at 10 Gauss
- ▶ Current Ratings for Approximately 40°C Temperature Rise

Highly dependable TRIAD common mode EMI suppression inductors manufactured by MagneTek are used in various types of power supplies to eliminate noise common to all lines. These units also provide effective differential mode filtering. Meeting VDE, IEC, UL, and CSA requirements, they minimize AC line transmitted interference often created by high frequency switching power supplies. Normally placed close to the input power source, these compact inductors are constructed with UL rated 130°C materials.

E-Core Inductors

Stock No.	Mfr.'s Type	Section	Figure	Inductance	Amps R.M.S.	DC Resistance	Leakage	Dimensions H	W	L	A	B	C	D	Wt. Lbs.	EACH 1-9
967-8600	CME375-1	A	A	4.40 mH	5.500	.049 Ohms	45.00 µH	1.160	1.260	1.500	.150	.600	.200	.036 Sq	.054	6.78
967-8602	CME375-2			6.90 mH	4.400	.077 Ohms	70.00 µH									6.78
967-8604	CME375-3			10.90 mH	3.500	.122 Ohms	125.00 µH									6.78
967-8606	CME375-4			17.80 mH	2.700	.196 Ohms	180.00 µH									6.78
967-8608	CME375-5			28.60 mH	2.200	.316 Ohms	300.00 µH									6.78
967-8610	CME375-6			43.60 mH	1.750	.489 Ohms	440.00 µH									6.78
967-8634	CME375-7			70.30 mH	1.380	.785 Ohms	720.00 µH									6.78
967-8636	CME375-8			111.60 mH	1.100	1.240 Ohms	1.10 mH									6.78
967-8638	CME375-9			176.10 mH	.087	1.980 Ohms	1.80 mH									6.78
967-8612	CME2425-1	B	B	2.10 mH	2.500	.050 Ohms	9.00 µH	1.075	1.050	1.050	.125	.200	.610	.800	.154	6.33
967-8614	CME2425-2			3.50 mH	2.000	.080 Ohms	14.00 µH									6.33
967-8616	CME2425-3			5.50 mH	1.600	.127 Ohms	25.00 µH									6.33
967-8618	CME2425-4			9.00 mH	1.280	.202 Ohms	36.00 µH									6.33
967-8620	CME2425-5			13.90 mH	1.000	.319 Ohms	60.00 µH									6.33
967-8622	CME2425-6			22.40 mH	0.800	.500 Ohms	90.00 µH									6.33
967-8624	CME2425-7			36.00 mH	0.630	.820 Ohms	144.00 µH									6.33
967-8626	CME2425-8			54.00 mH	0.500	1.260 Ohms	240.00 µH									6.33
967-8628	CME2425-9			86.90 mH	0.400	2.020 Ohms	360.00 µH									6.33

A CME375-KIT is available which includes each one of the components in section A. A CME2425-KIT is available which includes each one of the components in section B.

Encapsulated Toroidal Inductors

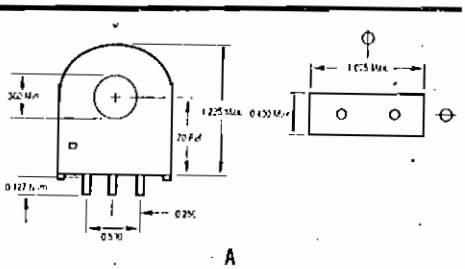
Stock No.	Mfr.'s Type	Section	Figure	Inductance	Amps R.M.S.	DC Resistance	Leakage	Dimensions H	W	L	A	B	Wt. Lbs.	EACH 1-9
967-8630	CMT908-V1	C	C	2.00 mH	7.50	.020 Ohms	25.0 µH	1.50	.800	1.56	.90	.60	.080	4.78
967-8632	CMT908-V2			4.00 mH	5.20	.040 Ohms	45.0 µH							4.78
967-8640	CMT908-V3			8.00 mH	3.20	.120 Ohms	90.0 µH							4.78
967-8642	CMT908-V4			16.00 mH	2.60	.160 Ohms	180.0 µH							4.78
967-8644	CMT908-H1	D	D	2.00 mH	7.50	.020 Ohms	25.0 µH	.44	1.500	1.50	1.08	1.28	.120	4.78
967-8646	CMT908-H2			4.00 mH	5.20	.040 Ohms	45.0 µH							4.78
967-8648	CMT908-H3			8.00 mH	3.20	.120 Ohms	90.0 µH							4.78
967-8650	CMT908-H4			16.00 mH	2.60	.160 Ohms	180.0 µH							4.78

A CMT908-KIT is available which includes one of each of the above listed components.

