

**UNIVERSIDAD DE SANTIAGO DE CHILE
FACULTAD INGENIERIA
DEPARTAMENTO INGENIERIA ELECTRICA.**



DISEÑO DE FUENTES CONMUTADAS NO CONVENCIONALES DC-DC.

ANDRES ALEJANDRO CORTÉS GONZÁLEZ

**PROFESOR GUÍA: JOSÉ ENRIQUE BASCUR PARADA
INGENIERO CIVIL ELECTRICISTA**

**Trabajo de Titulación presentado
en conformidad a los requisitos
de obtener el título de Ingeniería
de Ejecución en Electricidad.**

**SANTIAGO – CHILE
2016**

© **Andrés Alejandro Cortés González**

Se autoriza la reproducción parcial o total de esta obra, con fines no comerciales, por cualquier forma, medio o procedimiento, siempre y cuando se incluya la cita bibliográfica del documento.

TÍTULO: Diseño de fuentes conmutadas no convencionales DC-DC.

CLASIFICACIÓN TEMÁTICA: Circuitos de conmutación; Teoría de la conmutación; Filtros eléctricos.

AUTOR: Cortés González, Andrés Alejandro

CARRERA: Ingeniería de Ejecución en Electricidad

PROFESOR GUÍA: Bascur Parada, José Enrique

AÑO: 2016

CÓDIGO UBICACIÓN BIBLIOTECA: **2016 / E / 090**

RESUMEN

Hoy en día cada vez es más común el uso de fuentes conmutadas en todos los dispositivos electrónicos que más usamos, pero casi siempre corresponden a fuentes reductoras de voltaje, y en menor medida a elevadoras de voltaje. Pero algunas veces, especialmente con uso de baterías, existen necesidades especiales donde se requiere que la fuente conmutada opere y establezca un voltaje con un amplio rango de entrada sin importar si el voltaje de salida es mayor o menor a la entrada.

En este trabajo se realizó un estudio del funcionamiento de las fuentes switching Buck-Boost no invertida de 4 puertas con el fin de facilitar la construcción de esta fuente personalizada y de fácil acceso a las necesidades del lector.

Para ello se desarrollaron los temas con dinámica y facilidad apuntando a su diseño y describiendo las distintas etapas, así separando los conceptos en bloques de funcionamiento y finalmente se entregan las consideraciones que se deben tener al momento de su fabricación.

AGRADECIMIENTOS

En primer lugar, les agradezco a mis padres por su apoyo y paciencia en lograr realizar este objetivo que mucho tiempo me tomó.

En segundo lugar, a mi profesor guía, quien tuvo la amabilidad de guiarme cuando no estaba seguro, y de ayudarme a finalizar esta etapa.

INDICE

TABLA DE CONTENIDOS

Resumen.....	i
Agradecimientos.....	ii
Tabla de contenidos.....	iii
Índice de Tablas.....	v
Índice de Ilustraciones.....	vi

CAPÍTULO I INTRODUCCIÓN

1.1 Introducción.....	1
1.2 Objetivo General.....	2
1.3 Objetivo específicos.....	2
1.4 Desarrollo y alcances.....	3
1.5 Aporte Personal.....	4
1.6 Descripción de capítulos.....	4

CAPÍTULO II FUENTES CONVENCIONALES (LINEALES)

2.1 Conocimientos previos.....	5
2.2 El diodo Zener.....	6
2.3 Fuente controlada por seguimiento de tensión diodo Zener.....	6
2.4.1 Fuentes controladas por corriente.....	8
2.4.2 Esquema general de Fuentes controladas por corriente.....	9
2.4.3 Voltaje de referencia por retroalimentación.....	10
2.4.4 Diagrama electrónico.....	11
2.4.5 Circuito alternativo con negativo común.....	13

CAPÍTULO III FUENTES CONMUTADAS

3.1 Introducción a fuentes conmutadas (Switching power supply).....	14
3.2 Modulación por ancho de pulso.....	14
3.3 Esquema general de la fuente conmutada.....	16
3.4 Tipos de Fuentes Conmutadas.....	18

CAPITULO IV ELECCION DE COMPONENTES A UTILIZAR EN FUENTE REAL

4.1 Consideraciones con los filtros.....	23
4.2 Filtros con capacitores.....	23
4.3 Consideraciones con los diodos.....	25
4.4 Consideraciones con los transistores.....	25

4.5 Consideraciones con la bobina.....	26
4.6 Consideraciones con el blindaje de RF.....	27
CAPITULO V DISEÑO DE LA FUENTE	
5.1 Preliminares.....	29
5.1.1 Filtrado de entrada y salida.....	29
5.1.2 La fuente para el circuito de control.....	29
5.1.3 Elemento de control de Corriente.....	30
5.1.4 Oscilador de onda triangular	31
5.1.5 Circuito PWM controlado por voltaje	32
5.1.6 Comparador de Voltajes.....	32
5.1.7 Control con el CI LM5118.....	33
5.2 Diseño Final	35
5.3 Caso alternativo con CI LT8390	40
CAPITULO VI CONCLUSIÓN.....	42
BIBLIOGRAFÍAS.....	43
ANEXO N°1 Tabla de transistores MOSFET	44
ANEXO N°2 Tabla de diodos Zener	45
ANEXO N°3 Tabla de diodos Schottky.....	46

INDICE DE TABLAS

Tabla 1.1 Detalles de la fuente a diseñar y Variaciones	3
Tabla 4.1 Filtro RC con $R=0.1$ [Ohm].....	24
Tabla 4.2 Tipos de núcleos de Ferrita.....	26
Tabla 5.1 Descripción de terminales del CI LM5118.....	34

INDICE DE ILUSTRACIONES

Figura 2.1.- Divisor de Voltaje resistivo.....	5
Figura 2.2.- Curva Característica de Diodo Zener.....	6
Figura 2.3.- Estabilizador con NPN.....	7
Figura 2.4.- Estabilizador con PNP.....	7
Figura 2.5.- Estabilizador con NPN.....	8
Figura 2.6.- Estabilizador con PNP.....	8
Figura 2.7.- Esquema de una fuente regulada por corriente.....	9
Figura 2.8.- Voltaje de referencia con AMP OP.....	10
Figura 2.9.- Circuito de fuente controlada por corriente con positivo común.....	12
Figura 2.10.- Circuito de fuente controlada por corriente con negativo común.....	13
Figura 3.1.- Forma de onda PWM obtenida.....	15
Figura 3.2.- Circuito modulador de PWM.....	15
Figura 3.3.- Circuito de fuente conmutada separada por módulos.....	17
Figura 3.4.- Circuito de fuente conmutada tipo Buck periodo SW ON.....	18
Figura 3.5.- Circuito de fuente conmutada tipo Buck periodo SW OFF.....	18
Figura 3.6.- Circuito de fuente conmutada tipo Boost periodo SW OFF.....	19
Figura 3.7.- Circuito de fuente conmutada tipo Boost periodo SW ON.....	19
Figura 3.8.- Circuito de fuente conmutada tipo Buck - Boost periodo SW ON.....	19
Figura 3.9.- Circuito de fuente conmutada tipo Buck - Boost periodo SW OFF.....	20
Figura 3.10.- Circuito de fuente conmutada tipo 4 compuertas.....	20
Figura 3.11.- Primera etapa en modo reductor.....	21
Figura 3.12.- Segunda etapa en modo reductor.....	21
Figura 3.13.- Primera etapa en modo elevador.....	21
Figura 3.14.- Segunda etapa en modo elevador.....	22
Figura 4.1.- Simbolo de un diodo Schottky.....	25
Figura 5.1.- Filtro de condensadores para entrada y salida.....	29
Figura 5.2.- Fuente del circuito de control.....	30
Figura 5.3.- Etapa de fuerza, se aprecian transistores y bobina.....	31
Figura 5.4.- Circuito generador de dientes de sierra.....	31
Figura 5.5.- Modulador PWM por Amp OP como comparador.....	32
Figura 5.6.- Comparador encargado de cambiar la lógica.....	33
Figura 5.7.- El esquema de funcionamiento del LM5118.....	35
Figura 5.8.- Circuito Buck-Boost con CI LM5118.....	36
Figura 5.9.- PCB Buck-Boost con CI LM5118	39
Figura 5.10.- Circuito de fuente usando LT8390.....	40
Figura 5.11.- Esquema de bloques del CI LT8390.....	41

