



UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERIA
Facultad de Electrotecnia Y Computación
Departamento de Electrónica

**Tesis Monográfica para optar al Título de
Ingeniero Electrónico**

**Título: FASE A "Diseñar y construir fuentes conmutadas de
DC para alimentar inversor multinivel (FASE B)".**

Autores:

- **Juan José Cruz.**
- **Samantha Navarro.**
- **Renzo Leyton Calderón.**

Tutor:

Ing. Manuel Arcia.

MANAGUA, NICARAGUA DICIEMBRE 2013

AGRADECIMIENTOS.....	I
DEDICATORIA.....	II
RESUMEN.....	III
I. INTRODUCCION.....	1
II. OBJETIVOS.....	2
III. MARCO TEÓRICO.....	3
1. INTRODUCCIÓN.....	3
2. REGULADORES CONMUTADOS.....	3
3. TOPOLOGÍAS DE REGULADORES CONMUTADOS.....	4
3.1. <i>Reguladores No Aislados</i>	4
3.1.1. Regulador elevador (Boost).....	4
3.1.2. Regulador reductor (Buck).....	5
3.2. <i>Topologías aisladas</i>	5
3.2.1. Regulador en modo de retroceso (Flyback).....	6
3.2.2. Regulador directo (Forward).....	7
3.2.3. Regulador en contra-fase (Push-Pull).....	8
3.2.4. Regulador medio puente (Half-Bridge).....	8
3.2.5. Puente completo (Full-Bridge).....	9
4. OPERACIÓN DEL REGULADOR PUSH-PULL.....	10
4.1. <i>Duración máxima del tiempo de encendido en el regulador Push-Pull</i>	12
5. ETAPA DE POTENCIA DE UN CONVERTIDOR CONMUTADO.....	13
5.1. <i>Magnetismo</i>	13
5.2. <i>Lazo de histéresis</i>	14
5.3. <i>Aplicaciones de los elementos magnéticos en las fuentes conmutadas en relación a la curva B-H</i>	16
5.4. <i>Transformador de alta frecuencia</i>	17
5.4.1. Pérdidas en el núcleo.....	18
5.4.2. Selección de la variación de flujo máximo.....	19
5.4.3. Cálculo del tamaño del núcleo en términos del área producto.....	19
5.4.4. Cálculo del número de vueltas en los bobinados del transformador.....	20
5.4.5. Calibre del alambre conductor para los bobinados.....	21
5.4.5.1. Corrientes rms y pico en el primario.....	21
5.4.5.2. Corrientes rms en el secundario.....	23
5.4.5.3. Profundidad de penetración.....	24
5.4.5.4. Efecto pelicular.....	25
5.4.5.5. Efecto proximidad.....	27
5.5. <i>Filtro de salida</i>	28
5.5.1. <i>Funcionamiento de un inductor (choke)</i>	29
5.5.2. <i>Selección del núcleo del choke</i>	29
5.5.3. Cálculos del valor de la inductancia del choke del filtro de salida.....	31
5.5.3.1. Cálculos del número de vueltas del choke.....	32
5.5.4. Capacitor del filtro de salida.....	32
5.5.4.1. Cálculos del capacitor del filtro.....	33
6. COMPENSACIÓN Y LAZO DE CONTROL.....	33

6.1.	<i>El diagrama de Bode.</i>	33
6.2.	<i>Circuitos elementales que son usualmente encontrados en fuentes de alimentación.</i>	34
6.3.	<i>Realimentación y lazo de control de la fuente.</i>	37
6.4.	<i>Modelo De Lazo Cerrado.</i>	37
6.5.	<i>Criterios de estabilidad.</i>	38
6.6.	<i>Transferencia de la planta (control-to-output).</i>	39
6.7.	<i>Ganancia de continua.</i>	39
6.8.	<i>Filtro de salida.</i>	39
6.9.	<i>Referencias de tensión.</i>	41
6.10.	<i>Técnicas de compensación.</i>	41
6.10.1.	<i>Polo único.</i>	41
6.10.2.	<i>Dos polos y un cero.</i>	42
6.10.3.	<i>Dos Polos- Dos Ceros.</i>	42
7.	MOSFETS.	45
7.1.	<i>Circuitos de disparo.</i>	48
7.1.1.	<i>Doble seguidor de emisor (Tótem Pole).</i>	49
8.	CIRCUITO AMORTIGUADOR (SNUBBER).	49
8.1.	<i>Amortiguador DRC.</i>	51
9.	ENFRIAMIENTO Y DISIPADORES DE CALOR.	54
10.	PROTECCIONES CONTRA SOBRE CORRIENTE.	55
IV.	MATERIALES Y MÉTODO.	56
1.	REQUERIMIENTOS DE INVERSOR.	56
2.	SELECCIÓN DE LA TOPOLOGÍA A IMPLEMENTAR.	57
3.	DISEÑO DE LA FUENTES DE ALIMENTACIÓN.	58
4.	ESPECIFICACIONES DE DISEÑO.	58
5.	DISEÑO DE LA ETAPA DE POTENCIA DE LAS FUENTES.	60
5.1.	<i>Diseño de los transformadores de alta frecuencia.</i>	60
5.1.1.	<i>Selección del núcleo.</i>	60
5.1.2.	<i>Calculo de número de vueltas en los bobinados del transformador.</i>	62
5.1.3.	<i>Selección de los conductores para los bobinados.</i>	65
5.1.4.	<i>Construcción del transformador.</i>	68
5.1.5.	<i>Acabado del transformador.</i>	69
5.2.	<i>Diseño del Filtro de salida.</i>	70
5.2.1.	<i>Inductor Choke.</i>	70
5.2.1.1.	<i>Calculo de la inductancia.</i>	70
5.2.1.2.	<i>Cálculos del número de vueltas del choke.</i>	71
5.2.2.	<i>Cálculos del capacitor de salida.</i>	75
5.3.	<i>Selección de los transistores de potencia.</i>	78
5.3.1.	<i>Mosfets de potencia.</i>	78
5.3.2.	<i>Diodos del Rectificador.</i>	79
5.4.	<i>Protecciones.</i>	80
5.4.1.	<i>Protección con fusible.</i>	80
5.4.2.	<i>Protección de los semiconductores (snubbers).</i>	80
6.	ETAPA DE CONTROL.	81
6.1.	<i>Control PWM.</i>	81
6.1.1.	<i>Calculo de la frecuencia del oscilador.</i>	82
6.1.2.	<i>Elección de tiempo muerto.</i>	84

6.2.3.	Arranque suave (soft-start).....	87
6.2.4.	Tótem pole.....	88
6.2.5.	Retroalimentación de voltaje.....	91
6.2.6.	Lazo de sobre voltaje.....	97
6.2.7.	Etapa de encendido de la fuente de poder.....	102
6.3.	<i>Cálculos de la compensación.....</i>	<i>104</i>
7.	DISEÑO DE PCB Y ENSAMBLAJE.....	112
8.	PRESENTACIÓN DE RESULTADOS.....	114
V.	CONCLUSIONES.....	114
VI.	RECOMENDACIONES.....	115
VII.	BIBLIOGRAFÍA.....	116
VIII.	ANEXOS.....	118
1.	HOJAS DE DATOS.....	118
2.	FOTOS.....	120
3.	DIAGRAMAS DE LAS TARJETAS DE CONTROL.....	123
4.	DIAGRAMA DE LA FUENTE AUXILIAR.....	126
5.	DIAGRAMA DE LA TARJETA DE POTENCIA.....	127
6.	LISTA DE COMPONENTES DE LAS TARJETAS DE CONTROL DE LAS FUENTES.....	1

Agradecimientos

Agradecemos primeramente a DIOS por habernos permitido llegar a este punto de nuestras vidas y habernos dado las fuerzas, la salud y vida necesaria para seguir adelante en las adversidades que se presentaron para lograr los objetivos de este proyecto.

A nuestros padres y madres por apoyarnos incondicionalmente, por sus consejos, preocupaciones, oraciones valores para ser personas de bien. Teniendo la fe y constancia en ayudarnos sin desmayar. No dejando a un lado a nuestros hermanos que apoyaron de alguna u otra forma.

A nuestro hermano y estimado amigo Leonardo Aguirre por su hospitalidad y servicio, también agradecemos su apoyo indirecto en la realización de este proyecto.

Se agradece a nuestro tutor el apoyo para la culminación de nuestros estudios como profesionales transmitiendo el conocimiento necesario para la realización de este proyecto.

Finalmente agradezco a mis colegas de trabajo por apoyarnos los unos a los otros en las dificultades que tuvimos que pasar como grupo, soportándonos para no abandonar el objetivo propuesto, de igual forma se le agradece a todas las personas que influyeron positiva y negativamente en la culminación de este proyecto.

Dedicatoria.

Dedicamos primeramente esta monografía a nuestro DIOS el altísimo que nos permitió realizar este trabajo. Dedicamos esta monografía a todas las personas que nos aman, como son nuestros padres, madres, hermanos y amigos.

Resumen

El presente proyecto consiste en el diseño e implementación de fuentes conmutadas para alimentar cada uno de los puentes H de un inversor multinivel y de una fuente auxiliar para alimentar la circuitería de control de este.

Los valores del voltaje de salida de las fuentes de potencia son 68, 51, 34 y 17 voltios y deben ser capaces de suministrar hasta 5 amperios a la salida, según los requerimientos del inversor estas deben de ser estables, eficientes, compactas y responder rápidamente ante cargas dinámicas.

La topología de fuentes conmutadas a implementar es la topología Push Pull, dicha topología es más fácil de controlar y utiliza menos circuiterías con respecto a otras topologías de fuentes conmutadas, además que es bastante popular en el rango de potencia con el que se desea trabajar.

Los componentes magnéticos de las fuentes son diseñados y construidos artesanalmente, también se implementan protecciones de sobre voltaje y corriente.

I. INTRODUCCION.

Como forma de culminación de estudios para optar al título de Ing. Electrónico se decidió llevar a cabo el proyecto de un inversor multinivel alimentado por fuentes conmutadas, con la realización de este se demuestran los conocimientos adquiridos en las diferentes asignaturas a lo largo de los estudios universitarios.

Este proyecto resulta innovador porque dicho tipo de tecnología de inversor (multinivel) no ha sido implementada en otros proyectos dentro de la universidad, solo inversores de tipo seno modificado, a nivel nacional tampoco se encontró evidencia que se esté desarrollando este tipo de dispositivos.

Se consultó información acerca de inversores multinivel, su funcionamiento, características y de qué manera evaluar su rendimiento. Debido a su complejidad se decidió dividir el proyecto en dos fases: fase A de potencia y fase B el control del inversor.

Este proyecto aborda la fase A, dando respuesta al problema de cómo suministrar los diferentes niveles de potencia que el inversor requiere durante su funcionamiento. De la información recopilada de internet y otras bibliografías, se encontraron inversores que generan una señal sinusoidal, alimentados con fuentes lineales demasiado voluminosas e ineficientes.

Para satisfacer los requerimientos del inversor fueron implementados convertidores conmutados cuyas características, en cuanto a rendimiento y tamaño, son superiores a las de los convertidores lineales. Se determinó que la topología de convertidores conmutados idónea para suministrar potencia al inversor es la topología Push-Pull debido a que utiliza menos componentes y puede trabajar con voltajes de alimentación bajos.

Se construyeron cuatro convertidores conmutados de 68, 51, 34 y 17 voltios respectivamente a partir de una batería de 12 voltios, para suministrar a la carga hasta 5 amperios. Las salidas de estos convertidores deben estar aislados entre si y del primario de cada uno de ellos, deben ser estables, compactos y con un tiempo de respuesta reducido ante cargas dinámicas.

Un último convertidor es el llamado auxiliar, este no es de potencia, sirve para alimentar la circuitería de control del inversor y debe contar con cinco salidas aisladas entre sí. Los componentes magnéticos de los convertidores fueron diseñados y construidos manualmente, además todos los convertidores deberán contar con protecciones de sobrevoltaje y corriente para proteger a la carga y al inversor mismo.

La estrategia de diseño seleccionada fue la de dividir las fuentes en las etapas de control y potencia y estas a la vez en bloques funcionales, así en este documento se incluyó un marco teórico donde se describen los conceptos más importantes así como la teoría de funcionamiento de cada uno de estos bloques funcionales. En la sección de materiales y método se describe el diseño de las fuentes, empezando por definir los parámetros de diseño y realizar los cálculos pertinentes en cada bloque según la teoría, se detalla el montaje de los diferentes circuitos y la construcción de los transformadores e inductores.

II. OBJETIVOS.

Objetivo general:

- Diseñar fuentes conmutadas completamente aisladas, de uso específico en el inversor multinivel de la fase B y suministrar una potencia de salida de hasta 600 watts.

Objetivos específicos:

- Diseñar fuentes conmutadas independientes de 17vdc, 34vdc, 51vdc, 68vdc de 5 A cada una, con un rango permitido de variación del 20 % en el voltaje de salida.
- Diseñar fuente conmutada auxiliar con cinco salidas aisladas de 15 voltios estables para alimentar circuitos de control en la Fase B.
- Diseñar y construir transformadores de alta frecuencia (>40 kHz) para las fuentes conmutadas.
- Implementar protección de sobre voltaje y corriente para la fase B.

III. Marco teórico.

1. Introducción.

Una fuente de poder es uno de los sistemas más importantes de cualquier circuito eléctrico o equipo electrónico, genera la potencia que requieren todos los circuitos electrónicos de un equipo industrial o de uso doméstico.

Inicialmente las fuentes de poder eran reguladores de tensión lineales de gran tamaño y de baja eficiencia, las fuentes de poder conmutadas ganaron popularidad a inicios de los 70s, con la introducción del transistor de potencia bipolar, pero la teoría básica de estas, se conoció desde los años 30s, muchos cambios han ocurrido para lograr que las fuentes conmutadas logren satisfacer las necesidades de diversas aplicaciones.

En este tipo de regulador, la transferencia de energía desde la entrada a la salida no se realiza en forma continua, sino en forma de paquetes de energía mediante la inclusión de componentes reactivos que actúan como acumuladores de energía.

El advenimiento de los transistores de efecto de campo de óxido de metal (MOSFETs) de potencia con altas capacidades de conmutación, junto con la disponibilidad de diodos de alta velocidad y materiales magnéticos superiores, han impulsado la adopción de este tipo de circuitos convertidores como base para el diseño de todo tipo de fuentes de alimentación.

2. Reguladores conmutados.

Un regulador conmutado utiliza transistores de conmutación de alta velocidad para convertir el voltaje de entrada de DC en una forma de onda cuadrada de alta frecuencia, dichas frecuencias de conmutación varían desde 20 KHz hasta 20 Mhz.

En estos circuitos se utiliza modulación por ancho de pulso (PWM) para controlar el tiempo de encendido del transistor de conmutación, un circuito PWM típicamente incluye una fuente de voltaje de referencia, un amplificador de error, y un integrado modulador de ancho de pulso (Fig. III.2. 1).

Al variar el tiempo de encendido del transistor¹, el circuito PWM controla el voltaje de DC promedio que es entregado a la salida del convertidor que es monitoreada a través del divisor de voltaje R_1 y R_2 , el voltaje V_S , se compara con un voltaje de referencia V_{REF} .

Cualquier diferencia en estos dos voltajes produce una salida en el amplificador de error, este nivel de error es alimentado al IC PWM a través de una barrera aislante (típicamente un opto-aislador), esta barrera aislante asegura la integridad del aislamiento galvánico entre la entrada y la salida del convertidor (Keith Billings, 2011).

Dentro del PWM, el voltaje de error amplificado V_E provee una entrada a un comparador de voltaje, la otra entrada es una señal con forma de diente de sierra. Esta forma de onda tiene un periodo T que es igual al recíproco de la frecuencia de conmutación del convertidor.

¹ Ver:4.1 Duración máxima del tiempo de encendido en el regulador Push-Pull. En la página 14

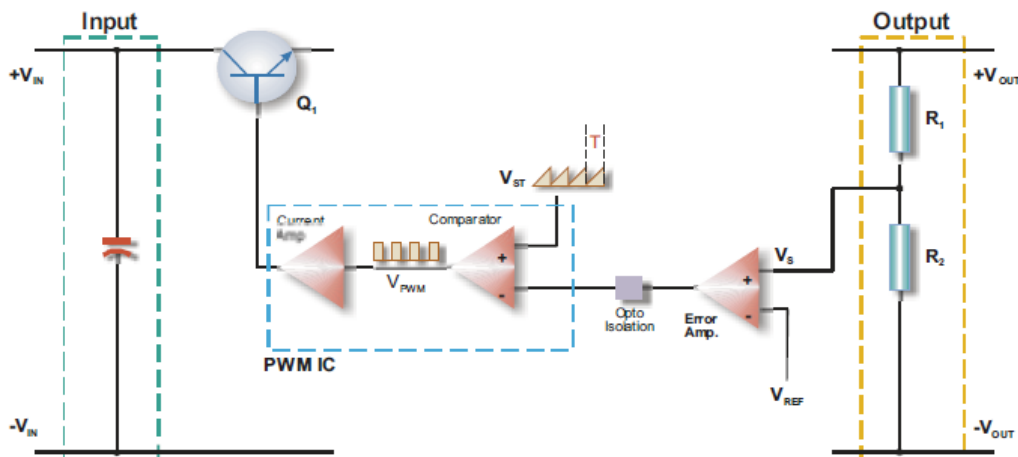


Fig. III.2. 1 Regulador Conmutado.

$$T = \frac{1}{f}$$

Ecu. III 2. 1

Donde f es la frecuencia de conmutación.

El comparador entregara una forma de onda rectangular V_{PWM} que es proporcional al nivel de voltaje de salida del amplificador de error, la forma de onda rectangular es amplificada y aplicada a la base del transistor de conmutación Q_1 , esta señal controla el tiempo de encendido “On Time” del conmutador, el tiempo de encendido del conmutador ajustara la entrada del amplificador de error V_S a un nivel igual a la referencia de voltaje V_{REF} . El filtro de la sección de salida minimiza el rizado de voltaje causado por la acción de conmutación del circuito.

3. Topologías de reguladores conmutados.

3.1.Reguladores No Aislados.

La mayoría de las topologías actualmente utilizadas en los reguladores se derivan de las versiones no aisladas Buck, Boost y Buck Boost. Estas son las configuraciones más simples posibles, y tienen la menor cantidad de componentes para generar su única salida (Forrester).

3.1.1. Regulador elevador (Boost).

Un regulador Boost (Fig. III.3. 1) toma un voltaje de entrada sin regular y produce una salida de voltaje regulada de un nivel mayor. Los reguladores Boost no son típicos en el diseño de convertidores DC/DC, pero los circuitos derivados de este, como el convertidor Flyback son bastante populares.

Cuando el transistor Q_1 está en estado “on”, el rectificador de salida D_1 es polarizado en inversa, durante este periodo se almacena energía en el inductor L y la corriente de carga es suministrada por el capacitor C_0 .

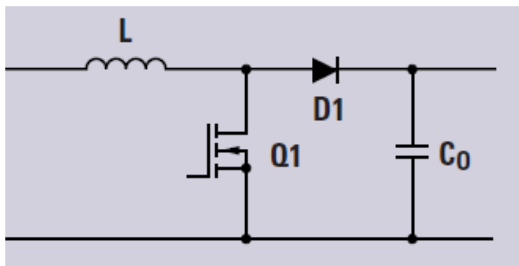


Fig. III.3. 1 Regulador Boost.

Cuando Q_1 esta apagado, la energía en L comienza a colapsar, invirtiéndose la polaridad de voltaje de este, esto polariza en directo al rectificador de salida permitiendo que la corriente fluya a través de D_1 hasta la carga. Este flujo de corriente también cargara a C_1 hasta un valor mayor que el nivel de entrada.

3.1.2. Regulador reductor (Buck).

Un regulador Buck (Fig. III.3. 2) toma un voltaje de entrada sin regular y produce un voltaje de salida regulado de un nivel menor. La familia de convertidores forward que incluyen el Push-Pull y los tipos de puente, se basan en el convertidor Buck.

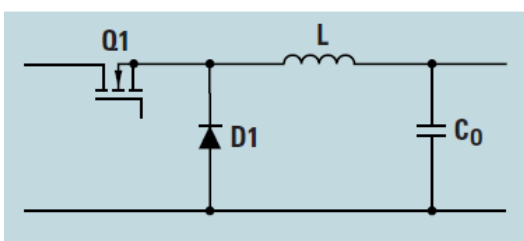


Fig. III.3. 2 Regulador Buck.

Cuando el transistor en serie Q_1 esta encendido, el diodo de libre circulación D_1 (free-wheeling diode) esta polarizado en reversa, durante este periodo la corriente es suministrada a la carga a través del inductor de salida L .

Cuando Q_1 esta apagado, la energía en L comienza a colapsar, esto polariza en directa a D_1 , permitiendo que la corriente fluya hacia el capacitor C_0 . Así, L suministra energía a la carga durante todo el periodo de conmutación.

3.2. Topologías aisladas.

Para muchas aplicaciones el nivel de rendimiento alcanzado con reguladores Buck o Boost sencillos no es suficiente, sólo son capaces de producir una sola salida cuyo valor está limitado por la tensión de entrada y el ciclo de trabajo, la adición de un transformador elimina estas limitaciones y proporciona un convertidor con las siguientes ventajas:

- Aislamiento entre la entrada y la salida.
- La relación de vueltas del transformador puede ser seleccionada para proporcionar salidas muy diferentes a la entrada, las versiones no aisladas están limitadas a un rango de aproximadamente 5 veces el voltaje de entrada.

-Múltiples salidas son muy fáciles de obtener simplemente añadiendo más bobinas secundarias al transformador.

En una configuración con múltiples salidas, el lazo de retroalimentación² se conecta solo a la salida principal, las demás salidas son llamadas auxiliares o esclavas, lo que resulta en menor regulación para estas pero el nivel de rendimiento es aceptable para la mayoría de las aplicaciones (Brown M. , 2007). Hay algunos inconvenientes con los transformadores, como añadir tamaño, peso y pérdidas adicionales, la generación de picos de voltaje debido a las inductancias de fuga³ puede ser también un problema.

Los convertidores aislados a cubrir se dividen en dos categorías principales, llamadas convertidores simétricos y asimétricos⁴, dependiendo de cómo el transformador funcione.

3.2.1. Regulador en modo de retroceso (Flyback).

El más simple de los reguladores aislados es el convertidor Flyback (**Fig. III.3. 3**), es una versión aislada del Boost, no contiene en realidad un transformador solo un arreglo de inductor acoplado y es bastante popular para convertidores DC/DC de baja potencia.

Cuando el transistor Q_1 esta encendido, la corriente fluye a través del circuito de entrada, durante este periodo la energía es almacenada en la bobina del primario del transformador, el cual actúa como un inductor, entre más largo el tiempo de encendido de Q_1 , mayor el valor de la corriente pico almacenada en el transformador.

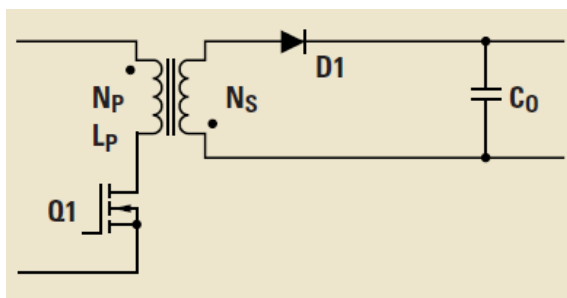


Fig. III.3. 3 Regulador Flyback.

Durante este periodo el rectificador de salida D_1 es polarizado en reversa, bloqueando de la salida la energía almacenada en el transformador, la corriente de salida es suministrada por el capacitor C_0 .

Cuando Q_1 se apaga, la energía en el transformador comienza a colapsar invirtiendo la polaridad en los bobinados del transformador, esto polariza en directo a D_1 permitiendo que la corriente fluya a través del secundario del transformador al circuito de salida, esta corriente recarga al capacitor C_0 así como suministra la corriente de salida, este periodo es llamado “periodo Flyback o de retroceso” (Brown, Practical Switching, 1990).

² Ver:6Compensación y lazo de control. En la página 34

³ Ver:5.4.1Pérdidas en el núcleo. En la página 21

⁴ Ver:5.3Aplicaciones de los elementos magnéticos en las fuentes conmutadas en relación a la curva B-H. En la página 19

El regulador Flyback tiene mucho mayor rizado a la salida que otras topologías, junto con corrientes pico más altas, existe una versión de dos transistores del Flyback, cuyos inconvenientes son el costo adicional y la necesidad de una fuente aislada para controlar la compuerta del transistor flotante⁵.

3.2.2. Regulador directo (Forward).

El regulador Forward (Fig. III.3. 4) es una topología aislada de un solo interruptor, se basa en el convertidor Buck descrito previamente, con la adición de un transformador y otro diodo en el circuito de salida. En contraste con el Flyback, el convertidor forward tiene un verdadero transformador, donde la energía se transfiere directamente a la salida a través del inductor durante el tiempo de encendido del transistor (Brown M. , 2007).

Cuando el transistor Q_1 está encendido, el rectificador de salida D_1 es polarizado en directa y la corriente fluye desde el transformador hacia el inductor de salida L y la carga, durante este periodo el diodo de libre circulación D_2 está polarizado en reversa.

Cuando Q_1 se apaga, el voltaje a través del transformador invierte su polaridad, polarizando en reversa a D_1 . La energía en L , comienza a colapsar polarizando en directa a D_2 . La corriente ahora fluirá hasta el circuito de salida a través de D_2 y C_0 .

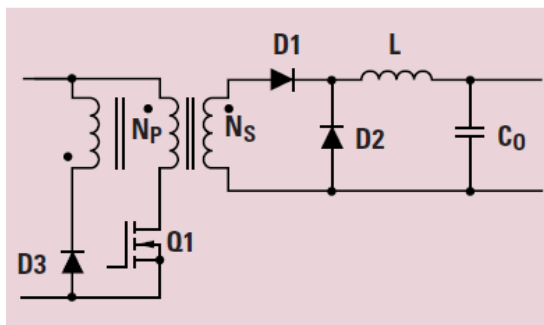


Fig. III.3. 4 Regulador Forward.

El diodo D_1 es un diodo de enclavamiento (clamp diode), el voltaje a través del primario del transformador invierte su polaridad cuando Q_1 se apaga. El extremo del transformador identificado con un punto trata de hacerse negativo, si esto fuese permitido, podría causar la destrucción de Q_1 , el diodo D_1 mantendrá este punto al valor de la caída de voltaje de un diodo por encima de tierra, limitando efectivamente el voltaje en el colector de Q_1 a cerca de dos veces el valor de V_{IN} .

Convertidores de múltiples salidas son muy comunes, en este caso los inductores de salida son normalmente bobinados en un solo núcleo, lo que tiene el efecto de mejorar la regulación dinámica de todas las salidas y si se diseña correctamente también reduce las magnitudes del rizado de salida.

⁵ En este caso el Source del Mosfet no está referenciado a tierra por lo tanto necesita una alimentación aislada para su correcto funcionamiento.

3.2.3. Regulador en contra-fase (Push-Pull).

Uno de los convertidores simétricos más conocidos es el Push-Pull⁶ (Fig. III.3. 5), este cuenta con un transformador de menor tamaño y proporciona mayores potencias de salida de las que son posibles con los tipos de un solo interruptor. Los convertidores simétricos siempre requieren un número par de transistores interruptores que conmutan alternadamente por lo cual se produce un restablecimiento natural del núcleo y no se requieren elementos adicionales (Pressman A. I., 2009).

El emisor o fuente de los transistores de potencia está al mismo potencial, y referenciado la tierra, esto significa que la misma fuente puede alimentar ambos transistores (Pressman A. I., 2009).

Uno de los principales inconvenientes del convertidor Push-Pull es el hecho de que cada transistor debe bloquear el doble de la tensión de entrada debido al efecto de duplicación del primario con toma central a pesar de que dos transistores se utilizan, esto ocurre cuando un transistor está apagado y el otro está en conducción, cuando ambos están apagados cada uno bloquea la tensión de alimentación, esta desventaja por lo general exige que el Push-Pull funcione con tensiones de entrada bajas, tales como 12, 28 o 48V.

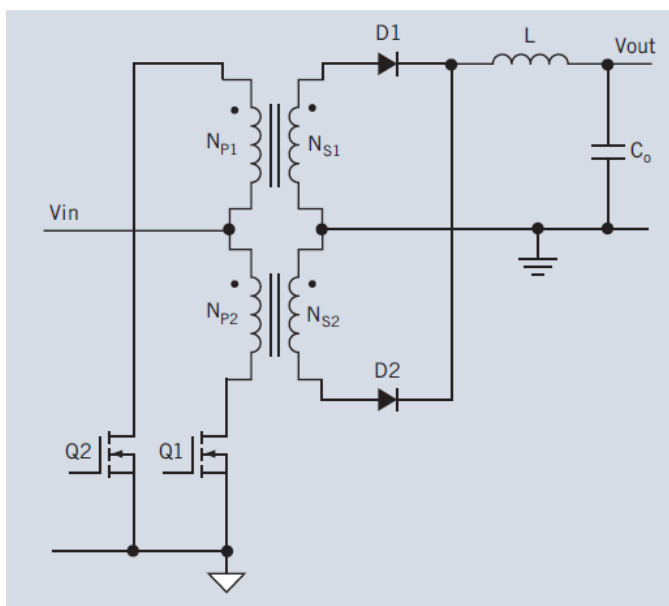


Fig. III.3. 5 Regulador Push Pull.

3.2.4. Regulador medio puente (Half-Bridge).

El regulador Half-Bridge (Fig. III.3. 6) es una versión del convertidor forward, derivado del Buck. Los condensadores c_1 y c_2 están conectados en serie, y un punto medio de tensión artificial es creado, los dos transistores interruptores son conmutados alternadamente, y conectan cada condensador a través del primario cada medio ciclo (HARI, 2009).

⁶ Por información más detallada ver: 4Operación del regulador Push-Pull. En la página 11

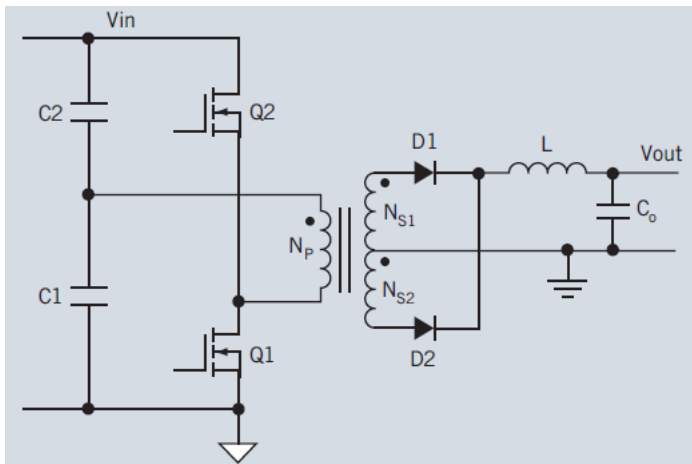


Fig. III.3. 6 Regulador Half Bridge.

Dado que ambos transistores están en serie, nunca ven tensión más grande que la de alimentación V_{IN} , esto significa que el medio puente es particularmente adecuado para entradas de tensión alta. La necesidad de dos condensadores de entrada a 50/60 Hz es una desventaja debido a su gran tamaño, el transistor superior también debe tener un control aislado ya que la compuerta/base se encuentra en potencial flotante, el costo y la complejidad del circuito son mayores y esto pesa contra las ventajas que se obtienen.

3.2.5. Puente completo (Full-Bridge).

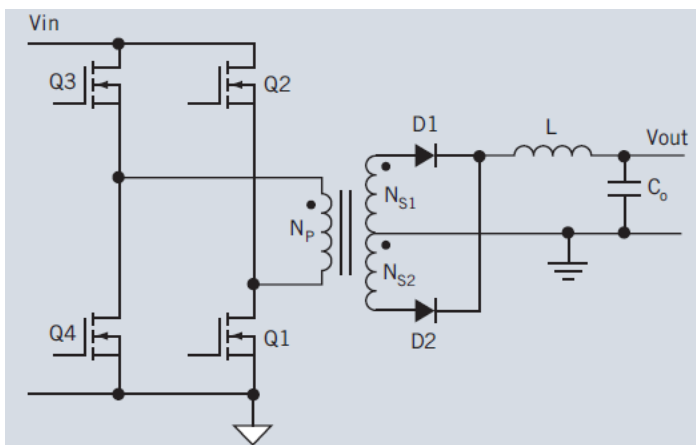


Fig. III.3. 7 Regulador Full Bridge.

La ventaja del full-Bridge (**Fig. III.3. 7**) es que requiere un solo condensador en comparación con los dos del medio puente. Cuando los conmutadores Q_1 y Q_3 se encienden, la corriente fluye desde V_{IN} a través de Q_3 , el primario del transformador y Q_1 a tierra, al mismo tiempo la corriente que fluye en el secundario es rectificadora y filtrada por L y C_o . Cuando se encienden Q_2 y Q_4 la corriente fluye desde V_{IN} a través de Q_2 el transformador y Q_4 y el voltaje es reflejado al secundario proporcionalmente a la relación de vueltas.

Cuatro transistores se necesitan en lugar de solo dos como es el caso de las otras topologías simétricas además se requiere alimentación aislada para dos transistores de lado alto. El

puente completo tiene el diseño más complejo y costoso de cualquiera de los reguladores discutidos y sólo deben utilizarse cuando los otros tipos no cumplen con los requisitos.

4. Operación del regulador Push-Pull.

La topología Push-Pull es un regulador en modo forward, el transformador utilizado tiene un tap central en la bobina del primario (Fig. III.4. 1), la alimentación se conecta al tap central y hay un transistor de potencia a cada extremo del primario, los dos lados del primario se bobinan en el mismo sentido (o dirección) pero la corriente fluye en dirección opuesta.

Cada secundario entrega un par de pulsos de potencia desfasados 180° entre sí, cuya amplitud se fija por el voltaje de entrada y la relación de vueltas entre el primario y el secundario (HARI, 2009).

Cuando se aplica un voltaje al primario, el flujo dentro del núcleo comienza a cambiar, el secundario exhibirá un voltaje en repuesta a la variación del nivel de flujo dentro del núcleo conduciendo corriente y generando un flujo opuesto que casi anula el nivel de flujo causado por el primario. Cualquier diferencia en los niveles de inducción de flujo absoluto se atribuye al trabajo necesitado para magnetizar el núcleo y por las inductancias parasitas en el bobinado (Brown M. C., 1990).

Cuando se enciende el transistor de conmutación Q_1 , el voltaje de entrada V_{dc} menos la caída de voltaje debido a la $R_{DS}(ON)$ ⁷ de Q_1 y a la resistencia de DC del bobinado se aplica al transformador durante el tiempo de encendido T_{ON} .

El producto de los voltios-segundos aplicados al transformador es proporcional a la variación de la densidad de flujo B ⁸ en la curva B-H ($\Delta B \alpha V \times T_{ON}$). Al encender Q_1 , el flujo varía desde A hasta A' (Fig. III.4. 2). Si los voltios-segundos aplicados al transformador en una fase son iguales a los voltios-segundos aplicados en la fase subsiguiente, entonces el transformador regresará su estado inicial (la densidad de flujo regresará a su posición original) (HARI, 2009), cuando esto ocurre la corriente de magnetización⁹ no presenta ningún desbalance de DC y las corrientes del primario en ambas fases tienen el mismo pico.

En la práctica, es casi imposible que coincidan ya sea la resistencia en “on” de los Mosfets o la resistencia de DC del bobinado, lo cual resulta en diferentes voltajes aplicados al transformador desde una fase y la otra, de igual manera, hay siempre un pequeño desbalance en el tiempo de conducción de cada fase por diferencias en los tiempos de restablecimiento de los Mosfets o inestabilidad en la modulación debido al control.

Esto resulta en un desbalance en la variación de la densidad de flujo que, si no se recupera, incrementará en cada ciclo subsiguiente y el núcleo del transformador será llevado lentamente hacia la región de saturación de la curva B-H¹⁰. Esto resulta en un rápido

⁷ Resistencia de encendido de los Mosfet.

⁸ Ver: 5.1 Magnetismo. En la página 15

⁹ Ver: 5.4.5.1 Corrientes rms y pico en el primario. En la página 25

¹⁰ Ver: 5.2 Lazo de histéresis. En la página 16

incremento en la corriente del primario a medida que la inductancia magnetizante se hace casi cero, llevando a una falla catastrófica en el convertidor (HARI, 2009).

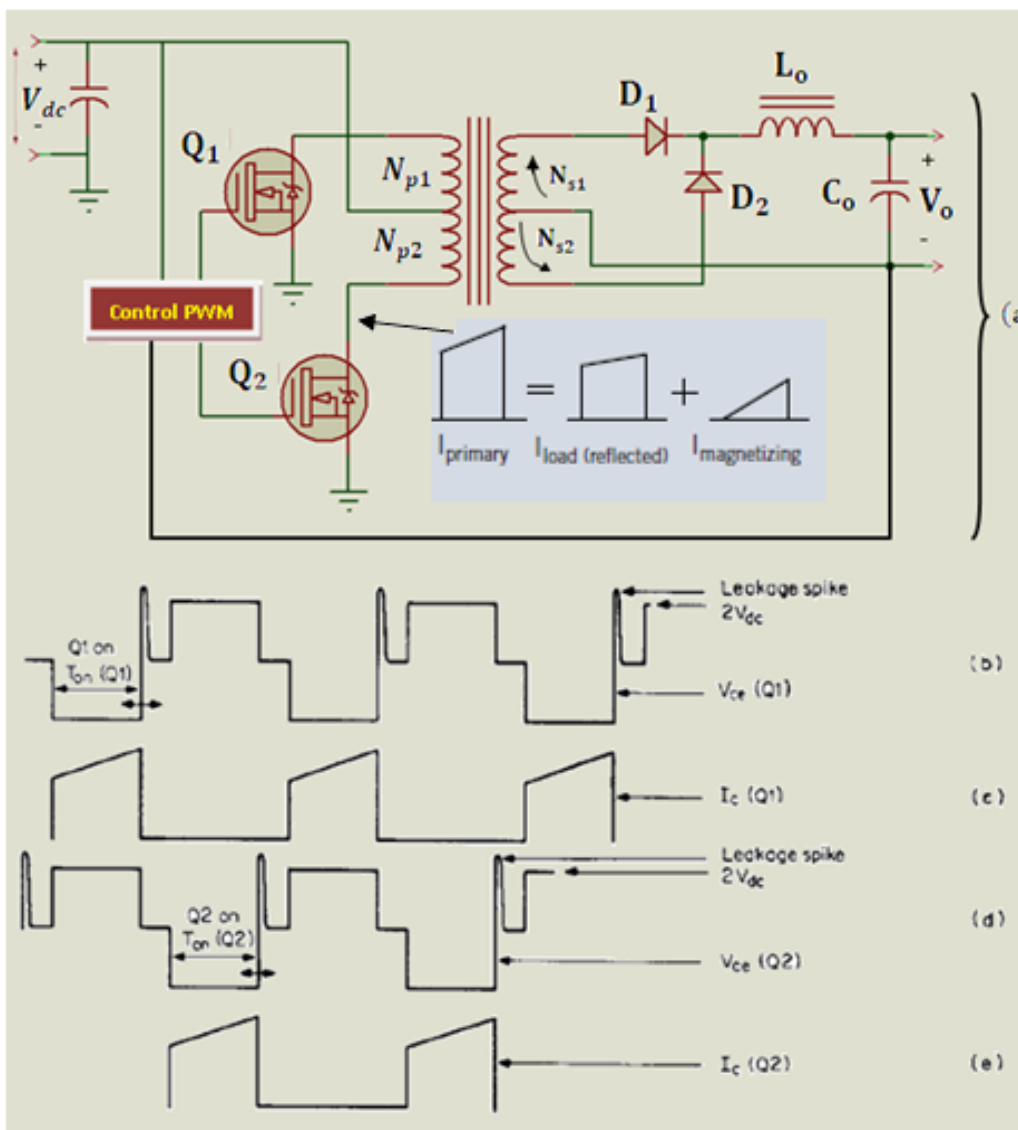


Fig. III.4. 1 Regulador Push-Pull y sus formas de onda del primario.

Como se muestra en (Fig. III.4. 1), la corriente del primario consiste de dos componentes: la corriente magnetizante y la corriente de carga reflejada en el primario, la corriente en el primario es directamente proporcional a la corriente de magnetización, así que existe la posibilidad de un pequeño desbalance, típicamente este desbalance es inofensivo ya que la densidad de flujo pico de operación se fija con un valor mucho menor al de la densidad de flujo de saturación del transformador B_{sat} .

El método de control utilizado en los convertidores Push-Pull es el control de modo-voltaje, donde la señal de error se compara con una señal en forma de rampa para controlar el ciclo de trabajo, la información de la corriente magnetizante no se usa, entonces el control de modo-voltaje no puede inherentemente restaurar cualquier desbalance de voltios-segundos,

para evitar la saturación del transformador se necesita de retroalimentación negativa que pueda compensar cualquier desbalance (HARI, 2009).