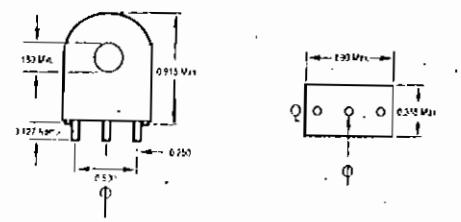
Current Sense Inductors

- ▶ Derate ET Product by 32% for 50 kHz, 52% for 100kHz and 50% for Unidirectional Operation
- ▶ Rated Primary Current Renders Approximately 40°C Temperature Rise
- ▶ CST-206 Models Have Maximum Recommended Terminating Resistance of 1 Ohm Per Turn

Designed for switching power supply applications, TRIAD current sense inductors from MagneTek are used to detect the current passing through a conductor. These inductors are very reliable and operate effectively over the frequency range of 20-200kHz. They are constructed of UL rated 130°C materials. Both models are available with a center tap option.



A



B

Stock No.	Mfr.'s Type	Section	Figure	Turns	REF 20 kHz ET Products	Min. Inductance	DCR Ohms	Pri. Amps	Wt. Lbs.	EACH 1-9
967-8652	CST206-1A	A	A	100	2.0 VmSec	14.0 mH	.400 Max.	110.0 RMS	.030	6.11
967-8654	CST206-1T			100 CT	2.0 VmSec	14.0 mH	.400 Max.	110.0 RMS		6.67
967-8656	CST206-2A			200	4.0 VmSec	56.0 mH	1.350 Max.	80.0 RMS		6.11
967-8658	CST206-2T			200 CT	4.0 VmSec	56.0 mH	1.350 Max.	80.0 RMS		6.67
967-8660	CST206-3A			300	6.0 VmSec	130.0 mH	12.000 Max.	70.0 RMS		6.11
967-8662	CST206-3T			300 CT	6.0 VmSec	130.0 mH	12.000 Max.	70.0 RMS		6.67
967-8664	CST306-1A	B	B	50	500.0 VmSec	3.5 mH	.330 Max.	25.0 RMS	.012	4.11
967-8666	CST306-1T			50 CT	500.0 VmSec	3.5 mH	.330 Max.	25.0 RMS		4.67
967-8668	CST306-2A			100	1.0 VmSec	14.0 mH	1.350 Max.	25.0 RMS		4.11
967-8670	CST306-2T			100 CT	1.0 VmSec	14.0 mH	1.350 Max.	25.0 RMS		4.67
967-8672	CST306-3A			200	2.0 VmSec	55.0 mH	2.750 Max.	35.0 RMS		4.11
967-8674	CST306-3T			200 CT	2.0 VmSec	55.0 mH	2.750 Max.	35.0 RMS		4.67

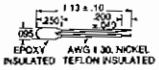
Keystone CARBON COMPANY

91908-ND	Keystone Carbon Thermistor Catalog	$4.98

Miniature Sensors

1°C Accuracy

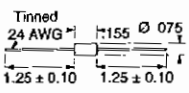
SPECIFICATIONS: • Temp. Accuracy ±1°C @ 25°C • Dissipation Constant: 1.4 mW/°C • Time Constant: 15 sec. • Oper. Range: -50°C to +150°C.



Ro @ 25°C	Temp. Coef. %/°C @ 25°C	Material	Digi-Key Part No.	Pricing 1	10	100	250
2K	-3.63	MS73	KC001T-ND	2.46	22.10	174.04	345.31
5K	-4.43	MS95	KC002T-ND	2.46	22.10	174.04	345.31
10K	-4.40	MS97	KC003T-ND	2.46	22.10	174.04	345.31
30K	-4.32	MS96	KC004T-ND	2.46	22.10	174.04	345.31
50K	-4.84	MS120	KC005T-ND	2.46	22.10	174.04	345.31
100K	-4.78	MS122	KC006T-ND	2.46	22.10	174.04	345.31

Glass Encapsulated Thermistors

SPECIFICATIONS: • Temp. Range: -50°C to 204°C • Dissipation Constant: 2.0mW/°C • Time Constant: 3 sec.



Keystone glass encapsulated NTC thermistors are tiny pellets of thermistor material hermetically sealed in glass bodies with a controlled amount of selected atmosphere. The hermetic seal makes these parts extremely stable in applications up to 204°C (400°F).