CAPITULO I

INTRODUCCION

1.1 Introducción

Todos conocemos la importancia que han adquirido las fuentes de poder conmutadas en los dispositivos electrónicos, ya sean prototipos o equipos vendidos en tiendas. Dichas fuentes hoy en día son fáciles de encontrar en el mercado, pero la mayor parte de la oferta apunta principalmente a fuentes que utilizan energía de la red y además solo reducen a niveles de tensiones típicas y fijas. Aun cuando existen fuentes de DC a DC, la mayoría son para conversiones típicas de 24V a 12V o, a 5V pero existe un vacío para obtener tensiones diferentes a los voltajes mencionados y control de la corriente aplicada, además hoy en día cada vez se hace más necesario que esta pueda operar a partir de una fuente de poder en corriente continua debido a que cada vez es más usada en equipamientos, como son los sistemas solares pequeños y medianos operado con baterías, en automóviles, aviones, barcos, etc. Además, los equipamientos portables a baterías también requieren de este tipo de fuentes, ya que, muchas veces este circuito puede ser usado para cargar baterías o ajustar al voltaje de la batería al voltaje de operación.

La mayoría de las veces que uno requiere el uso de una fuente DC, siempre se prefiere usar una fuente switching encontradas en el mercado y/o en conjunto usada con una fuente lineal, que es más simple de fabricar, cuando es necesario algún voltaje no común, por lo que normalmente se evita la fabricación de la fuente switching adecuada debido a su complejidad y se tiende por esquemas de fuentes poco eficientes; por ello, este trabajo contribuiría a resumir el tipo de fuente requerida, ya que permitirá con solo con una fuente adaptar a cualquier tensión que sea requerida, pero acotando los voltajes máximos, y corrientes máximas; ya que, de ello dependerán los componentes a usar. Otro punto fundamental, será la frecuencia de conmutación la cual afectará en los tamaños de inductores y condensadores, una fuente a baja frecuencia tendrá componentes más grandes, pero emitirá un menor ruido electromagnético (RFI) y una frecuencia más alta sería lo contrario por lo que dependerá de cada caso y sus requerimientos.

1.2 Objetivo General

Introducir al funcionamiento de las fuentes conmutadas, y colocar las bases de su funcionamiento para permitir realizar el diseño de dichas fuentes con entrada DC variable de al menos 5V, (podría ser menor, pero complicaría y limitaría a que sólo se pueda usar lógica de microcontroladores de 3,3V), y con una salida de Voltaje y corriente variable con rango desde 1 a 50V y de 0 a 5 amperes (la fuente deberá poder elevar la tensión como también reducirla). Dicho diseño permitirá ser alimentado de cualquier dispositivo que entregue una tensión DC mayor o igual a 5 volts, por ejemplo, conectarse a un cargador USB de 5V o una batería de 12V.

1.3 Objetivo específicos

- Introducir a los tipos de fuentes de poder
- Analizar el funcionamiento de las Fuentes lineales
- Examinar el funcionamiento de las Fuentes switching
- Establecer las consideraciones necesarias previas al diseño
- Presentar el diseño de la fuente DC – DC
- Seleccionar los componentes reales especificados en el diseño anterior
- Verificar el diseño mediante simulación

1.4 Desarrollo y alcances

Para el diseño de esta fuente switching se requiere plantear el diseño a partir de los diferentes modelos de bases conocidas, se arman y se plantea la lógica de control que tendrá en función del diseño escogido, en este caso se busca combinar el diseño de una fuente elevadora y reductora, donde el circuito de control será crítico en combinar ambos.

Este circuito de control deberá controlar la corriente promedio que circulará en el inductor, este será controlado a través de PWM, con ello la fuente ya posee control de la corriente, pero debe tener un límite de voltaje definido, si no existe este límite, esta se comportará como una fuente de corriente ideal y dañará los componentes a la salida. Las consideraciones al circuito de control serán la precisión de este, su consumo, su posibilidad de ajuste, este puede ser analógico o digital.

Finalmente determinar los componentes a usar en el diseño es crítico para que ninguno de ellos sea sometido fuera de sus límites tolerables, o este será una posible causa de falla futura de la fuente.

Una forma de confirmar la elección del diseño y componentes es la simulación con la cual se pueden obtener las gráficas de voltajes a las que los componentes estarán sometidos.

Para este estudio, la fuente a diseñar estará acotada a las siguientes características mostradas en la **Tabla 1.1**, esto incluye algunas variaciones de sus características la que generará ligeramente diferentes versiones.

Tabla 1.1 Detalles de la fuente a diseñar y Variaciones

	Entrada	Salida
Voltaje	5 - 50	1 - 50
Corriente	0 - 5	0 - 5
Frecuencia	20-300 KHz	
TIPO	Reducir/Elevar/Ambos	
Aislación Galvánica	Si / No	

Se indicará que se debe hacer para superar estos límites, pero no se detallará al respecto.

1.5 Aporte Personal

Con esta publicación pretendemos complementar la documentación existente referida al diseño de fuentes switching y tratando de que esta posea explicaciones lo más intuitivamente posible ayudando a que el lector pueda usar esta documentación con el fin de construir una fuente switching a su medida y requerimientos.

Estos requerimientos, especialmente apuntan a tener una fuente que es capaz de operar sin importar la tensión de procedencia por lo que si una fuente tiene la potencia para alimentar y es superior a 5 V e inferior al límite que soportan los componentes utilizados, en este caso se observa el límite de 50 V lo cual permite un amplio rango que flexibilizara conectar dispositivos de DC que son incompatibles con las tensiones disponibles para alimentación DC disponible, y AC no es accesible o es poco eficiente al usar un inversor que resultaría en usar más de una fuente.

1.6 Descripción de capítulos

En el capítulo II se introduce a las fuentes convencionales lineales, especial énfasis a la estabilización de voltajes con diodos Zener y las fuentes que se basan en su uso.

En el capítulo III se introduce al funcionamiento de las fuentes conmutadas, se toman temas como la modulación por ancho de pulso, y se muestran los tipos de fuentes conmutadas.

En el capítulo IV se revisan las consideraciones a tener con los componentes a usar, considerando la teoría antes vista.

En el capítulo V se diseña el circuito real usando el LM5118 y el CI LT8390

CAPITULO II

FUENTES CONVENCIONALES (LINEALES)

2.1 Conocimientos previos

Se indicarán los detalles de este tipo de fuentes y el cómo funcionan dando énfasis en la comparación con las fuentes conmutadas, además estas fuentes son importantes, pues con ellas se obtiene el voltaje regulado para el circuito de control de las fuentes conmutadas, en el cual no es un problema usarlas para este propósito debido a que el consumo de este circuito de control es muy pequeño y no resulta en una mayor pérdida, con esto se logra energizar el circuito de control al tiempo cero, es decir, apenas es energizada la fuente.