El filtro de salida ve el doble de la frecuencia de conmutación de Q_1 y Q_2 , su función es la de proveer una salida de DC que es el promedio del voltaje de onda cuadrada a la entrada del filtro.

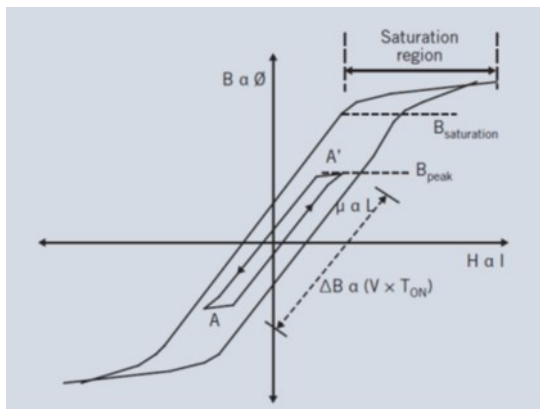


Fig. III.4. 2 Curva de histéresis del regulador Push-Pull.

Cuando ninguno de los conmutadores del primario está activo, la corriente del inductor de salida tiene una pendiente negativa y la mitad de esta fluye en cada una de los diodos del rectificador, en teoría, esta corriente se debería dividir igualmente entre los bobinados del secundario y por lo tanto el campo magnético resultante se debería cancelar, en la práctica, debido a ligeras diferencias en la caída en directo de los diodos, la resistencia del bobinado y otros efectos parásitos, es posible encontrar pequeños desbalances (HARI, 2009).

4.1. Duración máxima del tiempo de encendido en el regulador Push-Pull.

El ciclo de trabajo (duty cycle), es la relación entre el tiempo de encendido T_{ON} y el periodo de conmutación T , el convertidor Push-Pull mantiene el voltaje de salida V_O constante, incrementando T_{on} a medida que V_{dc} disminuye, por lo tanto el máximo T_{on} ocurre con el mínimo voltaje de DC de entrada V_{dc} especificado.

El tiempo máximo de encendido, no debe exceder la mitad del periodo de conmutación T , si esto sucediera, después de unos pocos ciclos, el núcleo se saturaría y se destruiría al transistor (Pressman, 2009).

Además de esto, debido al inevitable tiempo de recuperación de los Mosfets, su tiempo de encendido no puede tener la misma duración que la mitad de un periodo, ya que el tiempo de almacenamiento causaría una superposición entre ambos transistores, produciendo una falla inmediata.

Para asegurarse de que el núcleo siempre se restablezca en cada periodo y eliminar cualquier posibilidad de conducción simultánea cuando el voltaje de entrada de DC está en su mínimo V_{dc} y el lazo de compensación este tratando de incrementar T_{on} para mantener V_o constante, el tiempo máximo de encendido de los transistores de cada fase debe estar limitado para que nunca sea mayor que el 80% de la mitad de un periodo, o sea, un ciclo de trabajo igual a 0.4 (Pressman, 2009).

$$T_{on} = (0.8T)/2$$

Ecu. III 4. 1

5. Etapa de potencia de un convertidor conmutado.

5.1.Magnetismo.

Siempre que una corriente fluye a través de un alambre, hay un campo eléctrico que se emite radialmente normal al flujo de corriente y un campo magnético que fluye en un plano perpendicular al flujo de corriente alrededor del alambre (Fig. III.5. 1), las direcciones de los campos eléctricos y magnéticos están dadas por la "regla de la mano derecha."

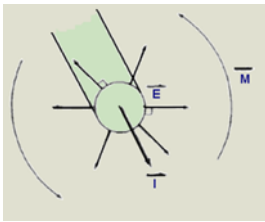


Fig. III.5. 1 Campos eléctrico y magnético en un conductor.

Cuando un alambre se bobina en forma de espiral, donde cada sección adyacente del alambre transporta corriente en la misma dirección, los campos magnéticos se suman alrededor de la bobina y forman un campo magnético combinado que fluye alrededor de esta (Fig. III.5. 2).

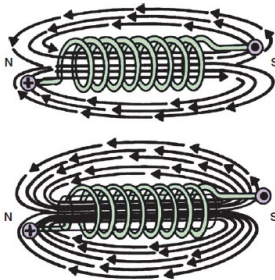


Fig. III.5. 2 Líneas de flujo.

Las líneas dibujadas para representar el campo magnético en la figura se denominan líneas de flujo, que es un método conveniente para mostrar la dirección del flujo y la densidad del campo magnético alrededor de un camino magnético, dado que el flujo magnético debe aparecer alrededor de los cables que llevan la corriente, las líneas de flujo se ven concentradas dentro de la bobina, donde hay menos superficie disponible.

El concepto del grado de concentración de líneas de flujo, denominado densidad de flujo, representado por el símbolo B, se expresa en unidades de weber por metro cuadrado o "Gauss", este puede ser más o menos visto como el equivalente magnético a la densidad de corriente¹¹ en el dominio eléctrico.

¹¹ Ver:5.4.5Calibre del alambre conductor para los bobinados. En la página 25

La fuerza que crea al flujo magnético, llamada fuerza del campo magnético representada por el símbolo H , se expresa en unidades de oerstedios; H es un gradiente de la intensidad de campo magnético (o cambio en la intensidad de campo) a lo largo de un camino magnético aproximadamente equivalente a la caída de tensión en un circuito eléctrico (Brown M. C., 1990).

5.2.Lazo de histéresis.

Los materiales ferromagnéticos presentan imanaciones grandes aún en presencia de campos magnéticos muy débiles y son los más usuales en las aplicaciones tecnológicas. En estos materiales, las intensas interacciones entre los momentos magnéticos atómicos los llevan a alinearse paralelamente unos a otros en regiones denominadas dominios magnéticos, incluso en ausencia de un campo externo (Brown M. C., 1990).

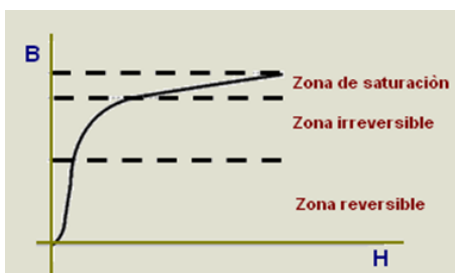


Fig. III.5. 3 Curva de magnetización.

Si se aplica una intensidad de campo magnético o excitación magnética H creciente a una muestra de material ferromagnético haciendo pasar corriente a través de la bobina y se representa la inducción B en función de H , algunos de los dominios magnéticos alineados en la misma dirección, realinearán su orientación magnética dominante en la dirección del campo magnético, así se obtiene la llamada curva de magnetización (o de histéresis) del material (Fig. III.5. 3) (Brown M. C., 1990).

Se pueden distinguir tres partes claramente diferenciadas en la curva de imanación: una primera zona reversible, en la cual si se elimina el campo H exterior, la densidad de flujo también desaparece; una segunda zona irreversible y una última parte, que representa la zona de saturación en la cual la permeabilidad relativa es unitaria, cuando el campo magnético aplicado al material es lo suficientemente alto, se ha alcanzado un punto en el que todos los dominios magnéticos se alinean con el campo magnético y se dice que el material se ha "saturado" (Brown M. C., 1990).

Al introducir una muestra de material ferromagnético en el interior de una bobina y hacer variar H modificando la corriente que circula por la bobina, (Fig. III.5. 4) cuando el campo se retira $H = 0$ en el punto 3, algunos dominios magnéticos retienen su orientación de cuando el campo se aplicó, aún existe una cierta magnetización $B = B_r$ que recibe el nombre de inducción remanente o residual, esta propiedad se utiliza para crear imanes permanentes.

Cuando $B = 0$, en el punto 4, H presenta un valor de H_c que se denomina campo coercitivo, que es el campo opuesto que es necesario aplicar para desmagnetizar la muestra, si se continúa disminuyendo H hasta alcanzar $H = -H_{max}$, en el punto 5, y después se

invierte el sentido de cambio de H, se llega a formar una curva cerrada que recibe el nombre de ciclo de histéresis (Billings, 2010).

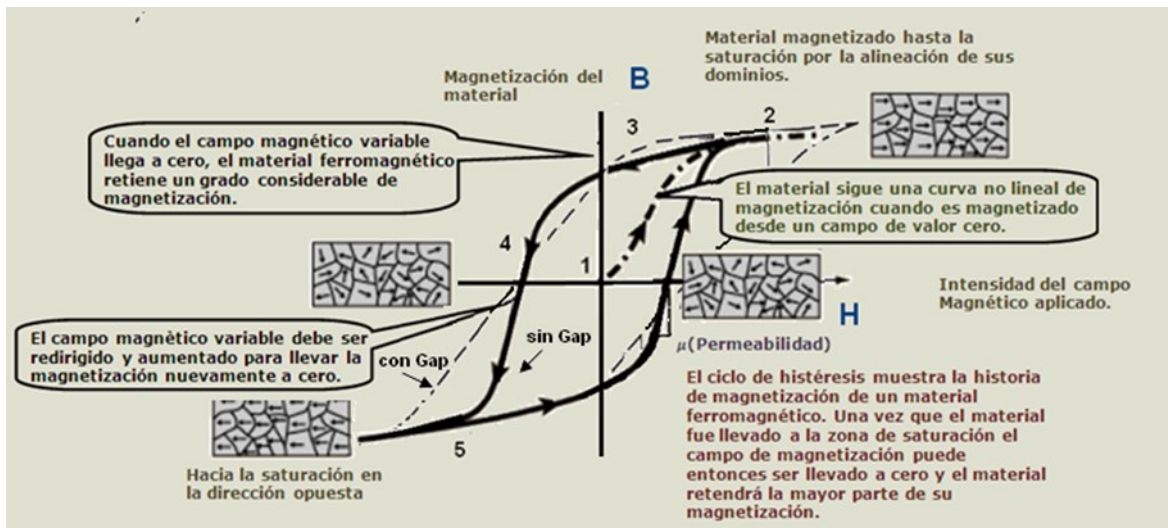


Fig. III.5. 4 Curva de Histéresis.

Puesto que los dominios magnéticos dentro del material están orientados al azar inicialmente, los dominios orientados más cercanos a la dirección del campo magnético realizan relativamente muy poco trabajo para reorientarse. Los dominios con mayores grados de orientación requieren más trabajo en términos de una fuerza de campo magnético mayor para reorientarlos, este grado de trabajo requerido para reorientar los dominios magnéticos llamado la permeabilidad del material es diferente para cada material y sus aleaciones (Brown M. C., 1990).

Los materiales ferromagnéticos se utilizan extensamente en electroimanes, núcleos de transformadores, motores y generadores, en los cuales es deseable tener un campo magnético tan grande como sea posible dada una corriente determinada. Ya que la histéresis disipa energía, los materiales que se utilizan en estas aplicaciones deben tener un ciclo de histéresis tan estrecho como sea posible.

La densidad de flujo de saturación B_{sat} , es el valor de B en la parte superior e inferior de la curva cuando el núcleo es conducido lo suficientemente como para aplanar la curva B-H. La pendiente de los lados de la curva B-H es la permeabilidad μ del material, si un entrehierro (gap) se introdujera dentro del circuito magnético, las propiedades magnéticas del aire comenzarían a influir en la característica B-H del material.

La permeabilidad del material se reduce significativamente en proporción a la longitud del entrehierro los valores cuantitativos de los parámetros magnéticos se pueden determinar mediante el uso de las ecuaciones asociadas. La intensidad del campo magnético H se da por:

$$H = \frac{4\pi NI}{L}$$

Ecu. III 5. 1

Donde N es el número de vueltas en el bobinado, I es la corriente instantánea que fluye a través del alambre, y L la longitud media de la trayectoria magnética del núcleo.

El valor de H es directamente proporcional a la corriente en el devanado y el número de vueltas de este y es inversamente proporcional a la longitud de la trayectoria magnética sobre la cual el flujo debe recorrer. Esto también indica que el valor de H es independiente del material utilizado dentro del núcleo, la relación entre B y H es:

$$B = \mu H$$

Ecu. III 5. 2

5.3. Aplicaciones de los elementos magnéticos en las fuentes conmutadas en relación a la curva B-H.

Los transformadores utilizados en convertidores, tales como el Push-Pull y reguladores de medio y puente completo, conducen el flujo de un modo bipolar, son simétricos, es decir, el flujo es conducido tanto en las direcciones positiva y negativa como se muestra para la curva A (Fig. III.5. 5) la curva será simétrica respecto al origen si el bobinado es impulsado idénticamente en ambas polaridades (Brown M. C., 1990).

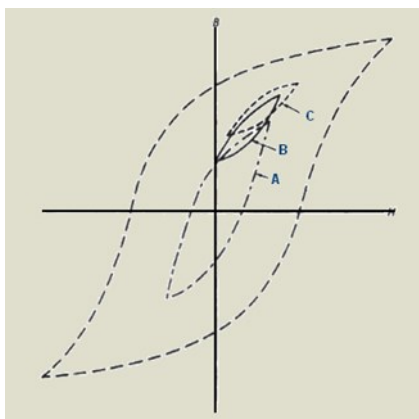


Fig. III.5. 5 Operación de los componentes magnéticos en reguladores conmutados.

La curva puede ser asimétrica sobre el origen si el bobinado es impulsado más tiempo a un voltaje superior en una dirección, esto puede ser causado por cualquier diferencia en el tiempo de encendido y apagado o en las características del voltaje de encendido de los interruptores de potencia.

En los convertidores simétricos que siempre requieren un número par de interruptores, se utiliza todo el flujo disponible oscilando en ambos cuadrantes del lazo de histéresis, por lo tanto la utilización del núcleo es mucho más eficaz por lo que los convertidores simétricos pueden producir más energía que sus primos asimétricos.

En convertidores asimétricos el punto de operación del transformador esta siempre en el primer cuadrante del lazo de histéresis, el flujo y el campo magnético no cambian de signo, el núcleo tiene que ser restablecido durante cada ciclo para evitar la saturación lo que significa que sólo la mitad del flujo disponible es utilizado.

En el punto de saturación de un transformador, toda capacidad de este de acoplar energía hacia el secundario desaparece y la energía sale del transformador a través de los interruptores de potencia, lo que resulta en su destrucción. Los convertidores Flyback y forward son de tipo asimétrico, el punto de operación del transformador esta siempre en el primer cuadrante, el flujo y el campo magnético no cambian de signo.

El lazo B representa un transformador Flyback en modo discontinuo donde el secundario vacía toda la energía disponible en el flujo y sólo queda el magnetismo residual, este punto residual se convierte en el flujo inicial en el núcleo en el inicio del siguiente ciclo.

El inductor en un filtro *LC* y el transformador flyback en modo continuo operan en un lazo menor similar a la curva C, estos operan idénticamente desde un punto de vista magnético, excepto que el transformador Flyback es un choke con un secundario, en este caso, el exceso de flujo no es nunca vaciado del núcleo así en el inicio del próximo tiempo de encendido del interruptor de potencia, el nivel de flujo en el núcleo es el flujo residual más el exceso de flujo restante desde el último ciclo.

5.4.Transformador de alta frecuencia.



Fig. III.5. 6 Varias geometrías de núcleos de ferrita.

El transformador provee aislamiento entre la entrada y la salida de la fuente, también realiza la tarea de aumentar o disminuir el voltaje a la salida con su relación de vueltas. Los transformadores de conmutación (o de alta frecuencia) son llamados así debido a su necesidad de una acción de conmutación a una frecuencia específica que es la frecuencia de conmutación de la fuente, la cantidad de energía suministrada al circuito de la carga se puede controlar variando la cantidad de tiempo de encendido y apagado de los conmutadores.

El diseño de un transformador de conmutación puede diferir basado en el tipo de topología usada, la mayoría de los transformadores de fuentes de alimentación conmutadas se hacen con núcleos de ferrita, las ferritas son materiales cerámicos ferromagnéticos que tienen una estructura cristalina, compuesta de mezclas de óxido de hierro ya sea con manganeso u óxido de zinc. Sus pérdidas por corrientes de Foucault (corrientes Eddy) son insignificantes, ya que sus resistividades eléctricas son muy altas (Pressman A. I., 2009).

Las pérdidas en el núcleo son en su mayoría por histéresis y son lo suficientemente bajas para permitir el uso de algunos materiales a hasta una frecuencia de 1 Mhz. Algunos fabricantes son Magnetics Inc., Ceramic Magnetics Inc., Ferrite International, Fair-rite, TDK, Siemens, Thomson-CSF, Tokin entre otros, estos transformadores están disponibles en una amplia variedad de formas y medidas (Fig. III.5. 5).

Los núcleos más usados son de tipo EE porque poseen amplio espacio para las terminales de la bobina y el flujo de aire no es obstruido, por lo cual hay menor calentamiento, están disponibles con la pata central de forma circular o de forma cuadrada, los primeros tienen la pequeña ventaja que la longitud de una vuelta es cerca del 11% menor que en el caso de un transformador con la pata central de forma cuadrada con la misma área por lo que la resistencia de la bobina es cerca de 11% menor para igual número de vueltas y las pérdidas por el cobre y el aumento de temperatura son algo menores (Pressman A. I., 2009).

5.4.1. Pérdidas en el núcleo.

Un factor importante que a menudo se ignora es la cantidad de pérdidas que la fuente exhibe dentro de los núcleos magnéticos, una de las mayores pérdidas se llama pérdidas por histéresis que es la energía perdida por el trabajo necesario para reorientar los dominios magnéticos en el material del núcleo (Brown M. C., 1990).

Las pérdidas por histéresis tienen una muy alta dependencia en cuanto alto se selecciona el valor de la densidad de flujo máxima, cuanto más se reduce el tamaño del núcleo operándolo en niveles más altos de densidad de flujo, más dramático es el aumento de las pérdidas por histéresis, además, las pérdidas por histéresis aumentan en proporción directa a la frecuencia.

La segunda mayor causa de pérdidas dentro del núcleo son las pérdidas por corrientes de Foucault, estas son altamente dependientes del material utilizado en el núcleo del transformador.

Las corrientes de Foucault, corrientes parásitas también conocidas como corrientes de Eddy se producen cuando un conductor atraviesa un campo magnético variable o viceversa, estas corrientes de Foucault crean electroimanes con campos magnéticos que se oponen al efecto del campo magnético aplicado, cuanto más fuerte sea el campo magnético aplicado o mayor la conductividad del conductor, mayores serán las corrientes de Foucault las cuales representan una inútil disipación de energía en forma de calor (es.wikipedia.org).

No hay un único material para núcleos que satisfaga todas las exigencias para fines de conversión de energía a altas frecuencias, se desea que la curva B-H sea tan estrecha como sea posible para reducir las pérdidas por histéresis, materiales como el Manganeso-zinc poseen una curva B-H estrecha pero tienen una baja resistividad por volumen que por el

contrario debe ser razonablemente alta para disminuir las corrientes de Foucault en las frecuencias altas, ferritas de Zinc- níquel ofrecen esto, pero tienen una mayor curva B-H.

Las pérdidas por histéresis son proporcionales a la excursión máxima del flujo durante la operación normal, esto obliga a diseñar el transformador con un B_{max} menor, se deben añadir más vueltas al transformador para reducir B_{max} , lo que aumenta el tamaño del núcleo debido tanto al bobinado como a la utilización menos eficaz del material del núcleo.

En resumen, la selección del núcleo y el límite de la densidad de flujo escogido juegan un papel importante en el control de las pérdidas en el núcleo.

Para un mismo núcleo la topología Push-Pull, a menores frecuencias puede entregar el doble de potencia que un convertidor forward, el único inconveniente es que las pérdidas en el núcleo se duplican, las pérdidas del bobinado se mantienen iguales.

5.4.2. Selección de la variación de flujo máximo.

El número de vueltas en el primario es inversamente proporcional a dB, la variación del flujo magnético, parece deseable maximizar dB para minimizar N_p , ya que menos vueltas significarían que se puede utilizar alambre de mayor calibre lo que permitiría mayores corrientes para un núcleo dado, también resultaría en un transformador más barato y menos capacitancias parásitas (Pressman A. I., 2009).

Es posible que el transformador se sature bajo condiciones de transitorios, a menos que el circuito de control se diseñe para prevenirlo. Por ejemplo, considere la condición cuando el voltaje de entrada es alto y la corriente de carga es muy pequeña, un repentino incremento en la corriente de carga podría normalmente resultar en un máximo ancho de pulso, esta condición existiría por un número de ciclos hasta que la corriente del inductor de salida ha aumentado al valor requerido.

Bajo estas condiciones, a los niveles de densidad de flujo escogidos, el transformador se puede saturar. Para prevenir esto, un nivel de flujo menor se puede usar que también resulta en un incremento de las vueltas del primario y la reducción de la eficiencia del transformador.

En núcleos de ferrita, el lazo de histéresis entra en saturación por encima de ± 2000 G y se desea estar por debajo de este punto, donde la corriente de magnetización comienza a incrementar rápidamente, inicialmente, una buena opción sería ± 1600 G (0.16 tesla), pero también se debe considerar las pérdidas en el núcleo.

Hasta 50 KHz, las pérdidas en el núcleo no prohíben operar con ± 1600 G y parece deseable operar con ese nivel de flujo (Pressman, 2009).

5.4.3. Cálculo del tamaño del núcleo en términos del área producto.

El área producto AP es el producto del área de ventana¹² del bobinado y el área de la sección transversal del núcleo, el tamaño del núcleo inicialmente puede ser calculado en términos de su área producto que está relacionada con su capacidad de manejo de potencia (Brown M. C., 1990).

¹² Ver: Datasheet del Núcleo ER39

Dado que la mayoría de los fabricantes en la actualidad dan los valores del área producto de sus núcleos, un tamaño de núcleo se puede seleccionar rápidamente una vez que el área producto requerido se ha calculado, si este no es dado, puede ser establecida a partir de las dimensiones básicas del núcleo:

$$(AP = A_w * A_e)$$

Ecu. III 5. 3

La siguiente ecuación muestra el área producto requerida en términos de potencia de salida, la variación de la densidad de flujo, la frecuencia de operación y factor del utilización global del cobre K' que se calcula de la (Tabla 1).

$$AP = \left(\frac{11.1P_{in}}{K'\Delta Bf} \right)^{1.143} cm^4$$

Ecu. III 5. 4

Con:

AP = Área producto, cm^4

P_{in} = Potencia de entrada, w

K' = Factor de utilización global del cobre

ΔB = Variación de la densidad del flujo T

f = frecuencia, Hz

5.4.4. Cálculo del número de vueltas en los bobinados del transformador.

-Número de vueltas del primario.

El número de vueltas en el primario lo determina la ley de Faraday, de esta, N_p se fija por el voltaje mínimo a través del primario.

$$V = (V_{dc} - 1)$$

Ecu. III 5. 5

Y el tiempo máximo de encendido, que no debe ser mayor que $0.8T / 2$. Ya que A_e depende del núcleo seleccionado, V_{dc} y T son especificados, el número de vueltas estará fijado una vez que se decida ΔB (la variación de flujo deseado en $0.8T / 2$).

$$N = \frac{VT_{on}}{A_e\Delta B}$$

Ecu. III 5. 6

Dónde:

N = número de vueltas

V = voltaje en el bobinado ($V_{dc} - 1$)

T_{on} = tiempo de encendido máximo, microsegundos

ΔB = variación de la densidad de flujo, teslas (1 teslas=10,000 gauss)

A_e = Área efectiva del núcleo, mm^2

-Número de vueltas del secundario.

Se puede utilizar la relación de vueltas del transformador.

$$N = \frac{N_2}{N_1} = \frac{V_{out}}{2V_{dc}D_{max}}$$

Ecu. III 5. 7

donde

$$N_2 = N \cdot N_1$$

Ecu. III 5. 8

Tipo de convertidor	Forma del primario	Forma del secundario	K_p (A_p/A_{bw})	K_u	K_t (I_{dc}/I_p)	K' ($K_p \cdot K_u \cdot K_t$)
Forward	S	TC	0.32	0.4	0.71	0.091
	S	S	0.4	0.4	0.71	0.114
Half y Full Bridge	S	TC	0.41	0.4	1.0	0.164
	S	S	0.5	0.4	1.0	0.2
Push Pull	TC	TC	0.25	0.4	1.41	0.141
	TC	S	0.295	0.4	1.41	0.208

Tabla 1 Valor del factor de utilización global del cobre K' , según la topología de fuente implementada.

5.4.5. Calibre del alambre conductor para los bobinados.

La selección del calibre del alambre se puede hacer en base a la densidad de corriente, la densidad de corriente se da en términos de la corriente rms en amperios por circular mil del área de la sección transversal del alambre, por lo tanto para seleccionar el calibre del alambre de los bobinados se debe conocer la corriente rms en cada uno de ellos (Pressman A. I., 2009).

5.4.5.1. Corrientes rms y pico en el primario.

La corriente obtenida desde la entrada de alimentación de DC, V_{dc} se puede monitorear en el tap del transformador y tiene la forma de onda característica mostrada en b y d (Fig. III.5. 7) con una rampa en el extremo superior del pulso (ramp-on-a-step), esto debido a los filtros de salida LC en el secundario. La corriente en el primario es la suma de todas las corrientes en el secundario reflejadas en el primario por su relación de vueltas, más la corriente de magnetización.

La corriente de magnetización es la corriente establecida por la inductancia de magnetización, esta inductancia está siempre presente y en paralelo con el primario, la corriente de magnetización se añade a la corriente del secundario reflejada en el primario como en (e).

Hay una pequeña inductancia de fuga en serie con cada mitad del primario en el instante del tiempo “off” del transistor, la corriente en esta cae rápidamente a una velocidad dI/dT ,

causando un pico positivo continuo de amplitud $e = L_i \frac{dI}{dT}$ en el extremo inferior de la inductancia de fuga. Una práctica conservadora de diseño asume que el pico causado por la inductancia de fuga puede aumentar la tensión hasta un 30% más del doble de la entrada de tensión de DC máxima (Pressman A. I., 2009).

La inductancia de dispersión aparece debido a que algunas de las líneas de flujo magnético del primario no regresan a través del núcleo sin acoplarse con el secundario, en su lugar, regresan alrededor del primario a través de una ruta de acceso local de aire.

La inductancia de fuga en el secundario surge del hecho de que algunas de las líneas de flujo magnético del secundario tampoco se acoplan con el primario, sino que se enlazan con los devanados secundarios a través de una trayectoria de aire local.

Con el voltaje de entrada mínimo V_{dc} el tiempo de encendido del transistor será el 80 % de un medio periodo ya que hay un pulso por cada medio periodo, el ciclo de trabajo en la figura es 0.8 a V_{dc} .

Para simplificar los cálculos, se asume que los pulsos tienen una forma de onda rectangular (flat-topped) equivalente cuya amplitud I_{pft} es el valor de la corriente en el centro de la rampa.

Entonces la potencia de entrada a V_{dc} es ese voltaje por la corriente promedio, la cual es $0.8I_{pft}$, y 80% de eficiencia, $P_o = 0.8P_{in}$.

$$P_{in} = 1.25P_o = \underline{V_{dc}}0.8I_{pft}$$

Ecu. III 5. 9

donde

$$P_o = V_o I_o$$

Ecu. III 5. 10

entonces

$$I_{pft} = 1.56 \frac{P_o}{\underline{V_{dc}}}$$

Ecu. III 5. 11

Esta útil relación, da la amplitud del pulso rectangular (flat-topped) equivalente de corriente en el primario en términos de lo que es conocido, la potencia de salida y el voltaje de entrada de DC mínimo especificado y permite seleccionar el calibre del alambre en el primario dada la corriente rms calculada.

Cada mitad del primario lleva solo uno de los pulsos I_{pft} por periodo y por lo tanto su ciclo de trabajo es $(0.8T/2)/T$ o 0.4. El valor rms de un pulso rectangular de amplitud I_{pft} con un ciclo de trabajo D es:

$$I_{rms} = I_{pft}\sqrt{D} = I_{pft}\sqrt{4}$$

Ecu. III 5. 12

o

$$I_{rms} = 0.631I_{pft}$$

Ecu. III 5. 13

y de Ecu. III 5. 6

$$I_{rms} = 0.632 \frac{1.56P_o}{V_{dc}} = \frac{0.986P_o}{V_{dc}}$$

Ecu. III 5. 14

A 500 circular mils por amperio rms, el número requerido de circular mils por cada primario es:

$$Circular\ mils = 500 \frac{0.986P_o}{V_{dc}} = 493 \frac{P_o}{V_{dc}}$$

Ecu. III 5. 15

5.4.5.2. Corrientes rms en el secundario.

Las corrientes en cada mitad del secundario se muestran (Fig. III.5. 7), hay una saliente (ledge) al final de tiempo de encendido del transistor "on time", este saliente en la corriente existe porque no hay diodo de libre circulación en la entrada del inductor del filtro como en el regulador Buck o en el Forward, que era esencial como una vía de retorno para la corriente del inductor cuando el transistor se apagaba.

En el regulador Push-Pull (Fig. III.5. 7), la función del diodo de libre circulación se realiza por los diodos rectificadores de salida D_1 y D_2 , cuando cualquiera de los transistores se pone en "off", el extremo de entrada de la bobina trata de hacerse negativo tan pronto como alcanza una caída de un diodo por debajo de tierra, los rectificadores conducen, cada uno llevando más o menos la mitad del total de la corriente que el inductor había estado conduciendo justo antes del apagado "off time").

Puesto que la impedancia de cada mitad del secundario es pequeña, hay una caída insignificante a través de ellos, los cátodos de los diodos rectificadores son enclavados a aproximadamente 1 V por debajo de tierra (Brown M. C., 1990).

Puede considerarse que cada mitad del secundario tiene la forma de onda característica (ramp-on-a-step), que al mínimo voltaje de DC de entrada tiene un ciclo de trabajo de $(8T / 2) / T$ o 0.4, la magnitud de la corriente en el centro de la rampa es la corriente de salida de DC I_{dc}

Para simplificar los cálculos de la corriente rms en el primario, los pulsos (ramp-on-a-step) serán aproximados por su equivalente (flat-topped pulse) I_{pft} , cuya amplitud es la del centro de la rampa o la corriente de DC de salida I_{dc} con un ciclo de trabajo de 0.4.

Así la corriente rms en cada mitad del secundario es

$$I_{s(rms)} = I_{dc}\sqrt{D} = I_{dc}\sqrt{0.4} = 0.632I_{dc}$$

Ecu. III 5. 16

A 500 circular mil por amperio rms, el número requerido de circular mil para cada secundario es:

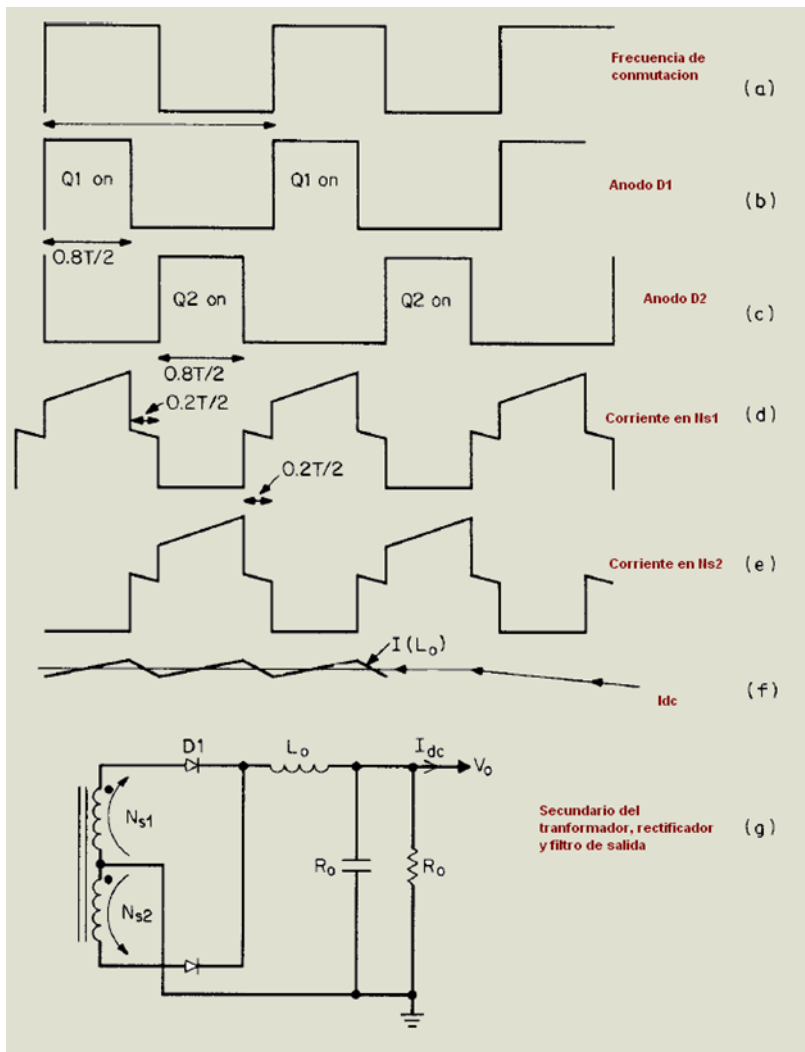


Fig. III. 5. 1 Formas de onda del lado del secundario.

$$I_s(rms) = I_{dc}\sqrt{D} = I_{dc}\sqrt{0.4} = 0.632I_{dc}$$

Ecu. III 5. 17

5.4.5.3. Profundidad de penetración.

A altas frecuencias, los efectos combinados del campo interno dentro del alambre y la proximidad de los campos de vueltas adyacentes fuerzan a la corriente a fluir en una delgada capa en la superficie del conductor y en las orillas de este más alejadas de vueltas adyacentes (Billings, 2010).

La profundidad de penetración que es dependiente de la frecuencia se define como la distancia por debajo de la superficie donde la densidad de corriente ha caído a $1/e$

(Pressman A. I., 2009), o 37% de su valor en la superficie, en un solo alambre ésta delgada superficie de conducción es anular.

Por lo tanto, en el caso de un solo alambre, si el radio de este excede la profundidad de penetración, el factor de utilización del cobre será pobre, provocando pérdidas excesivas. La relación entre profundidad de penetración y frecuencia se ha derivado de muchas fuentes y para el alambre de cobre a 70°C es:

$$S = \frac{2837}{\sqrt{f}}$$

Ecu. III 5. 18

Donde S es la profundidad de penetración en mils y f es la frecuencia en hertz, de esta ecuación el cociente R_{ac}/R_{dc} o F_r que es la resistencia AC a DC del alambre, se puede calcular para cualquier calibre de alambre a cualquier frecuencia.

En la práctica, el mínimo F_r se debe aproximar a 1.5, para lograr esto, el diámetro del alambre o el grosor de la cinta se deben optimizar para la frecuencia de operación y el número de capas.

$$\frac{R_{ac}}{R_{dc}} = \frac{\left(\frac{d}{2S}\right)^2}{\left(\frac{d}{2S}\right)^2 - \left(\frac{d}{2S} - 1\right)^2}$$

Ecu. III 5. 19

Debido al efecto pelicular, la relación de la resistencia de AC a DC de un alambre depende en la relación diámetro del alambre/profundidad de penetración, la profundidad de penetración es inversamente proporcional a la raíz cuadrada de la frecuencia, alambres de diferentes calibres tienen diferentes relaciones de resistencia de AC a DC y esto incrementa con la frecuencia, alambres de mayor calibre tienen una mayor relación de resistencia AC/DC.

La relación d / S (*diámetro del alambre / profundidad de penetración*) se calcula para el máximo diámetro del alambre pelado (sin esmaltar) como se da en las tablas AWG y la profundidad de penetración que se calcula de Ecu. III 5. 19.

5.4.5.4. Efecto pelicular.

El efecto pelicular es causado por la conducción de grandes corrientes a altas frecuencias, un gran campo magnético se produce dentro del alambre que es normal a su superficie, esto "empuja" la corriente desde el centro del alambre a su superficie reduciendo el área efectiva del alambre que está disponible para transportar la corriente lo que aumenta la resistencia de este, como resultado las pérdidas son mayores que las predichas utilizando un modelo de DC (Brown M. C., 1990).

Existen varias soluciones para reducir este efecto, primero está el uso del hilo de Litz (Fig. III 5. 8), el hilo de Litz es una trenza formada por hilos esmaltados aislados entre sí que homogeniza la densidad de corriente y optimiza la "superficie útil" del cable, la suma de la

sección transversal de cada alambre es igual al área en sección transversal necesaria del cable conductor sólido equivalente necesario (Billings, 2010).

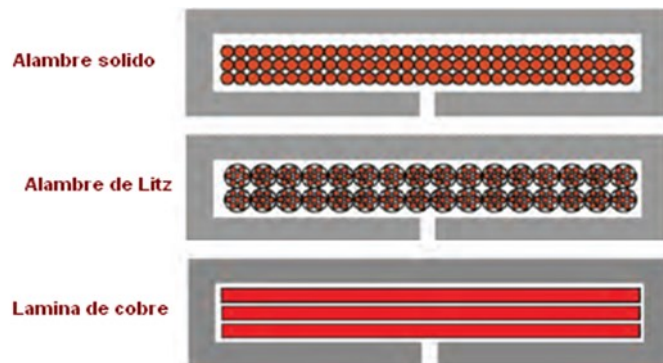


Fig. III.5. 7 Tipos de conductores.

El beneficio del hilo de Litz puede desaparecer si hay demasiados cables contenidos dentro del paquete, el número óptimo es de aproximadamente 5, el término “alambre de Litz” deriva de la palabra Alemana litzendraht, que significa “alambre tejido”, está disponible en la mayoría de los calibres con los filamentos individuales desde 24 AWG hasta 50 AWG.

Otro método es utilizar un conductor de lámina de cobre para los bobinados de baja tensión y alta corriente dentro del transformador, entre sus ventajas se cuentan la reducción del tamaño, una mejor disipación de calor y reducción de las tensiones de voltaje entre las vueltas del bobinado, además un bobinado con lámina tiene mayor resistencia mecánica que uno de alambre enrollado, lo que hace que este sea mucho más robusto.

El espesor de la lámina no debe ser más que dos veces el valor de la profundidad de penetración, esto asegura que toda el área de la sección transversal del alambre se utilice para el flujo de corriente, usando una o ambas de estas técnicas en el diseño puede reducir significativamente las pérdidas debido al efecto pelicular.

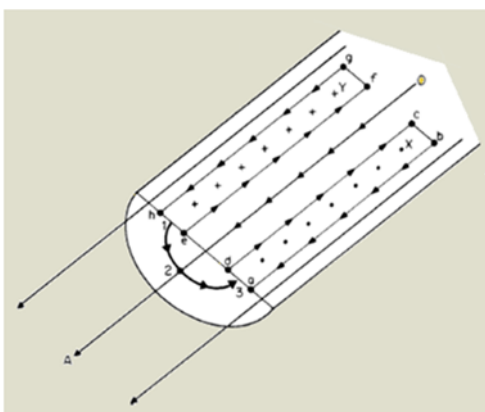


Fig. III.5. 8 Efecto pelicular.

La manera en la que las corrientes de Foucault inducidas provocan que la corriente se concentre en una delgada capa exterior del conductor se puede ver en (Fig. III 5. 9), que muestra la sección de un conductor circular, este conduce su corriente principal en la

dirección OA, si no fuese por el efecto pelicular, la corriente estaría distribuida uniformemente por todo el volumen del alambre.

Otro fenómeno que se produce dentro de los devanados es la existencia de corrientes de Foucault causadas por las zonas con un fuerte campo magnético, dichas corrientes son típicamente causadas por cualquier gap contenido en el núcleo, debido a que algunas de las líneas de flujo en el gap quedan fuera de este en lo que se llama efecto marginal, estas pasan a través de los bobinados e inducen corrientes parásitas dentro de ellos lo que provoca pérdidas de tipo resistivo dentro de los bobinados, que se traduce en el aún mayor calentamiento de este.

5.4.5.5. Efecto proximidad.

El efecto proximidad (Fig. III.5. 10) es causado por campos magnéticos surgidos de corrientes en bobinas adyacentes, vueltas adyacentes de una misma bobina, y más seriamente de capas adyacentes en una bobina de varias capas (Pressman A. I., 2009).

Es más serio que el efecto pelicular porque el último solo incrementa las pérdidas en el cobre al restringir el área conductora del alambre a una delgada capa en su superficie, pero no cambia la magnitud de la corriente, solo la densidad de corriente en la superficie del alambre, con el efecto proximidad las corrientes de Foucault causadas por los campos magnéticos de corrientes en capas adyacentes incrementan exponencialmente en amplitud a medida que el número de capas aumenta.