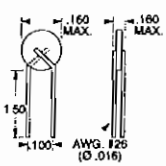
Ro @ 25°C	Temp. Coef. %/°C @ 25°C	Material	Digi-Key Part No.	Pricing 1	10	100	250
250	-3.34	GE55*	KC001G-ND	2.42	21.72	171.05	339.38
500	-3.34	GE55*	KC002G-ND	2.42	21.72	171.05	339.38
1K	-3.83	GE73	KC003G-ND	2.42	21.72	171.05	339.38
2K	-3.83	GE73	KC004G-ND	2.42	21.72	171.05	339.38
2786	-4.58	GE101	KC005G-ND	2.42	21.72	171.05	339.38
3K	-3.85	GE76	KC006G-ND	2.42	21.72	171.05	339.38
4K	-3.85	GE76	KC007G-ND	2.42	21.72	171.05	339.38
5K	-3.85	GE76	KC008G-ND	2.42	21.72	171.05	339.38
10K	-4.41	GE97A	KC009G-ND	2.42	21.72	171.05	339.38
20K	-4.34	GE98	KC010G-ND	2.42	21.72	171.05	339.38
30K	-4.34	GE98	KC011G-ND	2.42	21.72	171.05	339.38
50K	-4.32	GE97B	KC012G-ND	2.42	21.72	171.05	339.38
100K	-4.32	GE97B	KC013G-ND	2.42	21.72	171.05	339.38
200K	-4.71	GE123	KC014G-ND	2.42	21.72	171.05	339.38
500K	-4.99	GE138	KC015G-ND	2.42	21.72	171.05	339.38
1M	-5.07	GE145	KC016G-ND	2.42	21.72	171.05	339.38

* Maximum Operating Temperature: 150°C.

Precision Thermistors

± 0.2°C from 0°C to 75°C

SPECIFICATIONS: • Temp. Coef.: @ 25°C = -4.40%/°C • Dissipation Constant: 1.0 mW/°C • Time Constant: 10sec. • Max. Operating Temp.: 100°C.

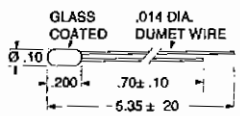


Keystone precision units are the designer's choice for low cost, close tolerance temperature measurement. These ultra stable thermistors are accurate to ± 0.2°C from 0°C to 75°C. They are widely used in OEM applications because they offer close-tolerance temperature measurement without requiring individual calibration. A protective coating is standard.

Ro @ 25°C	Digi-Key Part No.	Pricing 1	10	100	250
3K	KC001A-ND	10.46	94.00	740.25	1468.75
5K	KC002A-ND	10.46	94.00	740.25	1468.75
10K	KC003A-ND	10.46	94.00	740.25	1458.75

High Temperature Thermistors

Here are three types of high temperature thermistors that are ideal for temperature measurement and control applications to 550°C. The protective glass coating seals the thermistor from harsh environments, assuring maximum stability. Keystone provides these thermistors with long, sturdy Dumet wire leads that are designed to withstand rugged service without breaking. In certain applications, the glass bead can be exposed at the open end of the probe housing to maintain its fast response time.

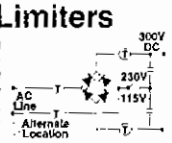


R @ 25°C	Max. Oper. Temp.	Digi-Key Part No.	Pricing 1	10	100	250
2260 OHMS ±5%	400°C	KC001H-ND	13.35	120.00	945.00	1875.00
8020 OHMS ±5%	450°C	KC002H-ND	13.35	120.00	945.00	1875.00
25.00K OHMS ±10%*	550°C	KC003H-ND	18.91	170.00	1338.75	2656.25

* Resistance at 300°C.

Inrush Current Limiters

Inrush Current Limiters protect against high peak inrush current, especially in AC/DC switching power supplies. All resistances ±25% @ 25°C. All parts insulated with a protective coating. Resistance under load is for reference only. Actual values may vary due to ambient temperature, air flow, or mounting conditions.