Una limitación de las fuentes lineales es que no es posible elevar tensión sin ayuda de la conmutación (la base del funcionamiento de una fuente switching), por lo que en estas solo se puede reducirla y el método usado para realizar la reducción de voltajes de estas fuentes se basa en regular el voltaje o la corriente deseada haciendo uso de una resistencia variable R en serie a la carga (RC) (Ver figura 2.1), funcionando como un divisor de voltaje, pero debido a que el transistor opera en su estado intermedio de conducción, por ende, este absorberá la potencia no usada:

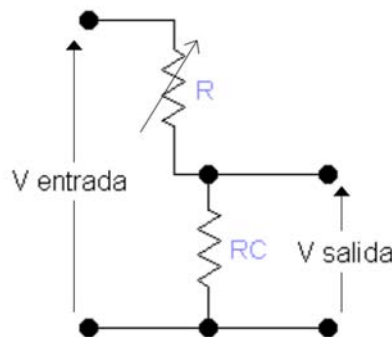


Fig. 2.1 Divisor de Voltaje resistivo

En donde la ecuación de la potencia en el transistor (ver ecuación 2.1), esta será todo el consumo del transistor en forma resistiva por lo que es transformada en calor.

$$P_{transistor} = (V_{entrada} - V_{salida}) \times I_{transistor} \quad (2.1)$$

Esta potencia será disipada en forma de calor lo que resulta en una elevada disipación de energía en forma de calor, por lo que potencia desperdiciada será grande si la diferencia de tensión también lo es.

2.2 El diodo Zener

Este control de resistencia se realiza utilizando las características de un diodo Zener (se adjunta en anexo 2 tabla de diodos Zener), este tipo de diodo es ampliamente usado para la regulación de voltaje, debido a que, en polarización inversa, este mantiene una tensión casi constante, aunque varíe la corriente, y es llamada tensión Zener (Ver figura 2.2). Pero esta corriente está acotada a la capacidad de disipación del diodo (típico $< \frac{1}{2}W$), por lo que resulta útil solo con corrientes muy pequeñas (1 a 10mA), pero estas son usadas en los diferentes diseños como referencias, existen 2 formas típicas para utilizar estas referencias, la primera realizando seguimiento del voltaje del Zener y compensándolo con la ganancia del transistor y la segunda es controlando directamente la corriente con algún circuito de control que determine la corriente:

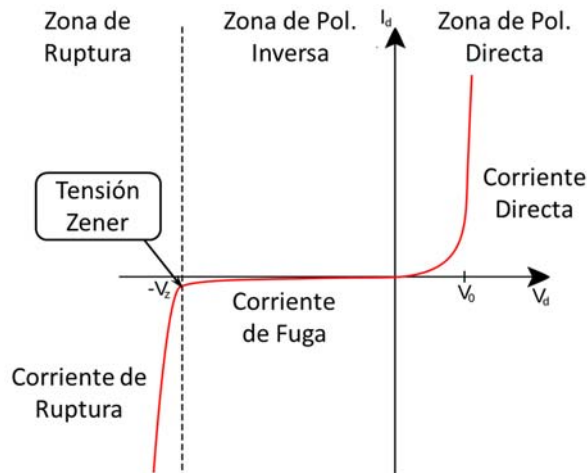


Fig. 2.2 Curva Característica de Diodo Zener

2.3 Fuente controlada por seguimiento de tensión diodo Zener

Es la primera y la más fácil debido a que el control funciona en base a que el transistor forma parte del divisor de tensión, y su resistencia de circuito colector-emisor queda en función de la corriente base que está conectada directamente al diodo Zener, por lo que sí existe un consumo, el transistor tomara una pequeña parte de la corriente de excitación del diodo Zener y la multiplicara por la ganancia del transistor aportándola a la carga, como la corriente que pasa por

base depende directamente de la corriente de carga, se puede decir que el voltaje de salida será similar al del diodo Zener menos un cierto voltaje de diferencia formado entre base-emisor, el típico es de 0,7 V debido a la unión NP (para PNP) o PN (NPN) del transistor que actúa como un diodo en polarización directa, por lo que la salida será la mencionada en la ecuación 2.2.

$$V_{salida} \approx V_{zener} - 0,7 [V] \quad (2.2)$$

Como existen transistores NPN y PNP, es posible realizar fuente ya sea con el negativo común usando un transistor NPN (figura 2.3) o con el positivo común usando un transistor PNP (figura 2.4)

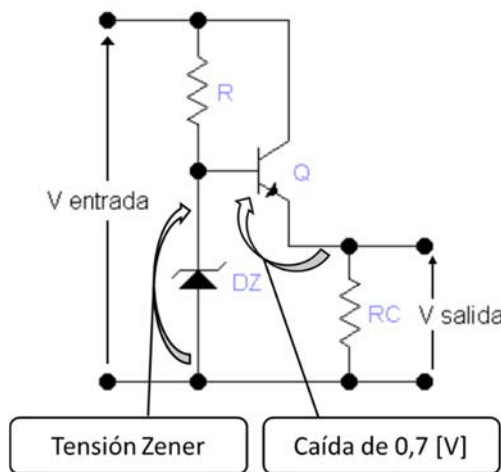


Fig. 2.3 Estabilizador con NPN

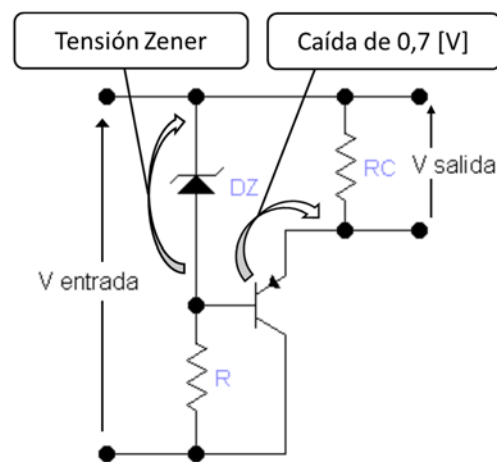


Fig. 2.4 Estabilizador con PNP

El problema de estas fuentes es la regulación que puede llegar a tener en la tensión de salida en función de la carga, ya que puede existir bastante variación debido al consumo, lo que puede generar cambios considerables en la corriente que circula por el diodo Zener debido al consumo de la corriente base del transistor, además que a medida que el consumo se eleva, la corriente base del transistor se incrementará consumiendo por completo la corriente de excitación del Zener y con ello dejando sin poder incrementar más la corriente de consumo y obviamente perdiendo el voltaje deseado, por lo que su uso solo se recomienda para corrientes ligeramente pequeñas o mejorar la ganancia del transistor con un segundo transistor como es la combinación Darlington o excitando el transistor no directamente con la corriente del diodo Zener.

A continuación, se muestra la configuración Darlington (figuras 2.5 y 2.6), con ello se refuerza la ganancia la que será aproximadamente a el producto entre las ganancias de cada transistor, pero se sacrifica el voltaje ya que se le suman 0,7 adicionales a la resta, dejando 1,4 volt menos debido a los transistores.

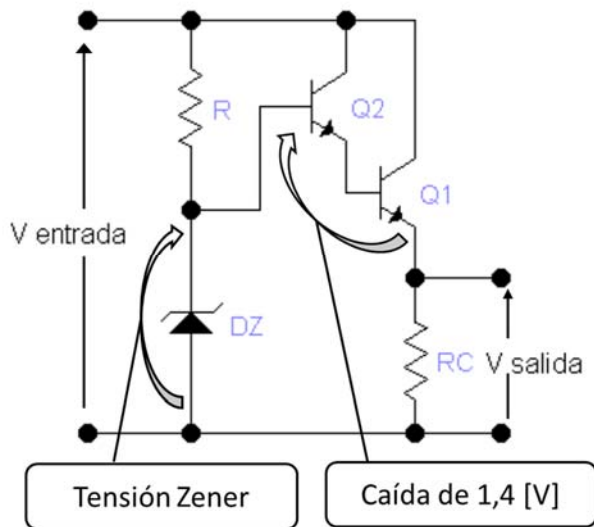


Fig. 2.5 Estabilizador con NPN

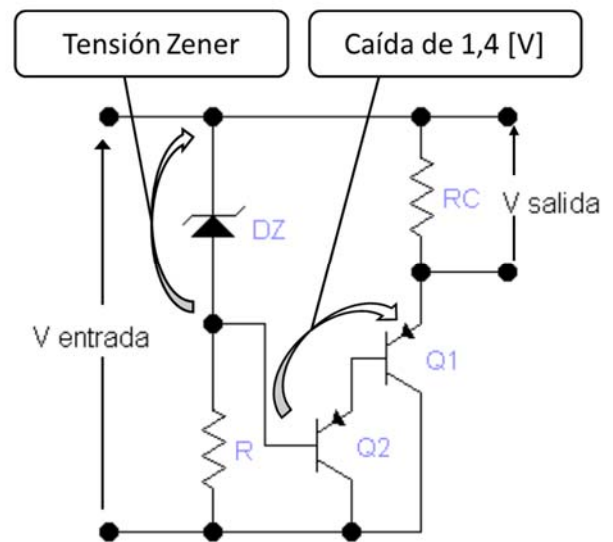


Fig. 2.6 Estabilizador con PNP

Estos circuitos pueden ser mejorados compensándolo con otro transistor en la corriente base de manera que realmente con corriente condicional al diodo Zener permitiendo variar el voltaje de salida con un rango cercano al del diodo Zener, pero este circuito no nos importa para este tomo ya que para fuentes switching los consumos por el control son pequeños y casi siempre son en 5V o 3V.