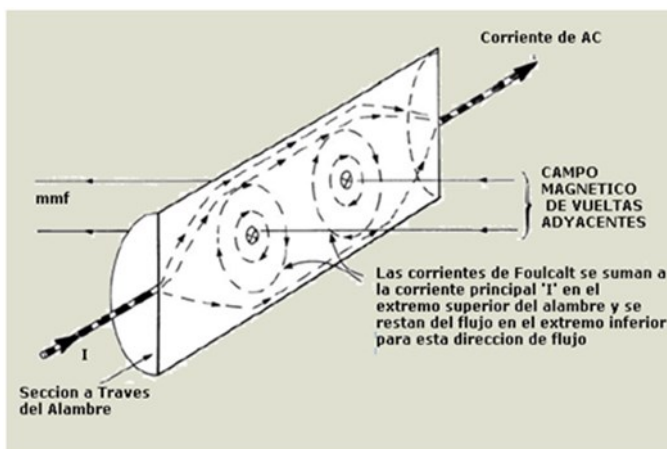


Fig. III.5. 9 Efecto proximidad.

Como se muestra (Fig. III.5. 11), cuando un número de vueltas son arrolladas para formar una o más capas, una fuerza magnetomotriz (mmf) se desarrolla en línea con el plano del bobinado. El efecto de esta mmf, son corrientes de Foucault cuya dirección es tal que el flujo de corriente se suma hacia los bobinados en la interfaz entre el primario y el secundario; y la corriente se reduce en el lado del bobinado lejos de la interfaz.

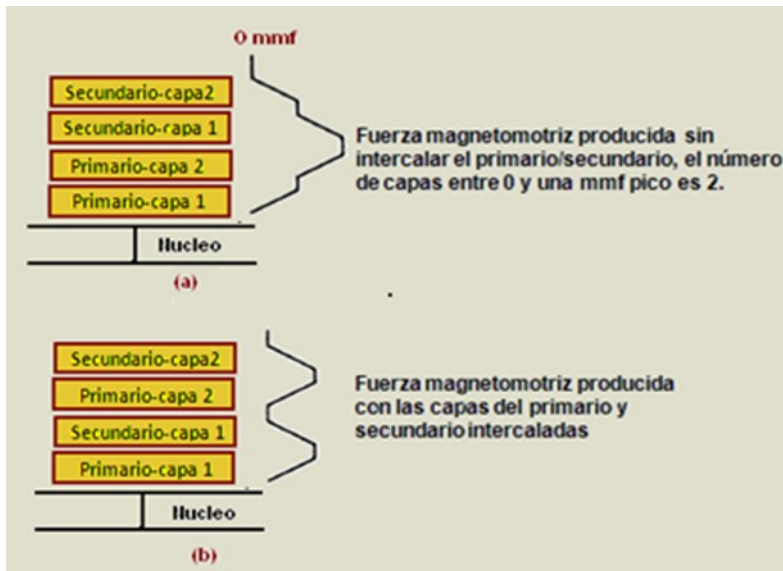


Fig. III.5. 10 Fuerza magnetomotriz desarrollada entre los bobinados de un transformador.

El efecto proximidad es más pronunciado donde la mmf es máxima, que es, en el interfaz primario-secundario, la (Fig. III.5. 11) muestra la distribución de mmf en una configuración de bobinado simple y la de una intercalada. En la forma intercalada, la máxima mmf es la mitad, y el medio del bobinado central tiene un mmf de cero, como resultado, el efecto proximidad en el centro del bobinado es también cero.

5.5. Filtro de salida.

El inductor y el capacitor de salida se pueden considerar un filtro pasa bajos, y normalmente se toman de esta manera para los cálculos de la función de transferencia y el lazo de compensación.

El inductor se puede ver como un dispositivo que tiende a mantener la corriente razonablemente constante, su propósito es almacenar energía para la carga durante los tiempos cuando los transistores de potencia no están conduciendo, el tiempo en “on” de los transistores de potencia sirve para reponer la energía perdida por el inductor durante su tiempo en “off” (Pressman A. I., 2009).

Típicamente, un aproximado del 50 por ciento más de la energía necesaria por la carga en un periodo completo puede ser almacenada en el inductor y el capacitor, para ser aprovechada cuando hay un repentino incremento en la demanda de corriente en la salida, hasta que el lazo de control pueda proveer más energía incrementando el tiempo de encendido de los transistores de potencia (Brown, Practical Switching, 1990).

La topología Push-Pull es un regulador en modo forward, por lo tanto tiene a su salida una red de filtro LC tipo Buck, que provee una salida de DC que es el promedio del voltaje de onda cuadrada a la entrada del filtro.

5.5.1. Funcionamiento de un inductor (choke).

En algunas literaturas se prefiere el término choke para el inductor de potencia en este tipo de aplicaciones porque este debe soportar un elemento de corriente de DC al igual que la tensión de voltaje de AC aplicado, el diseño de inductores puros (con cero componentes de corriente de DC) es muy diferente al diseño de chokes, con sus componentes de DC relativamente grande (Pressman A. I., 2009).

La bobina es polarizada con corriente de DC junto con un más pequeño porcentaje de corriente de AC que resulta de la acción de conmutación de los transistores de potencia, la corriente de DC genera una densidad de flujo de DC y el voltaje de onda cuadrada produce una densidad de flujo alterna (AC), la corriente promedio en el inductor es la corriente de carga.

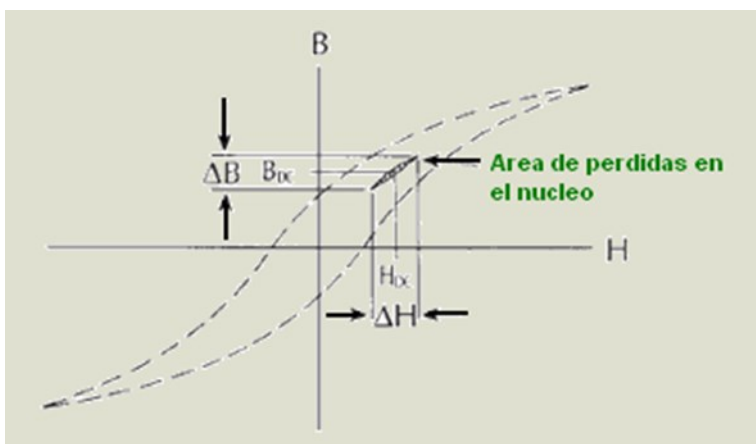


Fig. III.5. 11 Curva de histéresis de un choke.

En general la inductancia L_o en el filtro de salida de un regulador buck debe ser lo más pequeña posible para dar la mejor respuesta a los transitorios, si se usa una inductancia grande, entonces la fuente no puede responder rápidamente a los cambios en la corriente de carga, en el otro extremo, una muy baja resultara en altos rizados de corriente en la salida, lo que degrada la eficiencia.

Al polarizar un material magnético con corriente de DC, se desplazara el lazo B-H de alterna pero no tendrá un efecto perceptible en las pérdidas en el núcleo, es solo la densidad de flujo de alterna ΔB que generara pérdidas en el núcleo (Fig. III.5. 12).

Se requiere operar en modo continuo, para esto, la corriente mínima no debe pasar de menos del 10% de I_{on} , si esto sucede la regulación de carga se verá levemente deteriorada.

5.5.2. Selección del núcleo del choke.

Los chokes usan típicamente núcleos de ferrita con gap o núcleos compuestos de varias aleaciones ferromagnéticas en polvo, incluyendo hierro pulverizado o Permalloy, una aleación magnética de nickel y hierro (Pressman A. I., 2009).

Con un material particular para el núcleo, tamaño definido, y vueltas, entre más grande la corriente de polarización de DC, menor deberá ser la pendiente del lazo B/H para prevenir

saturación, para esto se debe seleccionar un material con una permeabilidad menor o incrementar la longitud del gap, lo que también disminuye la permeabilidad efectiva y la inductancia por vuelta será menor, entonces debe haber un equilibrio entre la habilidad para soportar corriente de polarización de DC y la magnitud de la inductancia que se puede lograr, incrementando una se reduce la otra.

Los núcleos pulverizados se construyen de polvo ferromagnético finamente dividido comprimido bajo alta presión para obtener diversas formas y tamaños, el material magnético se une entre sí por un portador no magnético de tal manera que cada partícula está separada de sus vecinos por un material no magnético eléctricamente aislante, como resultado el gap efectivo se distribuye por todo el cuerpo del material, esto reduce significativamente la permeabilidad intrínseca, reduciendo los efectos de corrientes parásitas (Micrometals, 2007).



Fig. III.5. 122 Núcleos de hierro pulverizado.

Un núcleo de hierro pulverizado puede soportar un mayor rango de ΔB (variación de la densidad de flujo) sin saturarse, así que el núcleo pulverizado tiene la habilidad de soportar más voltios-segundos de AC aplicados, almacena más energía y puede acomodar un mayor rango de rizado de voltaje y de corriente.

Los núcleos pulverizados presentan una caída mucho más progresiva en su permeabilidad a medida que la corriente incrementa, así que la inductancia “oscila”, pero una inductancia mínima se sigue manteniendo incluso bajo condiciones de largos transitorios de sobre-corriente, así que los núcleos en polvo proveen un margen de seguridad mucho mejor contra sobre corriente (Pressman A. I., 2009).

Históricamente el material más caro ha sido MPP, porque los costos de la materia prima son muy altos, el MPP es 79% nickel, este es seguido por los varios materiales de ferrita, los más baratos son los de hierro pulverizado, el material Kool M no contiene nickel. Los materiales de hierro pulverizado son conocidos por deteriorarse más rápidamente que los otros materiales pulverizados a temperaturas por encima de 90°C (Micrometals, 2007).

Entre los núcleos de hierro pulverizado el material -26 es el más popular, es un material de propósitos generales de bajo costo y efectivo en una gran variedad de aplicaciones de conversión de potencia y filtros.

5.5.3. Cálculos del valor de la inductancia del choke del filtro de salida.

En aplicaciones típicas la energía promedio almacenada dentro del inductor y el condensador son casi iguales, esto puede no ser conveniente para ciertas aplicaciones debido a la naturaleza de la carga.

La energía dentro del inductor no puede ser instantáneamente retirada por la carga, así que para cargas que exhiben cambios repentinos en su demanda de corriente, la salida de la fuente podría exhibir una respuesta larga y pronunciada, aquí es donde el circuito del filtro de salida no puede proveer la demanda de corriente inmediata de la carga hasta que el lazo de control pueda compensar por el incremento en la demanda de corriente.

El condensador puede proveer esta corriente instantánea a la carga, así que el diseñador debe ya sea incrementar el valor del capacitor por encima del indicado por las ecuaciones de diseño y/o disminuir ligeramente el valor del inductor por debajo de lo que fue calculado, esto permitirá al lazo de control responder a los transitorios en la carga más rápidamente.

La situación de modo discontinuo comienza a la corriente crítica donde la rampa de corriente del inductor cae a cero, esto ocurre cuando la corriente de DC ha caído a la mitad de la amplitud de la rampa dI (Fig. III 5. 7).

$$dI = 2\underline{I_{dc}} = V_{Lo} \frac{T_{on}}{L_o} = (V_1 - V_o) \frac{T_{on}}{L_o}$$

Ecu. III 5. 20

Cuando V_{dc} esta al minimo, N_s sera escogido de manera que cuando V_1 esta a su minimo T_{on} no deberá ser mayor que $0.8T/2$ para obtener el valor especifico de V_o .

$$V_o = V_1 \left(2 \frac{T_{on}}{T} \right)$$

Ecu. III 5. 21

Entonces

$$T_{on} = \frac{V_o T}{2V_1}$$

Ecu. III 5. 22

Pero N_s se escogerá para que T_{on} sea $0.8T/2$ cuando V_{dc} y consecuentemente, V_1 , esten en su minimo, así que:

$$\overline{T_{on}} = \frac{0.8T}{2} = \frac{V_o}{2\underline{V_1}} \quad o \quad \underline{V_1} = 1.25 V_o$$

Ecu. III 5. 23

y

$$dI = \frac{(1.25V_o - V_o)(0.8T/2)}{L_o} = 2\underline{I_{dc}}$$

Ecu. III 5. 24

$$L_o = \frac{0.05V_oT}{I_{dc}}$$

Ecu. III 5. 25

Si la mínima corriente I_{dc} se especifica a un décimo de la corriente nominal I_{on} (lo usual),

$$L_o = \frac{0.5V_oT}{I_{on}}$$

Ecu. III 5. 26

Donde

L_o Está en henrios

V_o En voltios

T en segundos

I_{dc} Corriente de salida mínima en amperios

I_{on} Corriente de salida nominal en amperios

5.5.3.1.Cálculos del número de vueltas del choke.

La cantidad de energía que un inductor almacena (en microjoules) se calcula multiplicando un medio de la inductancia en microhenrios por el cuadrado de la corriente en amperios.

$$1/2 LI^2$$

Ecu. III 5. 27

Esta energía es proporcional al cuadrado de la densidad de flujo entre la permeabilidad efectiva B^2/μ_{eff} .

5.5.4. Capacitor del filtro de salida.

El capacitor de salida C_o se escoge para satisfacer varios requerimientos, C_o no será un capacitor ideal (Fig. III.5. 13) este tiene una resistencia y una inductancia parasitas en serie con su capacitancia ideal pura, estas son llamadas resistencia equivalente serie ESR e inductancia equivalente serie ESL.

En general, el rizado del voltaje de salida está determinado por el valor del capacitor de salida C_o , su resistencia equivalente serie y su Inductancia equivalente serie, para corrientes con rizado de baja frecuencia, L_o se puede ignorar y el rizado de salida es principalmente determinado por R_o y C_o .

La verdadera frecuencia de transición depende del diseño del capacitor, y los fabricantes están constantemente mejorando, típicamente estará por encima de 50Khz, así que por debajo de 500Khz L_o se puede omitir.

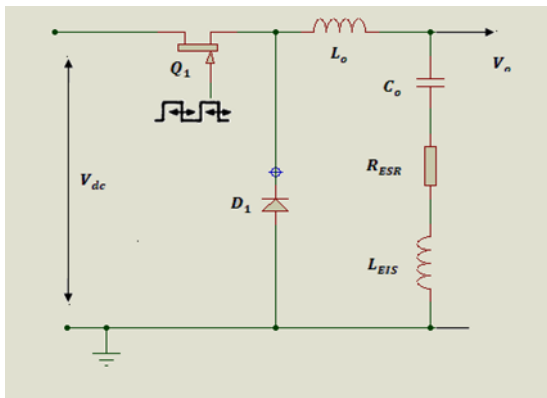


Fig. III.5. 13 Resistencia e inductancia equivalente del inductor del filtro.

Para obtener los componentes de rizado de voltaje y permitir la selección del capacitor, es necesario saber los valores de la ERS, los cuales a menudo están dados por los fabricantes. Una examinación de un número de catálogos de fabricantes muestra que para capacitores electrolíticos comunes de un gran rango de voltajes y valores de capacitancia el producto RoCo tiende a ser constante. Varían entre 50 y 80×10^{-6} F.

5.5.4.1. Cálculos del capacitor del filtro.

El condensador de salida c_o se selecciona para satisfacer la especificación del rizado máximo del voltaje de salida, el rizado de salida se determina casi completamente por la magnitud de la ESR (resistencia equivalente serie Ro) en el capacitor del filtro y no por la magnitud del propio capacitor, el rizado de voltaje pico a pico V_r es muy cercanamente igual a

$$V_r = R_o dI$$

Ecu. III 5. 28

Donde dI es la amplitud pico a pico seleccionada de la rampa del inductor, para condensadores electrolíticos de aluminio el producto RoCo varía entre 50 y 80×10^{-6} . Entonces Co se selecciona como:

$$C_o = \frac{80 \times 10^{-6}}{R_o} = \frac{80 \times 10^{-6}}{V_r / dI} = \frac{80 \times 10^{-6}}{v_r}$$

Ecu. III 5. 29

Donde Co esta en faradios para dI en amperios y V_r esta en voltios.

6. Compensación y lazo de control.

6.1. El diagrama de Bode.

El diagrama de Bode es un método simple y conveniente para representar la respuesta de un circuito sobre un rango de frecuencias, consiste de dos parámetros, ganancia y fase, que son trazados contra la frecuencia.

Ya que el rango de valores para la ganancia puede ser muy grande y su función no es lineal, es conveniente representarla como un logaritmo, el nivel de amplitud de una señal se representa como decibelios sobre un voltio (dBV) o solo dB y se calcula por

$$dBV = 20 \log_{10} \left(\frac{V}{1V} \right)$$

Ecu. III 6. 1

El decibelio es la relación de dos valores, en el caso del voltaje, el valor absoluto de ganancia está referenciado a 1 V, así que 1.0V es 0dBV, 2.0 es +6.02dBV (+6dB), y así sucesivamente.

La ganancia es el incremento relativo o atenuación de la amplitud y se calcula como en (Ecu. III 6. 1), reemplazando el valor de 1.0 V en el denominador por el nivel de voltaje inicial de la señal de referencia. Si el valor de voltaje es el doble, este ha incrementado por +6dB, o si disminuye a la mitad, este ha disminuido por 6dB, sus unidades son simplemente dB (no “V”) y la frecuencia se representa en escala logarítmica.

La función de transferencia se puede determinar usando la ley de Kirchhoff y definiendo los componentes en términos de sus impedancias de AC; los resistores son definidos por sus valores resistivos, los capacitores por $1/j\omega C$, y los inductores por $j\omega L$.

La j en este caso es la representación compleja de un cambio de fase de 90° entre el voltaje y la corriente, si la j aparece en el numerador, representa un adelanto de $+90^\circ$, o que el voltaje adelanta a la corriente como en un inductor, cuando la j aparece en el denominador, este representa un desfase de -90° , el voltaje se retrasa en relación a la corriente como en un capacitor, la omega (ω) representa la dependencia del componente a la frecuencia.

6.2.Circuitos elementales que son usualmente encontrados en fuentes de alimentación.

Primero está el filtro RC, que se puede considerar como un divisor de voltaje dependiente de la frecuencia, su función de transferencia se determina por la ley de Kirchhoff como

$$H = \frac{1/j\omega C}{R + (1/j\omega C)}$$

Ecu. III 6. 2

Reduciendo esto a una forma más conveniente al multiplicar el numerador y el denominador por $1/j\omega C$, se obtiene

$$H = \frac{1}{1 + (R/j\omega C)}$$

Ecu. III 6. 3

Para determinar la magnitud de la ganancia sobre el rango de frecuencias, se omite la j y se reemplaza a “ ω ” con $2\pi f$ multiplicando el valor resultante por el valor de la función del voltaje de entrada, el cual es una onda sinodal de 1.0V a una frecuencia f .

Para graficar la curva de magnitud sobre la frecuencia simplemente se varia la frecuencia desde cero (o muy cerca a cero) hasta la máxima frecuencia de interés y se calcula el voltaje de salida resultante con

$$V_{out} = H(\omega)V_{in}$$

Ecu. III 6. 4

El diagrama de la fase deriva de

$$fase(f) = \tan^{-1}\left(\frac{\omega C}{R}\right)$$

Ecu. III 6. 5

Cuando la frecuencia es cero, el cambio de fase resultante es cero, cuando la frecuencia es muy alta (acercándose al infinito) el desfase es de -90° , variando la frecuencia sobre el mismo rango que se hizo con el diagrama de la magnitud, se puede graficar la respuesta de la fase del circuito.

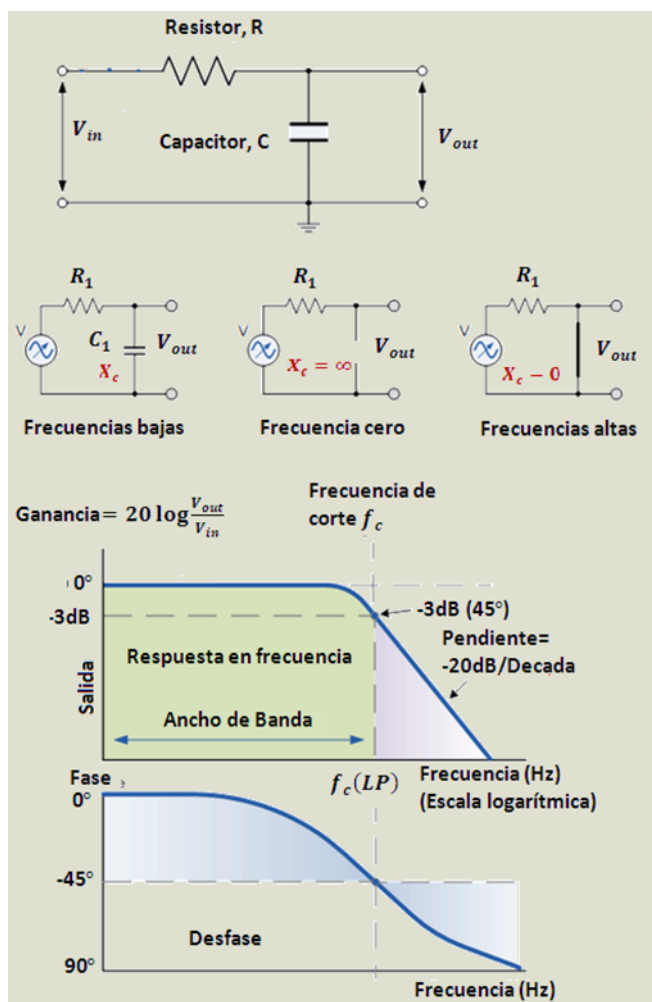


Fig. III.6. 1 Filtro RC (integrador).

Para hacer el graficado del diagrama de Bode más conveniente, se utilizan algunos métodos. Primero, la frecuencia a la cual la magnitud de las dos impedancias son iguales se llamada frecuencia de corte, en este punto también, se presentara la mitad del máximo cambio de fase del circuito (Brown M. C., 1990).

Las curvas de la ganancia y fase pueden ser razonablemente aproximadas reemplazándolas con líneas rectas llamadas asíntotas, como en (Fig. III.6. 1), en este caso el extremo izquierdo, que está por debajo de la frecuencia de corte, se extiende horizontalmente desde el valor de la función de transferencia a 0Hz hasta la frecuencia de corte, desde ese punto se tiene una pendiente negativa de -20dB por década, la aproximación produce un error de solo +3.02dB en magnitud.

El diagrama de fase inicia su pendiente negativa una década por debajo de la frecuencia de corte y termina una década después de esta, el punto de mayor error entre el valor real y el aproximado ocurre en la frecuencia de corte.

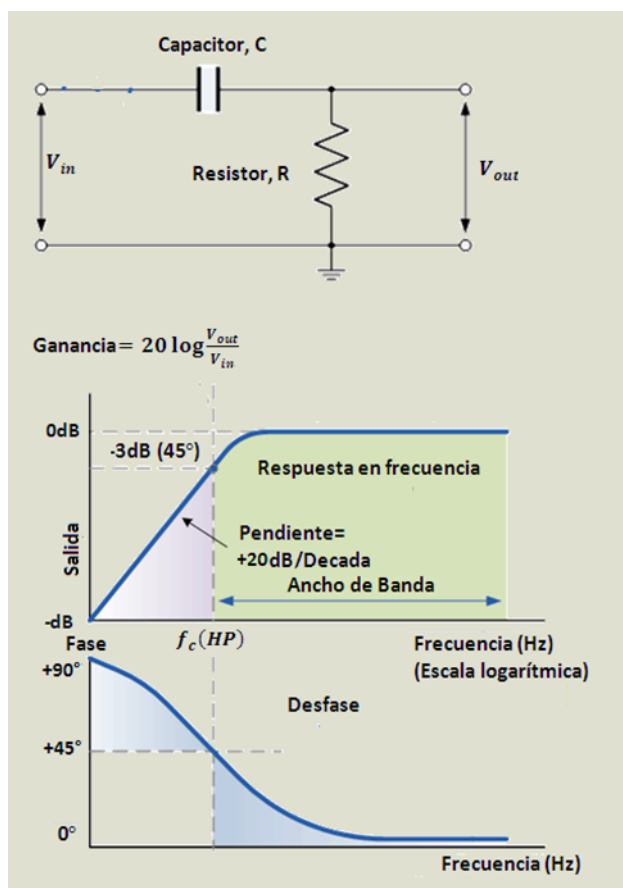


Fig. III.6. 2 Filtro CR (diferenciador).

El circuito en (Fig. III.6. 1) se llama filtro de un solo polo, el termino polo se refiere a cualquier circuito que causa una disminución en el voltaje de salida (20db/década) con el incremento de la frecuencia, estos son términos dependientes de la frecuencia en el denominador de la función de transferencia.

Los ceros son términos que se encuentran en el denominador de la función de transferencia y causan un incremento en el voltaje de salida (+20 dB/década) al incrementar la frecuencia (Fig. III.6. 2) cada uno de estos polos contribuye un desfase de -90° , y cada cero contribuye un adelanto de fase de 90° .

Cuando más de un polo o cero se incluye en el circuito, o los circuitos están en cascada, que normalmente ocurre en los lazos de retroalimentación, la magnitud y pendiente de cada uno se suma. (Pressman, 2009).

Siempre se empieza a 0Hz, ya que la respuesta de la magnitud en este punto provee la amplitud de DC inicial para el resto del diagrama, ganancias con pendientes negativas contrarrestarán aquellas pendientes que son positivas, y viceversa, por ejemplo, cuando una pendiente de +20dB/década se suma a una pendiente de -20dB/década resultará en una pendiente de cero dB/década. Las fases se suman en cada frecuencia, así se puede determinar la respuesta total del sistema.

6.3.Realimentación y lazo de control de la fuente.

La conversión de potencia de la fuente está regulada por el lazo de control, este permite mantener la tensión de salida de la fuente en su valor deseado, rechazando perturbaciones por ruido y variaciones de la carga, este modo de operación es típico en las fuentes de alimentación (conmutadas o lineales) que emplean control con realimentación negativa.

Para mantener la tensión de salida en el valor deseado, se utiliza un amplificador diferencial que censa la diferencia de tensión de salida V_o con respecto a la tensión de referencia (la tensión deseada), esta señal de error dinámica trata de minimizarse en todo momento, variando el flujo de energía hacia la carga, para lograr así la regulación de V_o , si el consumo en la salida no varía, la ganancia del amplificador de error es equivalente a la ganancia de continua, esto rara vez se da, pues normalmente hay perturbaciones que deben rechazarse.

6.4.Modelo De Lazo Cerrado.

Las demandas de corriente de la carga provocan que el voltaje de salida aumente o disminuya, si la carga y el voltaje de alimentación nunca cambiaran, la ganancia del amplificador de error se podría considerar solo en DC (0Hz), pero esa condición nunca existe, la carga disminuye o aumenta al igual que el voltaje de alimentación, así que el amplificador de error debe responder a estos efectos.

Cualquier fuente de alimentación se puede representar por el modelo de la figura. (Fig. III.6. 3) En este se pueden apreciar sus bloques principales, con transferencias dadas en el dominio de la frecuencia compleja s , a cada una de estas frecuencias le están asociadas ganancias, atenuaciones y desfases que son función de la frecuencia.

El bloque parcial $L(s)$ compuesto por el modulador de ancho de pulso (PWM), el transformador y el filtro de salida, representan a la planta (de lazo abierto) que debe compensarse, por ello, es primordial tener un buen modelo para diseñar al compensador $G(s)$.

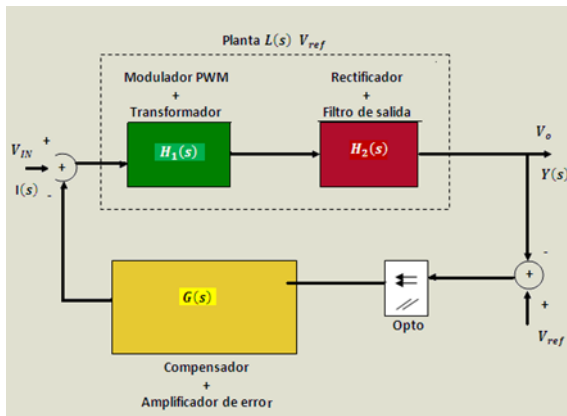


Fig. III.6. 3 Diagrama de bloques en lazo cerrado.

Para tener noción de la respuesta total desde la entrada (s) hasta la salida $Y(s)$, es necesaria la transferencia total:

$$\frac{Y(s)}{I(s)} = \frac{H_1(s)H_2(s)}{1 + G(s)H_1(s)H_2(s)}$$

Ecu. III 6. 6

Esta función de transferencia caracteriza completamente la respuesta dinámica de la fuente en función de sus polos y ceros, trabajar directamente a este nivel matemático, no es necesario ya que los bloques y su comportamiento han sido determinados previamente por estudiosos del tema (Brown M. C., 1990).

Si “se corta” al lazo en el amplificador de error y se analiza el aporte de fase y ganancia de cada uno de los bloques, puede verse al bloque $G(s)$, como el que compensa las debilidades del resto de los bloques del lazo.

Disponiéndose ya de un modelo, queda por diseñar el compensador $G(s)$ para lograr la respuesta dinámica necesaria y cumplir con las especificaciones, la metodología habitual de proyecto consiste en trabajar con la ganancia de lazo $G(s)L(s)$ aplicando sobre la misma los criterios de estabilidad.

6.5. Criterios de estabilidad.

Si bien la etapa de potencia de la fuente opera a altas frecuencias, la planta solo responde a baja frecuencia (el filtro deja pasar el valor medio), es por esto, que puede proyectarse el compensador suponiendo que la planta es excitada por una tensión continua (función del ciclo de trabajo) y utilizarse herramientas para proyecto en tiempo continuo.

El margen de ganancia (MG) representa la ganancia que habría que adicionar para llevar al sistema a la inestabilidad cuando la fase de la transferencia es de 180° , el margen de fase (MF) indica cuanto desfase se puede agregar a la transferencia sin llevarla a la inestabilidad, cuando la ganancia es unitaria.

Los márgenes de fase y ganancia se pueden visualizar fácilmente en un diagrama de Bode, respecto a la frecuencia de cruce f_{xo} (donde el lazo tiene ganancia unitaria), estos márgenes de fase y ganancia no solo indican los límites de estabilidad, también dan una idea de si el

sistema va a ser lento, rápido o muy oscilante, para fuentes conmutadas son típicos valores de MF~45° y MG~10dB (como compromiso entre la velocidad de respuesta y la estabilidad inherente).

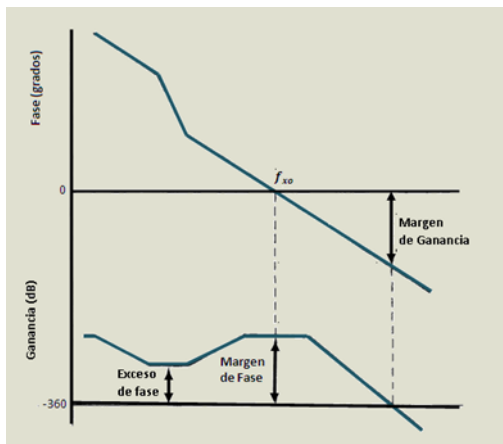


Fig. III.6. 4 Criterios de estabilidad.

6.6. Transferencia de la planta (control-to-output).

Es la transferencia parcial a lazo abierto desde la señal de control hasta la salida, que incluye el modulador PWM, el transformador de potencia y el filtro de salida, estos bloques más los efectos perturbantes (cambios de carga y de operación) representan la planta que luego va a compensarse, para lograr la estabilidad, regulación y respuesta transitoria de acuerdo con las especificaciones.

6.7. Ganancia de continua.

Es la ganancia de tensión de corriente continua ($f=0$) que tiene en cuenta la sensibilidad del modulador de ancho de pulso PWM, en función de su tensión de control y de la relación de vueltas del transformador de potencia.

Para la regulación de la fuente, el valor de la tensión de salida V_a se controla en función del ciclo de trabajo D , el cual a su vez es función de una señal de control V . En la gran mayoría de los moduladores PWM, la señal de control V_{dc} se compara con una señal en diente de sierra de frecuencia generalmente fija (a la frecuencia de conmutación).

6.8. Filtro de salida.

La menor frecuencia de corte encontrada es contribuida por el filtro de salida, compuesto por el inductor L_o y el capacitor C_o , que filtran la tensión proveniente del rectificador después del transformador dejando solamente el valor medio V_a (mas rizado), su frecuencia de resonancia se puede calcular por.

$$f_{LC} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}}$$

Ecu. III 6. 7

Esta representa un doble polo y exhibe una atenuación de -40dB/década y un desfase de 180° después de su frecuencia de corte, ya que en este punto la impedancia de C_o comienza a disminuir y la de L_o incrementa con una pendiente de 20 dB/década .

La segunda frecuencia de corte es el cero contribuido por la resistencia ESR del capacitor del filtro de salida y por el valor de su capacitancia, el capacitor C_o no se puede idealizar, debiéndose tener en cuenta su resistencia equivalente serie (ESR), que es en parte responsable del rizado a lazo abierto y de la aparición en el modelo de un cero en la frecuencia f_{es} , que si se desprecia, puede ser riesgoso para la estabilidad, su frecuencia de corte se calcula por

$$f_z = \frac{1}{2\pi R_{ESR} C_o}$$

Ecu. III 6. 8

Inmediatamente después de f_{LC} , la impedancia de C_o es mucho mayor que R_{ESR} , y viendo a tierra desde V_o , la única impedancia efectiva es la de C_o , en ese rango de frecuencias, la ganancia todavía cae con una pendiente de -40dB/década .

A mayores frecuencias donde la impedancia de C_o es menor que R_{ESR} la impedancia efectiva vista desde V_o a tierra es la de R_{ESR} este cambio ocurre a la frecuencia f_z .

Para calcular la ganancia de la función de transferencia (control-tú-output) a 0 Hz (o DC) de un convertidor tipo forward, simplemente se suman las ganancias del transformador de potencia y la ganancia presentada en el filtro LC. Esta se puede obtener por

$$A_{DC} = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{N_{sec}}{N_{pri}} D = \frac{V_{in}}{\Delta V_e} \cdot \frac{N_{sec}}{N_{pri}}$$

Ecu. III 6. 9

Donde ΔV_e Es el cambio máximo en el voltaje del amplificador de error al ir de 0 al 100 por ciento del ciclo de trabajo, este cálculo se debe hacer al mayor voltaje de entrada especificado porque el sistema exhibe su mayor ganancia de DC en este punto.

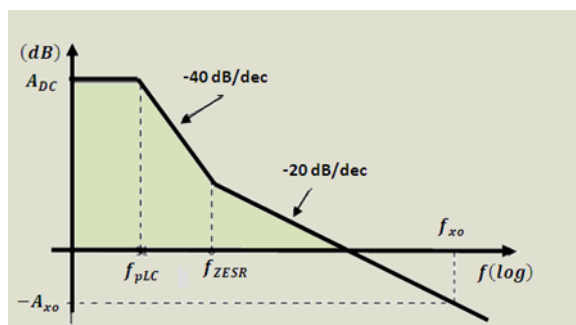


Fig. III.6. 5 Respuesta en frecuencia del filtro de salida con ESR.

La respuesta en frecuencia genérica de la planta se ilustra en (Fig. III.6. 5) con base en un diagrama de Bode asintótico.

6.9. Referencias de tensión.

Las tensiones de salida del convertidor están aisladas de las de entrada, dicho aislamiento es galvánico, en la conversión de energía hacia la parte secundaria (mediante el transformador de potencia) y es óptica (mediante un opto acoplador) en la realimentación del lazo hacia la parte primaria.

6.10. Técnicas de compensación.

El propósito de añadir compensación al amplificador de error es contrarrestar desfases y corregir ganancias incluidas en la función de transferencia de la planta que podrían poner en riesgo la estabilidad de la fuente, lograr que la función de transferencia en lazo cerrado (control-to-output en cascada con el amplificador de error) satisfaga los criterios de estabilidad.

Evitar cualquier cambio de fase en lazo cerrado que sea cercano a 360° por menos que el margen de fase deseado cuando la ganancia sea mayor que 1 (0db), también se pretende que la pendiente en la curva de ganancia en el lugar de la frecuencia de cruce tenga un valor de -20dB/década , un margen de fase de 45° a 60° (360° menos el desfase total de lazo cerrado) son considerados valores seguros que proporcionan buena respuesta ante transitorios.

Otras consideraciones que afectan el rendimiento del convertidor son:

- 1-La frecuencia de cruce f_{xo} del sistema a lazo cerrado debe de ser tan alta como sea posible para minimizar el tiempo de respuesta ante los transitorios de una carga dinámica
- 2-La ganancia de DC del amplificador de error, debe ser lo más alta posible, para asegurarse que la fuente exhibe buena regulación de V_o con carga estática.
- 3- Una buena práctica es hacer que la pendiente de la ganancia en la frecuencia de cruce a lazo cerrado, luego de la compensación sea cercana a -20 dB/década .

En la práctica algunas de estas consideraciones se contraponen entre sí por lo que se deben tomar decisiones de compromiso, las técnicas de compensación se clasifican en función de las singularidades (polos y ceros) que introduce el compensador.

Los amplificadores operacionales exhiben una ganancia de DC de entre 80 y 100 dB, también tienen un único polo con una frecuencia de corte de entre 10 a 100 Hz y una atenuación en la ganancia de -20db/década por encima de la frecuencia de corte, estas características de frecuencia usualmente exceden los requerimientos normales de compensación.

A continuación se presentan los esquemas de compensación habituales y sus aplicaciones en las distintas topologías.

6.10.1. Polo único.

Se lo utiliza en convertidores que exhiben un mínimo de corrimiento de fase antes del punto de cruce de ganancia (Buck, Push-Pull, medio puente, puente completo), la regulación de carga es muy buena, ya que su ganancia de DC es bastante alta, tiene mala respuesta dinámica por lo tanto este compensador (Fig. III.6. 6) se usa solo si la respuesta puede ser lenta.

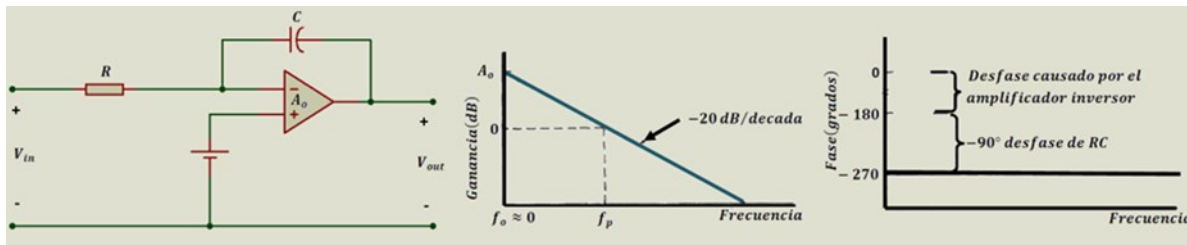


Fig. III.6. 6 Compensación Tipo I.

6.10.2. Dos polos y un cero.

Este compensador (Fig. III 6.7) se usa para topologías con polo simple (Boost, Buck-Boost, Flyback y forward con control en modo de corriente). El cero que se agrega elimina la restricción que se tenía en el compensador anterior ($f_{x0} \sim f_p$ planta) con lo cual, se mejora la respuesta dinámica.

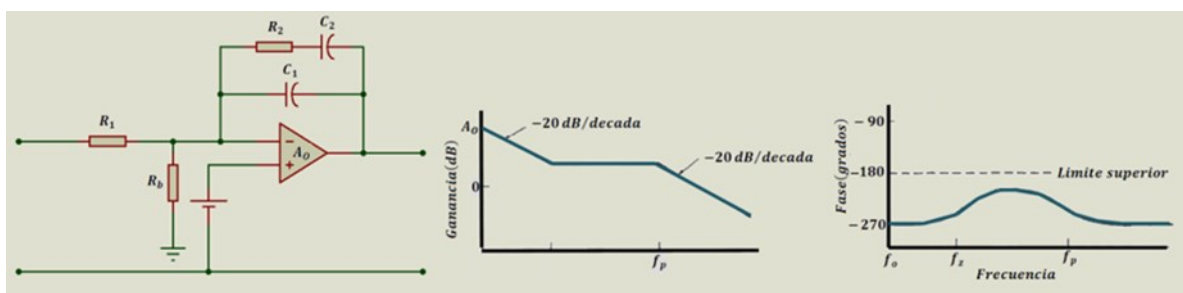


Fig. III.6. 7 Compensación tipo II.

6.10.3. Dos Polos- Dos Ceros.

Este método de compensación (Fig. III.6. 8) está destinado principalmente para convertidores con -40dB/década de atenuación después de los dos polos del filtro de salida y con un desfase de -180° . Como en el caso de los convertidores en modo Forward tales como el Buck, Push-Pull, Half bridge and full bridge, que usan control de modo de voltaje.

El método de dos polos dos ceros introduce en el amplificador de error dos ceros para reducir la pendiente que aparece después del doble polo causado por el filtro LC y sus -180° de desfase asociados.

El amplificador tiene una pendiente de $+20\text{ dB/década}$ entre el cero y el par de polos. También tiene un adelanto de fase, que alcanza su máximo a la frecuencia de la media geométrica entre las frecuencia del polo mayor y el cero menor, este máximo posible adelanto de fase de $+180^\circ$ (o un desfase neto del amplificador de -90°).