Digi-Key Part No.	No Load Res. @ 25°C (Ω)	Max.* Steady State Current (Amps)	Approx Res. @ I Max. (Ω)	Price 1	10	100	250	Dia.
KC001L-ND*	0.7	12.0	.03	2.35	21.10	166.16	329.69	0.770
KC002L-ND*	1.3	8.0	.04	2.17	19.50	153.56	304.69	0.550
KC003L-ND*	2.5	6.0	.06	2.35	21.10	166.16	329.69	0.770
KC004L-ND*	5.0	6.0	.11	2.35	21.10	166.16	329.69	0.770
KC005L-ND*	7.0	5.0	.16	2.35	21.10	166.16	329.69	0.770
KC006L-ND*	10.0	5.0	.18	2.35	21.10	166.16	329.69	0.770
KC007L-ND*	16.0	4.0	.27	2.35	21.10	166.16	329.69	0.770
KC008L-ND*	47.0	3.0	.49	2.35	21.10	166.16	329.69	0.770
KC009L-ND*	120.0	2.0	1.18	2.64	23.76	187.11	371.25	0.930
KC010L-ND*	0.5	16.0	.02	2.64	23.76	187.11	371.25	0.930
KC011L-ND*	10.0	3.2	.18	2.13	19.18	151.04	299.69	0.400
KC012L-ND	10.0	1.7	.34	2.13	19.18	151.04	299.69	0.400
KC013L-ND*	50.0	1.6	.76	2.13	19.18	151.04	299.69	0.450
KC014L-ND*	50.0	1.1	.89	2.13	19.18	151.04	299.69	0.450
KC015L-ND	5.0	4.7	.11	2.17	19.50	153.56	304.69	0.550
KC016L-ND	5.0	2.8	.20	2.17	19.50	153.56	304.69	0.550
KC017L-ND*	16.0	2.7	.33	2.17	19.50	153.56	304.69	0.550
KC018L-ND	16.0	1.7	.49	2.17	19.50	153.56	304.69	0.550
KC019L-ND*	25.0	2.4	.41	2.17	19.50	153.56	304.69	0.550
KC020L-ND	25.0	1.7	.49	2.17	19.50	153.56	304.69	0.550

* **KCINR-KIT-ND** 2 each of 15 values denoted (30 total pieces). Plastic Box and bin storage guide included. **$44.94**

• These values are suggested maximums based upon 25°C ambient, no air flow environment with the thermistor mounted 1/2" from circuit board.

PTC Resettable Fuses

• Telephone line fault protection. • Over-current protection for transformers. • Locked rotor protection for FHP motors. **Minimum Limit Current:** The minimum amount of current required by the PTC to guarantee switching at the minimum ambient temperatures. **Maximum Limit Current:** The maximum amount of current the PTC must be able to pass without switching at the maximum ambient temperature.

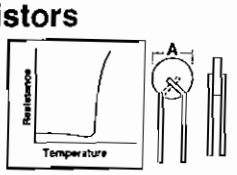
Digi-Key* Part No.	Oper. Volt.	No Ld. Res. @ 25°C	Dim. A	Pricing 1	10	100	250
KC001R-ND	12	1	.60	2.82	25.38	199.87	396.56
KC002R-ND		5	.45	2.61	23.42	184.43	365.94
KC003R-ND		10	.35	2.42	21.76	171.36	340.00
KC013R-ND		25	.35	2.42	21.76	171.36	340.00
KC005R-ND	50	5	.60	2.82	25.38	199.87	396.56
KC006R-ND		10	.45	2.61	23.42	184.43	365.94
KC007R-ND		.50	.60	2.89	26.02	204.91	406.56
KC012R-ND		50	.45	2.61	23.42	184.43	365.94
KC008R-ND		100	.42	2.74	24.64	194.04	385.00
KC009R-ND	120	10	.80	3.52	31.62	249.01	494.06
KC010R-ND		50	.50	2.93	26.34	207.43	411.56
KC011R-ND		100	.40	2.74	24.64	194.04	385.00

* **KCPTF-KIT-ND** 2 each of all values (22 total pieces). Plastic Box and bin storage guide included. **$44.94**

Digi-Key Part No.	Min. Switch Current 0°C	20°C	Max. No-Switch Current 30°C	55°C	Type Number
KC001R-ND	1.45	1.32	0.84	0.64	RL5305-1-110-12-PTF
KC002R-ND	0.55	0.50	0.32	0.24	RL4005-5-110-12-PTF
KC003R-ND	0.32	0.30	0.19	0.14	RL3005-10-110-12-PTF
KC013R-ND	0.20	0.19	0.12	0.09	RL3005-25-110-12-PTF
KC005R-ND	0.65	0.59	0.37	0.29	RL5506-5-110-50-PTF
KC006R-ND	0.39	0.35	0.22	0.17	RL4006-10-110-50-PTF
KC007R-ND	0.23	0.20	0.11	0.10	RL5310-50-110-50-PTF
KC012R-ND	0.19	0.17	0.11	0.08	RL4010-50-110-50-PTF
KC008R-ND	0.13	0.12	0.08	0.06	RL3810-100-110-50-PTF
KC009R-ND	0.55	0.50	0.32	0.24	RL7510-10-110-120-PTF
KC010R-ND	0.19	0.17	0.11	0.08	RL4510-50-110-120-PTF
KC011R-ND	0.13	0.12	0.07	0.06	RL3510-100-110-120-PTF

PTC Thermistors

PTC (Positive Temperature Coefficient) Thermistors are thermally sensitive resistors made of polycrystalline ceramic materials. They are characterized by an extremely large resistance change in a small temperature span. All PTC resistances ±30% at 25°C. Tolerance on transition temperature is ±7°C.