Cabe mencionar también que estos circuitos se venden en el mercado como reguladores de voltajes que ya vienen integrados en paquetes que parecen transistores, pues la mayor parte de este es el transistor que disipa la potencia, el resto se encuentra integrado dentro del propio transistor, y como siempre existe entre la entrada y salida un terminal común, usualmente son de tres terminales algunos con positivo como común otros con negativo como común.

2.4.1 Fuentes controladas por corriente

En el caso de fuente controlada por corriente, aún persiste en usar el divisor de voltaje para reducir la tensión, pero el control de la resistencia se realiza a través de un circuito de control que muestrea el voltaje y administra la corriente base del transistor en función de la retroalimentación negativa, es decir, reduce la corriente a medida que alcanza el voltaje objetivo, para ello se requiere de un comparador de voltaje activo. Este método es importante porque es similar a como

funciona una fuente switching y comparte en parte su diseño por lo que no es muy usado como regulador lineal excepto en carga con precisión en baterías de Litio recargables.

2.4.2 Esquema general de Fuentes controladas por corriente

Previo al diseño, se debe considerar cual será el terminal común que usará la fuente entre la entrada y la salida, debido de que de esto depende el muestreo del voltaje y el tipo de circuito a usar basados en negativo común o positivo común, por ello en los circuitos anteriores se mostró ambos casos. El resto de las etapas de esta fuente que será mostrada en la figura 2.7 consiste que desde la toma de la energía en corriente continua que no necesariamente es estable, pero si está acotada en un rango, para que luego esta energía sea controlada por un elemento de control, que será por donde pasara la mayor parte de la energía a la etapa de filtrado de salida y carga, pero una pequeña parte de esta energía tendrá que energizar al control o a la fuente opcional si la tensión de entrada no es apropiada para el circuito de control (típicamente es del tipo ya mencionado en 2.1), pero de esta fuente es que dependerá la tensión de entrada mínima y logre la tensión requerida al circuito de control que suele ser de 5V.

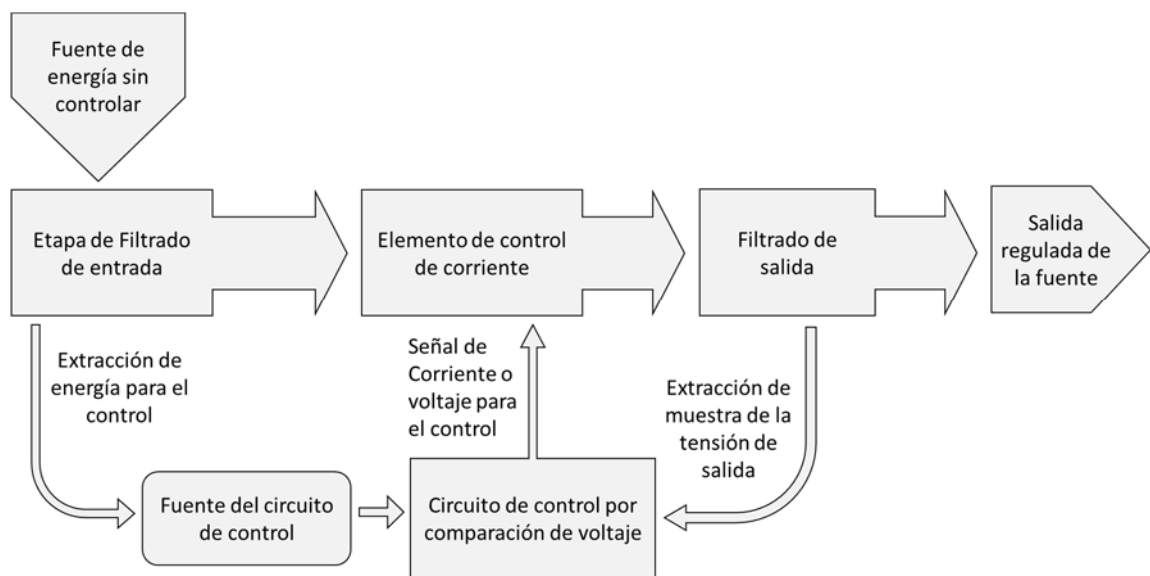


Fig. 2.7 Esquema de una fuente regulada por corriente

Este método resulta ser bastante preciso a los anteriores mencionados ya que posee el control tanto de la corriente como del voltaje, por ello es usado mucho en carga de baterías, el circuito de control siempre funciona con un voltaje de referencia, debido a que su funcionamiento se basa en comparar la salida ponderada función con este voltaje de referencia, de ahí la importancia del segundo capítulo con diodos Zener, pero en casos de que se requiera una mayor precisión como es al cargar baterías de iones de litio, ya que estas requiere una precisión mucho mayor o podrían

estallar por sobre voltaje, esta precisión se logra usando un segundo comparador con retroalimentación dedicado a obtener el voltaje de referencia.

2.4.3 Voltaje de referencia por retroalimentación

Este método de obtener un voltaje de referencia con retroalimentación resulta ser mucho más preciso y complejo, pero esta precisión se debe a que el voltaje de referencia se obtiene de un diodo Zener que es alimentado por la propia salida del Amplificador Operacional que actúa como comparador de voltajes ver Figura 2.8, logrando una completa aislación del diodo Zener ante las fluctuaciones de la fuente, además el Amplificador Operacional posee una elevada impedancia de entrada reduciendo a un mínimo la corriente y con ello el error del diodo Zener debido a que no es afectado por la corriente del consumo ni por la muestra del voltaje alcanzado, el único requisito que es que el voltaje de alimentación sea mayor a la tensión de referencia sumado al rango muerto del Amp OP que es típico de 1,5 [V], en otras palabras, la salida de tensión saturada del OP debe ser mayor la tensión de referencia deseada, además existe la posibilidad de que la condición inicial no sature al operacional, para solucionarlo, se agrega el circuito que está en marcado para darle una tensión inicial al diodo Zener.