Este valor está determinado por la separación entre las frecuencias de los polos y ceros, entre mayor la diferencia mayor el adelanto de fase, el propósito de esto es contrarrestar los -180° de desfase del filtro LC, la pendiente de $+20\text{db/década}$ sobre este rango también lleva la ganancia total del lazo a una pendiente de -20db/década .

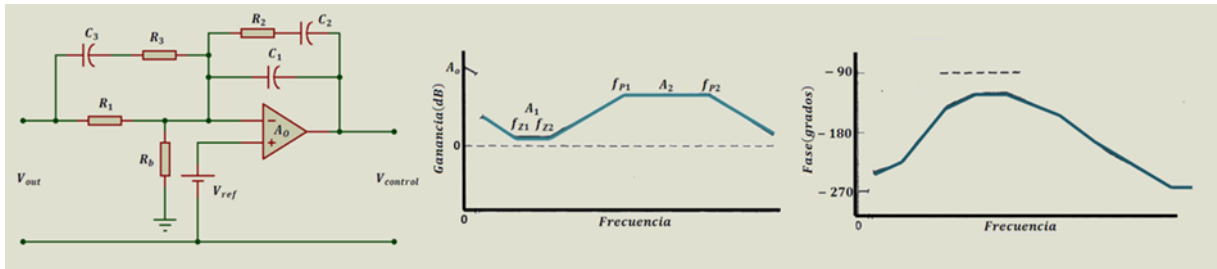


Fig. III.6. 8 Compensación Tipo III.

El menor de los polos de alta frecuencia dentro del amplificador contrarresta el cero causado por la resistencia ESR del capacitor del filtro, el último polo se ubica a una frecuencia mayor que la frecuencia de corte para aumentar la ganancia a lazo cerrado.

Los puntos de interés con este método de compensación son:

$$A_i = \frac{R_2}{R_1}$$

Ecu. III 6. 10

$$A_2 = \frac{R_2(R_1 + R_3)}{R_1 R_3} \approx \frac{R_2}{R_3}$$

Ecu. III 6. 11

$$f_{z1} = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}$$

Ecu. III 6. 12

$$f_{z2} = \frac{1}{2\pi(R_1 + R_3)C_3} \approx \frac{1}{2\pi R_1 C_3}$$

Ecu. III 6. 13

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi R_3 C_3}$$

Ecu. III 6. 14

$$f_{p2} = \frac{C_1 + C_2}{2\pi R_2 C_1 C_2} \approx \frac{1}{2\pi R_2 C_1}$$

Ecu. III 6. 15

$$Boost = 4 \tan^{-1} \left(\sqrt{\frac{f_{p1}}{f_{p2}}} \right) - 180^\circ$$

Ecu. III 6. 16

Una vez que las frecuencias de corte de la función de transferencia de la planta han sido determinadas, la ganancia y la ubicación de los ceros y polos de la compensación se pueden determinar fácilmente como sigue:

1-Determina la frecuencia de cruce a lazo cerrado (f_{xo}) que no puede estar próxima a la frecuencia de conmutación f_s para no amplificar demasiado al rizado. Como criterio práctico se opta como cota superior:

$$f_{xo} = \frac{f_s}{5}$$

Ecu. III 6. 17

2-Determina la ganancia que se necesita para llevar la función de transferencia del control a la salida hasta 0 dB en la f_{xo} deseada.

3-Si los dos ceros se ubican a la misma frecuencia, entonces se deben ubicar en

$$f_{z1} = f_{z2} = \frac{f_{p(LC)}}{2}$$

Ecu. III 6. 18

Se ubica uno de los polos del compensador en la proximidad del cero que aporta el capacitor del filtro LC para aumentar el MF a lazo cerrado, al otro polo, se lo sitúa por encima de la frecuencia de cruce.

El margen de fase resultante es de 45° . Si se desea un valor mayor, mueve el par de ceros a una menor frecuencia. Para quitarle importancia al Q del filtro LC en el lazo, los ceros pueden ir separados en este caso

El segundo cero se ubica justo sobre los polos del filtro LC, tal que

$$f_{p(LC)} < f_{z2} < 1.2f_{p(LC)}$$

Ecu. III 6. 19

Esto reduce la amplitud del pico causado por el Q del filtro de salida sin proveer ganancia adicional sobre esta región.

4-Ubica el primer polo del compensador f_{p1} a la frecuencia más baja a la que puede estar el cero causado por el ESR del capacitor, esto será causado por el mayor valor de ESR esperado (caso más desfavorable pues reduce el margen de fase).

$$f_{p1} \approx f_{z(ESR)[peor\ caso]}$$

Ecu. III 6. 20

5- Sitúa f_2 sobre la frecuencia de cruce aproximadamente en

$$f_{p2} > 1.5f_{xo}$$

Ecu. III 6. 21

Para limitar el ancho de banda fuera de la zona de operación del convertidor y así rechazar el ruido de alta frecuencia que pudiera perturbar

La ganancia en el primer cero se puede calcular por

$$A_1 = A_{xo} + 20 \log \left(\frac{f_{z2}}{f_{p1}} \right) [en\ dB]$$

Ecu. III 6. 22

Ahora los valores de los componentes de la red de compensación se pueden determinar. La resistencia R_1 se conoce ya que es el resistor superior en el divisor de la red del censo de voltaje de salida

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_{x0} A_1 R_1}$$

Ecu. III 6. 23

$$R_2 = A_1 \cdot R_1$$

Ecu. III 6. 24

$$C_3 = \frac{1}{2\pi f_{z2} R_1}$$

Ecu. III 6. 25

$$R_3 = \frac{R_2}{A_2}$$

Ecu. III 6. 26

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_{z1} R_2}$$

Ecu. III 6. 27

El peor caso de exceso de fase ocurre justo por encima del doble polo del filtro LC que será mayor que 45° el margen de fase a la frecuencia de corte será de 90° . Si ocurre un problema de oscilación, este sería en la resonancia del filtro LC, pero 45° y la ganancia reducida en esta región son suficientes para asegurar que esto no ocurrirá.

7. Mosfets.

Los Mosfets son dispositivos de efecto de campo que utilizan un campo eléctrico para crear un canal de conducción, existen dos tipos de transistores Mosfets, los de canal N o NMOS y los de canal P o PMOS, a su vez, estos transistores pueden ser de acumulación (enhancement) o depleción (deplexion).

La estructura física de un MOSFET de acumulación de canal n puede verse en (Fig. III.7. 1), sus terminales son el drenador D , la puerta G , la fuente S y el sustrato B , en funcionamiento normal por el terminal del sustrato pasa una corriente despreciable y se puede considerar como conectado a la fuente, por lo que se tiene un dispositivo de tres terminales (Hambley, 1999).

La puerta se halla aislada del sustrato por una fina capa de dióxido de silicio y por el terminal de la puerta fluye una corriente despreciable, cuando se aplica a la puerta una tensión positiva en relación a la fuente, los electrones se ven atraídos a la región situada bajo la puerta, induciéndose un canal de material de tipo n entre el drenador y la fuente, si se aplica una tensión entre drenador y fuente, fluirá una corriente que sale de la fuente, y va a través del canal, hacia el drenador.

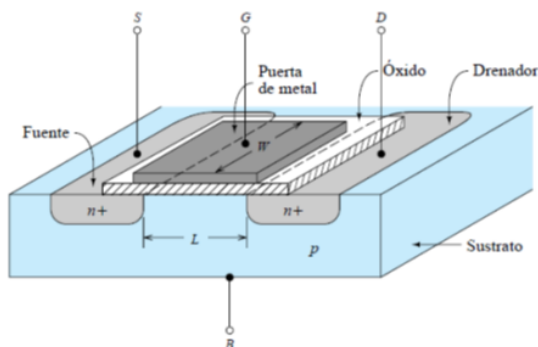


Fig. III.7. 1 Mosfet de acumulación de canal n.

A continuación se describe el funcionamiento básico de este dispositivo.

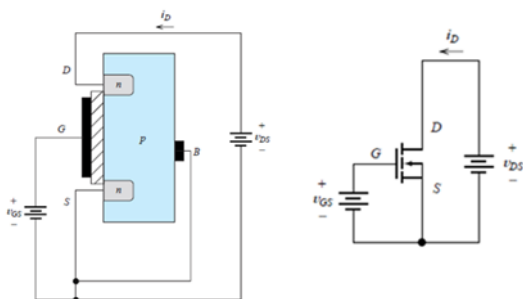


Fig. III.7. 2 Para $v_{GS} < V_{to}$ la unión pn entre drenador y sustrato esta polarizada en inversa, $i_D = 0$.

Funcionamiento en la región de corte: Si se aplica al drenador una tensión positiva con relación a la fuente, empezando con $V_{GS} = 0$, en las interfaces drenador-sustrato y fuente-sustrato aparecerán uniones pn, no fluye virtualmente ninguna corriente hacia el drenador ya que la unión drenador-sustrato está polarizada en inversa, a esto se le llama región de corte, a medida que aumenta V_{GS} , el dispositivo permanece en corte hasta que V_{GS} alcanza un valor suficiente llamado tensión umbral V_{to} .

La tensión umbral normal va de uno a unos pocos voltios, para la región de corte: $i_D = 0$ para $V_{GS} \leq V_{to}$

Funcionamiento en la región óhmica: En (Fig. III.7. 3), v_{GS} es mayor que la tensión de umbral, el campo eléctrico que resulta de la tensión aplicada a la puerta ha repelido a los huecos de la región situada bajo la puerta, y ha atraído a electrones que pueden fluir con facilidad en la dirección de polarización directa a través de la unión fuente-sustrato, esta repulsión y atracción simultáneas producen un canal de tipo n entre el drenador y la fuente, al aumentar v_{DS} , la corriente fluye hacia el drenador a través del canal y de la fuente.

Para valores pequeños de v_{DS} , la corriente de drenador es proporcional a v_{DS} , para cada valor dado (pequeño) de v_{DS} , la corriente de drenador es también proporcional al exceso de tensión de la puerta, $v_{GS} - V_{to}$

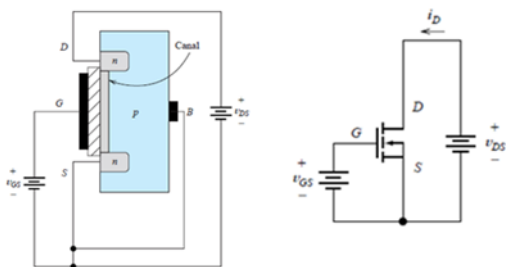


Fig. III.7. 3 Para $v_{GS} > V_{to}$ se induce un canal de tipo n en la región que está bajo la puerta, para valores pequeños de v_{GS} , i_D es proporcional a v_{DS} .

En la región óhmica, el NMOS se comporta como una resistencia conectada entre el drenador y la fuente, pero la resistencia disminuye a medida que aumenta v_{GS} .

A causa del flujo de corriente, la tensión entre los puntos del canal y la fuente se hace mayor más cerca del drenador, la tensión entre la puerta y el canal disminuye, con lo que resulta unafilamiento de la anchura del canal (Fig. III.7. 4), a causa de eseafilamiento del canal, su resistencia se hace mayor al aumentar v_{DS} , dando como resultado una menor tasa de crecimiento de i_D .

Para $v_{DS} < v_{GS} - V_{to}$ y $v_{GS} \geq V_{to}$, se dice que el dispositivo trabaja en la región óhmica.

Funcionamiento en la región de saturación:

A medida que aumenta v_{DS} , la tensión entre la puerta y el extremo del canal correspondiente al drenador disminuye, cuando la tensión puerta-drenador V_{GD} iguala a la tensión umbral V_{to} , la anchura del canal en el extremo del drenador se hace cero.

Para ulteriores incrementos de v_{DS} , i_D es constante, tal y como se muestra en (Fig. III.7. 4). A esto se le llama región de saturación, en la que $v_{GS} \geq V_{to}$, y $v_{DS} \geq v_{GS} - V_{to}$.

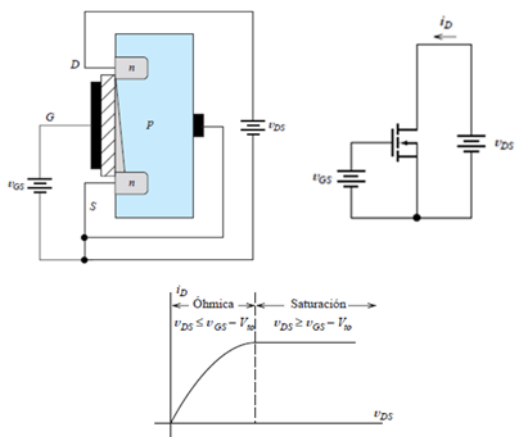


Fig. III.7. 4 A medida que aumenta v_{DS} , el canal se estrecha en el extremo del drenador e i_D se incrementa con más lentitud, por ultimo para $v_{DS} > v_{GS} - V_{to}$, i_D permanece constante.

El comportamiento del Mosfet durante su conmutación se ve afectado por las capacitancias parasitas entre las tres terminales del dispositivo (Fig. III.7. 5), que son las capacitancias de

puerta a fuente (C_{GS}), de puerta a drenador (C_{GD}) y de drenador a fuente (C_{DS}), los valores de estas son no lineales y dependen de la estructura, geometría y voltaje de polarización del dispositivo

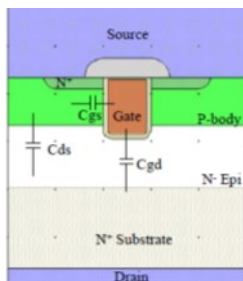


Fig. III.7. 5 Ilustración de las capacitancias parasitas del Mosfet.

Durante el encendido, las capacitancias C_{GD} y C_{GS} se cargan a través de la puerta, así que el diseño del circuito de disparo debe considerar la variación en estas, las capacitancias parasitas del Mosfet son provistas en las hojas de datos como C_{ISS} , C_{OSS} y C_{RSS} .

7.1. Circuitos de disparo.

Minimizar las pérdidas en los transistores de conmutación es un importante objetivo a la hora de diseñar circuitos electrónicos de potencia, las pérdidas en conducción se producen a causa de que la tensión en bornes de un interruptor en conducción no es cero, las pérdidas de conmutación ocurren porque un dispositivo no hace la transición de un estado a otro instantáneamente, estas suelen ser mayores que las de conducción (Hart, 2010).

El circuito de disparo es una parte integral de un convertidor de potencia, y consiste en dispositivos semiconductores de potencia, la salida de un convertidor es una función directa de la conmutación y depende de la forma en que el circuito de disparo excita los dispositivos de conmutación, por consiguiente, las características del circuito de disparo son elementos clave para obtener la salida deseada, y los requisitos de control de cualquier regulador conmutado.

Para el diseño del circuito de disparo se requiere conocer las características de compuerta y las necesidades de dispositivos como transistores de efecto de campo metal Oxido semiconductor (Mosfets).

El Mosfet es un dispositivo controlado por tensión y que resulta relativamente simple de activar y desactivar, lo cual es una ventaja respecto al transistor bipolar de unión, el estado de conducción se consigue cuando la tensión compuerta-fuente sobrepasa de forma suficiente la tensión de umbral, lo que fuerza al Mosfet a entrar en la región de trabajo Óhmica, normalmente, la tensión compuerta-fuente del Mosfet para el estado activado en circuitos conmutados está entre 10V y 20V, el estado desactivado se consigue con una tensión menor que la tensión de umbral.

Las corrientes de compuerta para los estados de encendido y apagado son esencialmente cero, sin embargo, es necesario cargar la capacidad de entrada parasita para poner al Mosfet en conducción, y descargarla para apagarlo, las velocidades de conmutación vienen determinadas básicamente por la rapidez con que la carga se puede transferir hacia y desde

la puerta, un circuito de excitación para MOSFET debe ser capaz de absorber y generar corrientes rápidamente, para conseguir una conmutación de alta velocidad (Hart, 2010).

7.1.1. Doble seguidor de emisor (Tótem Pole).

El doble seguidor de emisor o tótem-pole consiste en un par de transistores bipolares npn y pnp acoplados (Fig. III.7. 1), cuando la tensión de excitación de entrada está a nivel alto, Q1 conduce y Q2 está apagado, haciendo conducir al Mosfet, cuando la señal de excitación de entrada está a nivel bajo, Q1 está al corte y Q2 conduce, eliminando la carga de la puerta y apagando el Mosfet.

Algunos circuitos integrados tienen salidas con circuitos preparados para absorber y generar corriente, capaces de excitar directamente a los transistores en aplicaciones de baja potencia.

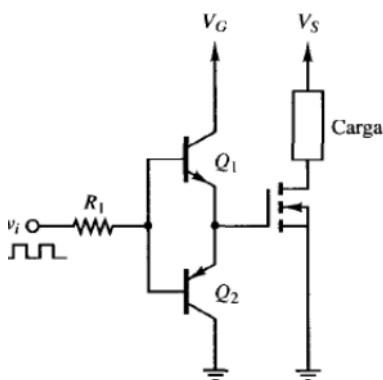


Fig. III.7. 6 Excitador de compuerta con Tótem Pole.

8. Circuito amortiguador (Snubber).

Los circuitos de protección reducen las pérdidas en un transistor durante la conmutación (aunque no necesariamente las pérdidas totales) y protegen al dispositivo de los estreses a los que se ve sometido durante la conmutación debido a las altas tensiones y corrientes (Hart, 2010).

Los semiconductores presentan unos límites muy estrictos en cuanto a valores máximos de tensión, corriente y potencia soportados que si son superados podrían provocar la destrucción del dispositivo, cuando se diseña un circuito se ha de poner especial cuidado en que sus componentes puedan resistir las condiciones de trabajo más desfavorables que tengan lugar.

Los circuitos de ayuda a la conmutación conocidos comúnmente como snubber son una parte esencial en muchos de los circuitos electrónicos de potencia, básicamente pueden considerarse como un conjunto de componentes (pasivos y/o activos) que se incorporan al circuito de potencia para reducir en el transistor de conmutación el estrés eléctrico durante las conmutaciones y asegurar un régimen de trabajo seguro.

La función principal que desarrollan los circuitos de ayuda a la conmutación es absorber la energía procedente de los elementos reactivos del circuito durante el proceso de conmutación controlando parámetros tales como la evolución de la tensión o corriente en el interruptor, o bien limitando los valores máximos de tensión que ha de soportar.

Se incrementa de esta forma la fiabilidad de los semiconductores al reducirse la degradación que sufren debido a los aumentos de potencia disipada y de la temperatura, en un Mosfet la resistencia en on puede llegar a crecer un 50%, aumentando considerablemente las pérdidas en conducción con el consiguiente deterioro del dispositivo.

La tasa de averías puede aumentar en más de 100 veces a causa del incremento en la temperatura de la unión pn del Mosfet, cuando se diseña una red de protección adecuadamente el interruptor soportara picos menores de potencia, tensión y corriente, todo ello a costa de incrementar la circuitería y la complejidad del circuito (pernia, 1999).

En (Fig.III.8. 1) se observa la evolución de las tensiones considerando la presencia de capacitancias parásitas en el Mosfet, así como inductancias parásitas (inductancia de dispersión).



Fig.III.8. 1 Oscilaciones de voltaje en el drenador.

Los snubbers consiguen reducir de varias formas el estrés eléctrico en los semiconductores durante el proceso de conmutación cuando trabajan en un regulador conmutado (Mohan, 2009):

- Limitar el pico máximo de tensión aplicado al interruptor durante el transitorio que aparece en el proceso de apagado.
- Limitar el pico máximo de corriente a través del interruptor durante Proceso de encendido.
- Limitar la pendiente de la corriente (di/dt) que circula por el interruptor en el proceso de encendido.
- Limitar la pendiente de la tensión (dv/dt) en el interruptor durante el proceso de apagado.

8.1. Amortiguador DRC.

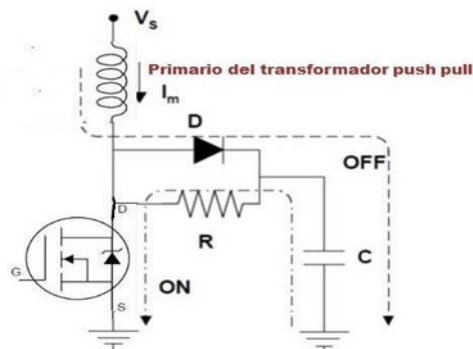


Fig.III.8. 2 Circulación de la corriente en on y off de Snubber DRC.

En (Fig.III.8. 2) se muestra un típico circuito de protección DRC, este circuito de protección proporciona otro camino para la corriente de carga durante el apagado.

Cuando el transistor se está desactivando y la tensión en el aumenta, el diodo de protección D se polariza en directa y el condensador comienza a cargarse, el condensador reduce el tiempo de cambio de la tensión en el transistor, retrasando la transición de la tensión de nivel bajo a nivel alto.

El condensador se carga hasta la tensión final de desactivación del transistor y continua cargado mientras el transistor está apagado, cuando el transistor entra en conducción, el condensador se descarga a través del transistor y la resistencia de protección.

El tamaño del condensador de protección determina la velocidad de subida de la tensión en bornes del interruptor durante la puesta al corte, el transistor deja pasar la corriente de la carga antes del apagado y durante éste la corriente del transistor disminuye aproximadamente de forma lineal hasta que llega a cero. El diodo de la carga permanece apagado hasta que la tensión del condensador llega a V_s , por el condensador de protección pasa el resto de la corriente de carga hasta que el diodo de carga comienza a conducir. Las corrientes del transistor y del condensador de protección (Fig.III.8. 3) durante la puesta al corte se expresan como

$$i_q(t) \begin{cases} IL \left(1 - \frac{t}{t_f}\right) & \text{para } 0 \leq t < t_f \\ 0 & t \geq t_f \end{cases}$$

Ecu. III 8. 1

$$i_c(t) \begin{cases} il - i_q(t) = \frac{ILt}{t_f} & \text{para } 0 \leq t < t_f \\ IL & t_f \leq t < t_x \\ 0 & t \geq t_x \end{cases}$$

Ecu. III 8. 2

Donde t_x es el instante en el que la tensión del condensador llega a su valor final, determinado por la tensión de alimentación del circuito.

Un condensador de protección pequeño hace que la tensión llegue a V_S antes de que la corriente del transistor sea cero, mientras que las capacidades grandes hacen que la tensión tarde más en alcanzar V_S , la energía absorbida por el transistor durante la conmutación disminuye a medida que aumenta el condensador de protección. El condensador se elige basándose en la tensión deseada para el instante en el que la corriente del transistor llegue a cero, la tensión del condensador en (d) se expresa como:

$$V_c(t) = \begin{cases} \frac{1}{c} \int_0^t \frac{ILt}{tf} dt = \frac{ILt^2}{2Ctf} & \text{para } 0 \leq t \leq f \\ \frac{1}{c} \int_{tf}^t ILdt + V_c(tf) = \frac{IL}{C}(t - tf) + \frac{ILtf}{2C} & tf \leq t \leq tx \\ V_S & t \geq tx \end{cases} \quad \text{Ecu. III 8. 3}$$

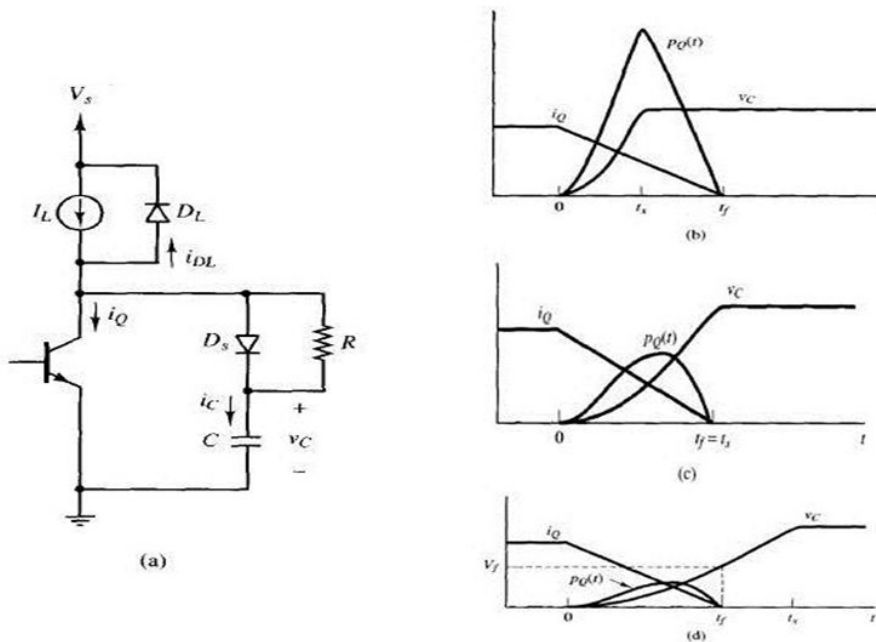


Fig.III.8. 3 Convertidor con circuito de protección de transistor (b) hasta (d) forma de onda durante la puesta en corte para circuitos con valores de capacidad sucesivamente más grandes.

Si la corriente del interruptor llega a cero antes de que el condensador se cargue por completo, la tensión del condensador se calcula a partir de la primera parte de la Ecu. III 8. 3, haciendo $V_c(tf) = vf$. Despejando C,

$$C = \frac{ILtf}{2vf}$$

Ecu. III 8. 4

vf es la tensión deseada del condensador cuando la corriente del transistor llega a cero ($vf \leq vs$). El condensador se elige a veces de forma que la tensión del interruptor alcance su valor final al mismo tiempo que la corriente toma el valor cero, en cuyo caso

$$C = \frac{ILtf}{2v_s}$$

Ecu. III 8. 5

Donde v_s es la tensión final en bornes del interruptor mientras este está abierto, obsérvese que la tensión final en bornes del transistor puede ser diferente de la tensión de continua del generador en algunas topologías, los convertidores forward y flyback, por ejemplo, tienen tensiones en el interruptor para el estado de apagado iguales al doble de la entrada de continua.

El circuito de protección reduce la potencia absorbida por el transistor, la potencia absorbida antes de añadir el circuito de protección se calcula a partir de la forma de onda de la figura. Las pérdidas de potencia para el apagado se calculan a partir de

$$P_q = \frac{1}{T} \int_0^T PQ(t) dt$$

Ecu. III 8. 6

La integral anterior se evalúa determinando el área situada bajo el triángulo para el apagado, lo que da la siguiente expresión para la pérdida de potencia durante el apagado sin circuito de protección:

$$PA = \frac{1}{2} ILv_s(ts + tf)f$$

Ecu. III 8. 7

donde $(ts + tf)$ es el tiempo de conmutación para el apagado y $f = 1/T$ es la frecuencia de conmutación, La potencia absorbida por el transistor durante el apagado tras añadir el circuito de protección aparece en la versión original se calcula a partir de las ecuaciones

$$PQ = \frac{1}{T} \int_0^T VQIQ dt = f \int_0^{tf} \left(\frac{ILt^2}{2Ctf} \right) IL \left(1 - \frac{t}{tf} \right) dt = \frac{I^2 L t^2 f}{24C}$$

Ecu. III 8. 8

La ecuación anterior es válida para el caso de que $tf \leq tx$, se elige una resistencia tal que el condensador se descargue antes de que el transistor vuelva a apagarse. Es necesario un intervalo de tiempo igual a entre tres y cinco constantes de tiempo para que se descargue el condensador. Suponiendo que la descarga completa sean cinco constantes de tiempo, el tiempo de conducción para el transistor es de $ton > 5RC$

$$R < \frac{ton}{5C}$$

Ecu. III 8. 9

El condensador se descarga a través de la resistencia y el transistor cuando el transistor entra en conducción, la energía almacenada en el condensador es:

$$w = \frac{1}{2} C(VS)^2$$

Ecu. III 8. 10

Esta energía se transfiere mayoritariamente a la resistencia durante el tiempo de conducción del transistor, la potencia absorbida por la resistencia es la energía dividida entre el tiempo, siendo este igual al periodo de conmutación:

$$PR = \frac{\frac{1}{2}CVS^2}{T} = \frac{1}{2}C(VS)^2F$$

Ecu. III 8. 11

Donde f es la frecuencia de conmutación.

La Ecu. III 8. 11 indica que la disipación de potencia en la resistencia de protección es proporcional al tamaño del condensador de protección, un condensador grande reduce la pérdida de potencia en el transistor, pero a expensas de una pérdida de potencia en la resistencia de protección.

La potencia disipada en la resistencia de protección es independiente del tamaño de ésta, el tamaño de la resistencia determina la velocidad de descarga del condensador cuando el transistor entra en conducción. La potencia absorbida por el transistor es más baja para una capacidad grande, pero la potencia absorbida por la resistencia de protección es mayor en este caso.

El uso del circuito de protección puede reducir el total de pérdidas de conmutación, pero quizás lo más importante es que el circuito de protección reduce las pérdidas en el transistor y, por tanto, las necesidades de refrigeración del dispositivo.

9. Enfriamiento y disipadores de calor.

Debido a las pérdidas en estado activo y por conmutación, dentro del dispositivo de potencia se genera calor, este calor se debe transferir del dispositivo a un medio de enfriamiento, para mantener la temperatura de operación en la unión dentro del intervalo especificado.

Aunque esta transferencia de calor se puede efectuar por conducción, convección o radiación, lo que más se usa en aplicaciones industriales es la convección natural (enfriamiento natural) o forzada, enfriamiento forzado con aire.

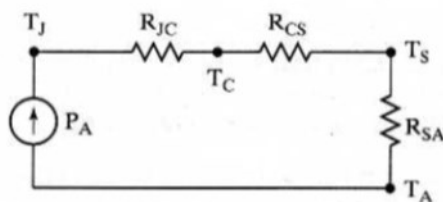


Fig. III.9. 1 Modelo de pérdidas por calentamiento.

El calor debe pasar del dispositivo a su encapsulado y después al disipador o radiador de calor en el medio de enfriamiento, si P_A es la pérdida promedio de potencia en el dispositivo, la analogía eléctrica cuando el dispositivo está montado en un disipador de calor, se ve en (Ecu. III 9. 1). La temperatura de unión de un dispositivo es T_J y se determina con:

$$T_J = P_A(R_{JC} + R_{CS} + R_{SA})$$

Ecu. III 9. 1

donde:

R_{JC} = resistencia térmica de unión a caja, C/W

R_{CS} = resistencia térmica del encapsulado al disipador, C/W

R_{SA} = resistencia térmica de disipador a ambiente, C/M

T_a = temperatura ambiente, C

En el caso normal, las resistencias R_{JC} y R_{CS} las especifican los fabricantes del dispositivo de potencia, una vez conocida la pérdida de potencia P_A se puede calcular la resistencia térmica requerida del disipador de calor, para una determinada temperatura ambiente T_A .

El siguiente paso es elegir un disipador que con los requisitos de resistencia térmica, hay disponible una amplia variedad de disipadores de calor de aluminio en el comercio que usan aletas de enfriamiento para aumentar la capacidad de transferencia de calor.

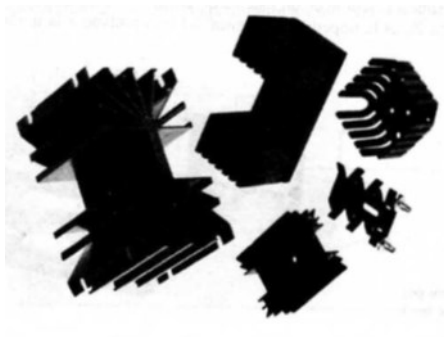


Fig. III.9. 2 Disipadores de calor.

En el enfriamiento forzado, la resistencia térmica disminuye al aumentar la velocidad del aire. Sin embargo, más allá de cierta velocidad, la reducción de resistencia térmica no es importante, en la (Fig. III.9. 2) se ven disipadores de calor de diversos tipos.

Tiene importancia extrema el área de contacto entre el dispositivo y el radiador de calor, para minimizar la resistencia térmica entre el encapsulado y el disipador, las superficies deben ser planas, lisas y sin polvo, corrosión ni óxidos superficiales, en el caso normal se aplican grasas de silicona para mejorar la capacidad de transferencia térmica y para minimizar la formación de óxidos y corrosiones.

El dispositivo se debe montar en forma correcta sobre el disipador de calor, para obtener la presión correcta de montaje entre las superficies correspondientes.

10. Protecciones contra sobre corriente.

En los convertidores de potencia se pueden presentar cortocircuitos o fallas, y las corrientes de falla que resulten deben eliminarse con rapidez, para proteger los dispositivos semiconductores se suelen usar fusibles de acción rápida, al aumentar la corriente de falla, el fusible se abre y suprime la corriente de falla en pocos milisegundos.

Los dispositivos semiconductores se pueden proteger escogiendo con cuidado los lugares de los fusibles, como se ve en (Fig. III 10. 1), sin embargo, los fabricantes de dispositivos de potencia recomiendan instalar un fusible en serie con cada dispositivo.

La protección individual que proporciona una mejor coordinación entre un dispositivo y su fusible permite una mejor utilización de las posibilidades del dispositivo, y lo protege contra fallas por corto circuito.

Cuando aumenta la corriente de falla aumenta también la temperatura del fusible hasta el punto en que este se funde y se producen arcos a través del mismo debido al arco aumenta la impedancia del fusible y con ello se reduce la corriente en un tiempo muy corto.

Para seleccionar un fusible es necesario estimar la corriente de falla, para entonces satisfacer los siguientes requisitos:

1. El fusible debe conducir la corriente nominal del dispositivo en forma continua.
2. El valor admitido de $I^2 \times T$ del fusible antes de que desaparezca la corriente de falla debe ser menor que el valor nominal de $I^2 \times T$ del dispositivo que se va a proteger.
3. El fusible debe ser capaz de resistir el voltaje después de la extinción del arco.
4. El voltaje pico de arco debe ser menor que el voltaje pico nominal del dispositivo.

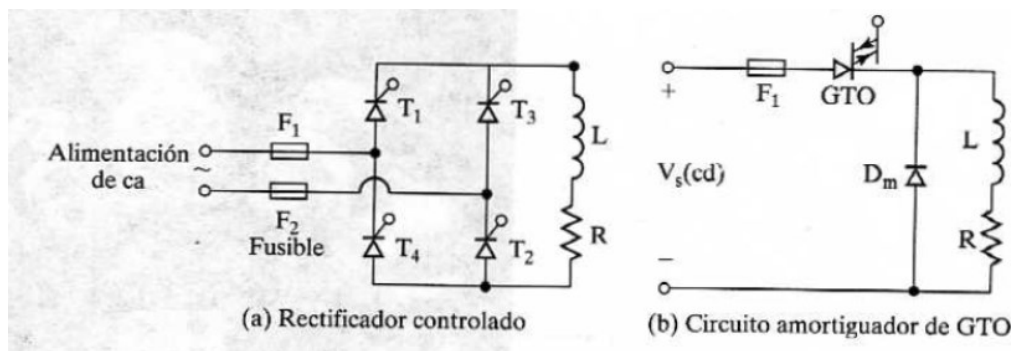


Fig. III 10. 1 Acción del fusible.

IV. Materiales y Método.

1. Requerimientos de inversor.

El inversor diseñado en la fase B de este proyecto consta de cuatro etapas o puentes “H” conectados en serie, con una fuente de DC independiente para cada etapa. La salida de cada puente “H” genera tres voltajes diferentes, que combinados con el resto de los puentes H, genera una onda de salida sinusoidal escalonada.

Los valores de cada una de estas fuentes podrían ser iguales, pero si se utilizan valores diferentes, se maximiza la cantidad de niveles de salida del inversor y se minimizan las fuentes DC necesarias, sin embargo los valores elegidos para las fuentes no es al azar y requiere de un estudio previo que será presentado en la fase B de este proyecto.

Se diseñaron cuatro fuentes para suministrar la potencia necesaria a cada uno de los puentes H del inversor y una fuente auxiliar para alimentar los circuitos de control. La fuente de

mayor tensión $68V_{dc}$ es para alimentar al puente denominado “Máster” (por poseer la más alta tensión de alimentación) y las tres restantes para los denominados “esclavos” ($51V_{dc}$ esclavo 1, $34V_{dc}$ esclavo 2 y $17V_{dc}$ esclavo 3).

Estos voltajes deben permanecer estables durante el funcionamiento del inversor a diferentes niveles de potencia manteniendo el voltaje a la salida del inversor a $110v$ AC, y una forma de onda sin distorsión.

Las fuentes deben tener una respuesta rápida ante las variaciones de la carga (carga dinámica), esto debido a que el puente H a la salida de cada fuente estará conmutando a una determinada frecuencia establecida por el circuito de control del inversor.

Las fuentes en cada uno de los cuatro puentes “H” deben ser flotantes, es decir, sin referencia común, pues lo que se está haciendo con el inversor es sumar voltajes para ir generando una onda alterna escalonada.

La fuente auxiliar para el control también alimenta los circuitos de disparo (drivers) utilizados para controlar los MOSFETS de los puentes H, estos drivers necesitan dos alimentaciones de 15 voltios y 5 voltios para su operación, para cada puente H, estos voltajes deben de estar aislados entre sí.

2. Selección de la topología a implementar.

Para seleccionar una topología apropiada para una aplicación específica, es necesario entender las sutiles diferencias entre las topologías¹³ y que factores las hacen más deseables para ciertas aplicaciones.

Ya que las fuentes de alimentación para el inversor deben estar galvánicamente aisladas, se utilizó una de las topologías derivadas de la configuración Forward¹⁴, todas estas cuentan con un transformador de potencia con núcleo de ferrita para el aislamiento y también para obtener la relación de voltaje a la salida, además que de esta manera es posible obtener más de una salida utilizando un transformador de varios secundarios.

Para minimizar el tamaño de los componentes magnéticos de la fuente y alcanzar la potencia deseada se selecciona una de las configuraciones que trabajan en el primer y tercer cuadrante del lazo de histéresis.

De entre estas, la topología Push-Pull nos ofrece más simplicidad en cuanto a circuitería por lo cual se reducen los costos, los transistores de conmutación del primario están en tierra común, también la topología Push Pull se puede alimentar con voltajes bajos¹⁵ (12 o 24 voltios), mientras que las demás deben operar con voltajes altos de entrada.

En conclusión esta topología es ideal para el inversor en términos de diseño y costo, en comparación con las otras topologías utilizadas en este tipo de aplicaciones, menos circuitería y mayor eficiencia.

¹³ Ver:3 Topologías de reguladores conmutados. En la página 5

¹⁴ Ver:3.2 Topologías aisladas. En la página 7

¹⁵ Ver:3.2.3 Regulador en contra-fase (Push-Pull).En la página 9

3. Diseño de la fuentes de alimentación.

Las fuentes de alimentación conmutadas se prestan muy bien a una aproximación organizada en su diseño, son más complicadas que las fuentes lineales y por lo tanto se pueden dividir en más bloques funcionales de carácter elemental.

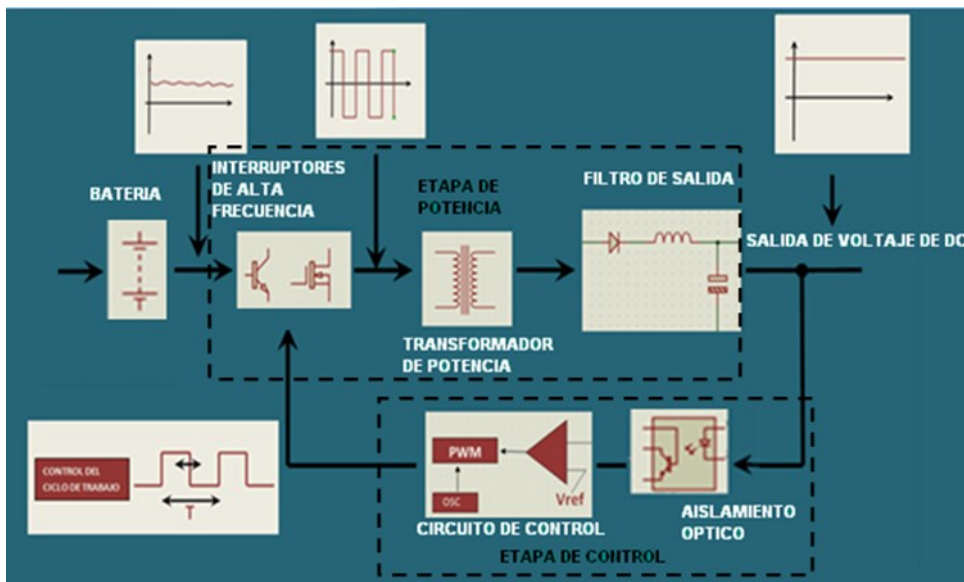


Fig. IV.3. 1 Diagrama de bloques de una fuente conmutada.

El diseñador de fuentes de alimentación conmutadas, a sabiendas o no, hace su diseño con un enfoque de bloques funcionales; ejecutar el diseño en un orden y manera específicos hace el desarrollo de este mucho más fácil predeterminando la información necesaria para las porciones posteriores.