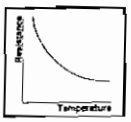
Digi-Key* Part No.	R @ 25°C (Ω)	Transition Temp.	D.C.†	Price 1	10	100	250	Dim. A
KC001P-ND	50	30°C	7.0	2.31	20.74	163.33	324.06	0.30
KC002P-ND	50	40°C	7.0	2.31	20.74	163.33	324.06	0.30
KC003P-ND	50	50°C	7.0	2.31	20.74	163.33	324.06	0.30
KC004P-ND	50	60°C	7.0	2.31	20.74	163.33	324.06	0.30
KC006P-ND	50	70°C	7.0	2.31	20.74	163.33	324.06	0.30
KC007P-ND	50	80°C	7.0	2.31	20.74	163.33	324.06	0.30
KC008P-ND	50	90°C	7.0	2.31	20.74	163.33	324.06	0.30
KC009P-ND	50	100°C	7.0	2.31	20.74	163.33	324.06	0.30
KC010P-ND	50	110°C	7.0	2.31	20.74	163.33	324.06	0.30
KC011P-ND	50	120°C	7.0	2.31	20.74	163.33	324.06	0.30
KC005P-ND	25	65°C	15.0	2.96	26.58	209.32	415.31	0.55

* **KCPTC-KIT-ND** 2 each of all values (22 total pieces). Plastic Box and bin storage guide included. **$39.96**

† D.C. - Dissipation Constant (MW/°C)

NTC Thermistors

NTC (Negative Temperature Coefficient) Thermistors decrease in resistance as temperature increases. Temperature coefficients range from -20%/°C to -5%/°C @ 25°C. Maximum operating temperature: 150°C. Tolerance: ±20% 100-50, ±10% 1K-100KΩ

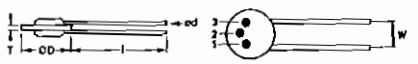


Digi-Key Part No.	R @ 25°C (Ω)	Res. Ratio ††	D.C.†	Price 1	10	100	250	Dim. A
KC001N-ND*	100	5.53	2.5	2.51	22.54	177.50	352.19	0.11
KC012N-ND*	50	5.53	6.5	1.99	17.88	140.81	279.38	0.22
KC011N-ND*	25	5.53	6.5	1.99	17.88	140.81	279.38	0.22
KC021N-ND*	10	5.53	7.0	2.03	18.23	143.96	285.63	0.32
KC024N-ND*	5	5.53	10.0	2.18	19.64	154.67	306.88	0.46
KC003N-ND*	1K	6.85	2.8	2.47	22.20	174.83	346.88	0.11
KC002N-ND	500	6.85	2.5	2.47	22.20	174.83	346.88	0.11
KC015N-ND*	300	6.85	6.5	1.95	17.54	138.13	274.06	0.22
KC014N-ND*	200	6.85	6.5	1.95	17.54	138.13	274.06	0.22
KC013N-ND	100	6.85	6.5	1.95	17.54	138.13	274.06	0.22
KC022N-ND	50	6.85	7.5	2.00	17.94	141.28	280.31	0.37
KC025N-ND*	10K	9.60	2.5	2.47	22.20	174.83	346.88	0.11
KC005N-ND*	5K	9.10	2.5	2.47	22.20	174.83	346.88	0.11
KC004N-ND*	3K	9.10	2.5	2.47	22.20	174.83	346.88	0.11
KC017N-ND*	2K	9.10	6.5	1.95	17.54	138.13	274.06	0.22
KC016N-ND	1K	9.10	6.5	1.95	17.54	138.13	274.06	0.22
KC023N-ND	300	9.10	9.0	2.15	19.30	151.99	301.56	0.43
KC007N-ND*	25K	11.41	2.8	2.62	23.56	185.54	368.13	0.11
KC018N-ND	10K	11.41	7.2	2.22	19.98	157.34	312.19	0.22
KC009N-ND*	100K	12.90	2.7	2.62	23.56	185.54	368.13	0.11
KC008N-ND	50K	12.90	2.5	2.62	23.56	185.54	368.13	0.11
KC019N-ND	25K	12.90	6.5	2.14	19.24	151.52	300.63	0.22
KC010N-ND*	200K	13.82	2.5	2.62	23.56	185.54	368.13	0.11
KC020N-ND	100K	13.82	6.5	2.14	19.24	151.52	300.63	0.22

* **KCNTC-KIT-ND** 2 each of 15 values denoted (30 total pieces). Plastic Box and bin storage guide included. **$39.96**

† D.C. — Dissipation Constant (MW/°C), †† Resistance Ratio — ratio of zero power resistance @ 0°C to zero power resistance @ 50°C; AWG.