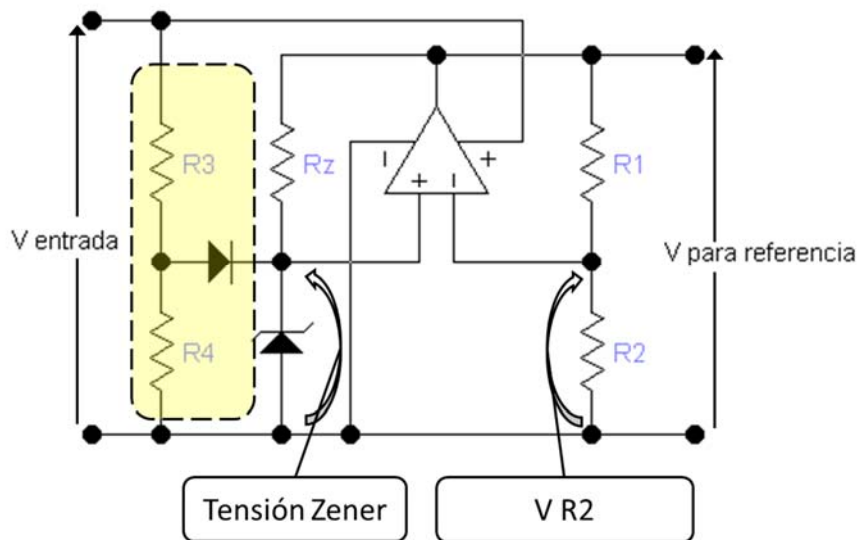


Fig. 2.8 Voltaje de referencia con AMP OP

Para la determinación de las resistencias se debe considerar lo siguiente, el voltaje de salida del operacional dependerá del divisor de voltaje de R1 y R2, donde el Voltaje en R2 se igualará al del diodo Zener, resultando en la ecuación 2.3 de voltaje de referencia:

$$V_{ref} = \frac{V_{R2}(R1 + R2)}{R2} \quad \text{o} \quad V_{ref} = V_{R2} \left(\frac{R1}{R2} \right) + V_{R2} \quad (2.3)$$

Pero sabemos que V_{R2} será similar y levemente inferior (dependiendo de la ganancia del AMP OP), pero aun así cercano al voltaje Zener (V_{Zener}) quedando la ecuación 2.4:

$$V_{ref} \approx V_{Zener} \left(\frac{R1}{R2} \right) + V_{Zener} \quad (2.4)$$

De la ecuación 2.4 se aprecia que el voltaje de referencia siempre será mayor al del Zener por lo que se recomienda usar Zener de valores bajos como 3,3 [V], debido a que el AMP OP debe ser energizado con 2V por encima del voltaje de salida de referencia para que logre su correcto funcionamiento.

Para el valor de R_z se debe considerar la corriente deseada por el diodo Zener, normalmente para que opere en el voltaje de ruptura, se requiere de una corriente típica de 1 a 10mA (valores pequeños son importantes cuando el diseño apunta a ser usado con baterías), quedando la ecuación 2.5

$$R_z = \frac{V_{ref} - V_{Zener}}{I_{Zener}} \quad (2.5)$$

Donde I_{Zener} será la corriente objetivo para el diodo Zener

Finalmente, las resistencias para el circuito de excitación inicial se deben considerar que el divisor de voltaje está conectado directamente a la fuente por lo que el voltaje de excitación depende del voltaje de entrada, por lo que el voltaje inyectado debe ser siempre inferior al voltaje Zener cuando existe el mayor voltaje a la entrada, pero también debe superar los 0,7 [V] del diodo, y todo esto debe mantener una corriente pequeña lo que resultará en resistencias del orden de los 10K [ohm].

2.4.4 Diagrama electrónico

Uno de los problemas con estas fuentes es si el voltaje de entrada es superior a lo que soporta el control, requerirán del uso una pre-fuente que alimente este circuito de control, además otro problema es que este circuito debe tomar muestras referidas a la salida y no a la fuente que lo alimenta por lo que se debe tener presente si se usará el positivo o negativo como común al momento del diseño; ya que, con ello se determina el tipo de transistor a usar, PNP, NPN en caso de transistores bipolares, y en caso de MOSFET se habla de canal N o de canal P, pero existe una tendencia a usar que los transistores bipolares NPN y MOSFET de canal N en uso de alta corriente debido a que son más eficientes para ello.

Considerando esto, un circuito típico con positivo común se muestra en la figura 2.9:

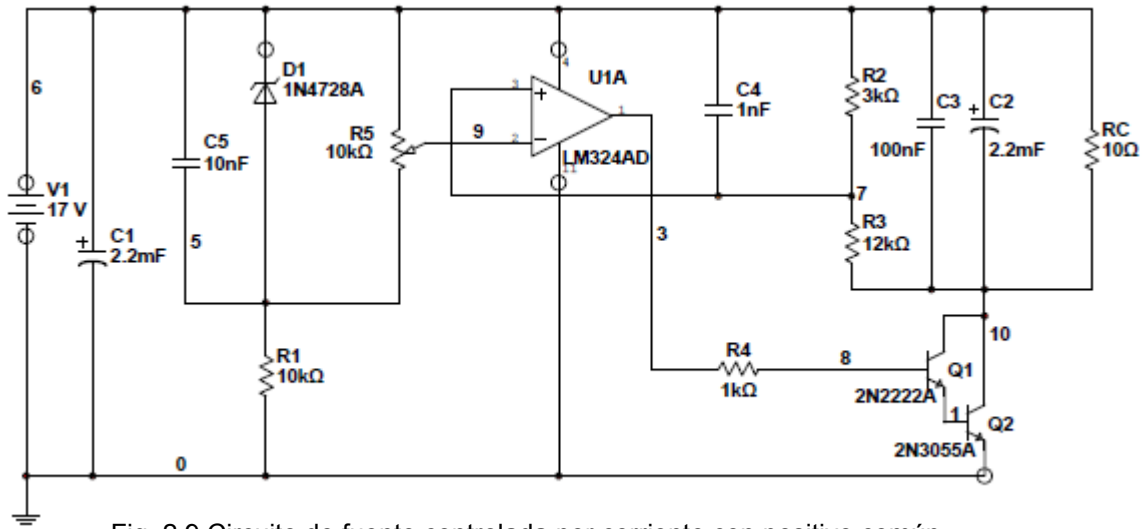


Fig. 2.9 Circuito de fuente controlada por corriente con positivo común

En este circuito se basa en comparar el voltaje de salida con un voltaje de referencia, a medida que el voltaje de salida alcanza el de referencia, la corriente es disminuida por lo que se puede decir que posee retroalimentación negativa, pero en este caso se aprecia que está conectado al positivo del operacional, esto es porque está invertido, y los voltajes se están midiendo con respecto al positivo, al ser este el común.

Los valores de las resistencias R2 y R3 corresponden al divisor de tensión de muestreo, obteniendo una fracción del voltaje de salida para luego ser comparada por el AMP OP, existe un condensador C4 en paralelo a R2, con el fin de acotar resonancias por la retroalimentación, el no colocar este condensador solo afectará en que puedan existir resonancias del orden de 1 MHz (puede afectar a equipamiento sensible a RF), debido a que es la velocidad máxima en que actúa el AMP OP LM324. Al colocar C4, atenuará y desplazará estas posibles resonancias a valores cercanos a los 10 KHz la cual puede ser tratada a la salida. Un valor muy alto de este capacitor puede ralentizar demasiado la operación del comparador y generar un mal funcionamiento como convertirse en un oscilador, por lo que no debe ser superior a 100 nF.

La resistencia R4 se encarga de controlar la corriente que pasa por el transistor (ecuación 2.6), por ello, si se desea controlar la corriente, solo bastaría cambiar su valor y/o limitar el voltaje de salida del AMP OP, pero en este caso la corriente máxima será de la corriente base que circulará por el transistor multiplicado por las ganancias de cada transistor, como el voltaje de R4 se alimenta del AMP OP, este máximo voltaje será el voltaje en estado de saturación del AMP OP el cual es el voltaje de alimentación de este menos la caída interna del AMP-OP que ronda los 2 V.

$$I_{\max} = \frac{(V_{\text{Entrada}} - 2)}{R4} \cdot hFE_{Q1} \cdot hFE_{Q2}$$

(2.6)

Como la ecuación 2.6 depende del voltaje de entrada, es posible usar un diodo Zener para eliminar esa dependencia y reemplazar $V_{\text{Entrada}} - 2$ por este voltaje Zener. También se puede apreciar que el voltaje de referencia se obtiene directamente del diodo Zener, este tiene un condensador en paralelo de 10 nF solo para filtrar ruido de RF en la tensión de referencia, esta referencia puede ser mejorada usando el Voltaje de referencia por retroalimentación explicado anteriormente en (2.4.3).