En general, los diseños de fuentes de conmutación se comienzan con las consideraciones generales, a continuación el diseño de las secciones de potencia, entonces el diseño continua con el control y las funciones auxiliares, y finalmente la etapa de prueba y perfeccionamiento, todo comienza con una bien definida especificación de diseño.

4. Especificaciones de diseño.

a- Voltaje de alimentación.

El voltaje nominal de entrada V_{dc} de las fuentes es de 12 voltios, suministrado por una batería de ciclo profundo. Los voltajes mínimos V_{dc} y máximo $V_{dc(max)}$ de alimentación respectivamente son 11Vdc y 14Vdc.

b- Potencia de entrada y de salida de las fuentes.

La potencia de salida P_o establecida difiere en cada fuente según el voltaje de salida siendo la corriente igual para todas, esta potencia está limitada por la capacidad del núcleo del transformador.

En el caso de las fuentes de 68 y 51 voltios, luego de varias pruebas con el objetivo de homogenizar el calentamiento en los Mosfets del primario de todas las fuentes y tener el mismo número de Mosfets en cada fase del primario de los transformadores de todas las fuentes de potencia, se decidió utilizar dos transformadores en paralelo en lugar de uno para estas fuentes, tales transformadores solo tienen que manejar la mitad de la potencia total.

Asumiendo 80% de eficiencia, de la Ecu. III 5. 7 y la Ecu. III 5. 8 la potencia de entrada es:

Máster (68 Vdc 5A)

Dos transformadores de 68 Vdc 2.5 A

$$P_{o(\text{total})} = (68V \times 5A) = 340W$$

$$P_{in(\text{total})} = 1.25(340W) = 425W$$

$$P_{o(\text{trafo})} = (68V \times 2.5A) = 163W$$

$$P_{in(\text{trafo})} = 1.25(340W) = 244W$$

1^{er} Esclavo (51Vdc 5A)

Dos transformadores de 51 Vdc 2.5 A

$$P_{o(\text{total})} = (51V \times 5A) = 255W$$

$$P_{in(\text{total})} = 1.25(255W) = 319W$$

$$P_{o(\text{trafo})} = (51V \times 2.5A) = 128W$$

$$P_{in(\text{trafo})} = 1.25(340W) = 160W$$

2^{do} Esclavo (34Vdc 5A)

$$P_o = (34V \times 5A) = 170W$$

$$P_{in} = 1.25(170W) = 212.5W$$

3^{er} Esclavo (17Vdc 5A)

$$P_o = (17V \times 5A) = 85W$$

$$P_{in} = 1.25(85W) = 106.25W$$

Fuente auxiliar (cinco salidas de 15V 3A)

Las salidas deben entregar un máximo de 1 A cada una dando una potencia total de salida

$$P_o = 5(15V \times 1A) = 75 \text{ watts.}$$

La potencia de entrada $P_{in} = 1.25(75W) = 93.75W$

c- Frecuencia de conmutación.

La frecuencia de operación se selecciona de manera que se minimicen las dimensiones de los componentes magnéticos de la fuente, pero se debe de tomar en cuenta que al aumentar dicha frecuencia aumentan las pérdidas por conmutación y el calentamiento, también es necesario seleccionar los dispositivos de conmutación (transistores del primario y diodos rectificadores.) de manera que tengan la capacidad de conmutar a la frecuencia establecida.

En este caso las fuentes se diseñaron a una frecuencia de 45khz.

$$f = 45\text{Khz}$$

De la Ecu. III 2. 1 el periodo de conmutación es

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{45\text{Khz}} = 22.2\mu\text{S}$$

5. Diseño de la etapa de potencia de las fuentes.

5.1. Diseño de los transformadores de alta frecuencia.

5.1.1. Selección del núcleo.

El tamaño inicial del núcleo puede ser calculado en términos de su área producto¹⁶. Para la fuente máster de 68 voltios, utilizando un solo transformador según la Ecu. III 5. 4

$$AP = \left(\frac{11.1P_{in}}{K'\Delta Bf} \right)^{1.143} \text{ cm}^4$$

$$P_{in} = 425W$$

$$\Delta B = 0.16 \text{ T}$$

$$f = 45 \text{ Khz}$$

El valor de K' se extrae de la Tabla 1.

$$AP = \left(\frac{11.1[425]}{[0.208][0.16][45K]} \right)^{1.143} = \left(\frac{4717.5}{1497.6} \right)^{1.143} = 3.7 \text{ cm}^4$$

El núcleo disponible es el tipo ETD39/20/13 de material N27.
Según su hoja de datos:

ETD39/20/13

$$\Sigma l/A = 0.737 \text{ mm}^{-1}$$

$$I_e = 92.2 \text{ mm}$$

$$A_e = 125 \text{ mm}^2$$

$$A_{min} = 123 \text{ mm}^2$$

¹⁶ Ver: 5.4.3Cálculo del tamaño del núcleo en términos del área producto. En la página 22

$$V_e = 11\,500\text{ mm}^3$$

$$A_w = 177\text{ mm}^2$$

$$AP = A_w * A_e$$

$$AP = 177\text{ mm}^2 * 125\text{ mm}^2 = 22125\text{ mm}^4$$

Convirtiendo a cm^4 , $AP = 2.2\text{ cm}^4$, como se puede observar este valor es mucho menor, por lo tanto un solo núcleo ETD39 no se pueden manejar los niveles de potencia necesarios para la fuente máster de 68 voltios.

$$P_{in} = 244\text{ W}$$

$$AP = \left(\frac{11.1[244]}{[0.208][0.16][45K]} \right)^{1.143} = \left(\frac{2708.4}{1497.6} \right)^{1.143} = 1.96\text{ cm}^4$$

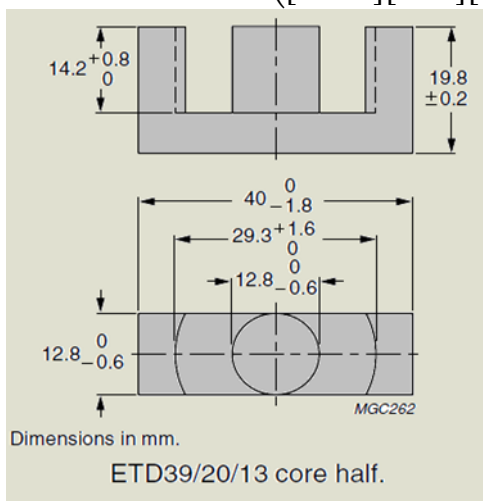


Fig.IV.5. 1 Dimensiones del núcleo ETD39

Utilizando dos transformadores.

Este resultado indica que el núcleo ETD39¹⁷ si puede manejar la mitad de la potencia de la fuente máster de 68 voltios, por razones de simetría y de disponibilidad, se utilizó el mismo tipo de núcleo para los dos transformadores de la fuente 1er esclavo de 51 voltios y para las dos fuentes de menor potencia.

Para la auxiliar se dispone del núcleo de ferrita EE30¹⁸ de material PC40

Características magnéticas EE30 según hoja de datos.

$$A_e = 109\text{ mm}^2$$

$$V_e = 6290\text{ mm}^3$$

$$A_w = 75.8\text{ mm}^2 \quad AP = A_w * A_e$$

$$AP = 75.8\text{ mm}^2 * 109\text{ mm}^2 = 8262.2\text{ mm}^4$$

¹⁷ Ver: Datasheet ETD39

¹⁸ Ver: Datasheet EEE30

Convirtiendo a cm^4 , $AP = 0.82cm^4$

Cálculo del área producto para la fuente auxiliar.

$$P_{in} = 93.75W$$

$$AP = \left(\frac{11.1[93.75]}{[0.208][0.16][45K]} \right)^{1.143} = \left(\frac{1040.625}{1497.6} \right)^{1.143} = 0.6596cm^4$$

De este resultado se observa que el núcleo EE30 es perfectamente capaz de manejar la potencia de la fuente auxiliar.

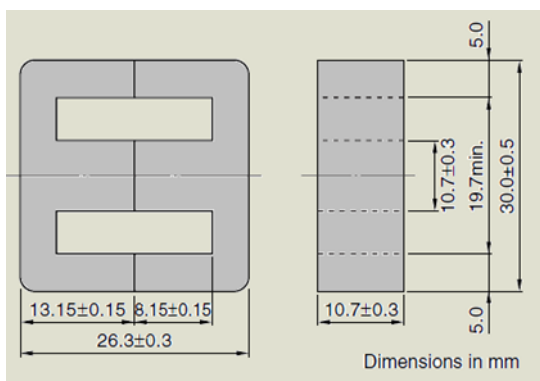


Fig. IV 5. 1 Dimensiones del núcleo EE30

5.1.2. Cálculo de número de vueltas en los bobinados del transformador.

Establecidos todos los parámetros necesarios se calcula el número de vueltas de los bobinados¹⁹.

Fuente de 68 voltios (máster)

De Ecu. III 5. 6 fue calculado el número de vueltas en el primario.

$$N_1 = \frac{VT_{on}}{A_e \Delta B}$$

Con

$$f = 45Khz T = 22.22 \mu S$$

$$A_e = 125mm^2$$

$$dB = 3200 G (0.32 T)$$

$$V_{dc} = 11 V D_{max} = 0.4$$

¹⁹Ver: 5.4.4 Cálculo del número de vueltas en los bobinados del transformador. En la página 23

De la Ecu. III 5. 5 , $V = (V_{dc} - 1) = 10 V$

De la Ecu. III 2. 1, $T_{on} = \frac{0.8T}{2} = \frac{0.8(22.22\mu S)}{2} = 8.88\mu S$

Entonces

$$N_1 = \frac{VT_{on}}{A_e \Delta B} = \frac{(10)(8.88)}{(125)(0.32)} = \frac{88.8}{40} = 2.22 \cong 3 \text{ vueltas}$$

El resultado del número de vueltas en el primario utilizando esta ecuación para las fuentes esclavas es el mismo que para la fuente máster debido a que todas las variables tienen los mismos valores.

Numero de vueltas en el secundario

Utilizando Ecu. III 5. 7 para encontrar la relación de vueltas del transformador *con*

$$V_{OUT} = 68 V$$

$$f = 45 KHz$$

$$V_{dc} = 12V V_{dc} = 11 V$$

$$D_{max} = 0.8N_1 = 3$$

$$N = \frac{68}{2(11)(0.4)} = 7.7 \approx 8$$

$$N_2 = N \cdot N_1$$

Así

$$N_2 = (8)(3) = 24 \text{ vueltas}$$

Fuente de 51 voltios (primer esclavo)

Numero de vueltas en el secundario

$$V_{OUT} = 51 V$$

$$f = 45 KHz$$

$$V_{dc} = 12V V_{dc} = 11 V$$

$$D_{max} = 0.8N_1 = 5$$

$$N = \frac{51}{2(11)(0.4)} = 5.7 \approx 6$$

$$N_2 = N \cdot N_1$$

$$N_2 = (6)(3) = 18 \text{ vueltas}$$

Fuente de 34 voltios (Segundo esclavo)

Numero de vueltas en el secundario

$$V_{OUT} = 34 \text{ V}$$

$$f=45 \text{ KHz}$$

$$V_{dc} = 12 \text{ V } \underline{Vdc}=11 \text{ V}$$

$$D_{max} = 0.4N_1 = 5$$

$$N = \frac{N_2}{N_1} = \frac{V_{out}}{2\underline{V_{dc}}D_{max}}$$

$$N = \frac{34}{2(11)(0.4)} = 3.8 \approx 4$$

$$N_2 = N \cdot N_1$$

$$N_2 = (4)3 = 12 \text{ vueltas}$$

Fuente de 17 voltios (tercer esclavo)

Numero de vueltas en el primario

$$V_{OUT} = 17 \text{ V}$$

$$f= 45 \text{ Khz}$$

$$V_{dc} = 12 \text{ V}$$

$$\underline{Vdc}=11 \text{ V}$$

$$N_1 = 2$$

$$N = \frac{17}{2(11)(0.4)} = 1.9 \approx 2$$

$$N_2 = N \cdot N_1$$

$$N = (2)(3) = 6 \text{ vueltas}$$

Fuente Auxiliar

Numero de vueltas en el primario

$$V_{OUT} = 15$$

$$f = 45 \text{ KHz}$$

$$T_{on} = 8.88 \mu\text{s}$$

$$V_{dc} = 12 \text{ V}$$

$$V_{dc} = 10 \text{ V}$$

$$T = 22.22 \mu\text{s}$$

$$A_e = 109 \text{ mm}^2$$

$$dB = 3200 \text{ G (0.32T)} V_{dc} = 11 \text{ V } D_{max} = 0.4$$

$$V = (V_{dc} - 1) = 9 \text{ V}$$

$$N_1 = \frac{(9)(8.88)}{(109)(0.32)} = \frac{79.92}{17.44} = 2.29 \approx 3 \text{ vueltas}$$

Numero de vueltas en el secundario con $N_1 = 3$

$$N = \frac{15}{2(9)(0.4)} = 2$$

$$N_2 = N \cdot N_1$$

$$N_2 = (2)(3) = 6 \text{ vueltas}$$

5.1.3. Selección de los conductores para los bobinados.

Antes de poder seleccionar los calibres de alambre para cualquier bobinado, se debe conocer la corriente rms.

-En el primario de las fuentes

Máster (68 Vdc 5A)

De la Ecu. III 5. 14. Para cada transformador se obtiene

$$I_{rms} = \frac{0.986P_o}{V_{dc}} = \frac{0.986(163W)}{12V} = 14A$$

y con Ecu. III 5. 15

$$Circular\ mils_{68} = 493 \frac{(68 * 2.5)}{11} = 7619$$

1^{er} Esclavo (51Vdc 5A)

Para cada transformador

$$I_{rms} = \frac{0.986P_o}{V_{dc}} = \frac{0.986(128W)}{12V} = 10.5A$$

$$Circular\ mils_{51} = 493 \frac{(51 * 2.5)}{11} = 5714$$

2^{do} Esclavo (34Vdc 5A)

$$I_{rms} = \frac{0.986P_o}{V_{dc}} = \frac{0.986(170W)}{12V} = 14A$$

$$Circular\ mils_{34} = 493 \frac{34 * 5}{11} = 7619$$

3^{er} Esclavo (17Vdc 5A)

$$I_{rms} = \frac{0.986P_o}{V_{dc}} = \frac{0.986(85W)}{12V} = 7A$$

$$Circular\ mils_{17} = 493 \frac{17 * 5}{11} = 3809$$

Fuente auxiliar (cinco salidas de 15V 3A)

Las salidas deberán entregar un máximo de 1.5 A cada una dando una potencia total de salida $P_o = 5(15V \times 1.5A) = 112.5$ watts.

La potencia de salida $P_{in} = 1.25(112.5W) = 140W$.

$$Circular\ mils_{17} = 493 \frac{15 * 1.5}{11} = 1000$$

-Secundario de las fuentes

Para las fuentes de 68 y 51 voltios

Cada transformador en paralelo proporcionara solo 2.5 amperios por lo tanto

$$\text{Circular mils secundario} = 316I_{dc} = 316(2.5) = 790$$

Para las fuentes de 34 y 17 voltios con un solo transformador

$$316I_{dc} = 316(.5) = 1580$$

En el caso de la auxiliar $316I_{dc} = 316(1.5) = 474$

-Selección del calibre del alambre conductor

De Ecu. III 5. 18 la profundidad de penetración para el alambre de cobre a 70°C y 45Khz de frecuencia es:

$$S = \frac{2837}{\sqrt{45\text{Khz}}} = 13.37 \text{ mil}$$

Utilizando Ecu. III 5. 21 para diferentes calibres de alambres se obtiene la Tabla 2. Para el secundario se decidió de las fuentes de potencia se decide utilizar alambre calibre AWG #25 cuyo R_{ac}/R_{dc} es 1, y d/S es igual a 1.35, de Tabla 2 sus circular mils son solo 320.4 por lo tanto se utilizaron 5 alambres en paralelo para lograr los 1580 circular mils necesarios de las fuentes de 17 y 34 voltios, para las de 51 y 68 5 alambres en paralelo, por razones de simetría.

AWG	45 Khz				
	Diámetro d, mils	Profundidad de penetración S, mils	d/S	R_{ac}/R_{dc}	Circular mils nominales
18	40.7	13.37	3.04	1.13	1624
19	36.3	13.37	2.71	1.07	1289
20	32.3	13.37	2.41	1.03	1024
21	28.8	13.37	2.15	1.01	812.3
22	25.6	13.37	1.91	1.00	640.1
23	22.8	13.37	1.70	1.00	510.8
24	20.3	13.37	1.51	1.00	404.0
25	18.1	13.37	1.35	1.00	320.4
26	16.1	13.37	1.2	1.00	252.8
27	14.3	13.37	1.06	1.00	201.6
28	12.7	13.37	0.95	1.00	158.8

Tabla 2 Profundidad de penetración, relación R_{ac}/R_{dc} y d/S para alambres conductors de diferentes calibres a 45 KHz

Para el primario que cuenta con pocas vueltas, pero necesita manejar altas corrientes, se utilizó lámina de cobre en lugar de alambre de cobre esmaltado. Un circular mils es igual a 0.7854 mils cuadradas, entonces 500 circular mils es $500 \times 0.7854 = 392.7$ mils cuadradas. Así que para 14A se necesitó $14 \times 392.7 = 5497$ mils cuadradas. Pero el espesor de la lámina es 10 mils, por lo cual la lámina debe ser de $5497/10 = 549.78$ mils de ancho.

Antes de seleccionar el calibre del alambre conductor para los bobinados, se deben considerar los efectos: pelicular y proximidad.

La cinta disponible mide 1000 mil de ancho, el bobin del núcleo ER42/22/15 tiene 27.6 mm de espacio para acomodar el grueso de la cinta, que son 1086.6 mil, la cinta de 1000 mils encaja perfectamente, por razones de simetría se utilizó cinta de 10 mils de grosor y 1000 mils de ancho en los primarios de todos los transformadores, la auxiliar solo necesita un alambre calibre 23 AWG por salida y tres alambres en paralelo para el primario.

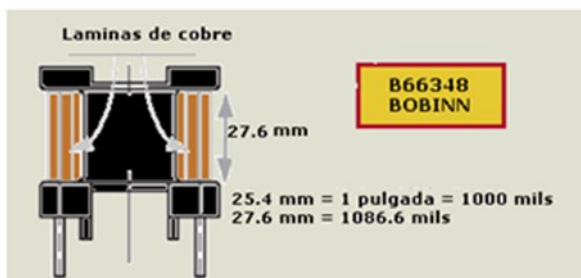


Fig.IV.5. 2 Dimensiones del bobin B66348

Habiendo determinado el número de vueltas necesarias en cada salida para producir las tensiones de salida deseado, se debe tener en cuenta la disposición física de los secundarios que permitan cumplir con determinados requerimientos.

5.1.4. Construcción del transformador.

Topología del embobinado: La topología del embobinado tiene una considerable influencia en el rendimiento y confiabilidad del transformador.

Para reducir la inductancia de dispersión, y los efectos piel y proximidad a límites aceptables, es casi inevitable construir los bobinados del transformador de manera intercalada (interleaved). En esta aplicación en particular se divide el secundario de los transformadores en dos mitades e intercalaremos el primario, constituido por una lámina de cobre, entre estas.



Fig.IV.5. 3 Cinta de cobre.

Los factores que mejoran el rendimiento eléctrico son buen acoplamiento magnético de las bobinas con el núcleo, lo que reduce la inductancia de dispersión; acoplamiento magnético fuerte entre todos los bobinados, y una diferencia de baja tensión entre espiras adyacentes, lo que minimiza los efectos de capacitancia mutua entre devanados.

Los devanados deben estar muy cerca el uno al otro y al núcleo, por desgracia, las normas de seguridad exigen que el primario y los secundarios estén separados por aislamiento. Esto en gran medida degrada el acoplamiento entre espiras y la inductancia de fuga, así que el

diseño físico de un transformador siempre se debe mantener un equilibrio entre las normas de seguridad y rendimiento eléctrico (Billings, 2010).

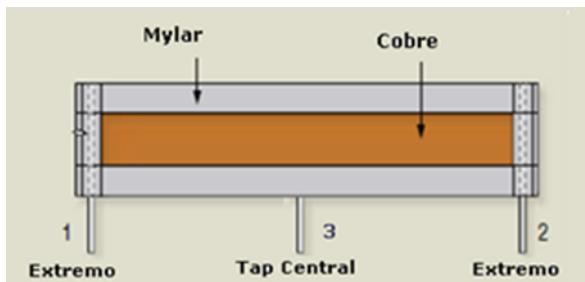


Fig.IV.5. 4 Arreglo del primario con tap central y aislamiento de la cinta de cobre

Para aislar el primario del secundario se utilizó dos capas de cinta Mylar de 1 mil de grosor. La lamina de cobre también debe estar aislada con 1 mil cinta Mylar, si no las vueltas se cortocircuitarían, alambres conductores soldados a esta, son soldados para formar los extremos y el tap central del primario.

- a Primer mitad del secundario
- b Las dos mitades del primario
- c Segunda mitad del secundario

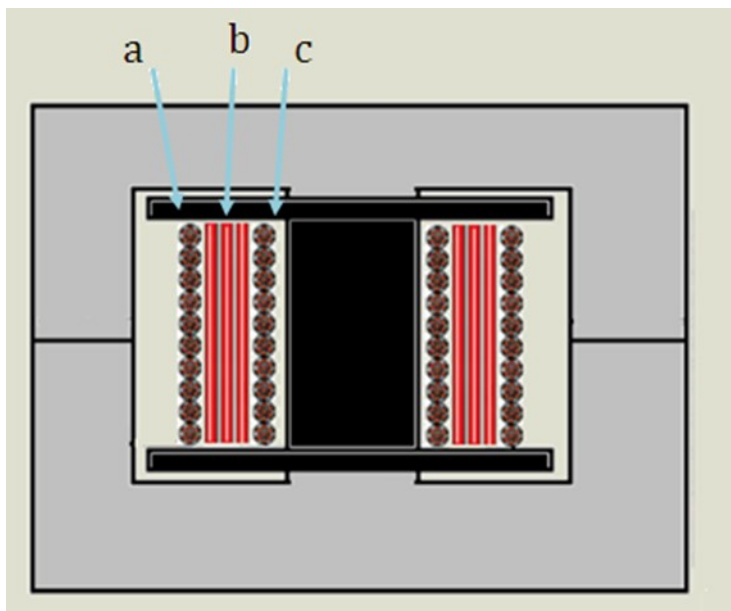


Fig.IV.5. 5 Disposición de las bobinas del transformador

5.1.5. Acabado del transformador.

Los transformadores son impregnados con barniz por tres razones principales:

1. Para excluir la humedad de los arrollamientos y prevenir la degradación del aislamiento por ataque fungicida.

2. Para estabilizar la posición de los bobinados y evitar frotamiento mecánico y ruido.
3. Para excluir huecos de aire y proporcionar una masa homogénea para mejores propiedades térmicas.

5.2. Diseño del Filtro de salida.

Los diagramas de los filtros de salida de las fuentes diseñadas se muestran en la sección anexos, Diagramas de los circuitos de potencia.

5.2.1. Inductor Choke.

Construcción paso a paso.

5.2.1.1. Calculo de la inductancia.

Se utilizó la Ecu. III 5. 26 para calcular la inductancia del choke del filtro de salida.

Fuente de 68 voltios (máster)

$$L_o = \frac{0.5(68 V)(22.2\mu S)}{5 A} = 151\mu H$$

Fuente de 51 voltios (primer esclavo)

$$L_o = \frac{0.5(51V)(22.2\mu S)}{5A} = 113\mu H$$

Fuente de 34 voltios (segundo esclavo)

$$L_o = \frac{0.5(34 V)(22.2\mu S)}{5 A} = 75\mu H$$

Fuente de 17 voltios (tercer esclavo)

$$L_o = \frac{0.5(17 V)(22.2\mu S)}{5 A} = 37\mu H$$

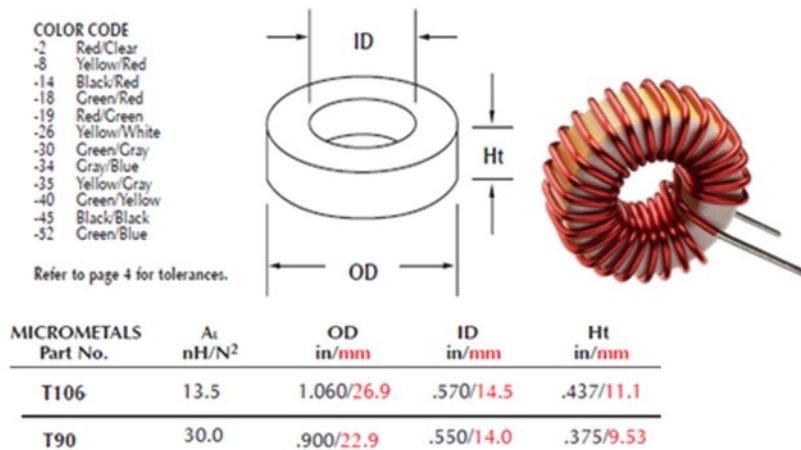


Fig.IV.5. 6 Dimensiones de los núcleos de hierro pulverizado T106 y T90

Fuente auxiliar

La fuente auxiliar cuenta con cinco salidas aisladas de 15 voltios y 3 amperios cada una, de estas salidas solo una será controlada mediante el lazo de retroalimentación, para mejorar la regulación del resto, todos los chokes serán bobinados en un mismo núcleo.

$$L_o = \frac{0.5(15V)(22.2\mu S)}{1.5 A} = 125\mu H$$

5.2.1.2. Cálculos del número de vueltas del choke.

La cantidad de energía que un inductor almacena (en microjoules)²⁰ se calcula con la ecuación Ecu. III 5. 27 $\frac{1}{2} LI^2$.

Fuente de 68 voltios (máster) Requerimientos: 151 μH a 5 amperios DC (10% rizado de corriente)

Selección del material a utilizar²¹

El material utilizado será -26 o-28

Calcular el almacenamiento de energía requerido (energy storage number).

$$\frac{1}{2} LI^2 = (\frac{1}{2})(160)(5)^2 = 1887\mu J$$

Selección del tamaño y forma del núcleo.

De material -26 se dispone de núcleos T 106-2²².

²⁰ Ver: 5.5.4.1 Cálculos del capacitor del filtro. En la página 37

²¹ Ver: ref. (Micrometals, 2007)

Determinar número de vueltas.

En la Fig.IV.5. 7 se indica que el núcleo T106 requiere 230 amperios-vueltas para producir 2000 μJ .

Entonces

$$NI = 230/5 = 46 \text{ vueltas}$$

Fuente de 51 voltios

Requerimientos: 113 μH a 5 amperios DC (< 10% *rizado de corriente*)

Selección del material a utilizar

El material utilizado será -26 o-28.

²² Ver: Fig.IV.5. 6 Dimensiones de los núcleos de hierro pulverizado T106 y T90.



SIZE (AWG)	BARE COPPER									SIZE (AWG)
	DIAMETER * (INCHES)			RESISTANCE** (OHMS PER 1000 FT. AT 20°C)			FEET PER POUND	POUNDS PER 1000 FT.	CIRCULAR MILS NOMINAL	
	MIN.	NOM.	MAX.	MIN.	NOM.	MAX.				
6	.1604	.1620	.1636	.3875	.3952	.4031	12.59	79.44	26240	6
7	.1429	.1443	.1457	.4885	.4981	.5079	15.87	63.03	20820	7
8	.1272	.1285	.1298	.6156	.6281	.6410	20.01	49.98	16510	8
9	.1133	.1144	.1155	.7774	.7924	.8079	25.24	39.62	13090	9
10	.1009	.1019	.1029	.9795	.9988	1.019	31.82	31.43	10380	10
11	.0898	.0907	.0916	1.236	1.261	1.286	40.2	24.9	8226	11
12	.0800	.0808	.0816	1.558	1.589	1.620	50.6	19.8	6529	12
13	.0713	.0720	.0727	1.962	2.001	2.040	63.7	15.7	5184	13
14	.0635	.0641	.0647	2.477	2.524	2.572	80.4	12.4	4109	14
15	.0565	.0571	.0577	3.115	3.181	3.249	101	9.87	3260	15
16	.0503	.0508	.0513	3.941	4.019	4.099	128	7.81	2581	16
17	.0448	.0453	.0458	4.944	5.054	5.167	161	6.21	2052	17
18	.0399	.0403	.0407	6.261	6.386	6.514	203	4.92	1624	18
19	.0355	.0359	.0363	7.871	8.047	8.229	256	3.90	1289	19
20	.0317	.0320	.0323	9.941	10.13	10.32	323	3.10	1024	20
21	.0282	.0285	.0288	12.50	12.77	13.04	407	2.46	812.3	21
22	.0250	.0253	.0256	15.82	16.20	16.59	516	1.94	640.1	22
23	.0224	.0226	.0228	19.95	20.31	20.67	647	1.55	510.8	23
24	.0199	.0201	.0203	25.17	25.67	26.19	818	1.22	404.0	24
25	.0177	.0179	.0181	31.66	32.37	33.10	1030	.970	320.4	25
26	.0157	.0159	.0161	40.01	41.02	42.07	1310	.765	252.8	26
27	.0141	.0142	.0143	50.72	51.43	52.17	1640	.610	201.6	27
28	.0125	.0126	.0127	64.30	65.33	66.37	2080	.481	158.8	28
29	.0112	.0113	.0114	79.80	81.22	82.68	2590	.387	127.7	29
30	.0099	.0100	.0101	101.7	103.7	105.8	3300	.303	100.0	30
31	.0088	.0089	.0090	128.0	130.9	133.9	4170	.240	79.21	31
32	.0079	.0080	.0081	158.1	162.0	166.2	5160	.194	64.00	32
33	.0070	.0071	.0072	200.1	205.7	211.7	6550	.153	50.41	33
34	.0062	.0063	.0064	253.2	261.3	269.8	8320	.120	39.69	34
35	.0055	.0056	.0057	319.2	330.7	342.8	10500	.0949	31.36	35
36	.0049	.0050	.0051	398.7	414.8	431.9	13200	.0757	25.00	36
37	.0044	.0045	.0046	490.1	512.1	535.7	16300	.0613	20.25	37
38	.0039	.0040	.0041	617.0	648.2	681.9	20600	.0484	16.00	38
39	.0034	.0035	.0036	800.2	846.6	897.1	27000	.0371	12.25	39
40	.0030	.0031	.0032	1013	1079	1152	34400	.0291	9.61	40
41	.0027	.0028	.0029	1233	1323	1423	42100	.0237	7.84	41
42	.0024	.0025	.0026	1534	1659	1801	52900	.0189	6.25	42
43	.0021	.0022	.0023	1960	2143	2352	68300	.0147	4.84	43
44	.0019	.0020	.0021	2352	2593	2873	82600	.0121	4.00	44
45	.00169	.00176	.00183	3080	3348	3616	106,500	.00939	3.10	45
46	.00151	.00157	.00164	3870	4207	4544	134,400	.00744	2.47	46
47	.00135	.00140	.00146	4868	5291	5714	169,200	.00591	1.96	47
48	.00119	.00124	.00129	6205	6745	7285	213,400	.00469	1.54	48
49	.00107	.00111	.00116	7744	8417	9090	269,700	.00371	1.23	49
50	.00095	.00099	.00103	9734	10580	11430	339,700	.00294	.98	50
51	.00085	.00088	.00092	12320	13390	14460	428,400	.00233	.775	51
52	.00075	.00078	.00081	15690	17050	18410	540,000	.00185	.608	52
53	.00067	.00070	.00073	19480	21170	22860	681,200	.00147	.490	53
54	.00060	.00062	.00065	24820	26980	29140	859,100	.00116	.384	54
55	.00053	.00055	.00057	31540	34280	37020	1,083,000	.000923	.303	55

*Minimum and maximum dimensions are based on tolerances specified by ASTM Standard B3 for sizes 6 - 44 AWG. 45 AWG and finer, dimension calculated from DC resistance.
 **Values are based on a resistivity of 10.371 ohms per circular mil/ft at 20°C. (100% IACS conductivity). Minimum resistance values are based on maximum bare diameter. Maximum resistance values are based on minimum bare diameter.
 6 - 44 AWG magnet wire will be furnished to dimensional standard with resistance values as a guideline.
 45 - 55 AWG magnet wire will be furnished to resistance with the dimensions as a guideline.

Tabla 3 Tabla AWG

Calcular el almacenamiento de energía requerido (energy storage number).

$$\frac{1}{2} LI^2 = (\frac{1}{2})(113)(5)^2 = 1412\mu J$$

La Fig.IV.5. 6 indica que el núcleo T106 requiere 180 amperios-vueltas para producir 2000 μJ .

Entonces

$$NI = 180/5 = 36 \text{ vueltas}$$

Fuente de 34 voltios

Requerimientos: 75 μH a 5 amperios DC (< 10% rizado de corriente)

Selección del material a utilizar

El material utilizado será -26 o-28

Calcular el almacenamiento de energía requerido (energy storage number).

$$1/2 LI^2 = (1/2)(75)(5)^2 = 938 \mu J$$

Selección del tamaño y forma del núcleo

De material -26 disponemos de núcleos T 106-2

Determinar número de vueltas

La Fig.IV.5. 7 indica que el núcleo T106 requiere 160 amperios-vueltas para producir 2000 μJ .

Entonces

$$NI = 160/5 = 32 \text{ vueltas}$$

AWG	Diameter, copper, cm	Area, copper, cm ²	Diameter, insulation, cm	Area, insulation, cm ²	Ω/cm 20°C	Ω/cm 100°C	A for 450 A/cm ²
10	.259	.052620	.273	.058572	.000033	.000044	23.679
11	.231	.041729	.244	.046738	.000041	.000055	18.778
12	.205	.033092	.218	.037309	.000052	.000070	14.892
13	.183	.026243	.195	.029793	.000066	.000088	11.809
14	.163	.020811	.174	.023800	.000083	.000111	9.365
15	.145	.016504	.156	.019021	.000104	.000140	7.427
16	.129	.013088	.139	.015207	.000132	.000176	5.890
17	.115	.010379	.124	.012164	.000166	.000222	4.671
18	.102	.008231	.111	.009735	.000209	.000280	3.704
19	.091	.006527	.100	.007794	.000264	.000353	2.937
20	.081	.005176	.089	.006244	.000333	.000445	2.329
21	.072	.004105	.080	.005004	.000420	.000561	1.847
22	.064	.003255	.071	.004013	.000530	.000708	1.465
23	.057	.002582	.064	.003221	.000668	.000892	1.162
24	.051	.002047	.057	.002586	.000842	.001125	.921
25	.045	.001624	.051	.002078	.001062	.001419	.731
26	.040	.001287	.046	.001671	.001339	.001789	.579

Tabla 4 Tabla AWG

Fuente de 17 voltios

Requerimientos: 37 μH a 5 amperios DC (< 10% rizado de corriente)

Selección del material a utilizar

El material utilizado será -26 o-28

Calcular el almacenamiento de energía requerido (energy storage number).

$$\frac{1}{2} LI^2 = \left(\frac{1}{2}\right)(15)(5)^2 = 462 \mu J$$

Selección del tamaño y forma del núcleo

De material -26 se dispone de núcleos T 106-2

Determinar número de vueltas

La Fig.IV.5. 7 indica que el núcleo T106 requiere 120 amperios-vueltas para producir 2000 μJ .

Entonces

$$NI = \frac{120}{5} = 24 \text{ vueltas}$$

Fuente Auxiliar

Requerimientos: 125 μH a 1.5 amperios DC (< 10% rizado de corriente)

Selección del material a utilizar

El material utilizado será -26 o-28

Calcular el almacenamiento de energía requerido (energy storage number).

$$\frac{1}{2} LI^2 = \left(\frac{1}{2}\right)(125)(1.5)^2 = 140 \mu J$$

Selección del tamaño y forma del núcleo

De material -26 se dispone de núcleos T90

Determinar número de vueltas

La Fig.IV.5. 7 indica que el núcleo T90 requiere 90 amperios-vueltas para producir 140 μJ .

Entonces

$$NI = \frac{90}{1.5} = 60 \text{ vueltas}$$

Determinar el calibre del alambre

De la Tabla 4 se escogieron 2 alambres calibre 23 AWG para cada salida

5.2.2. Cálculos del capacitor de salida.

Se deben establecer los rizados de corriente y voltaje²³

Fuente de 68 voltios (master)

$$dI = \frac{2I_{dc}I_{dc}}{V_r} = 10\%I_o = 10\%(5 A) = 0.5A$$

$$\text{De la Ecu. III 5. 24 } dI = 2(0.5A) = 1 A$$

$$\text{utilizando un 3\% de voltage de rizado } V_r = 3\%V_o V_r = 3\%(68V) = 2V$$

²³ Ver: 5.5.4.1 Cálculos del capacitor del filtro. En la página 37

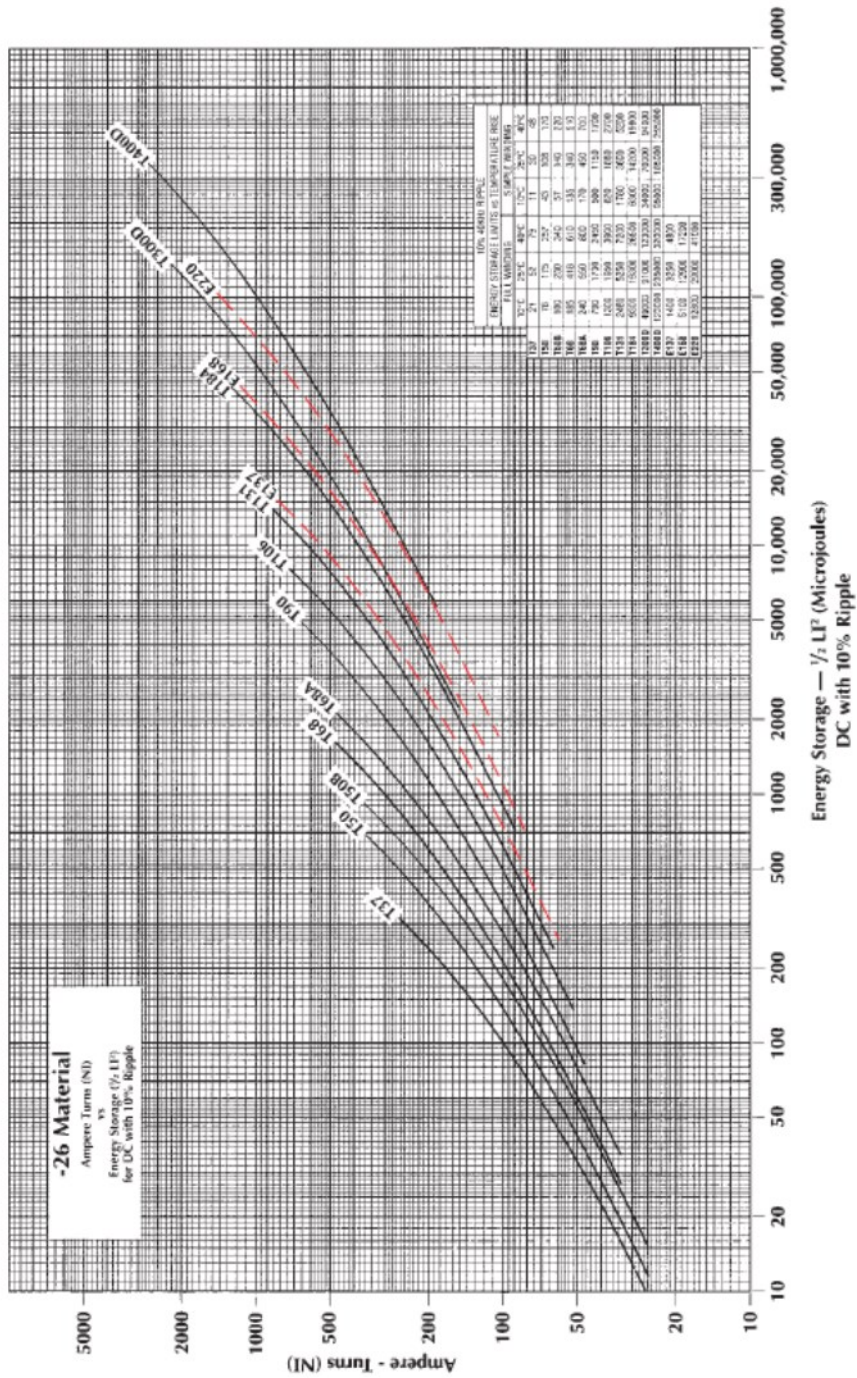


Fig.IV.5. 7 Curvas de almacenamiento de energía del material -26

$$C_0 = \frac{80 \times 10^{-6}}{R_o} = \frac{80 \times 10^{-6}}{V_r/dI} = \frac{80 \times 10^{-6}}{2} = 40Mf$$

Fuente de 51 voltios

$$dI = 2\underline{I_{dc}I_{dc}} = 10\%I_o = 10\%(5 A) = 0.5A$$

$$dI = 2(0.5A) = 1 A$$

$$V_r = 3\%V_oV_r = 3\%(51V) = 1.53V$$

$$C_o = \frac{80 \times 10^{-6}}{R_o} = \frac{80 \times 10^{-6}}{V_r/dI} = \frac{80 \times 10^{-6}}{1.53} = 52\mu F$$

Fuente de 34 voltios

$$dI = 2\underline{I_{dc}I_{dc}} = 10\%I_o = 10\%(5 A) = 0.5A$$

$$dI = 2(0.5A) = 1 A$$

$$V_r = 3\%V_oV_r = 3\%(34V) = 1 V$$

$$C_o = \frac{80 \times 10^{-6}}{R_o} = \frac{80 \times 10^{-6}}{V_r/dI} = \frac{80 \times 10^{-6}}{1} = 80\mu F$$

Fuente de 17 voltios

$$dI = 2\underline{I_{dc}I_{dc}} = 10\%I_o = 10\%(5 A) = 0.5A$$

$$dI = 2(0.5A) = 1 A$$

$$V_r = 3\%V_oV_r = 3\%(17V) = 0.5V$$

$$C_o = \frac{80 \times 10^{-6}}{R_o} = \frac{80 \times 10^{-6}}{V_r/dI} = \frac{80 \times 10^{-6}}{0.5} = 156\mu F$$

Fuente Auxiliar

$$dI = 2\underline{I_{dc}I_{dc}} = 10\%I_o = 10\%(1.5 A) = 0.15A$$

$$dI = 2(0.15A) = 0.3A$$

$$V_r = 3\%V_oV_r = 3\%(15V) = 0.45V$$

$$C_o = \frac{80 \times 10^{-6}}{R_o} = \frac{80 \times 10^{-6}}{V_r/dI} = \frac{80 \times 10^{-6}}{3} = 26\mu F$$

Estos son los valores mínimos del capacitor de salida a utilización de mayores capacitancias y de varios condensadores de salida en paralelo en lugar de solo uno, mejora la respuesta y el rizado de voltaje de las fuentes. La capacidad de voltaje del condensador del filtro debe de ser de al menos el 60% mayor del voltaje de salida de la fuente para evitar su destrucción.