Panasonic® NTC Thermistors



1&2: Significant digit
3: Multiplier
Uses standard resistance color codes.

FEATURES: • Resistance temperature coefficient is negative and extremely large. • Wide selection of temperature coefficient (constant B). • Excellent electrical and thermal stability. • Color coded to indicate resistance value @ 25°C
SPECIFICATIONS: Max. Watt Rtg. (W): PNT100-123 — 0.4; PNT124-138 — 0.6. Nom. Time Constant (sec.): PNT100-123 — 20; PNT124-138 — 27.
APPLICATION: • For measuring equipment: thermometer, wind gauge, liquid level gauge, temperature controller. • For temperature compensation: transistor circuit, measuring equipment. • For driving, delay setting in relay operation, inrush current surge protection, communication equipment, AGC, time lag

DIMENSIONS

F Type	ϕD	T	l	W	ϕd
PNT100 – PNT123 (D2)	5.0 ± 0.5	1.3 ± 0.5	30 min.	2.5 ± 1	0.4
PNT124 – PNT138 (D3)	7.5 ± 0.5	1.4 ± 0.5	30 min.	5 ± 1	0.5

Pricing:	1	10	100	1,000
PNT100-123	.74	6.32	42.11	263.00
PNT124-138	1.54	13.24	88.26	552.00

Digi-Key Part No.	Res. at 25°C (Ω)	Temp. Coef. (25°C) %/°C	Res. Ratio R_{25}/R_{50}	Panasonic Part No.
PNT100-ND	20	-3.4	2.18	ERT-D2FEL200S
PNT101-ND	40	-3.9	2.48	ERT-D2FFL400S
PNT102-ND	75	-4.2	2.62	ERT-D2FGL750S
PNT104-ND	100	-3.9	2.48	ERT-D2FFL101S
PNT105-ND	100	-4.2	2.62	ERT-D2FGL101S
PNT106-ND	170	-4.2	2.62	ERT-D2FGL171S
PNT107-ND	250	-3.9	2.48	ERT-D2FFL251S
PNT108-ND	250	-4.2	2.62	ERT-D2FGL251S
PNT109-ND	300	-4.2	2.62	ERT-D2FGL301S
PNT110-ND	350	-3.9	2.48	ERT-D2FFL351S
PNT111-ND	600	-4.5	2.83	ERT-D2FGL601S
PNT112-ND	800	-4.4	2.76	ERT-D2FGL801S
PNT113-ND	1,000	-4.1	2.55	ERT-D2FGL102S
PNT114-ND	1,400	-4.4	2.76	ERT-D2FGL142S
PNT115-ND	2,000	-4.5	2.83	ERT-D2FGL202S
PNT116-ND	3,300	-4.5	2.83	ERT-D2FGL332S
PNT117-ND	4,600	-4.6	2.90	ERT-D2FHL462S
PNT118-ND	8,000	-4.6	2.90	ERT-D2FHL802S
PNT119-ND	10,000	-4.6	2.90	ERT-D2FHL103S
PNT120-ND	15,000	-4.7	2.98	ERT-D2FHL153S
PNT121-ND	33,000	-5.1	3.22	ERT-D2FHL333S
PNT122-ND	50,000	-5.1	3.48	ERT-D2FHL503S
PNT123-ND	150,000	-5.4	3.48	ERT-D2FIL154S
PNT124-ND	8	-3.4	2.18	ERT-D3FEL8R0S
PNT125-ND	13	-3.6	2.30	ERT-D3FFL130S
PNT126-ND	16	-3.6	2.30	ERT-D3FFL160S
PNT127-ND	20	-3.6	2.30	ERT-D3FFL200S
PNT128-ND	30	-3.7	2.30	ERT-D3FFL300S
PNT130-ND	40	-3.2	2.30	ERT-D3FFL400S
PNT131-ND	75	-4.2	2.62	ERT-D3FGL750S
PNT132-ND	80	-4.2	2.62	ERT-D3FGL800S
PNT134-ND	130	-4.5	2.62	ERT-D3FGL131S
PNT135-ND	500	-4.6	2.83	ERT-D3FGL501S
PNT136-ND	4,000	-4.6	2.90	ERT-D3FHL402S
PNT137-ND	20,000	-5.1	3.22	ERT-D3FHL203S
PNT138-ND	80,000	-5.6	3.70	ERT-D3FIL803S