Los capacitores C1, C2 y C3 son los filtros de entrada y salida, los valores recomendados dependerán de la corriente y el de cuanto se desea limitar el ruido.

La salida de la fuente es controlada por el potenciómetro R6, el cual puede ser de 10 K [Ohm] o 100 K [Ohm], no importa mucho debido a que el AMP OP posee una elevada impedancia, pero sí este potenciómetro debería ser de precisión y lineal.

2.4.5 Circuito alternativo con negativo común

Finalmente es posible realizar este mismo circuito con negativo común (Ver Fig 2.10) usando transistores PNP pero con ellos es menos eficiente para administrar corrientes.

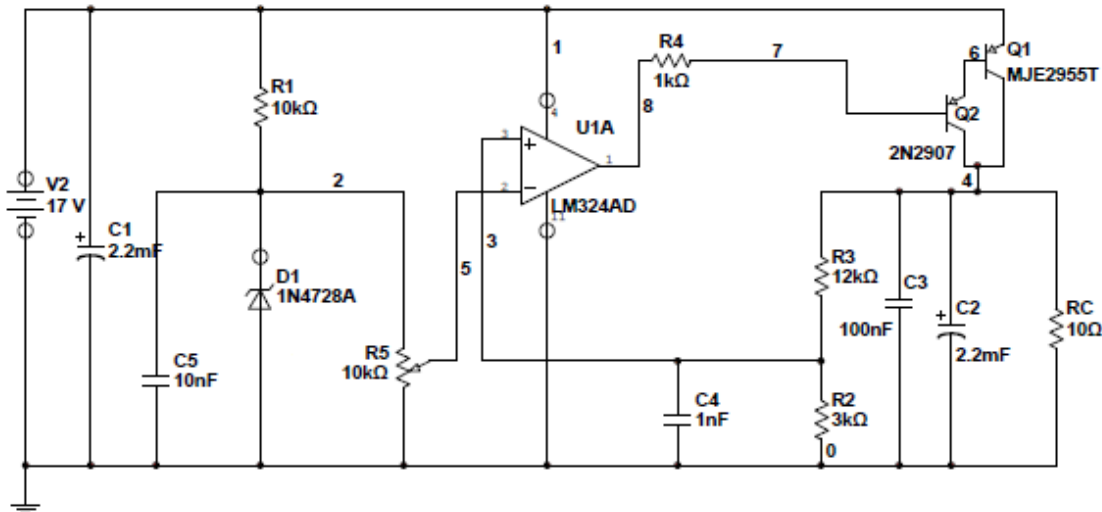


Fig. 2.10 Circuito de fuente controlada por corriente con negativo común

CAPITULO III

FUENTES CONMUTADAS

3.1 Introducción a fuentes conmutadas (Switching power supply)

Las fuentes conmutadas tienen su nacimiento con la aplicación de electrónica algo más avanzada que en las fuentes lineales; ya que, nació cuando se usó al transistor como un switch conmutando entre ON y OFF, evitando puntos intermedios que poseen una elevada disipación de calor que se traducen en grandes pérdidas, por lo que la conmutación lleva prácticamente, en un mundo ideal, a pérdidas de un 0%, pero las pérdidas en estas fuentes existen y se distribuyen en el consumo del circuito de control, en las resistencias internas de los componentes, corrientes inducidas en núcleos de bobinas, y debido a la alta frecuencia, las capacitancias de los componentes generaran corrientes también llegando a eficiencias del orden de 75 a 95%, y en casos especiales y/o experimentales puede ser aún más eficiente.

El método de regulación es similar al de las fuentes lineales controladas por corrientes, ya que ambas controlan la corriente, solo que la diferencia es que, en vez de ser controlada por la corriente base de un transistor operando como resistencia variable, en las fuentes switching se controla el ciclo de trabajo del transistor usando PWM sobre una bobina o transformador en la cual se ajustará la corriente promedio que tendrá la bobina al cargarla o descargarla con la duración de la conmutación.

3.2 Modulación por ancho de pulso

El PWM del inglés Pulse Wave Modulación, es una modulación basada en cambiar el ciclo de trabajo de una onda cuadrada manteniendo su periodo, realizando esto llevará a que sea posible controlar la entrega de energía a través de fracciones o paquetes de energía distribuidas en el tiempo. La forma de onda más típica de generar PWM es a partir un la comparación usando un AMP OP con una onda triangular dientes de sierra y un voltaje de control, (figura 3.1), quedando la salida de este controlada por el voltaje de entrada, por lo que al incrementar este voltaje, se incrementa linealmente el tiempo que dura el ciclo que está en ON v/s el tiempo que está en OFF sin cambiar el periodo de la onda logrando el control de ciclo de trabajo.

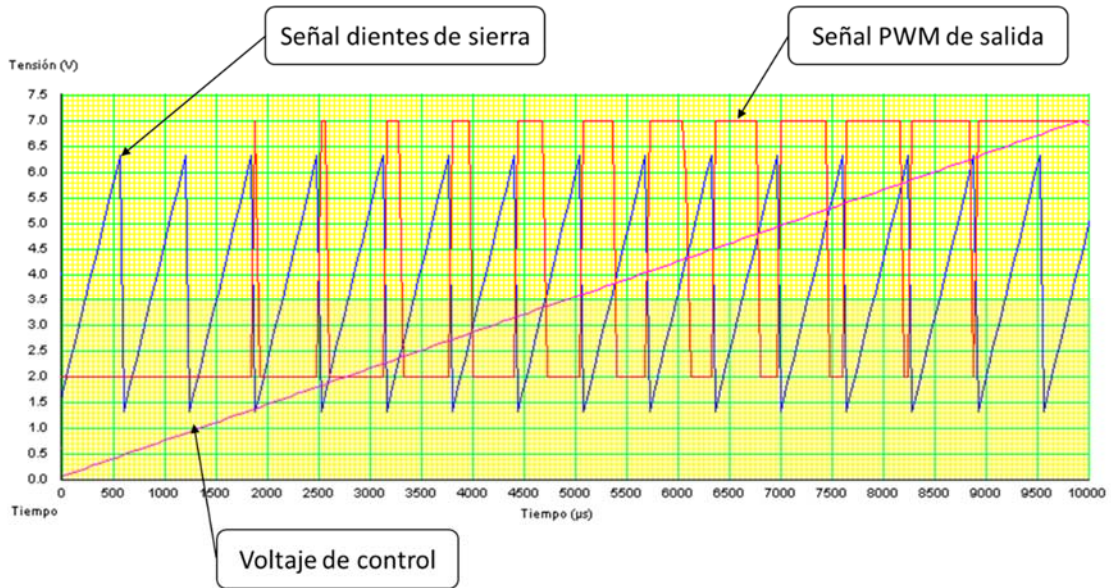


Fig. 3.1 Forma de onda PWM obtenida

El circuito que genera esta onda es la siguiente (Fig. 3.2), y está basado en el CI Timer 555, llamado así por sus 3 resistencias de 5K [Ohm] en serie que generan los voltajes de referencia de 1/3 y 2/3 del voltaje de la fuente, estos 2 valores son usados para controlar la carga y descarga de un condensador entre estos 2 valores:

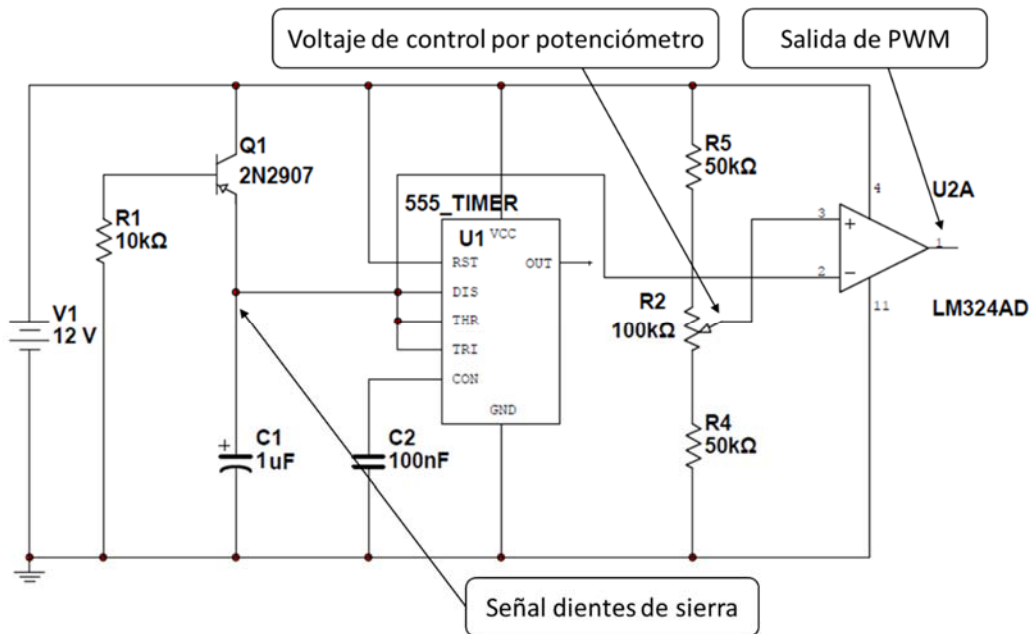


Fig. 3.2 Circuito modulador de PWM

Este circuito se basa en generar la señal rectangular dientes de sierra al cargar el condensador con una corriente casi constante gracias al transistor Q1 el cual se encarga de mantener una corriente constante lo que genera un voltaje lineal de carga cuya pendiente depende de la ecuación 3.1 de voltaje del condensador:

$$V_C(t) = \frac{1}{C} \int_{t_0}^t I(\tau) d\tau + V(t_0) \quad (3.1)$$

Pero como I es constante y al aplicar la integral, queda como se muestra en la ecuación 3.2

$$V_C(t) = \frac{1}{C} I_C t + V(t_0) \quad (3.2)$$

Ahora apreciamos la pendiente la cual es I_C/C , y para determinar el periodo, sabemos que en ese periodo con esa pendiente pasa de 1/3 a 2/3 del voltaje de la fuente (V_{Fuente}) por lo que debemos encontrar el tiempo que le toma elevar 1/3 de V_{Fuente} . Con esto tenemos la nueva ecuación 3.3:

$$t = \frac{C I \cdot V_{Fuente}}{3 \cdot I_C} \text{ y } I_C = \frac{(V_{Fuente} - 0.7)}{R1} \cdot hFE_{Q1} \quad (3.3)$$

Donde si omitimos la caída de tensión de 0,7V del transistor comparado a la tensión de la fuente, quedaría:

$$t \approx \frac{C1 \cdot R1}{3 \cdot hFE_{Q1}} \quad (3.4)$$

Para el caso del ejemplo se puede calcular que el periodo será:

$$t \approx \frac{1 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^3}{3 \cdot 250} \approx \frac{1}{75000} \rightarrow f \approx 75kHz \quad (3.5)$$

Se consideró el h_{FE} del 2N2907 a 250, por datasheet indica que esta entre 50 y 300

3.3 Esquema general de la fuente conmutada

Existen diferentes tipos de fuentes conmutadas, se diferencian en si elevan o reducen voltaje, o si son aisladas o no, pero en todas se pueden analizar en general por partes que la componen (Figura 3.3), la primera es la adquisición de energía de la fuente, en donde se trata las armónicas y posee capacitores de alto valor para resistir las enormes corrientes de corte generadas por los transistores que carga(n) la o las bobinas o transformadores de las siguientes etapas. La etapa de swith en donde se encuentran los transistores de potencia, normalmente no se usan transistores bipolares (BJT) debido a que operan por corriente, se prefiere un transistor controlado

por voltaje, de ahí que su uso se realiza principalmente con transistores de efecto de campo (MOSFET) y en caso de mayor energía podemos ver el transistor bipolar de puerta aislada (IGBT) pero debido a que nos acotaremos a voltajes no mayores a 100 V solo especificaremos transistores MOSFET.

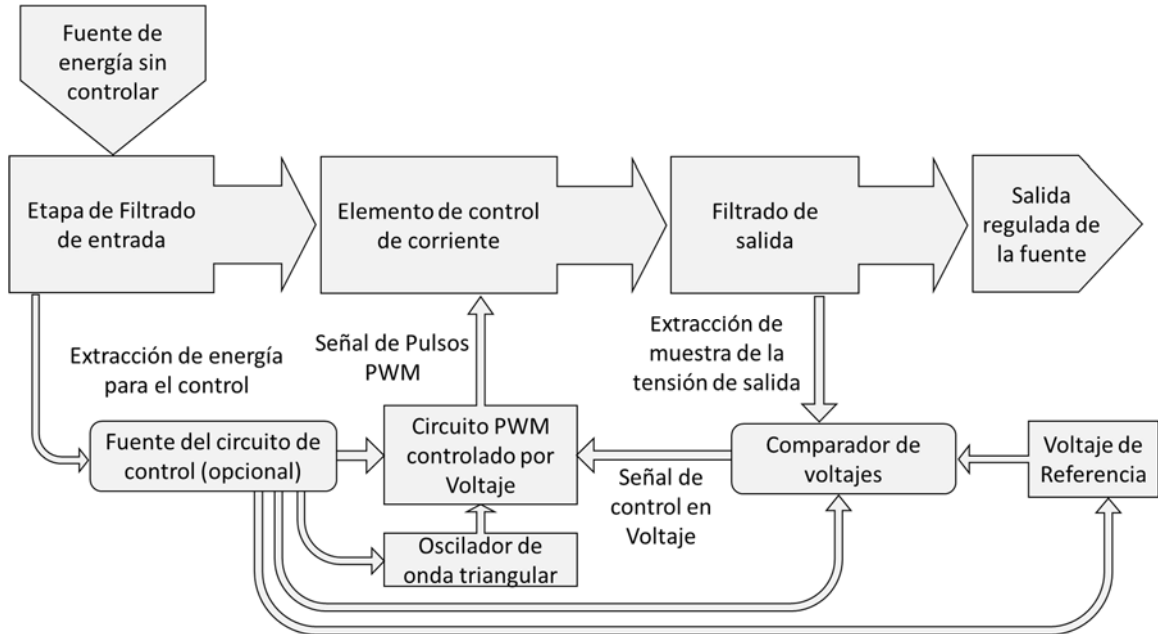


Fig. 3.3 Circuito de fuente conmutada separada por módulos

La fuente de circuito de control se encargará solo si el voltaje de entrada no es apto para los circuitos que integran el control, normalmente es usada si el voltaje de entrada es superior a 30V. Este circuito debe ser alimentado directamente de la entrada de energía debido a que el circuito de control debe ser el primero en energizarse y usualmente se usa una fuente pequeña que funciona por resistencia (normalmente un transistor absorbiendo el exceso de energía), debido al poco consumo, no es crítica su eficiencia, pero si su estabilidad, pues variaciones de voltaje pueden llegar a afectar las referencias del circuito de control y alterar la salida.

Otros bloques son:

Elemento de control: en él encontramos el elemento que realiza la conmutación como uno o más transistores junto a una o más bobinas con núcleo de ferrita o a veces un transformador de ferrita, debido a la alta frecuencia no es posible usar núcleos de hierro por las corrientes inducidas (llamadas corrientes de Foucault), mientras que la ferrita siendo no tan buen ferromagnético, no tiene el problema de las corrientes inducidas al poseer baja conductividad eléctrica.

El circuito Modulador de PWM controlado por voltaje fue detallado en 3.2.1 junto con el oscilador de señal rectangular dientes de sierra.