5.3. Selección de los transistores de potencia.

5.3.1. Mosfets de potencia.

Comúnmente se utilizan Mosfets de canal N como conmutadores en las fuentes conmutadas, debido a que son más fáciles de controlar, una vez determinadas las condiciones de operación (corriente de carga, frecuencia, V_o , la selección de los Mosfet de potencia debe tomar en cuenta lo siguiente:

- a- La máxima corriente del drenador que el Mosfet debe soportar y el voltaje de ruptura inversa.

Los drenadores de los Mosfets de la fuente de 34V (tercer esclavo) serán los que conduzcan mayor corriente, en el caso de la fuente de 68V (máster) será solo la mitad del total, debido a los dos transformadores.

Los valores se calculan de Ecu. III 5. 14,

$$I_{rms} = \frac{0.986P_o}{V_{dc}} = \frac{0.986(34 \times 5)}{12} = 14A$$

En el caso del voltaje de ruptura inversa del Mosfet, el cual es especificado en la hoja de datos, para la utilización en un convertidor Push-Pull debe ser mayor que el doble del voltaje de alimentación más el 30% de este valor, para las fuentes diseñadas $(12 \times 2) + 30\% = 32V$

- b- El valor de $R_{DS(on)}$ o resistencia de encendido. Este valor debe ser lo menor posible para obtener la menor disipación de potencia y que el sistema trabaje mejor. Una menor resistencia $R_{DS(on)}$ implica que el costo del dispositivo es mayor.
- c- Disipador de calor. Si se dispone de suficiente espacio con un disipado calor puede obtenerse los mismos resultados que con una $R_{DS(on)}$ de valor bajo.

El utilizar múltiples Mosfets en paralelo, disminuye el valor de la $R_{DS(on)}$, además que cada Mosfet tienen que soportar una corriente RMS menor.

- d- Se deben tomar en cuenta los tiempos de recuperación (fall time y rise time), dependiendo de la frecuencia de conmutación.

La inductancia de dispersión en el transformador de potencia permite que el tiempo de caída de voltaje del drenador sea rápido debido a que durante un corto tiempo cuando el transistor se enciende, la inductancia de dispersión tiene una impedancia muy alta.

Ya que a través de un inductor la corriente no puede cambiar instantáneamente, la corriente de drenador aumenta lentamente durante la transición al estado de encendido. Por lo tanto

solo existe un muy pequeño traslape entre el voltaje que disminuye y la corriente que aumenta en el momento del encendido y las perdidas por conmutación son despreciables.

Pero en el periodo de transición al estado de apagado, la inductancia tiende a mantener constante la corriente previamente establecida. Por lo tanto existe una superposición significativa y se presenta el peor caso de pérdidas por conmutación.

e- El valor del voltaje de compuerta con que trabaja el Mosfet.

Una manera de seleccionar un Mosfet para una fuente conmutada de una determinada potencia, una vez calculada la corriente rms, se escoge un Mosfet con una $R_{ds(on)}$ tal que el voltaje de encendido en el drenador de la fuente $I_{pft}R_{ds(on)}$ sea un pequeño porcentaje (usualmente no más del 2%) del voltaje de alimentación mínimo para no extraer más del 2% del voltaje mínimo del primario del transformador.

El voltaje mínimo de entrada es 11V, $I_{rms} = 14A$

Entonces para que el voltaje de encendido del Mosfet sea el 2% del voltaje de alimentación mínimo. $V_{on} = 0.02 \times 11 = 0.22 = I_{rms}R_{ds(on)} = 14R_{ds(on)}$ o $R_{ds(on)} = 0.0157$

La resistencia $R_{ds(on)}$ de los Mosfet deberá ser al menos menor de $15m\Omega$ para minimizar las pérdidas por conducción del transistor que son simplemente el voltaje de encendido del transistor multiplicado por la corriente de encendido, como se calculó previamente.

El tipo de Mosfet seleccionado para las fuentes es el IRF3205²⁴, este cumple con todas las especificaciones necesarias. Soporta una corriente de drenador de hasta 110 A, voltaje de ruptura inversa es de 55V y la resistencia de encendido es de $8m\Omega$. La máxima temperatura de operación es de hasta 175°C.

5.3.2. Diodos del Rectificador.

Los rectificadores representan cerca del 60 por ciento de las perdidas en las fuentes de alimentación, su selección afecta grandemente en la eficiencia de estas. Los parámetros del rectificador que afectan significativamente la operación de las fuentes conmutadas son:

La caída de voltaje en polarización directa (forward voltaje drop V_f) que es el voltaje entre las terminales del diodo cuando este está conduciendo corriente.

Tiempo de recuperación inverso (reverse recovery time t_{rr}) es el tiempo que le toma al diodo en apagarse, cuando se polariza en inversa.

Tiempo de recuperación en directa (forward recovery time t_{frr}) es el tiempo que le toma al diodo en comenzar a conducir corriente al polarizarlo en directa.

Hay cuatro tipos de tecnologías para rectificadores:

Los diodos estándar, diodos rápidos y ultrarrápidos, y diodos Schottky.

Un diodo estándar (standard recovery diode) es adecuado solo para la rectificación en 50-60 Hz, debido a sus largos tiempos de encendido y apagado. Esto incluye a la serie 1N4000. Los diodos rápidos (Fast-recovery diodes) fueron los primeros usados en

²⁴ Ver: Hoja de datos IRF 3205 en anexos.

reguladores conmutados, pero su tiempo de apagado se considera demasiado largo para la mayoría de aplicaciones modernas.

Los diodos ultra rápidos (Ultra-fast recovery diodes) se apagan rápidamente y tienen una caída de voltaje en directa de 0.8 a 1.3 voltios, junto con una capacidad de hasta 1000V en polarización inversa.

Un rectificador Schottky se apaga bastante rápido y tiene una caída de voltaje en directa promedio de entre 0.35 y 0.8 V, pero tiene un voltaje de ruptura inverso bajo y corrientes de fuga altas. Para aplicaciones de fuentes conmutadas típicas, la mejor opción es usualmente un rectificador Schottky para voltajes de salida menores a 12 V, y diodos ultra rápidos para otros valores de voltaje de salida.

Las pérdidas en los rectificadores de salida son las perdidas por conducción y las perdidas por conmutación. Las pérdidas por conducción son la caída de voltaje multiplicado por la corriente conducida durante el periodo de conducción. Esto puede ser significativo si dichos voltaje y corriente son altos. Las pérdidas por conmutación son determinadas por cuán rápido un diodo se apaga, y el voltaje de polarización inversa del rectificador. Esto puede ser significativo para voltajes y corrientes de salida altos (Pressman A. I., 2009).

5.4. Protecciones.

5.4.1. Protección con fusible.

En las fuentes diseñadas se agregó un fusible en el primario del transformador ya que es el lugar más adecuado para protegerla, esto debido a que cualquier demanda de corriente en el secundario se refleja en el primario, cortando antes que los Mosfets se dañen, hay que tener en cuenta que los Mosfets que se seleccionen tiene que soportar mucha más corriente que la del fusible como un margen de seguridad.

5.4.2. Protección de los semiconductores (snubbers).

En la configuración push-pull los Mosfets soportan más del doble de voltaje de alimentación en el momento en que su respectiva fase está abierta y la otra está en conducción.

Cuando una fase se abre luego de haber estado encendido, su bobina experimenta una interrupción de la corriente provocando que la polaridad de la bobina cambie y se sume al de la fuente pero la corriente sigue en el mismo sentido o sea no cambia de dirección, esto nos indica que la bobina esta liberado su energía, esta liberación provoca oscilaciones de alta frecuencia que se emiten fuera del transformador y que pueden alcanzar al control y contaminarlo, por eso la ganancia del control no se puede dejar muy grande, para esta oscilaciones se tiene que discriminar y solo dejar pasar el dc.

En la Fig. III.7. 5 se puede notar las oscilaciones que tienen los drenadores de los Mosfets, aquí es donde se irradian ondas que pueden salir y contaminar el resto de circuito, lo que se pretende con la red snubber es reducir esas oscilaciones lo más que se pueda. Generalmente no existe cálculo unificado que de buen resultado para el diseño de esa snubber debido a varios factores.

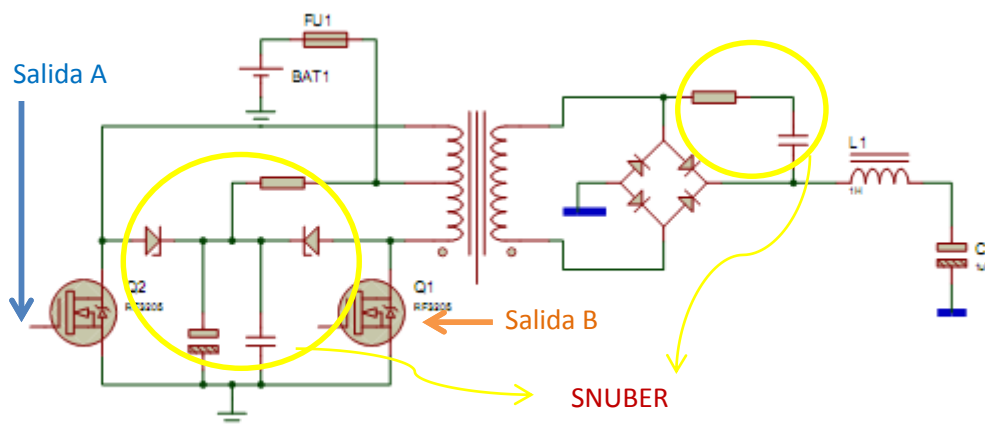


Fig.IV.5. 8 Circuito snubber implementado.

Principalmente debido a que los transformadores son hechos artesanalmente esto hace que el error humano interfiera no es como una máquina que da fuerza constante a la hora del armado, también el desajuste de los bobinado por una mala forma de arrollar el alambre en el carrete del transformador etc.

Todo esto hace que las inductancias de dispersión y las capacitancias parasitas debidas al efecto proximidad sean un inconveniente, provocando que los transformadores sean más ruidoso también que hay que agregar la falta de medidores especializado por eso se recurrió a la prueba y error hasta alcanzar el menor ruido posible en el drenador de los Mosfets.

En Fig.IV.5. 8 se muestra la reducción de las oscilaciones y es donde la snubber está haciendo su trabajo.

6. Etapa de control.

6.1. Control PWM.

Para la operación optima de la fuente, esta requiere de un sistema de control que regule la entrada y salida en forma dinámica, administre los sistemas que ayudan al control a la protección de la fuente, así como el apagado y encendido para garantizar su funcionamiento.

Para ello se eligió el circuito integrado PWM, sg3524, este incorpora todas las funciones básicas necesarias que un controlador PWM debe tener dentro de su circuitería interna, contiene un amplificador de error, un oscilador local, voltaje de referencia, dos salidas desfasadas entre sí 180° moduladas en ancho de pulso y simétricas, lo que es fundamental para convertidores push-pull, cumpliendo con la mayoría de los requerimientos de las fuentes.

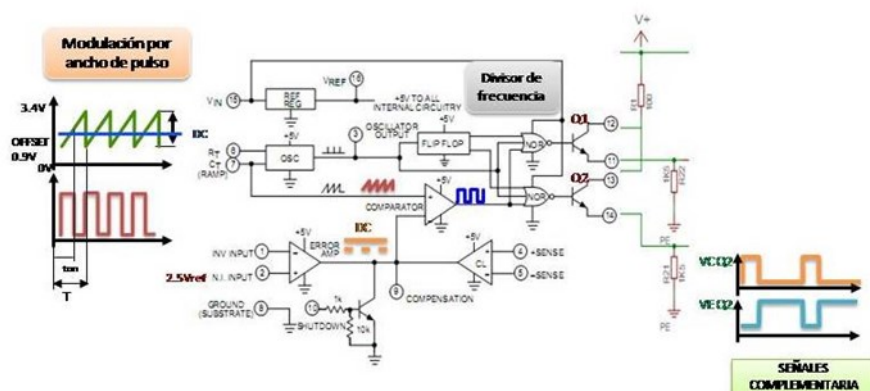


Fig. IV.6. 1 Circuitería interna del sg3524

Para realizar dichas tareas es necesario programar el integrado por lo cual se procedió a definir parámetros y desarrollar los cálculos necesarios para su operación.

6.1.1. Cálculo de la frecuencia del oscilador.

La frecuencia de conmutación del circuito PWM, se define en base al diseño de los componentes magnéticos de la fuente, se configura el control para que trabaje a la frecuencia de operación de estos.

La frecuencia del oscilador del SG3524 es el doble de la frecuencia de conmutación debido a la compuerta NOR y al Flip-Flop internos del PWM que actúan como divisores de frecuencia, se fijó la frecuencia del oscilador en 90khz por tanto la frecuencia de conmutación es de 45khz a la salida de cada canal.

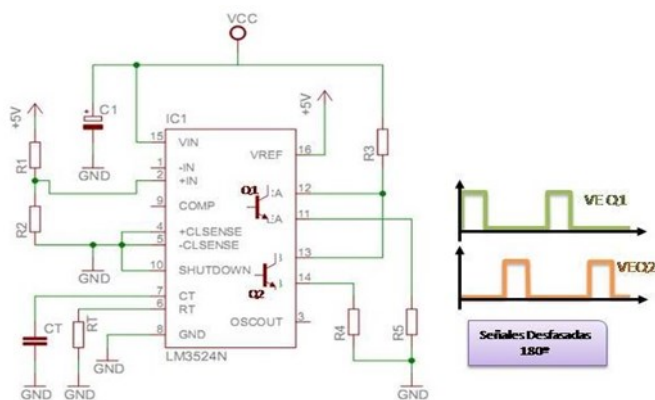


Fig. IV.6. 2 Circuitería básica del control de la fuente

Debido a que los transistores internos del IC, están abiertos en emisor y colector se colocan resistencias en las terminales de emisor, cuidando de no sobrepasar la corriente, se toma la señal de salida por el emisor, porque la topología push-pull necesita de 0 al 50 por ciento del ciclo de trabajo para evitar la saturación del transformador, el emisor proporciona este rango que está referenciado en la hoja de datos.

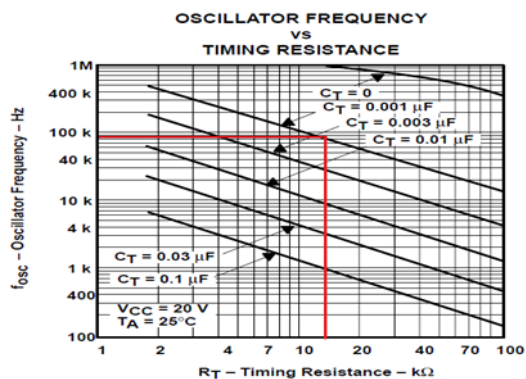


Fig. IV.6. 3 Ilustración para la selección de los componentes del oscilador.

El esquema del circuito básico para probar el pwm se muestra en la Fig. IV.6. 2

Hay dos formas de encontrar la frecuencia del oscilador:

La primera es con la Fig. IV.6. 3 sacada de la hoja de datos del IC²⁵, se elige el valor del capacitor CT, se selecciona la frecuencia Fosc y encuentra la resistencia RT.

Para este caso se seleccionó el capacitor de 1nf y la frecuencia Fosc de 90khz. La resistencia que pega la raya roja es de 15kΩ este valor es aproximado.

La segunda forma de encontrar la frecuencia de oscilación es con la formula siguiente:

$$f = \frac{1.3}{RTCT}$$

Ecu. IV 6. 1

Se debe respetar los límites de resistencia y capacitancia del fabricante a la hora de fijar la frecuencia. La hoja de datos recomienda una resistencia RT entre 1.8kΩ a 100kΩ y el rango del capacitor CT está en 1nf a 100nf.

Se seleccionó CT=1nf y encontró a RT

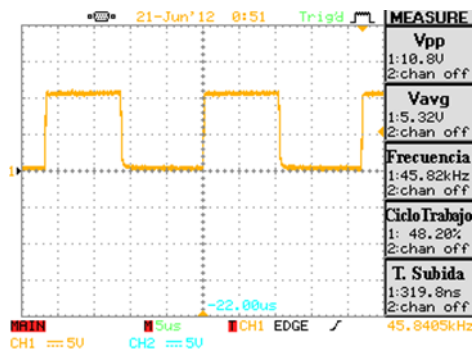


Fig. IV.6. 4 Salida A del sg3524

$$RT = \frac{1.3}{90KHZ \times 1NF} = 14444.44\Omega$$

²⁵ Ver Hoja de datos SG3504 en anexos.

Este valor es aproximado, debido a la tolerancia de la resistencia y del integrado, varía dependiendo del fabricante del IC. Al variar el fabricante del integrado cambia la frecuencia de oscilación y se tiene que reajustar de nuevo los valores encontrados de resistencia y condensador.

La Fig. IV.6. 4 muestra la señal obtenida con la frecuencia fijada a 45khz medida en una salida del pwm.

6.1.2. Elección de tiempo muerto.

Para configurar el tiempo muerto se debe tener en cuenta el tiempo de recuperación, durante los cambios de estado, (apagado y encendido) de los semiconductores (Mosfets, diodos etc.), además se debe respetar el tiempo máximo de encendido para que el transformador entregue la potencia máxima.

Hay que tomar en cuenta que cuando el voltaje se cae al mínimo, el ciclo de trabajo (Duty Cycle) aumenta hasta el máximo permitido. En este punto la corriente del primario tiende a aumentar lo que puede ser perjudicial para los Mosfets de potencia.

En el IC sg3524 el tiempo muerto está limitado por el valor del capacitor del circuito RC que fija la frecuencia oscilación del integrado.

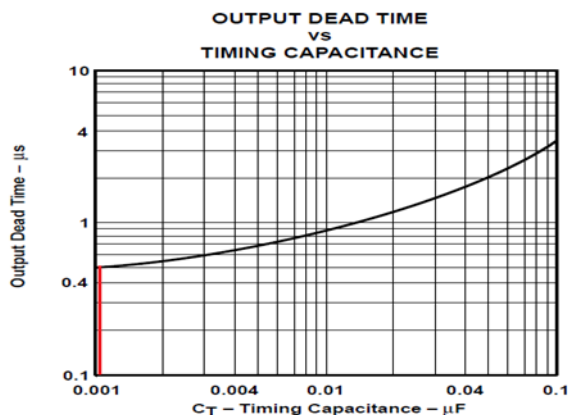


Fig. IV.6. 5 Gráfica del tiempo muerto

De la Fig. IV.6. 5 sacada de la hoja de datos del IC SG3524 con un capacitor de 1nf se puede lograr la frecuencia de conmutación de 45khz, pero el tiempo muerto es de 0.5µs este tiempo es muy pequeño para el tiempo de restablecimiento de los Mosfets existiendo el riesgo de que conduzcan corriente al mismo tiempo provocando un corto circuito.

De la Fig. IV.6. 6 se puede notar que el tiempo máximo de encendido es de 11µs en cada canal, para dar más tiempo muerto al control, el capacitor debe ser mayor, pero esto afecta la frecuencia de oscilación, por lo que no es recomendable.

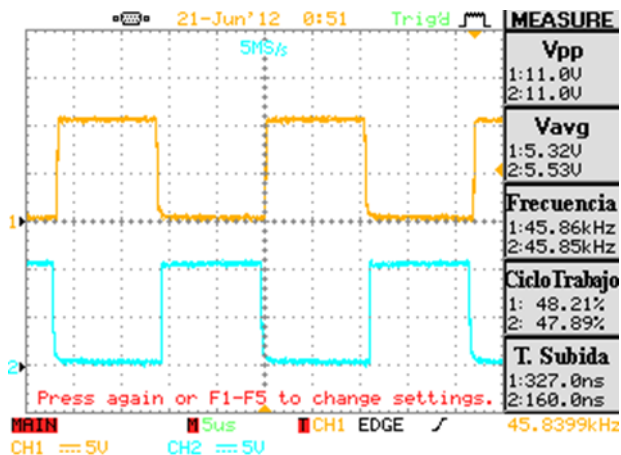


Fig. IV.6. 6 Salidas A y B del sg3524

Para lograr este aumento se debió recurrir al circuito externo²⁶ que se muestra en Fig. IV.6. 7 encerrada en un círculo rojo.

Antes de modificar el circuito y utilizando únicamente el condensador CT, en las salidas hay máximo tiempo de encendido con el tiempo muerto de 0.5µs. En el pin 9 de compensación hay 4.3 voltios en DC este voltaje es superior al voltaje de la rampa que es de 3.4voltios por eso se logra el máximo ancho de pulso.

Con el divisor de voltaje y el diodo mostrados se puede hacer más pequeño el voltaje del pin 9 de compensación hasta que sea menor que el voltaje de rampa, al compararse los dos voltaje se logra un ancho de pulso menor y el tiempo muerto aumenta.

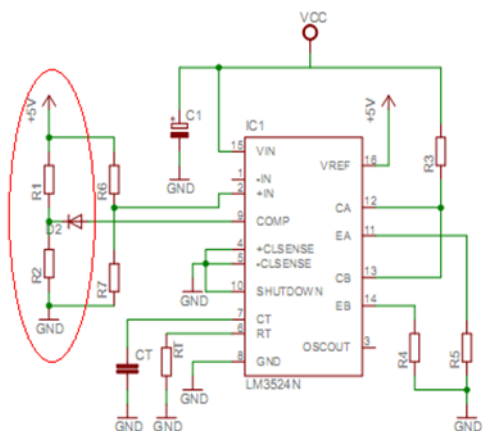


Fig. IV.6. 7 Circuitería externa para ajustar el tiempo muerto

Disminuyendo el valor de la resistencia R2, el voltaje en el pin 9 se reduce hasta el valor deseado, como el diodo está entre el pin 9 de compensación y el divisor, se evitar que fluya corriente inversa desde el divisor hasta el pin 9.

²⁶ Este circuito aparece en la hoja de datos del IC.

Para evitar que los transistores de cada fase conduzcan al mismo tiempo, se tomó regla de diseño un tiempo muerto igual al 20% de la frecuencia de oscilación²⁷.

$$t_{muerto} = \frac{1}{kHz} \times \%$$

Ecu. IV 6. 2

$$t_{muerto} = \frac{1}{90kHz} \times 20\% = 2.22\mu s$$

Este tiempo muerto se puede ajustar de dos formas, la primera consiste en aplicar un voltaje de DC de control al pin 9 de compensación, desde cero voltios hasta alcanzar el tiempo muerto de 2 μ s, anotar el valor de voltaje encontrado y luego hacer el cálculo del divisor sabiendo que el voltaje en el pin 9 es igual voltaje en el divisor más los 0.7 voltios del diodo. En la práctica los voltajes del pin9 para ICs de diferentes fabricantes no son iguales por eso se tiene que hacer la prueba a cada uno de los controles, debido a la tolerancia pero el valor encontrado es aproximadamente 3.18 voltios con esto se encontró el arreglo de las resistencias.

Como ejemplo, para la fuente de 17v.

$$V_{R2} = \text{volar medido} - 0.7v = \text{volar que debe de caer R2}$$

Ecu. IV 6. 3

Valor medido =3.18

$$V_{R2} = 3.18 - 0.7 = 2.48 V$$

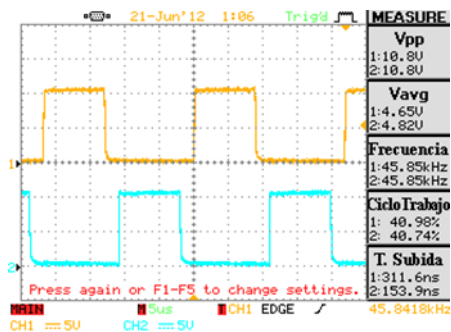


Fig. IV.6. 8 Salidas A y B del sg3524 con el tiempo muerto ajustado.

Con este voltaje, se seleccionó el valor de R1=3030 Ω y calculó el valor de R2.

Con la siguiente formula (IRWIN, 1997).

$$R2 = \frac{(VR2)R1}{VCC - (VR2)}$$

Ecu. IV 6. 4

²⁷Ver:4.1 Duración máxima del tiempo de encendido en el regulador Push-Pull. En la página 14

$$R2 = \frac{2.48V \times 3030\Omega}{5V - 2.48V} = 2981.90 = 3K\Omega$$

La segunda forma de encontrar el tiempo muerto es a prueba y error hasta encontrar el valor de resistencia que garantice el tiempo muerto requerido, en la Fig. IV.6. 8 el ancho de pulso se redujo a 9 μs y la separación es mucho más amplia, anteriormente sin los circuitos externos el ancho de pulso era de 11 μs , la Fig. IV.6. 9 muestra la escala del tiempo en el osciloscopio ampliada a 1 μs , se ve claramente el espacio de 2 μs de separación.

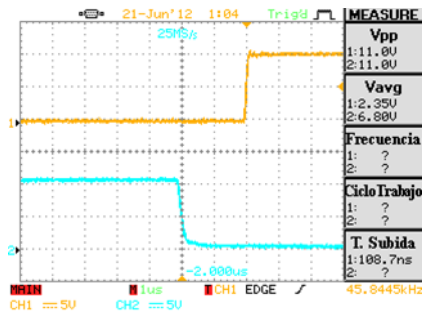


Fig. IV.6. 9 Vista ampliada salidas sg3524.

6.2.3. Arranque suave (soft-start).

Las fuentes de alimentación cuentan con protecciones contra su consumo de corriente inicial que es grande debido a los elementos reactivos dentro de esta como el transformador y el inductor y capacitor del filtro de salida, así como puede ser la carga conectada a la fuente, por ello se acondicionó al IC SG3524 con un arranque suave, este está compuesto por la circuitería externa mostrada en la *¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.* Brown M. , 2007).

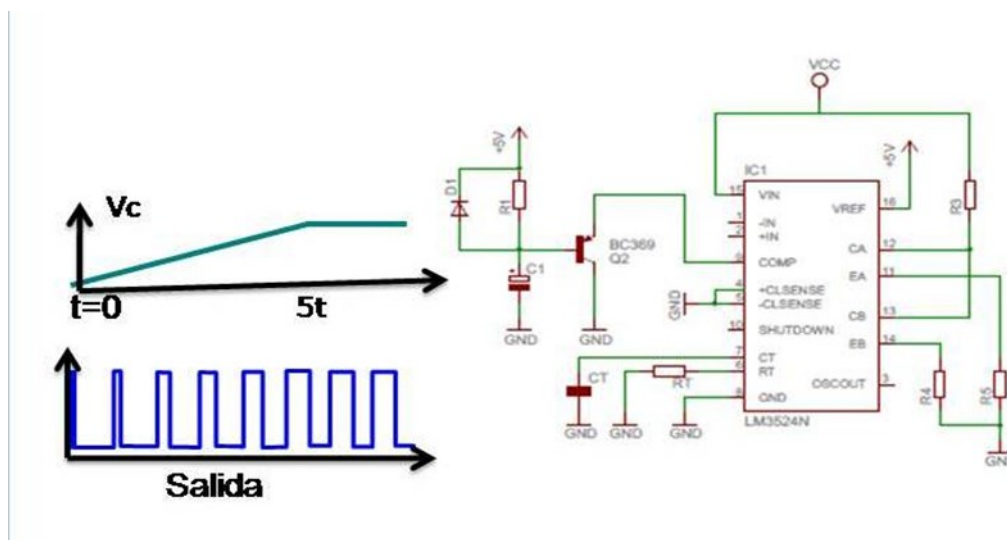


Fig. IV.6. 10 Arranque suave.

El transistor pnp Q2 inicialmente tiene cero voltios en la base, porque el condensador C1 se comporta como un corto circuito en $t=0$, eso hace que el pin 9 de compensación se aterrice por medio del transistor provocando cero voltios en el pin 9 y por tanto no hay salida. Luego de un tiempo el condensador se comenzara a cargar y en la base del transistor habrá voltaje, esto provoca que el transistor se corte y empiece a liberar el pin 9 hasta comportarse como un circuito abierto. Como puede verse el ancho de pulso inicialmente es cero luego de un tiempo el ancho va creciendo conforme el condensador se carga.

Llega un tiempo en que el ancho de pulso dejara de crecer ya que el control está viendo la salida y lo mantendrá a raya. Cuando la fuente se apaga el condensador queda cargado entonces hay mayor potencial en ánodo del diodo D1 y descarga al condensador por medio de este.

En este diseño se escogió un tiempo de 2.28 segundos²⁸ para el primer τ que representa el 63% de carga del capacitor suficiente para que el transistor este abierto completamente esto lo medimos en el osciloscopio. Con la siguiente formula se encuentra el valor de τ .

$$\tau = \ln 2 \times R \times C$$

Ecu. IV 6. 5

Con

$$\tau = 2.28 \text{ segundos}$$

$$R = 33k\Omega$$

Entonces C se puede calcular

$$C = \frac{2.28s}{\ln 2 \times 33k\Omega} = 100\mu f$$

La selección de este tiempo es cuestión de diseño, algunos lo dejan en microsegundos, otros lo ajustan en función en el número de ciclos de oscilación del PWM (HERNADEZ).

6.2.4. Tótem pole.

El IC sg3524 no está equipado con un controlador de Mosfets de alta velocidad, en su salida hay transistores BJT que no pueden apagar por completo a los Mosfets de potencia en alta frecuencia ($\geq 1\text{kHz}$).

Al incrementar la frecuencia de operación se puede provocar un corto circuito si no se colocan circuitos controladores de compuerta como el Tótem pole, ya que posiblemente se encuentren encendidas las dos fases de la configuración push-pull, no por culpa de los tiempos de restablecimiento de los Mosfets si no porque la salida de un solo transistor no se apagó bien o en el tiempo exacto que el control mandó la señal de apagado.

En la Fig. IV.6. 11 se muestra el esquema utilizado con sus respectivas resistencias de compuertas y fuente, la corriente máxima del transistor interno del sg3524 es de 100mA y

²⁸ Este tiempo fue escogido después de varias pruebas.

su voltaje de saturación es 1 voltio según la hoja de datos. El mayor potencial debe caer en la resistencia de emisor por eso se escogió mayor que la resistencia de colector, ya que el tótem pole hace una réplica exacta tanto de la amplitud como del ancho. De la siguiente ecuación se calcula la corriente que circula en los transistores internos.

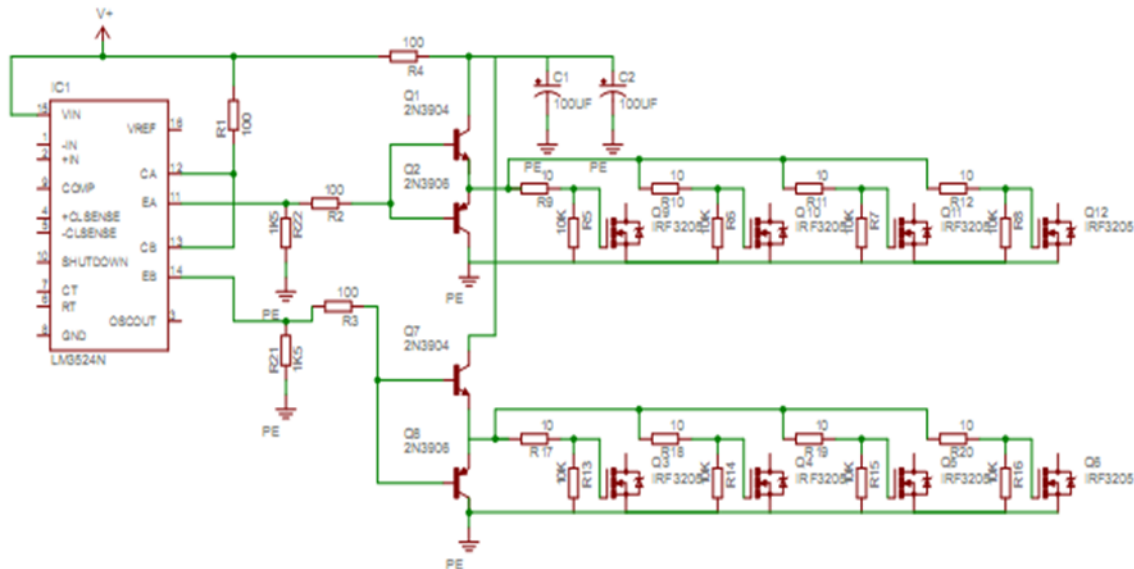


Fig. IV.6. 11 Tótem Pole.

$$I_{sat} = \frac{VCC}{RC + RE}$$

Ecu. IV 6. 6

Los valores seleccionados para las resistencias son $RC=100$ y $RE=1500$

$$I_{sat} = \frac{13.1V}{100+1K5}$$

$$I_{sat} = 8.18mA$$

Calculo del voltaje de la resistencia RE de emisor de los transistores internos del IC sg3524

$$VRE = I \times R$$

Ecu. IV 6. 7

$$VRE = 8.18mA \times 12 = 12.27v$$

Como hay cuatro Mosfets en cada fase del transformador se debió tomar en cuenta las resistencias de compuerta de $10k\Omega$ y de 10Ω que van de la compuerta a los emisores del tótem.

$$Req = \frac{1}{\frac{1}{R1\Omega} + \frac{1}{R2\Omega} + \frac{1}{R3\Omega} + \frac{1}{R4\Omega}}$$

Ecu. IV 6. 8

$$Req = \frac{1}{\frac{1}{10010\Omega} + \frac{1}{10010\Omega} + \frac{1}{10010\Omega} + \frac{1}{10010\Omega}} = 2502.5\Omega$$

Los transistores pnp y npn utilizados deben ser complementarios, para que no se apague o encienda uno más rápido que el otro (David J. Bates, 2007).

Se utilizaron los transistores 2n3904 y el 2n3904.

La corriente de saturación que circula entre emisor y colector del tótem pole es:

$$Isat = \frac{VCC}{Req}$$

Ecu. IV 6. 9

$$Isat = \frac{13.1}{2602.5} = 5.03mA$$

Como trabaja en saturación la corriente es aproximadamente la misma se puede calcular el voltaje que cae en la resistencia de compuerta del Mosfet (David J. Bates, 2007).

$$IE = 4.62mA$$

$$V = I \times R$$

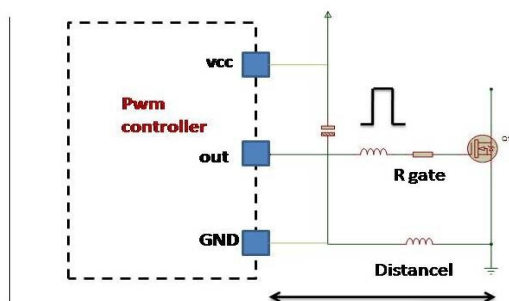
Ecu. IV 6. 10

$$V = 4.62mA \times 10k\Omega$$

$$VReg = 11.56v$$

La tarea más difícil en este tipo de configuración es optimizar el diseño de circuitos del PCB, como se indica en la Fig. IV.6. 11 puede existir una considerable distancia entre el control y el Mosfet, esta distancia introduce una inductancia parasita debido al circuito cerrado formado de la salida del control al Mosfet y del Mosfet a tierra y de nuevo de retorno al control, esto puede ralentizar el cambio de velocidad y puede causar ruido en la forma de onda de la compuerta.

Esta inductancia no se puede eliminar por completo pero se puede reducir un poco ensanchando la pista del PCB y reduciendo la distancia entre el control y el Mosfet lo más que se pueda, cuando el control contiene un circuito tótem pole integrado y los Mosfet quedan ubicados a cierta distancia por algún motivo se puede usar uno externo como repetidor esto ayuda a proteger también al control (Balogh).



6.2.5. Retroalimentación de voltaje.

Este es la circuitería que muestrea y aísla la salida del primario del transformador, con el arreglo de resistores se puede encontrar el voltaje necesario.

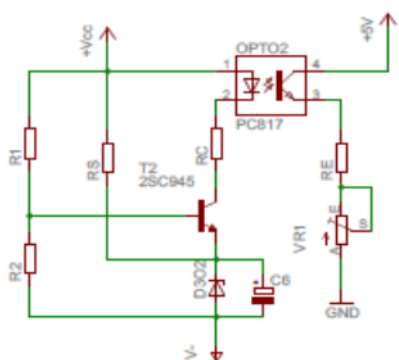


Fig. IV.6. 12

Paso 1

Se selecciona el voltaje del zener en 3.3v y 12v y se busca la corriente mínima²⁹ de trabajo del zener la cual es de 1mA y la máxima es de 76mA y se le da valores a la resistencia RS para que cumpla con esta condición.

$$I_z = \frac{v_{CC} - v_z}{R_S}$$

Ecu. IV 6. 11

Para la fuente de 18.1 (17V) se seleccionó el diodo 1n4728a y la resistencia RS=2KΩ

$$I_z = \frac{18.1v - 3.3v}{2k\Omega}$$

$$I_z = 7.4mA$$

Para la fuente de 35.6 (34V) el diodo 1n4718a y la resistencia RS=4K7Ω

²⁹ Ver: Hoja de datos 1N4728A-1N4761A.

$$I_z = 6.87\text{mA}$$

Para la fuente de 53.8 (51V) el diodo 1n4742a 12vol y la resistencia $R_S=5K6\Omega$

$$I_z = 7.46\text{mA}$$

Para la fuente de 73v (68V) el diodo 1n4742a 12vol y la resistencia $R_S=10K\Omega$

$$I_z = 6.1\text{mA}$$

Paso 2

Para calcular el voltaje de salida se seleccionó R_1 y calculo el valor de R_2 con la siguiente ecuación.

$$R_2 = \frac{(v_z + 0.7v)R_1}{V_{CC} - (v_z + 0.7v)}$$

Ecu. IV 6. 12

Para la fuente de 18.1 voltios $R_1=10K$

$$R_2 = \frac{(3.3v + 0.7v)10k\Omega}{18.1v - (3.3v + 0.7v)} =$$

$$R_2 = 2.836.87\Omega$$

Para la fuente de 35.6 voltios $R_1=10k\Omega$

$$R_2 = 1265.82\Omega$$

Para la fuente de 53.8 voltios $R_1=82k\Omega$

$$R_2 = 25338.19\Omega$$

Para la fuente de 73 voltios $R_1=82k\Omega$

$$R_2 = 17270.31\Omega$$

Paso 3

Calcular el voltaje en la base con su equivalente Thevenin:

$$V_{Bth} = \frac{R_2 \times V_{CC}}{R_2 + R_1}$$

Ecu. IV 6. 13

Para la fuente de 18.1v

$$VB_{th} = \frac{2.836.87\Omega \times 18.1v}{2.836.87\Omega + 10k\Omega}$$

$$VB_{th} = 4.19v$$

Para la fuente de 35.6v

$$VB_{th} = 4.09v$$

Para la fuente de 53.8v

$$VB_{th} = 13.32v$$

Para la fuente de 73v

$$VB_{th} = 13.73v$$

Paso 4

Encontrar la resistencia Thevenin:

$$RB_{th} = \frac{R1 \times R2}{R1 + R2}$$

Ecu. IV 6. 14

Para la fuente de 18.1v

$$RB_{th} = \frac{3k3\Omega \times 10k}{3k3\Omega + 10k} = 2481.2\Omega$$

Para la fuente de 35.6v

$$RB_{th} = 1150.44\Omega$$

Para la fuente de 53.8v

$$RB_{th} = 20311.92\Omega$$

Para la fuente de 73v

$$RB_{th} = 15425.74\Omega$$

Paso 5

Calculo de la corriente de base para cada fuente con la siguiente ecuación:

$$IB = \frac{VB_{th} - VBE - VZ}{RB_{TH}}$$

Ecu. IV 6. 15

Para la fuente de 18.1v

$$I_B = \frac{4.19v - 0.7v - 3.3v}{2481.2\Omega} = 130\mu A$$

$$I_B = 130\mu A$$

Para la fuente de 35.6v

$$I_B = 78.23\mu A$$

Para la fuente de 53.8v

$$I_B = 30.52\mu A$$

Para la fuente de 73v

$$I_B = 66.77\mu A$$

Después se calculó la corriente que circula por el colector del transistor y el diodo led. Para la fuente de 18.1v se seleccionó el transistor 2sc2482 que tiene una $\beta = 30$ mínima y el voltaje $v_{ce} = 300v$ con esto datos se calcula la corriente de colector con la siguiente ecuación (David J. Bates, 2007).

$$I_C = I_B \times \beta + 1$$

Ecu. IV 6. 16

$$I_C = 130\mu A \times 30 + 1 = 4mA$$

$$I_C = 4mA$$

Para la fuente de 35.6v se seleccionó el transistor 2c2482

$$I_C = 78.23\mu A \times 30 + 1 = 2.43mA$$

$$I_C = 2.43mA$$

Para la fuente de 53.8v el transistor 2c2482

$$I_C = 30.52\mu A \times 30 + 1 = 0.95mA$$

$$I_C = 0.95mA$$

Para la fuente de 73v el transistor c2330

$$I_C = 66.77\mu A \times 170 + 1 = 11.41mA$$

$$I_C = 11.41mA$$

Para calcular el voltaje colector emisor, se utilizó la siguiente formula.

$$VCE = VCC - VDZ - VDled - VRC$$

Ecu. IV 6. 17

Para la fuente de 18.1v

$$VCE = 18.1v - 3.3v - 1.4v - 390 \times 4mA = 11.82v$$

$$VCE = 11.82v$$

Para la fuente de 35.6v

$$VCE = 35.6v - 3.3v - 1.4v - 10k\Omega \times 2.43mA = 6.6v$$

$$VCE = 6.6v$$

Para la fuente de 53.8v

$$VCE = 53.8v - 12v - 1.4v - 15k\Omega \times 0.95mA = 27v$$

$$VCE = 27v$$

Para la fuente de 73v

$$VCE = 73v - 12v - 1.4v - 10k\Omega \times 11.41mA = 11.82v$$

$$VCE = 11.82v$$

Con el voltaje de salida establecido por el arreglo de resistencias y conociendo la corriente que circula por el diodo del optoacoplador se puede encontrar la corriente que circula en el transistor del opto acoplador para garantizar un voltaje en el emisor igual al de la referencia de 2.5 voltios (Pressman A. I., 2009).