1-800-344-4539
Easy To Remember: 1-800-DIGI-KEY

Diodes and Rectifiers (General Purpose) (cont'd)

ECG Type	Description		Peak Reverse Voltage PRV Max V	Average Rectified Forward Current I_O Max	Forward Current Repetitive Peak I_{FRM} Max	Reverse Recovery Time trr	Forward Voltage Drop Max V_F	AFC	Fast Sw	Gen Purp	Fast Recovery	Fig. No.
ECG584	Detector, Mixer, (Schottky) Hot Carrier Modulator	Si	20	35 mA	—	1 ps	.41 V at 1 mA	●	●	●	●	Z4
ECG585	Schottky Barrier Rect	Si	40	1 A	25 A	—	.6 V at 1 A		●		●	Z3
ECG586	Schottky Barrier Rect	Si	40	3 A	80 A	—	.525 V at 3 A		●		●	Z6A
ECG587	Sw, Ultra Fast Recovery	Si	200	1 A	30 A	35 ns	.95 V at 3 A		●	●	●	Z3
ECG588	Sw, Ultra Fast Recovery	Si	200	3 A	125 A	35 ns	.95 V at 3 A		●	●	●	Z6A
ECG589	Gen Purp, Fast Recovery	Si	400	6 A	300 A	150 ns	1.3 V at 6 A		●	●	●	Z71
ECG590	Common Cathode Dual Diode, Hi Speed Sw	Si	75	200 mA, 100 mA /Leg	300 mA	4 ns	1.2 V at 100 mA		●			Z67
ECG591	Common Cathode Dual Diode, Hi Speed Sw	Si	75	200 mA, 100 mA /Leg	300 mA	4 ns	1.2 V at 100 mA		●			Z67

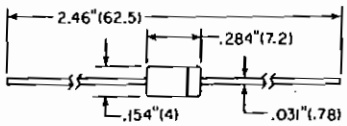
Diodes (Surface Mount)

ECG Type	Description		Peak Reverse Voltage PRV Max V	Average Rectified Forward Current I_O Max	Forward Current Repetitive Peak I_{FRM} Max	Reverse Recovery Time trr	Forward Voltage Drop Max V_F	AFC	Fast Sw	Gen Purp	Fast Recovery	Fig. No.
ECG592	Gen Purp, Sw	Si	200	200 mA	625 mA	50 ns	1 V at 200 mA		●	●		Z69
ECG593	Hi Speed Sw, Det	Si	75	250 mA	250 mA	6 ns	1 V at 250 mA		●		●	Z69
ECG594	Band Sw, $r_D = .7\ \Omega$ at 200 MHz	Si	35	100 mA	---	---	1.2 V at 100 mA					Z69
ECG595	Common Cathode Dual Diode, Hi Speed Sw, Gen Purp	Si	70	500 mA 250 mA /Leg	250 mA	6 ns	1 V at 250 mA	●	●	●	●	Z69
ECG596	Common Anode Dual Diode, Hi Speed Sw, Gen Purp	Si	70	500 mA 250 mA /Leg	250 mA	6 ns	1 V at 250 mA	●	●	●	●	Z69

Controlled Avalanche Diode

ECG Type	V_{RM} V Max	I_{ZSM} A Max	V_Z $I_Z = 1$ mA V Max	I_R µA Max
ECG570	130	1 (Pulse)	135 - 150	10

Fig. Z6B



Color Band Denotes Cathode

Diodes and Rectifiers (General Purpose)