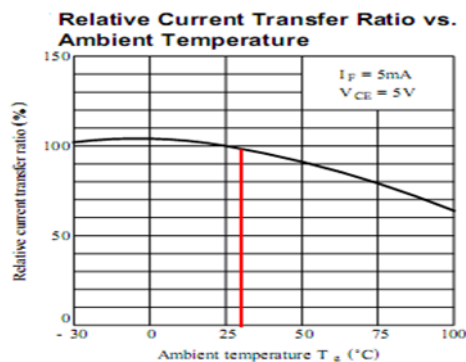


Fig. IV.6. 13 CTR del opto pc817 en función de la temperatura

Se seleccionó el opto acoplador pc817n el cual tiene una corriente máxima de 50mA. Se debe tener en cuenta la relación de transferencia de corriente CTR, este factor se ve afectado por la corriente que circula por el opto acoplador, la temperatura ambiente y el voltaje que hay entre colector emisor en el transistor de opto acoplador.

Para la fuente de 18.1v $I_F = 4mA$ de la Fig. IV.6. 14 se encuentra que CTR coincide con dicha corriente.

Y se puede calcular la corriente que circula en el transistor del opto acoplador para genera un voltaje que se aproxime al de referencia.

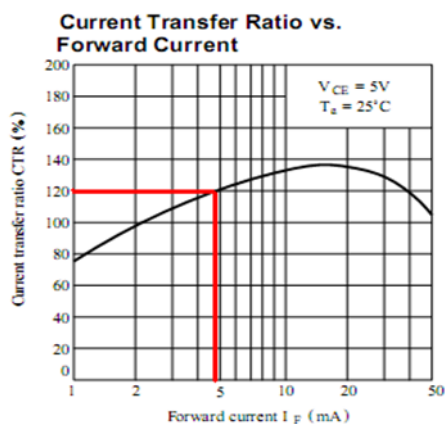


Fig. IV.6. 14 CTR del opto pc87 en función de la corriente del diodo.

Ganancia en DC

$$\frac{+5V}{V_{CC}} = CTR \frac{RE2}{RE1}$$

Ecu. IV 6. 18

$$CTR(100\%) = \frac{I_c}{I_f} \times 100$$

Ecu. IV 6. 19

Para la fuente de 18.1v

$$\frac{120\%}{100\%} \times 4mA = I_C$$

$$I_C = 4.8mA$$

Para la fuente de 35.6v

$$I_C = 2.79$$

Para la fuente de 53.8v

$$I_C = 0.712mA$$

Para la fuente de 73v

$$I_C = 14.8mA$$

Luego se encontró la resistencia que va en el emisor del opto acoplador

$$R_E = \frac{V_C}{I_C}$$

Ecu. IV 6. 20

Para la fuente de 18.1v

$$R_E = \frac{2.5vol}{4.8mA} = 520\Omega$$

Para la fuente de 35.6v

$$R_E = 896\Omega$$

Para la fuente de 53.8v

$$R_E = 3508.77\Omega$$

Para la fuente de 73v

$$R_E = 219.10\Omega$$

6.2.6. Lazo de sobre voltaje.

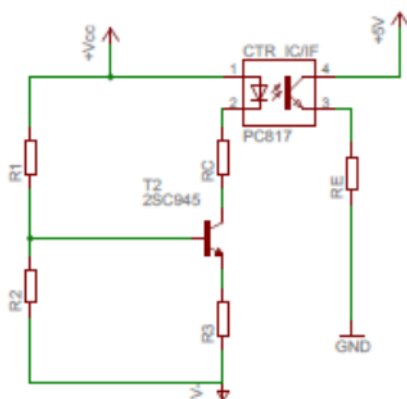


Fig. IV.6. 15 Control de sobre voltaje

Tomando en cuenta la caída en los puentes H del inversor, tenemos los voltajes de las fuentes en $V_{cc}=18.1, 35.6, 53.8, 72.9$ a estos se les aplica el 10%, con lo que queda $V_{cc}=20.5, 38.5, 60.75$, estos voltajes serán los límites del alto voltaje de para que no estallen los capacitores o la carga se dañe.

Para que este circuito no afecte en condiciones normales se buscará que el transistor quede mal polarizado en los voltajes aceptables pero cuando estos suban por cualquier razón, el transistor se polarizara correctamente.

Con la siguiente ecuación se encontró el valor de R1:

$$R1 = \frac{(VCC - VB)R2}{VB}$$

Ecu. IV 6. 21

Para la fuente de 20.5 se seleccionó la resistencia R2=3k3y VB = 1.85v

$$R1 = \frac{(20.5 - 1.85v)3k3}{1.85v}$$

R1=33k

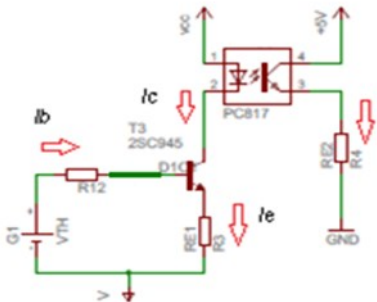


Fig. IV.6. 16

Para la fuente de 35.6 la resistencia R2=3k3 y VB = 9.55v

R1=10k

Para la fuente de 54 la resistencia R2=1k8 y VB = 1.54v

R1=68k

Para la fuente de 73 la resistencia R2=2k y VB = 1.7380

R1=82k

$$RBTH = \frac{R1 \times R2}{R1 + R2}$$

Ecu. IV 6. 22

Para la fuente de 18.1

$$RBTH = \frac{33k \times 3k3}{33k + 3k3} = 3K\Omega$$

Para la fuente de 35.6

$$RBTH = 2481.2$$

Para la fuente de 54

$$RBTH = 1753.58\Omega$$

Para la fuente de 73

$$RBTH = 1952.38\Omega$$

Se calculó la corriente de emisor en el transistor, tomando en cuenta la β de los transistores según la hoja de datos (David J. Bates, 2007).

$$IE = \frac{VB - 0.7}{RE + \frac{RBTH}{\beta + 1}}$$

Ecu. IV 6. 23

Para la fuente de 18.1 con el transistor c2482 y una ganancia $\beta = 150$

$$IE = \frac{1.85v - 0.7}{220 + \frac{3K\Omega}{150 + 1}} = 4.79mA$$

Para la fuente de 35.6 con el transistor c2482 y una ganancia $\beta = 150$

$$IE = 1.57mA$$

Para la fuente de 54 con el transistor c2482 y una ganancia igual $\beta = 150$

$$IE = 3.62mA$$

Para la fuente de 73 con el transistor c2228 y una ganancia igual $\beta = 150$

$$IE = 1.25mA$$

Ya teniendo la corriente que circula por emisor se calculó el voltaje que hay en la resistencia de emisor

$$VRE = IE \times RE$$

Ecu. IV 6. 24

Para la fuente de 18.1

$$VRE = 220\Omega \times 4.79mA = 1.05v$$

Para la fuente de 35.6

$$V_{RE} = 5k6\Omega \times 1.57mA = 8.79v$$

Para la fuente de 54

$$V_{RE} = 220\Omega \times 3.62mA = 0.79v$$

Para la fuente de 73

$$V_{RE} = 820\Omega \times 1.25mA = 1.025$$

Calcular el voltaje que hay en el transistor con el voltaje en directa del opto acoplador de 1.4v

$$V_{CC} = V_{Dled} + V_{CE} + V_{RE}$$

Ecu. IV 6. 25

Para la fuente de 18.1

$$V_{CE} = 20.5 - 1.4v - 1.05v = 18.5v$$

Para la fuente de 35.6

$$V_{CE} = 38.5v - 1.4v - 8.79v = 28.31v$$

Para la fuente de 54

$$V_{CE} = 60v - 1.4v - 1.05v = 57.55v$$

Para la fuente de 73

$$V_{CE} = 73v - 1.4v - 1.05v = 70.55v$$

Contando con todas las corrientes y voltajes se procedió a buscar el CTR en función de la corriente del diodo led del opto acoplador y con esto buscar el valor del resistor que va en el emisor del optoacoplador para que garantice un voltaje menor al que necesita el pin 10 (shutdown) cuando las fuente tiene un voltaje normal, mientras este en tal condición el voltaje en dicha resistencia es muy pequeño para poder activar el shutdown.

Para este paso se usó el opto acoplador pc817.

Para la fuente de 18.1 la corriente es de 4.79mA, de Fig. IV.6. 14 el CTR correspondiente es 120 con esto se calculó la corriente de colector del opto acoplador

$$CTR(100\%) = \frac{I_c}{I_f} \times 100$$

Ecu. IV 6. 26

$$\frac{120\%}{100\%} \times 4mA = I_C$$

$$I_C = 4.8mA$$

El valor del resistor es

$$R_{Eopto} = \frac{0.7v}{4.8mA} = 145.83\Omega$$

Para la fuente de 35.6 la corriente es de 1.57mA

$$I_C = 1.49mA$$

$$R_{Eopto} = 469.32\Omega$$

Para la fuente de 54 la corriente es de 3.62mA

$$I_C = 4.16mA$$

$$R_{Eopto} = 168.14\Omega$$

Para la fuente de 73 la corriente es de 1.25mA

$$I_C = 1mA$$

$$R_{Eopto} = 700\Omega$$

Fuente auxiliar

Para el sensor de voltaje de la fuente auxiliar se utilizó el circuito mostrado en la Fig. IV.6. 17.

Un TL431 funciona como comparador de voltaje, su referencia de voltaje de 2.5 voltios se compara un divisor de voltaje con resistencias que entrega un valor mayor de 2.5 voltios cuando la salida de la fuente auxiliar es mayor a 20 voltios, este es el mayor valor de voltaje que los Mosfets de los puentes H del inversor pueden soportar en la compuerta antes de su destrucción.

Si el valor de la salida del divisor de voltaje sobrepasa los 2.5 voltios el TL431 se activara lo que genera una corriente de diodo de 5mA para encender el transistor del optoacoplador (este valor se escoge para extender la vida útil del optoacoplador)

La salida del optoacoplador activa el Flip Flop transistorizado, el cual activa al shutdown del PWM apagando la salida de la fuente.

Este circuito mantiene apagada la salida de la fuente aunque desaparezca la condición de sobre voltaje, la fuente queda en falla hasta que el usuario accione el pulsador de reset. En ausencia del sensor de sobre voltaje, si falla el lazo de retroalimentación de la fuente o el ancho del pulso se va al máximo el voltaje de salida podría llegar hasta 25 voltios.

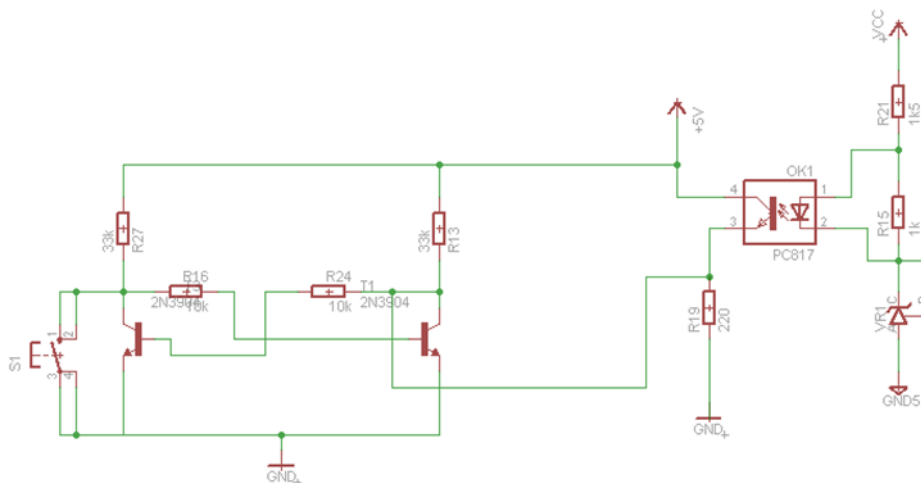


Fig. IV.6. 17 Circuito sensor de voltaje de la fuente auxiliar

6.2.7. Etapa de encendido de la fuente de poder.

Para describir el funcionamiento de esta etapa se comienza sabiendo que cuando el pin 10 (shutdown) tiene un nivel entre 0.2 voltios y 0.7 voltios empieza a trabajar o afecta la salida del amplificador de error, que es el que proporciona el DC que se compara con la rampa del oscilador del sg3524. Al seguir aumentado el voltaje en el shutdown hasta el máximo permitido por la base del transistor interno, la salida tiende a disminuir el ancho de pulso hasta llegar a un punto que no hay pulso en la salida del PWM por tanto no hay voltaje de salida ya que los Mosfets no está trabajando.

Sabiendo cómo se comporta el shutdown se acondiciono al PWM con los circuitos externos para hacer la función de encendido y el control de sobre voltaje como una sobre protección ya que el microcontrolador descrito en la fase B también monitoreara las salidas de todas las fuentes de alimentación.

Todo lo que está encerrado en el círculo azul en la Fig. IV.6. 18 es la parte del encendido, inicialmente cuando la bornera de la batería se conecta con el inversor, el control queda energizado y empieza a trabajar buscando la manera de entregar un ancho de pulso en la salida, pero él no hará eso ya que como se puede ver hay un transistor pnp que tiene cero voltio en la base debido a que el microcontrolador aún no ha mandado el pulso de encendido y por tanto en el emisor del optoacoplador hay cero voltios y en el divisor no hay voltaje.

Esto hace que el transistor pnp esté cerrado y los 5 voltios que vienen del regulador tiendan a aparecer en el colector y por tanto llegan al pin 10 shutdown y al transistor auxiliar a la vez este transistor auxiliar no deja crecer el voltaje que hay el capacitor del arranque suave y el transistor de arranque suave nunca se abre. Tanto el transistor del shutdown como el arranque suave están cerrados por eso en la salida no hay ancho de pulso

Tanto la fuente auxiliar como las de potencia tienen la misma alimentación en común que es la batería, la fuente auxiliar tiene que ser más rápida que la fuente de poder en restablecer y estabilizar sus voltajes para que el microcontrolador y la circuitería de adquisición de datos estén polarizados correctamente y el microcontrolador pueda saber que lo que pasa con los voltajes de las fuentes de poder.

Momento de encendido

Cuando el microcontrolador manda el pulso en alto habrá tensión en el emisor y en el divisor de voltaje, esta tensión se aplica a la base del transistor pnp, este se abrirá y ya no abra voltaje que afecte al shutdown ni al transistor auxiliar el capacitor de arranque suave se empezará a cargar y liberará al transistor pnp de arranque suave lentamente y en la fuente abra salida de voltaje normalmente.

Momento de apagado o de falla

En el momento de apagado se vuelve a activar el shutdown y el transistor auxiliar descargará el capacitor de arranque suave por tanto el transistor de arranque suave está cerrado a la espera que vuelva el pulso en alto para encender la fuente siempre suavemente.

En el caso de que en alguna de las fuentes empiece a aumentar el voltaje, el sensor de voltaje con el optoacoplador quedará bien polarizado y empezará a haber tensión en la resistencia de emisor del optoacoplador esta tensión se aplica al shutdown y empezará a limitar la salida, el transistor auxiliar no debe ser afectado por esa tensión por eso se busca una resistencia con un valor que no lo permita. También el microcontrolador mira ese aumento de tensión y mandará a apagar las fuentes por seguridad de la carga.

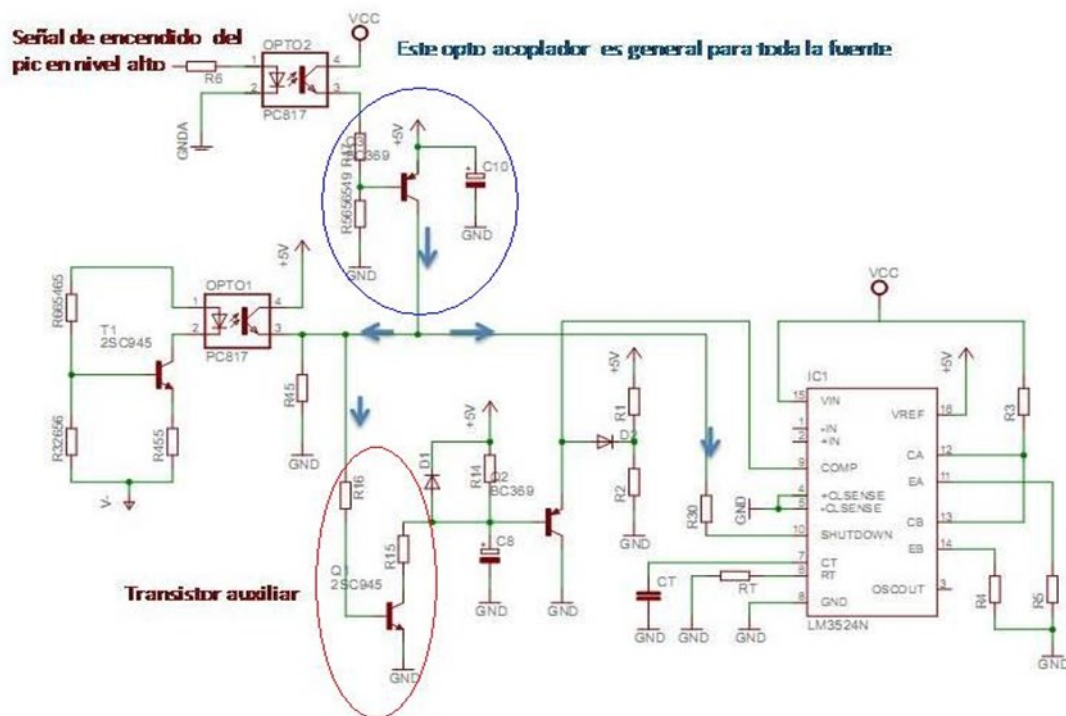


Fig. IV.6. 18 Sección de encendido de las fuentes

6.3. Cálculos de la compensación.

	L_o	C_o		R_o
		Valores Reales	Valores Comerciales	
Fuente de 68 voltios	$160\mu H$	3 Condensadores en paralelo de $1000\mu F$ 100V	$2500\mu F$	0.049Ω
Fuente de 51 voltios	$120\mu H$	3 Condensadores en paralelo de $1000\mu F$ 100V	$2659\mu F$	0.056Ω
Fuente de 34 voltios	$82\mu H$	3 Condensadores en paralelo de $1000\mu F$ 25V	$2600\mu F$	0.072Ω
Fuente de 17 voltios	$45\mu H$	2 Condensadores en paralelo de $2200\mu F$ 25V	$3595\mu F$	0.085Ω
Fuente Auxiliar	$133\mu H$	2 Condensadores en paralelo de $330\mu F$ 25V para cada salida	-	-

Tabla 5 Valores del inductor choke, capacitor y resistencia equivalente serie del filtro de salida de las fuentes.

Contando con los valores de los componentes utilizados en el filtro de salida se procede a realizar los cálculos de la compensación³⁰.

Fuente Máster (68Vdc)

$$C_o = 2500\mu F$$

$$R_{ESR} = 0.049$$

$$L_o = 160\mu H$$

$$\text{de la Ecu. III 6. 7 } F_{p(LC)} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(2500\mu F)(160\mu H)}} = 251\text{Hz}$$

$$\text{de Ecu. III 6. 8 } F_{z(ESR)} = \frac{1}{2\pi R_{ESR} C_o} = \frac{1}{2\pi(0.049)(2500\mu F)} = 1299\text{Hz}$$

Utilizando la Ecu. III 6. 17 para la frecuencia de corte

$$F_{XO} = (0.2)(45\text{Khz}) = 9\text{Khz} \geq 6\text{Khz}$$

$$\text{La ganancia de DC con la Ecu. III 6. 9 } G_{DC} = 20 \log \left[\left(\frac{V_{IN}}{V_{RAMP}} \right) \left(\frac{N_S}{N_P} \right) \right]$$

$$G_{DC} = 20 \log \left[\left(\frac{14}{2.5} \right) \left(\frac{16}{2} \right) \right] = 33\text{dB}$$

$$G_{XO} = 40 \log \left(\frac{F_{XO}}{F_{FP}} \right) - G_{DC}$$

³⁰ Ver: 6Compensación y lazo de control.en la página 38

$$G_{XO} = 40 \log\left(\frac{6Khz}{251Hz}\right) - 33dB = 55.14dB - 33dB = 22.1dB$$

Los dos ceros de alta frecuencia estarán a la mitad de la frecuencia del polo del filtro de salida

$$\text{Ecu. III 6. 12 } F_{Z1} = F_{Z2} = F_{FP}/2$$

$$\text{Ecu. III 6. 13 } F_{Z2} = 251Hz/2 = 125.5Hz$$

$$\text{Ecu. III 6. 14 } F_{P1} = F_Z(ESR) = 1299Hz$$

$$F_{P2} \geq 1.5F_{XO}$$

$$F_{P2} \geq (1.5)(6Khz) = 9Khz \approx 10Khz$$

$$G_1 = G_2 + 20 \log\left(\frac{F_{Z2}}{F_{P1}}\right)$$

$$G_1 = 22.1dB + 20 \log\left(\frac{125.5Hz}{1299Hz}\right) = 22.1dB - 20.3 = 1.8dB$$

$$\text{Con la Ecu. III 6. 22 } A_1 = 1.23$$

$$\text{Ecu. III 6. 25 } C_1 = \frac{1}{2\pi F_{XO} A_1 R_1}$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi(6K)(1.23)(15K)} = 1.43nF$$

$$\text{Ecu. III 6. 24 } R_2 = A_1 R_1 = (1.23)(15K) = 18450\Omega$$

$$\text{Ecu. III 6. 25 } C_3 = \frac{1}{2\pi F_{Z1} R_1}$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi(125.5Hz)(15K)} = 84.5nF$$

$$\text{Ecu. III 6. 26 } \text{¡ Error! No se encuentra el origen de la referencia. } R_3 = R_2/A_2$$

$$R_3 = \frac{18450}{12.7} = 1448.7\Omega$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi(10K)(1448.7)} = 10.9nF$$

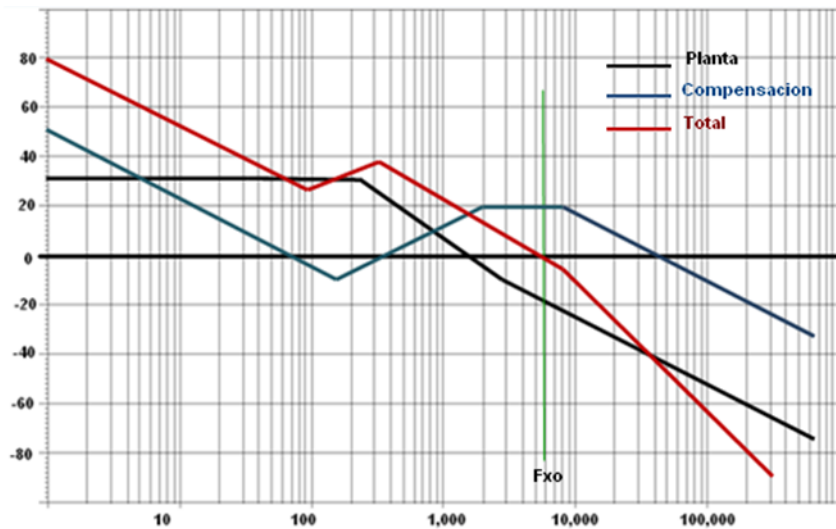


Fig. IV.6. 19 Diagrama de Bode de la compensación de la fuente de 68V

Cálculos de la fuente de 51 voltios

$$C_o = 2659\mu F$$

$$R_{ESR} = 0.056$$

$$L_o = 120\mu H$$

$$F_{p(LC)} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(2659\mu F)(120\mu H)}} = 281.7\text{Hz}$$

$$F_{z(ESR)} = \frac{1}{2\pi R_{ESR} C_o} = \frac{1}{2\pi(0.056)(2659\mu F)} = 1068.8\text{Hz}$$

$$F_{x_o} = \left(\frac{1}{10} \sim \frac{1}{5}\right)FS$$

Frecuencia de corte

$$F_{XO} = (0.2)(45\text{Khz}) = 9\text{Khz} \geq 6\text{Khz}$$

$$G_{DC} = 20 \log \left[\left(\frac{V_{IN}}{V_{RAMP}} \right) \left(\frac{N_S}{N_P} \right) \right] G_{DC} = 20 \log \left[\left(\frac{14}{2.5} \right) \left(\frac{12}{2} \right) \right] = 30.5B$$

$$G_{XO} = 40 \log \left(\frac{F_{XO}}{F_{FP}} \right) - G_{DC}$$

$$G_{XO} = 40 \log \left(\frac{6\text{Khz}}{281.7\text{Hz}} \right) - 30.5dB = 53.13dB - 30.5dB = 22.6dB$$

Los dos ceros de alta frecuencia estarán a la mitad de la frecuencia del polo del filtro de salida

$$F_{Z1} = F_{Z2} = F_{FP}/2$$

$$F_{Z2} = 281.7\text{Hz}/2 = 140.85\text{Hz}$$

$$F_{P1} = F_Z(ESR) = 1068.8\text{Hz}$$

$$F_{P2} \geq 1.5F_{X0}$$

$$F_{P2} \geq (1.5)(6\text{Khz}) = 9\text{Khz} \approx 10\text{Khz}$$

$$G_1 = G_2 + 20 \log\left(\frac{F_{Z2}}{F_{P1}}\right)$$

$$G_1 = 22.6\text{dB} + 20 \log\left(\frac{140.85\text{Hz}}{1068.8\text{Hz}}\right) = 22.6\text{dB} - 17.6 = 4.99\text{dB}$$

$$A_1 = 1.78$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi F_{X0} A_1 R_1}$$

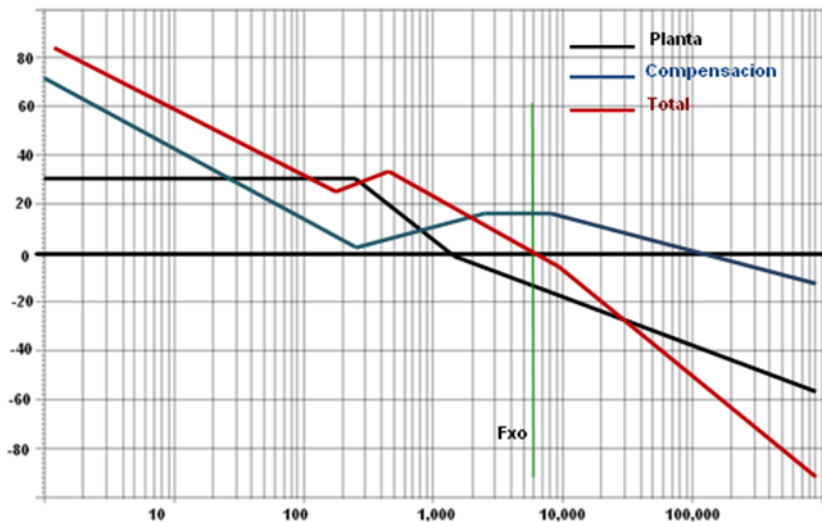


Fig. IV.6. 20 Diagrama de Bode de la compensación de la fuente de 51V

$$C_1 = \frac{1}{2\pi(6K)(1.78)(15K)} = 1\text{nF}$$

$$R_2 = A_1 R_1 = (1.78)(15K) = 26665\Omega$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi F_{z1} R_1}$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi(140.85\text{Hz})(15\text{K})} = 75.3\text{nF}$$

$$R_3 = R_2/A_2$$

$$R_3 = \frac{26665}{13.48} = 1978\Omega$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi F_{P2} R_2}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi(10\text{K})(26665)} = 0.59\text{nF}$$

Fuente de 34 voltios (Segundo esclavo)

$$C_o = 2600\mu\text{F}$$

$$R_{ESR} = 0.052$$

$$L_o = 84\mu\text{H}$$

$$F_{p(\text{LC})} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(2600\mu\text{F})(84\mu\text{H})}} = 340.5\text{Hz}$$

$$F_{z(\text{ESR})} = \frac{1}{2\pi R_{ESR} C_o} = \frac{1}{2\pi(0.052)(2600\mu\text{F})} = 1177.2\text{Hz}$$

$$F_{x0} = \left(1/10 \sim 1/5\right)\text{FS}$$

Frecuencia de corte

$$F_{XO} = (0.2)(45\text{Khz}) = 9\text{Khz} \geq 6\text{Khz}$$

$$G_{DC} = 20 \log \left[\left(\frac{V_{IN}}{V_{RAMP}} \right) \left(\frac{N_S}{N_P} \right) \right] G_{DC} = 20 \log \left[\left(14/2.5 \right) \left(8/2 \right) \right] = 27\text{dB}$$

$$G_{XO} = 40 \log \left(\frac{F_{XO}}{F_{FP}} \right) - G_{DC}$$

$$G_{XO} = 40 \log \left(\frac{6\text{Khz}}{340.5\text{Hz}} \right) - 27\text{dB} = 49.8\text{dB} - 27\text{dB} = 22.8\text{dB}$$

Los dos ceros de alta frecuencia estarán a la mitad de la frecuencia del polo del filtro de salida

$$F_{Z1} = F_{Z2} = F_{FP}/2$$

$$F_{Z2} = 340.5\text{Hz}/2 = 170.25\text{Hz}$$

$$F_{P1} = F_Z(ESR) = 1177\text{Hz}$$

$$F_{P2} \geq 1.5F_{X0}$$

$$F_{P2} \geq (1.5)(6\text{Khz}) = 9\text{Khz} \approx 10\text{Khz}$$

$$G_1 = G_2 + 20 \log\left(\frac{F_{Z2}}{F_{P1}}\right)$$

$$G_1 = 22.6\text{dB} + 20 \log\left(\frac{170.25\text{Hz}}{1177\text{Hz}}\right) = 22.6\text{dB} - 16.8 = 5.8\text{dB}$$

$$A_1 = 1.94$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi F_{X0} A_1 R_1} C_1 = \frac{1}{2\pi(6\text{K})(1.94)(15\text{K})} = 1\text{nF}$$

$$R_2 = A_1 R_1 = (1.94)(15\text{K}) = 29100\Omega$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi F_{Z1} R_1} C_3 = \frac{1}{2\pi(170.25\text{Hz})(15\text{K})} = 62.3\text{nF}$$

$$R_3 = \frac{R_2}{A_2} R_3 = \frac{29100}{13.8} = 2108.7\Omega$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi F_{P2} R_2} C_2 = \frac{1}{2\pi(10\text{K})(29100)} = 0.6\text{nF}$$

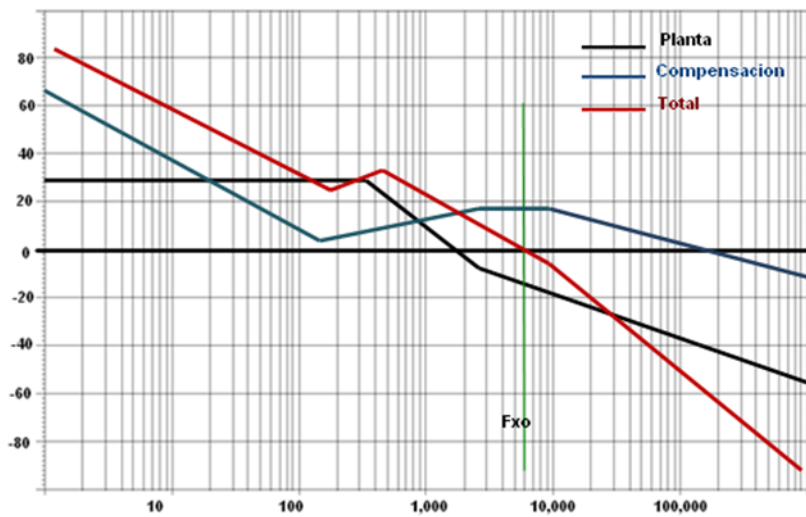


Fig. IV.6. 21 Diagrama de Bode de la compensación de la fuente de 34V

Fuente de 17 voltios (tercer esclavo)

$$C_o = 3595\mu F$$

$$R_{ESR} = 0.05$$

$$L_o = 45\mu H$$

$$F_{p(LC)} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o C_o}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{(3595\mu F)(45\mu H)}} = 395\text{Hz}$$

$$F_{z(ESR)} = \frac{1}{2\pi R_{ESR} C_o} = \frac{1}{2\pi(0.05)(3595\mu F)} = 885\text{Hz}$$

$$F_{x_o} = \left(\frac{1}{10} \sim \frac{1}{5}\right)FS$$

Frecuencia de corte

$$F_{XO} = (0.2)(45\text{Khz}) = 9\text{Khz} \geq 6\text{Khz}$$

$$G_{DC} = 20 \log \left[\left(\frac{V_{IN}}{V_{RAMP}} \right) \left(\frac{N_S}{N_P} \right) \right] G_{DC} = 20 \log \left[\left(\frac{14}{2.5} \right) \left(\frac{4}{2} \right) \right] = 20.9\text{dB}$$

$$G_{XO} = 40 \log \left(\frac{F_{XO}}{F_{FP}} \right) - G_{DC}$$

$$G_{XO} = 40 \log \left(\frac{6\text{Khz}}{340.5\text{Hz}} \right) - 27\text{dB} = 49.8\text{dB} - 27\text{dB} = 22.8\text{dB}$$

Los dos ceros de alta frecuencia estarán a la mitad de la frecuencia del polo del filtro de salida

$$F_{Z1} = F_{Z2} = F_{FP}/2$$

$$F_{Z2} = 340.5\text{Hz}/2 = 170.25\text{Hz}$$

$$F_{P1} = F_Z(ESR) = 1177\text{Hz}$$

$$F_{P2} \geq 1.5F_{X0}$$

$$F_{P2} \geq (1.5)(6\text{Khz}) = 9\text{Khz} \approx 10\text{Khz}$$

$$G_1 = G_2 + 20 \log\left(\frac{F_{Z2}}{F_{P1}}\right)$$

$$G_1 = 22.6\text{dB} + 20 \log\left(\frac{170.25\text{Hz}}{1177\text{Hz}}\right) = 22.6\text{dB} - 16.8 = 5.8\text{dB}$$

$$A_1 = 1.94$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi F_{X0} A_1 R_1}$$

$$C_1 = \frac{1}{2\pi(6\text{K})(1.94)(15\text{K})} = 1\text{nF}$$

$$R_2 = A_1 R_1 = (1.94)(15\text{K}) = 29100\Omega$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi F_{Z1} R_1}$$

$$C_3 = \frac{1}{2\pi(170.25\text{Hz})(15\text{K})} = 62.3\text{nF}$$

$$R_3 = R_2/A_2$$

$$R_3 = \frac{29100}{13.8} = 2108.7\Omega$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi F_{P2} R_2}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi(10\text{K})(29100)} = 0.6\text{nF}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi(10K)(29100)} = 0.6nF$$

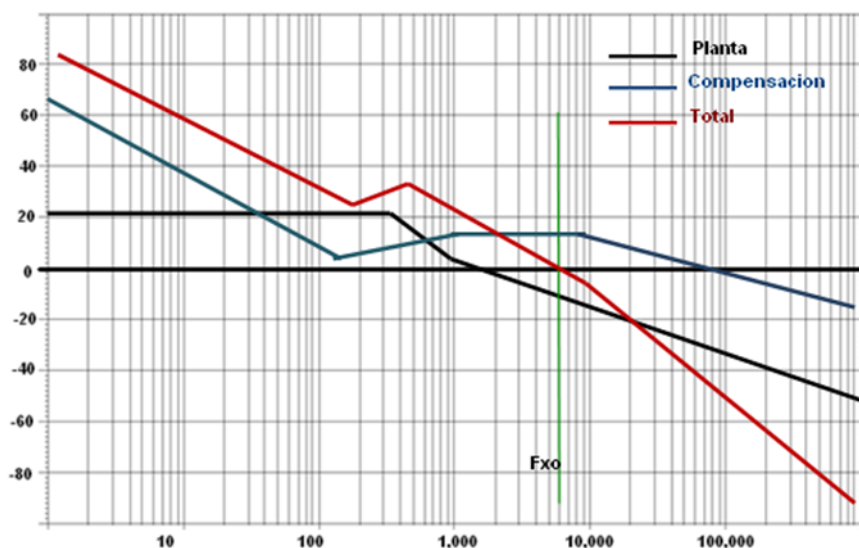


Fig. IV.6. 22 Diagrama de Bode de la compensación de la fuente de 17V

En el caso de la fuente auxiliar por ser de baja potencia, para estabilizar su salida, solo se colocó un condensador cerámico entre el pin 9 de compensación y tierra, como lo aconseja la hoja de datos del integrado.

Los circuitos finales de la compensación se encuentran en la sección anexos-diagramas de los controles de las fuentes.

7. Diseño de PCB y ensamblaje.

Debido a que esta monografía está dividida en dos partes, la fase A que son las fuentes de poder y la fase B que es la circuitería del inversor con su sistema de adquisición de datos, el equipo estará dividido en dos partes, una tarjeta de potencia para las fuentes de alimentación y una tarjeta de control.

Las dimensiones de la tarjeta de potencia son de 9'' x 11'', siendo este un espacio suficiente para ubicar las cuatro fuentes de potencia, respetando los márgenes de seguridad para evitar arcos eléctricos.

Para mantener uniforme la distribución de potencia en la tarjeta, las fuentes fueron ubicadas de la siguiente manera: según la vista superior, al lado derecho se ubicaron las fuentes de 17 y 68 voltios, y en el extremo opuesto se ubicaron las fuentes de 34 y 51 voltios.

Al grosor de las pistas en el lado del primario de las fuentes donde la densidad de corriente es mayor se le dio una media de 1.5 cm, y a las pastas del lado del primario se les dio un grosor de 0.8 cm.

Las tarjetas de control individuales para cada fuente fueron ensambladas aparte para ahorrar espacio, siendo sus dimensiones de 2.5'' x 3'', se ubicaron de manera vertical y su conexión es por medio de pines soldados.