ECG Type	Description		Peak Reverse Voltage PRV Max V	Average Rectified Forward Current I_o Max	Forward Current Repetitive Peak I_{FRM} Max	Reverse Recovery Time trr	Forward Voltage Drop Max V_F	AFC	Fast Sw	Gen Purp	Fast Recovery	Fig. No.
ECG109	Gen Purp	Ge	100	200 mA	—	—	—			●		Z2
ECG110A	Gen Purp	Ge	40	50 mA	150 mA	—	—			●		Z2
ECG110MP	Matched Diode Pair	Ge	30	15 mA at 60°C	—	—	—	●		●		Z2
ECG112	UHF Mixer (Schottky)	Si	5	25 mA	—	—	.5 at 60 mA					Z4
ECG113A	Common Cathode Dual Diode, CenterTap TV Horiz	Si	100	1.5 A	—	—	0.95 V at 1 A	●		●		Z15
ECG114	Series Dual Diodes, TV Horiz	Se	20	min 1.1 mA	—	—	—	●		●		Z12
ECG115	Common Anode, Dual Diode, TV Horiz AFC	Se	20	min 1.1 mA	—	—	—	●		●		Z12
ECG116	Gen Purp Rect	Si	600	1 A	—	—	0.8 V at 1 A			●		Z3
ECG120	Color TV Convg Rect	Se	18	65 mA	—	—	—			●		Z17
ECG125	Gen Purp Rect	Si	1000	2.5 A at 25°C Lead Temp	—	—	0.8 V at 1 A			●		Z3
ECG156	Gen Purp Rect	Si	1000	3 A	—	—	1.1 V at 1.5 A			●		Z6
ECG177	Fast Sw, Det, etc.	Si	200	160 mA	250 mA	50 ns	1.0 V at 100 mA		●			Z4
ECG178MP	Matched Diode Pair, AFC, AFT, etc	Si	50	75 mA	100 mA	—	1.0 V at 5 mA	●				Z5
ECG506	Sw, Fast Recovery, Bst Daer, Blanking	Si	1400	2 A	3.5 A	500 ns	1.0 V at 1 A		●		●	Z6
ECG507	Gen Purp Rect, Gating, Centering	Si	50	250 mA	—	3 µs	1.0 V at 1 A			●		Z6
ECG515	Sw, Fast Recovery, SCR Defl Cla	Si	800	3 A	9 A	1.3 µs	1.3 V at 4 A		●		●	Z8
ECG519	Fast Sw Diod-	Si	100 (BRV)	200 mA	450 mA	4 ns	1.0 V at 10 mA		●			Z4
ECG525	Sw, Fast Recovery, Daer	Si	2000	1 A	—	500 ns (Fwd Rec)	2 V at 2 A		●		●	Z6A
ECG552	Gen Purp Rect, Fast Recovery	Si	600	1 A	—	200 ns	1.5 V at 250 mA		●	●	●	Z3
ECG558	Gen Purp Rect, Fast Recovery, HV	Si	1500	1 A	—	250 ns	1.2 V at 1 A		●	●	●	Z3
ECG569	Fast Sw, Soft Recovery	Si	600	3 A	100 A	200 ns	1.1 V at 3 A		●	●	●	Z6A
ECG571	Fast Sw, Soft Recovery	Si	1000	3 A	—	100 ns	1.5 V at 3A		●	●	●	Z1B
ECG572	Gen Purp, Fast Recovery	Si	1000	6 A	300 A	500 ns	1.3 V at 6 A		●	●	●	Z71
ECG573	Schottky, Barrier Rectifier	Si	60	5 A	150 A	—	0.7 V at 5 A		●		●	Z6A
ECG574	Sw, Ultra Fast Rec.	Si	400	1 A	30 A	35 ns	1.3 V at 1 A		●	●	●	Z3
ECG575	Sw, Ultra Fast Rec.	Si	1000	1 A	30 A	70 ns	1.7 V at 1 A		●	●	●	Z3
ECG576	Sw, Ultra Fast Rec.	Si	400	5 A	150 A	35 ns	1.25 V at 5 A		●	●	●	Z6A
ECG577	Sw, Fast Recovery, HV	Si	1000	5 A	200 A	70 ns	1.7 V at 5 A		●	●	●	Z6A
ECG578	Schottky, Barrier Rect	Si	90	1 A	50 A	—	.8 V at 1 A		●			Z3
ECG579	Schottky, Barrier Rect	Si	90	3 A	150 A	—	.8 V at 3 A		●			Z6A
ECG580	Gen Purp Rect, Fast Recovery	Si	600	3 A	Single Surge 100 A	250 ns	1.3 V at 3 A		●	●	●	Z1A
ECG581	Gen Purp Rect, Fast Recovery	Si	400	8 A	Single Surge 150 A	200 ns	1.2 V at 3 A		●	●	●	Z41A
ECG582	TV Damper	Si	6000	300 mA	Single Surge 100 A	300 ns	8.0 V at 100 mA				●	Z17A
ECG583	Detector, Mixer, (Schottky) Hot Carrier Modulator	Si	70	15 mA	—	1 ps	.41 V at 1 mA	●	●	●	●	Z4