En el caso de la tarjeta de control (inversor y circuitería de adquisición de datos) cuyas dimensiones son las mismas que las de la tarjeta de potencia (9'' x 11'') a las pistas por ser solo de pequeña señal se les dio un grosor de 0.1 cm.

Esta tarjeta también contiene los puentes H, una fuente auxiliar que se ensambló por aparte, también para ahorrar espacio, y se ubicó horizontalmente sobre la tarjeta principal, conectándose por pines.

El grosor de las pistas de los puentes H son de 0.8 cm porque estas deben conducir la corriente máxima suministrada por las fuentes potencia.

Este PCB se diseñó para tener conexión entre las dos tarjetas principales por medio de cables conductores, los que van de la salida de cada una de las fuentes hacia los PUENTES H del inversor son conductores calibre 14 AWG, y también para la conexión de la alimentación (batería 12v) en el primario con alambre de calibre AWG 8 con terminales o bornes de plomo unidas a la carcasa de las fuentes.

El diseño del esquema del circuito impreso se realizó con el software Eagle, este cuenta con librerías comunes para la mayoría de los componentes como condensadores, diodos, transistores, etc. Pero en el caso específico de los transformadores e inductores, estas librerías debieron ser creadas.

Es de mucha importancia al momento de crear el PCB, el orden o lugar que ocupa cada componente, cuando es necesario el reemplazo de algún componente debe estar ubicado en forma ordenada para agilizar el mantenimiento del mismo, así también para evitar transferencia de calor o ruido a otros circuitos que pueden ocasionar un mal funcionamiento de todo el equipo.

Se definió la ubicación de los componentes para reducir espacio por lo cual la mayoría de ellos tiene ubicación vertical, resistencias, condensadores, transformadores, disipadores y los circuitos de control de las fuentes que también se encuentran incrustados en la tarjeta de forma vertical y estratégicamente ubicados de manera que pueden tener mejor ventilación para disminuir la temperatura, auxiliados por los disipadores y abanicos que garantizan la reducción de temperatura.

Ya con la disposición final de los componentes decidida, continua la etapa de serigrafía de la tarjeta virgen, al no contar con equipo especializado para este tipo de tareas, y por no ser satisfactorio el proceso tradicional de planchado de la tarjeta que es demasiado grande, se dio solución a esto, utilizando una impresora láser utilizada normalmente para grabar vidrios, plásticos, madera, etc.

Luego de este proceso se sumerge la tarjeta serigrafía en una solución de ácido nítrico con una relación de tres partes de agua por una de ácido, durante el tiempo requerido.

Luego de esto se realizan las perforaciones y se ubican y sueldan los componentes.

Para los disipadores de calor de los Mosfets tanto de las fuentes como los de los puentes H se utilizaron dos láminas de aluminio del tamaño necesitado, estas láminas también sirven

de soporte para los Mosfets. Para evacuar el calor se utilizaron fanes, ubicados estratégicamente para que el aire recorriera y enfriara todos los Mosfets.

8. Presentación de resultados.

Para realizar pruebas del funcionamiento de las fuentes el primer paso es verificar el bloque de control: la frecuencia de operación, tiempo muerto, soft start y las salidas del PWM. La siguiente tabla resume los valores obtenidos de las mediciones finales de las salidas de las fuentes con el inversor operando con carga mínima y máxima. Se puede observar que los valores de los voltajes de salida son estables ante variaciones en la carga, asimismo que los valores de la corriente de entrada son bastante similares a los esperados según la teoría.

Fuentes	17	34	51	68
Carga mínima (10% de la potencia de nominal del inversor)				
I_{IN}	0.84	0.462	0.847	1.83
V_{IN}	13	12.9	12.7	12.2
V_{OUT}	18.1	35.6	53.8	72.9
Carga máxima (90% de la potencia nominal del inversor)				
I_{IN}	8.74	19.26	27.92	34.5
V_{IN}	13	12.9	12.7	12.1
V_{OUT}	17.9	35.6	53.8	72.8

Tabla 6

V. Conclusiones.

Después de la realización de este proyecto monográfico podemos afirmar que se pueden implementar exitosamente cuatro fuentes conmutadas de potencia utilizando la topología Push-Pull para suministrar potencia a inversores multinivel.

Esto lo demuestra el análisis de los resultados obtenidos durante las pruebas finales de la operación de las fuentes implementadas para suministrar la potencia al inversor de la fase B que se ven reflejados en la tabla 6 y en las formas de onda obtenidas con el osciloscopio, se lograron los requerimientos de potencia, estabilidad y respuesta dinámica

Para lograr la estabilidad deseada inicialmente se consideró utilizar un único control para todas las fuentes pero durante la fase de pruebas de las fuentes alimentando al inversor se observó que la señal de salida multinivel del inversor era distorsionada y no se mantenía la estabilidad por lo tanto se optó por controles individuales con su respectiva compensación para cada una de las fuentes. Se utilizó la técnica PWM.

Los requerimientos de eficiencia deseados se lograron cumplir, se implementó la topología Push- Pull para las fuentes, esta topología según teoría trabaja con un 85 por ciento de eficiencia, en la tabla 6 se ven reflejados los resultados obtenidos de las mediciones de la corriente del primario.

En cuanto al filtro de salida de las fuentes de DC se deben seleccionar los valores con sumo cuidado, para lograr la respuesta adecuada a los transitorios y al mismo tiempo mantener el rizado de voltaje al mínimo, por eso se utilizó un filtro tipo LC.

Se encontraron problemas en cuanto a la compensación ya que la bibliografía encontrada solo hace referencia a diseños de fuentes con el control en trayectoria directa (sin aislamiento entre la salida y la entrada) o la información es demasiado teórica.

Los valores de los voltajes de salida de las fuentes de potencia se debieron aumentar en dos voltios ya que los valores iniciales de 17, 34,51 y 68 voltios no tomaban en cuenta la caída de voltaje en conducción de los Mosfets de los puentes H del inversor multinivel.

Se construyeron dos transformadores para las fuentes de 68 y 51 para reducir la corriente de trabajo de los Mosfet con la intención de reducir el calentamiento pero se concluyó que este calentamiento es normal para este tipo de dispositivos de potencia.

VI. Recomendaciones.

Utilizar baterías de ciclo profundo, que como su nombre lo dice se pueden descargar completamente sin deterioro de su vida útil.

Se puede utilizar baterías con formato de 24 voltios en lugar de 12 voltios. Esto permite reducir la corriente demandada en el primario y las pérdidas por conmutación.

No demandar al inversor mayor potencia de la que las fuentes diseñadas pueden suministrar, en todo caso leer los mensajes de falla de las fuentes que muestra el display del inversor.

VII. Bibliografía.

- Applications using the SG3524. (1987). Philips Semiconductors.
- Power Conversion and Line Filter Applications. (2007). MICROMETALS.
- A, malvino, a., & BATES, D. (n.d.). *Principios de eelctronica septima edicion* . 2007: McGrawHill.
- Balogh, B. L. (n.d.). *Design And Application Guide For High Speed MOSFET Gate Drive Circuits*.
- Billings, K. (2010). *Switchmode Power Suply Handbook* (3/E ed.). McGraw Hill Professional.
- Brown, M. (2007). *Power Sources and Supplies*. Newnes.
- Brown, M. C. (1990). *Practical Switching Power Supply Design*. Academic Press.
- David J. Bates, A. M. (2007). *Principios de electronica*. (Septima ed.). McGraw-Hill Interamericanal.
- es.wikipedia.org*. (n.d.). Retrieved from Corriente_de_Foucault:
http://es.wikipedia.org/wiki/Corriente_de_Foucault
- Forrester, S. (n.d.). Theory of DC/DC Converter Operation. MicroPowerDirect.
- Hambley, A. R. (1999). *Electronics*. Prentice Hall.
- HARI, A. K. (2009, March). Voltage Mode Push Pull Converters Deserve a Second Look.
- Hart, D. W. (2010). *Power Electonics*. McGraw Hill Higher Education.
- HERNADEZ, J. M. (n.d.). *DISENOS DE FUENTE DE CORRIENTE CONTINUA*. MEXICO: UNIVERSIDAD NACIONAL AUTONOMA DE MEXICO.
- IRWIN, J. (1997). *Analisis basico de circuitos en ingenieria quinta edicion* . pearson educacion .
- irwin, J. D. (2000). *Analisis Basico de Circuitos en Ingenieria* (5 Ed (Spanish Edition) ed.). Prentice Hall.
- Keith Billings, T. M. (2011). *SWITCHMODE POWER SUPPLY HANDBOOK* (Tercer Edicion ed.).
- Micrometals. (2007). *Power Conversion and Line Filter Applications*.
- Mohan, N. (2009). *Electronica de Potencia. Convertidores, Aplicaciones y Diseno*. Mc GrawHill Interamericana Editores S.A. de C.V.
- Morales, J. M. (n.d.). Diseno de fuentes de corriente directa. Universidad Nacional Autonoma de Mexico.
- PERNIA, A. M. (MAYO DE 1999). *proteccion electrica de semiconductores: redes de ayuda a la comutacion disipativas y no disipativas*. UNIVERSIDAD DE OVIEDO.

Pressman, A. (2009). *Switching Power Supply Design* (3rd Ed. ed.). McGraw Hill Professional.

Rashid, M. H. (2004). *Electronica de Potencia. Circuitos Dispositivos Y Aplicaciones* (3/ed/ ed.). Pearson Education.

semiconductor, p. (FEB 1987). *AN126 APPLICATIONS USING THE SG3524*.

www.info.powerelectronicsconsultant.com. (n.d.). Retrieved from
<http://www.info.powerelectronicsconsultant.com/index.html>

VIII. Anexos.

1. Hojas de datos.

Diodos

1n4148

1http://www.nxp.com/documents/data_sheet/1N4148_1N4448.pdf

1n4248

2<http://www.semtech.com/images/datasheet/1n42xx.pdf>

1n4728a 3.3v 1n4742a 12v

3http://www.redrok.com/Zener_1N4728A-1N4761A_1W_DO-41.pdf

HER203

4<http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/wte/HER203-T3.pdf>

MUR1520PBF

5<http://datasheet.octopart.com/MUR1520PBF-Vishay-datasheet-92104.pdf>

Transistores

A733

6<http://www.voti.nl/docs/A733.pdf>

C1815

7<http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/hsmc/C1815.pdf>

C945

8<http://www.weitron.com.tw/PDF/C945.pdf>

A1015

9<http://www.snailsnake.co.kr/Open%20Proj/OPJ4/data/A1015.pdf>

Bf423

10<http://www.micropik.com/PDF/BF423.pdf>

2n3904

11<http://www.oup.com/us/pdf/microcircuits/students/bjt/2n3904-st.pdf>

2n3906

12<http://www.oup.com/us/pdf/microcircuits/students/bjt/2n3906-st.pdf>

C2482

13http://www.ic72.com/pdf_file/c/c2482.pdf

C2228

14<http://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/65186/HSMC/HSC2228Y.html>

C2330

15<http://www.futurlec.com/Transistors/C2330.shtml>

IRF3205

16<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irf3205.pdf>

ICs

Pc817

17<http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/Sharp/mXruvuu.pdf>

Sg3524

18<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/sg2524.pdf>

Sg3525

19<http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/stmicroelectronics/4286.pdf>

Núcleos

ETD39

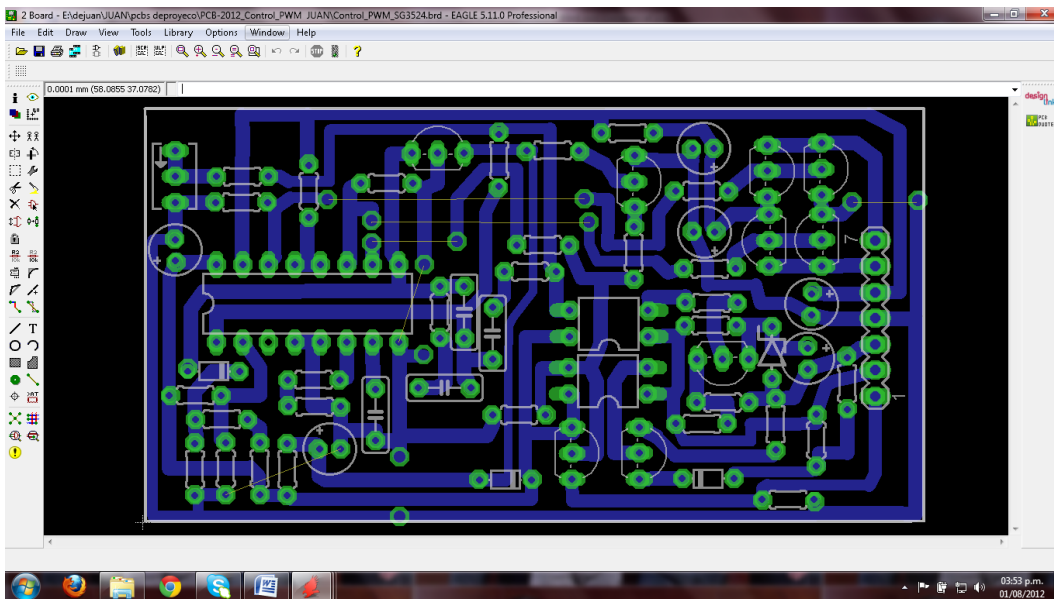
20<http://www.ferroxcube.com/prod/assets/etd39.pdf>

EE30

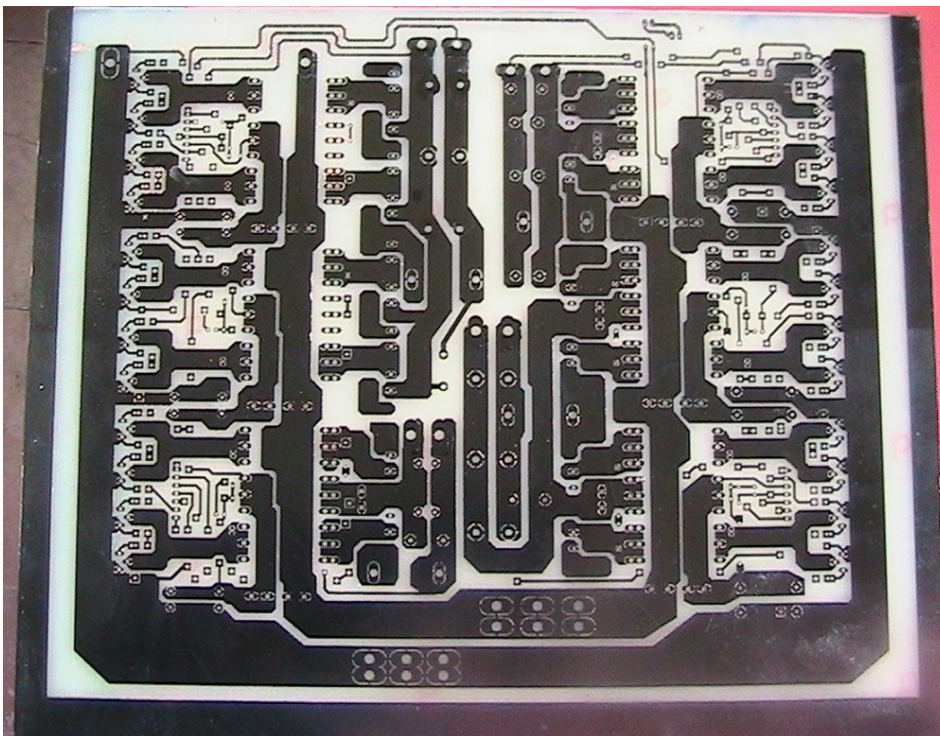
21 http://www.tdk-components.de/pdfs/ferrite/ferrites-products/ee_cores.pdf

2. Fotos.

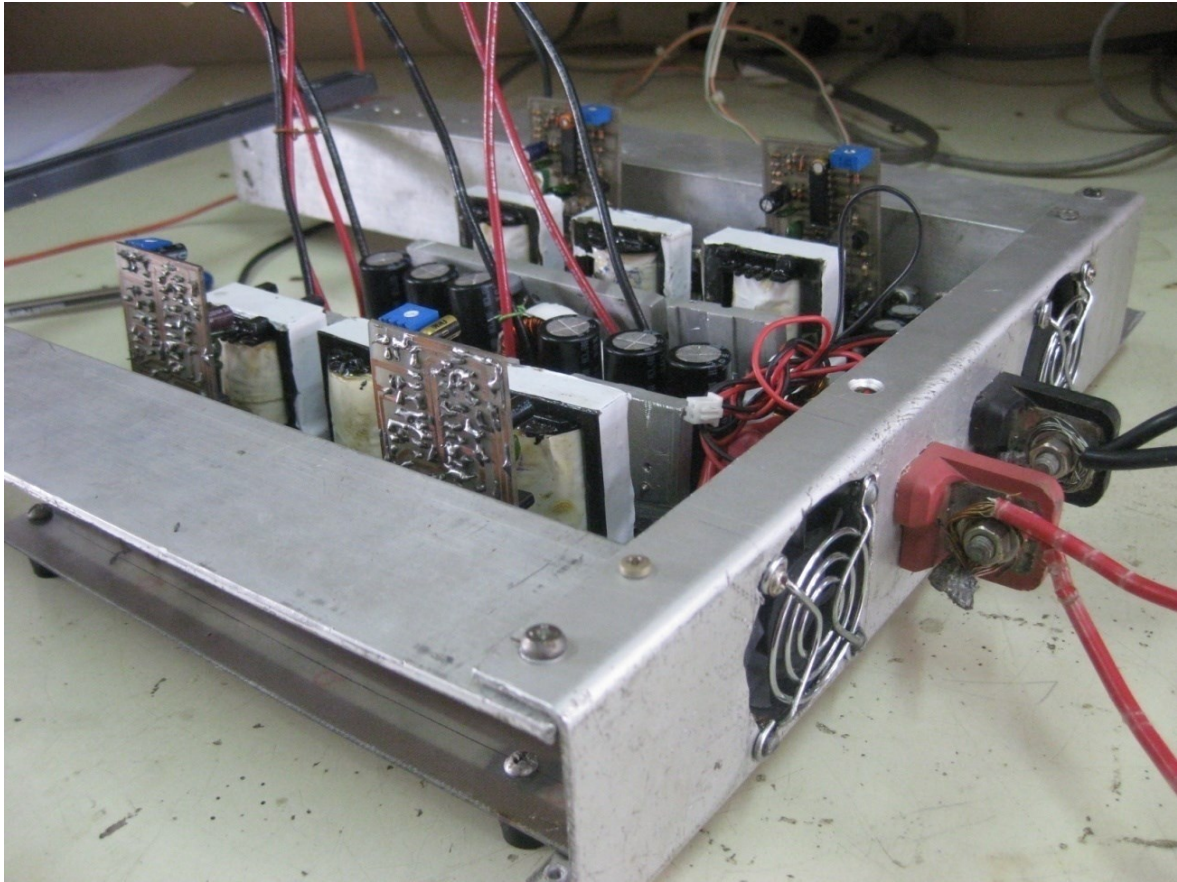
Layout de las tarjetas de control de las fuentes.



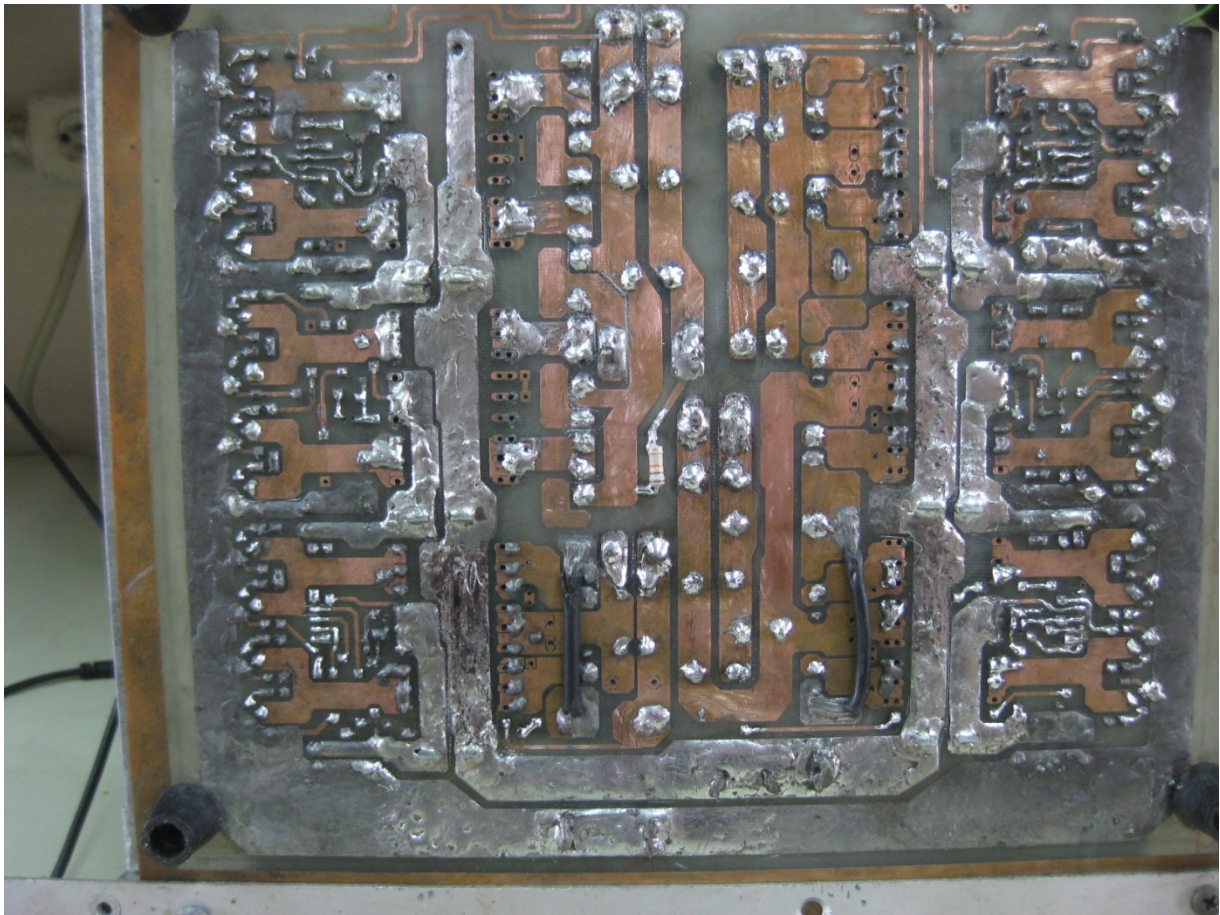
PCB final de la tarjeta de potencia.



Fuente ensamblada.



Vista inferior.

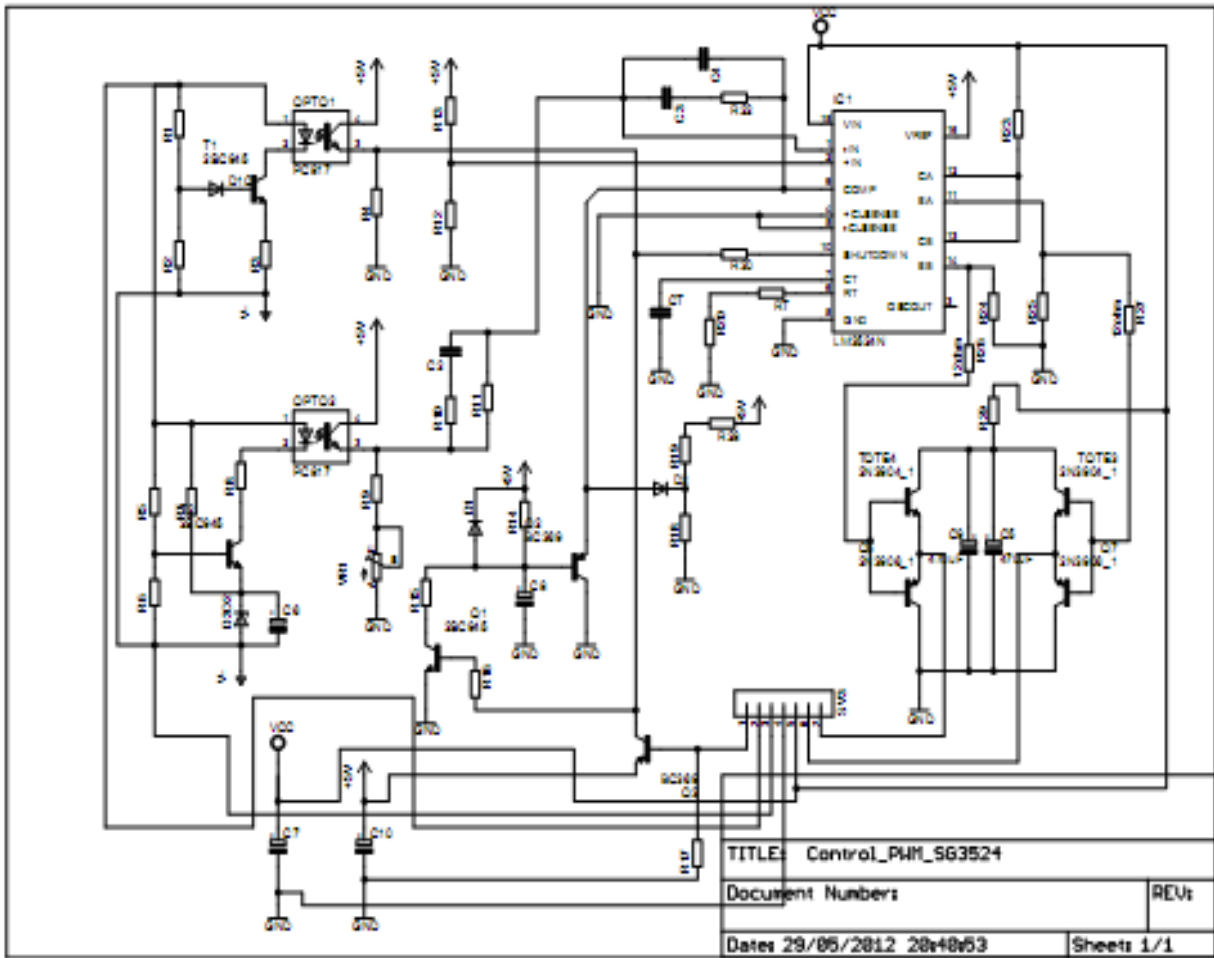


3. Diagramas de las tarjetas de control.

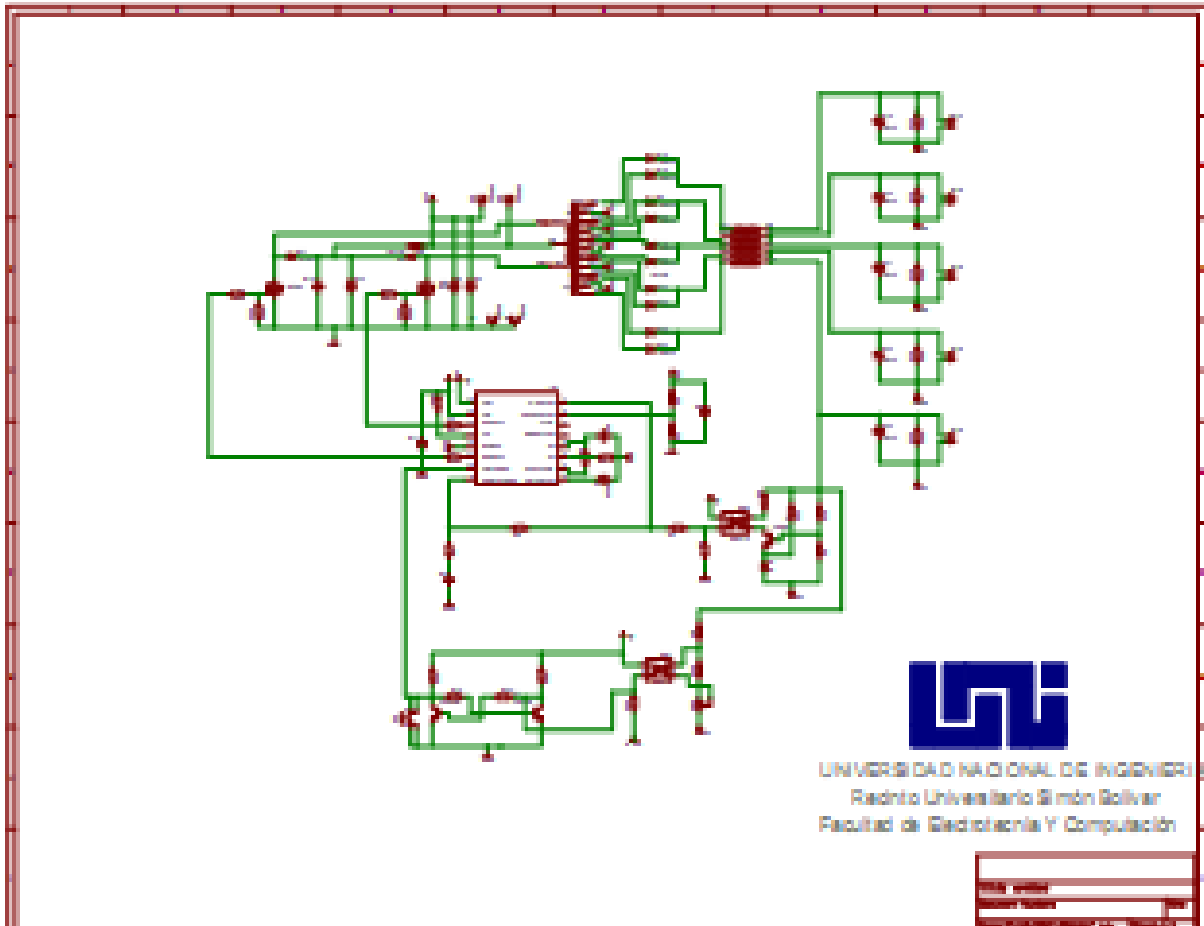
LISTADO DE COMPONENTES DE LOS CONTROL DE

CANT.	DESCRIPCIÓN	CANTIDAD	REMARKS
1	RESISTOR 10K	1	
2	RESISTOR 100K	1	
3	RESISTOR 1K	1	
4	RESISTOR 100Ω	1	
5	RESISTOR 10Ω	1	
6	RESISTOR 1M	1	
7	RESISTOR 100Ω	1	
8	RESISTOR 10K	1	
9	RESISTOR 100K	1	
10	RESISTOR 1K	1	
11	RESISTOR 100Ω	1	
12	RESISTOR 10Ω	1	
13	RESISTOR 1M	1	
14	RESISTOR 100Ω	1	
15	RESISTOR 10K	1	
16	RESISTOR 100K	1	
17	RESISTOR 1K	1	
18	RESISTOR 100Ω	1	
19	RESISTOR 10Ω	1	
20	RESISTOR 1M	1	
21	RESISTOR 100Ω	1	
22	RESISTOR 10K	1	
23	RESISTOR 100K	1	
24	RESISTOR 1K	1	
25	RESISTOR 100Ω	1	
26	RESISTOR 10Ω	1	
27	RESISTOR 1M	1	
28	RESISTOR 100Ω	1	
29	RESISTOR 10K	1	
30	RESISTOR 100K	1	
31	RESISTOR 1K	1	
32	RESISTOR 100Ω	1	
33	RESISTOR 10Ω	1	
34	RESISTOR 1M	1	
35	RESISTOR 100Ω	1	
36	RESISTOR 10K	1	
37	RESISTOR 100K	1	
38	RESISTOR 1K	1	
39	RESISTOR 100Ω	1	
40	RESISTOR 10Ω	1	
41	RESISTOR 1M	1	
42	RESISTOR 100Ω	1	
43	RESISTOR 10K	1	
44	RESISTOR 100K	1	
45	RESISTOR 1K	1	
46	RESISTOR 100Ω	1	
47	RESISTOR 10Ω	1	
48	RESISTOR 1M	1	
49	RESISTOR 100Ω	1	
50	RESISTOR 10K	1	
51	RESISTOR 100K	1	
52	RESISTOR 1K	1	
53	RESISTOR 100Ω	1	
54	RESISTOR 10Ω	1	
55	RESISTOR 1M	1	
56	RESISTOR 100Ω	1	
57	RESISTOR 10K	1	
58	RESISTOR 100K	1	
59	RESISTOR 1K	1	
60	RESISTOR 100Ω	1	
61	RESISTOR 10Ω	1	
62	RESISTOR 1M	1	
63	RESISTOR 100Ω	1	
64	RESISTOR 10K	1	
65	RESISTOR 100K	1	
66	RESISTOR 1K	1	
67	RESISTOR 100Ω	1	
68	RESISTOR 10Ω	1	
69	RESISTOR 1M	1	
70	RESISTOR 100Ω	1	
71	RESISTOR 10K	1	
72	RESISTOR 100K	1	
73	RESISTOR 1K	1	
74	RESISTOR 100Ω	1	
75	RESISTOR 10Ω	1	
76	RESISTOR 1M	1	
77	RESISTOR 100Ω	1	
78	RESISTOR 10K	1	
79	RESISTOR 100K	1	
80	RESISTOR 1K	1	
81	RESISTOR 100Ω	1	
82	RESISTOR 10Ω	1	
83	RESISTOR 1M	1	
84	RESISTOR 100Ω	1	
85	RESISTOR 10K	1	
86	RESISTOR 100K	1	
87	RESISTOR 1K	1	
88	RESISTOR 100Ω	1	
89	RESISTOR 10Ω	1	
90	RESISTOR 1M	1	
91	RESISTOR 100Ω	1	
92	RESISTOR 10K	1	
93	RESISTOR 100K	1	
94	RESISTOR 1K	1	
95	RESISTOR 100Ω	1	
96	RESISTOR 10Ω	1	
97	RESISTOR 1M	1	
98	RESISTOR 100Ω	1	
99	RESISTOR 10K	1	
100	RESISTOR 100K	1	

UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERIA
 Facultad de Ingeniería de Sistemas Eléctricos
 Facultad de Ingeniería de Sistemas Eléctricos y Computación

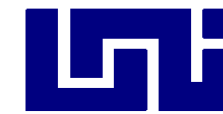
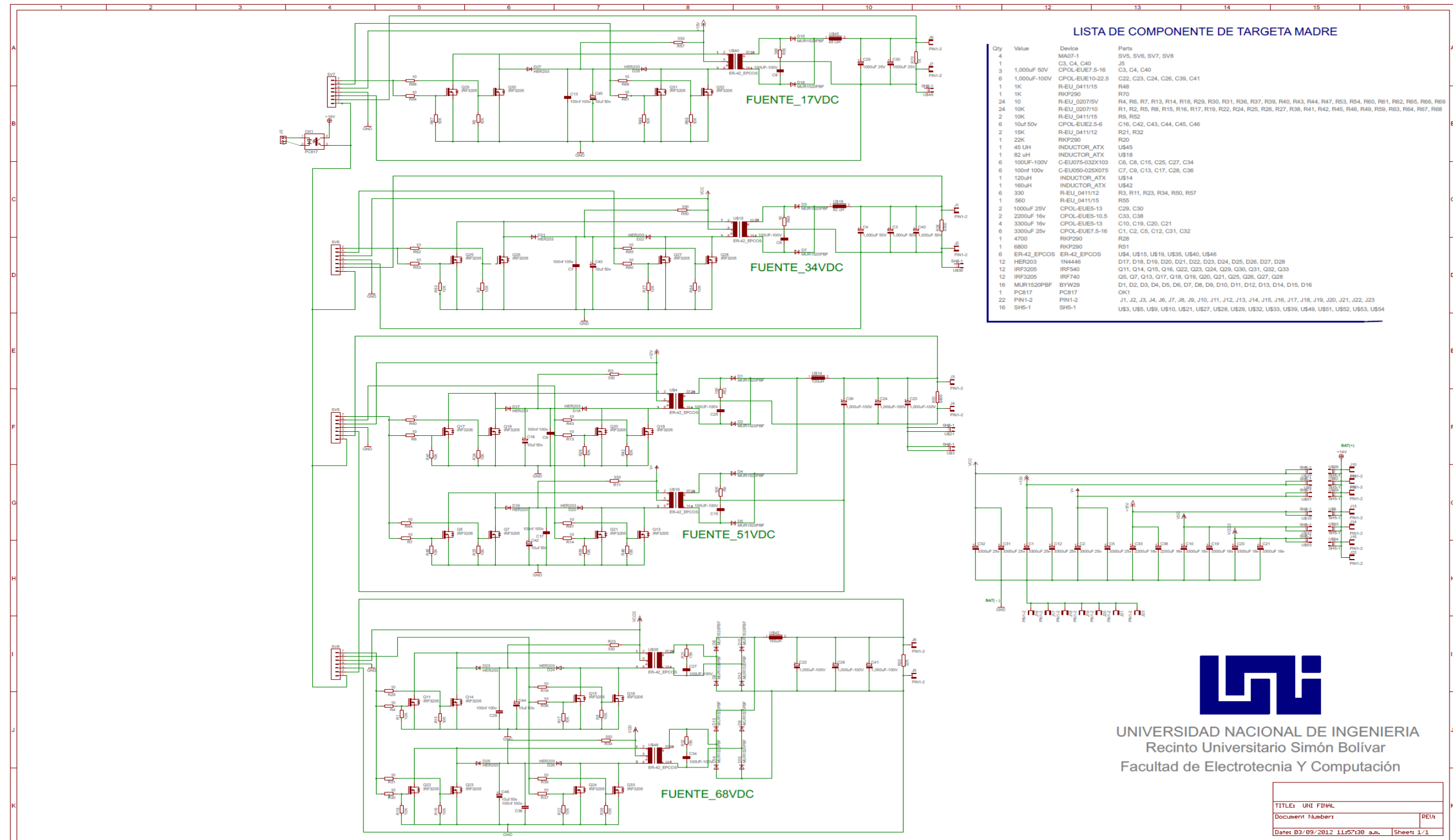


4. Diagrama de la fuente auxiliar.





5. Diagrama de la tarjeta de potencia.



UNIVERSIDAD NACIONAL DE INGENIERIA
Recinto Universitario Simón Bolívar
Facultad de Electrotecnia Y Computación

TITLE: UHI FINAL
Document Number: PE/h
Date: 03/09/2012 11:57:38 a.m. | Sheet: 1/1



6. Lista De Componentes De Las Tarjetas De Control De Las Fuentes.

FUENTE DE FUERZA				
# de componente	Fuente de 17	Fuente de 34	Fuente de 51	Fuente de 68
R1	33k	10k	68k	82k
R2	3k3	3k3	1k8	2k
R3	220	5k6	220	820
R4	100	56	56	56
R5	10k	10k	82k	82k
R6	3k3	1k3	27k	19k
R7	2k	4k7	5k6	10k
R8	390	10k	15k	10k
R9	220	220	220	220
R10	1k+330	820	680	330+39
R11	15k	10K	15k	15k
R12	5k6	5K6	5K6	5K6
R13	5k6	5K6	5K6	5K6
R14	33k	33K	33k	33k
R15	200	3k3	3k3	3k3
F16	1k	10k	15k	2k7
R17	56k	56K	27k	10k
R18	3k	3K	3k	3k
R19	2k7	2K7	2k7	2k7
R20 RT	12K	820	12k	12k
R21 RT	820	12K	470	470
R22	1k	1500	15k	2500
R23	100	100	100	100
R24	1k5	1K5	1K5	1K5
R25	1k5	1K5	1K5	1K5
R26	100	100	100	100
R27	100	100	100	100
R28	330	1K	180	330
R29	10	10	10	10
R30	100	100	100 diodo	1k+1k5
VR1	200	500	500	200
C1 CT	102J	102J	102J	102J
C2	222 k	2A104J		822j
C3	473k	2ª103J	2ª473j+223j	333k
C4	222j	2ª472J		153j
C5	100uf 25v	100uf 25v	100uf	100uf
C6	-	-		-
C7	220uf 25v	220UF 25V	220UF 25V	200uf 25v
C8	100uf 25v	100UF 25V	200uf 25v	100u 35v



C9	100uf 25v	100UF	100UF	100UF
C10	10uf 16v	10uf 16v	0.1uf 50v	10uf 16v
Q1	C1815	C945	C1815	C1815
Q2	A733	A733	A1015	A733
Q3	A733	A733	A733	Bf423
Q5	2n3604	2n3604	2n3604	2n3604
Q7	2n3606	2n3606	2n3606	2n3606
T1	C2482	C2482	C2482	C2228
T2	C2482	C2482	C2482	C2330
TOTE3	2n3604	2n3604	2n3604	2n3604
TO TE4	2n3604	2n3604	2n3604	2n3604
D1	1n4148	1n4148		
D2	1n4248	1N4248		
D302	3.3v	3.3v	1n4742a	1n4742a
IC	Sg3524	Sg3524	Sg3524	Sg3524
OPTO1	Pc817	Pc817		
OPTO2	Pc817			
D10	1n4248			