Filtrado de salida: esta etapa es crítica para las fuentes conmutadas que no son directas, pues por un periodo, es el condensador el que será el que entregue energía a la carga, además para todas las fuentes, es donde filtran componentes de alta frecuencia usando un capacitor cerámico o equivalente en paralelo al capacitor electrolítico.

El comparador de voltajes tiene una tarea muy similar vista en a las fuentes de voltaje lineal controlada por corriente (2.4.2). Se basa también en un AMP OP que compara voltaje de salida con uno de referencia obtenido por circuitos ya vistos.

3.4 Tipos de Fuentes Conmutadas

Existen diferentes tipos de fuentes conmutadas, las diferencias son respecto a cómo entregan estos paquetes de energía, debido a que se distinguen 3 tipos, la primera es:

Fuente directa reductora, donde la alimentación de la bobina es cargada con la corriente de la fuente en un periodo (Figura 3.4), y en el segundo periodo la bobina mantiene la carga (Figura 3.5), por ello esta carga está en serie con el consumo mientras se carga la bobina por lo que nunca se detiene la entrega de energía al consumo, estas tienden a ser muy eficientes, pero solo pueden reducir el voltaje, en ingles se les suele llamar como Buck Converter.

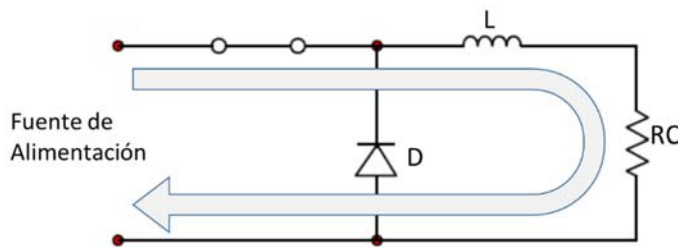


Fig. 3.4 Circuito de fuente conmutada tipo Buck periodo SW ON

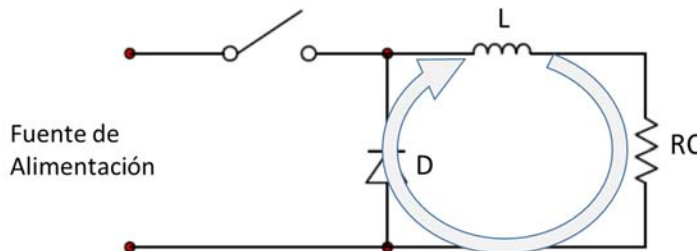


Fig. 3.5 Circuito de fuente conmutada tipo Buck periodo SW OFF

Fuente indirecta elevadora de tensión, en esta fuente la alimentación en un periodo la bobina es cargada en conjunto con la carga (fig. 3.6), y luego en el segundo periodo la carga deja de recibir carga excepto del condensador, y por otro lado, la bobina se carga con corriente (fig 3.7), pero

en ambos periodos, la fuente aporta energía, por lo que este diseño es directo solo en la fuente por lo que es de vital importancia el condensador de salida ya que tendrá que mantener la alimentación por uno de los periodos, en ingles son conocidas como Boost Converter.

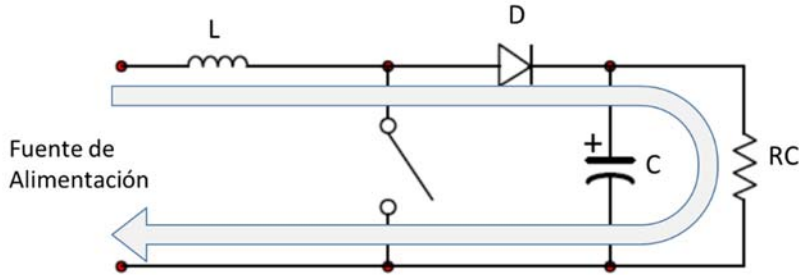


Fig. 3.6 Circuito de fuente conmutada tipo Boost periodo SW OFF

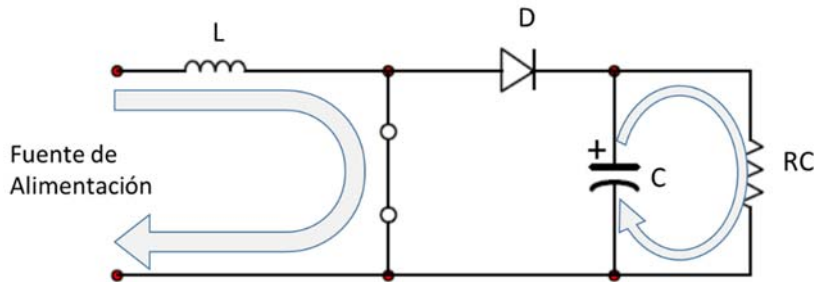


Fig. 3.7 Circuito de fuente conmutada tipo Boost periodo SW ON

Finalmente, la fuente indirecta elevadora y reductora de tensión conocidas como Buck-Boost Converter, su funcionamiento es basa en que durante la primera etapa se carga la bobina sin alimentar la carga (fig. 3.8), y luego la carga de la bobina es entregada a la carga (fig.3.9), pero en esta fuente ambos procesos son completamente separados, por lo que el aporte de la fuente como la energía entregada a la salida son discontinuas, con ello elevan la exigencia en la bobina y en el condensador al tener que soportar por completo la carga, la gran ventaja es que este tipo de fuentes permite tanto como elevar o reducir el voltaje con respecto a la fuente.

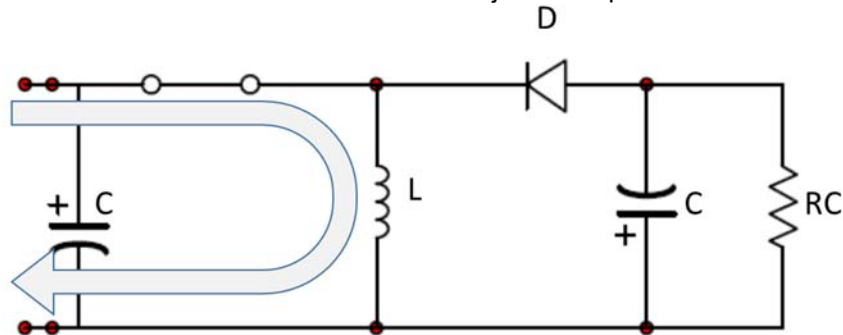


Fig. 3.8 Circuito de fuente conmutada tipo Buck - Boost periodo SW ON

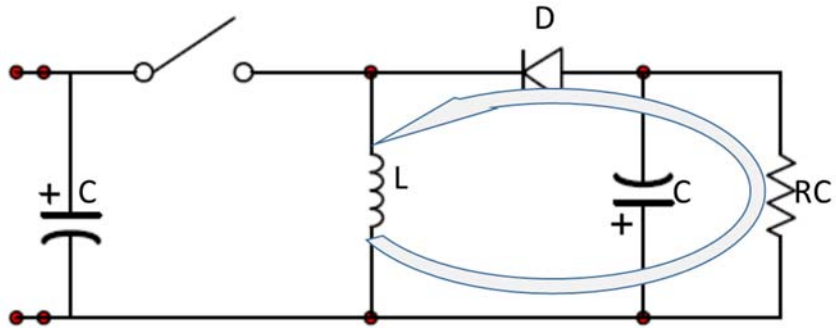


Fig. 3.9 Circuito de fuente conmutada tipo Buck - Boost periodo SW OFF

Como este sistema posee 2 grandes problemas, el primero es que es completamente discontinuo, por lo que la energía entregada en cada periodo es solo la almacenada en el inductor, el otro gran problema es que el voltaje de salida es inverso, es decir, el común que era el negativo, a la salida pasa a ser el positivo.

Como solución a esto existe una alternativa de lograr lo mismo y más eficiente al combinar los dos primeros, esto lleva a un circuito más complejo de 4 compuertas, de las cuales 2 pueden ser diodos, el circuito de 4 compuertas es mostrado en la figura 3.10:

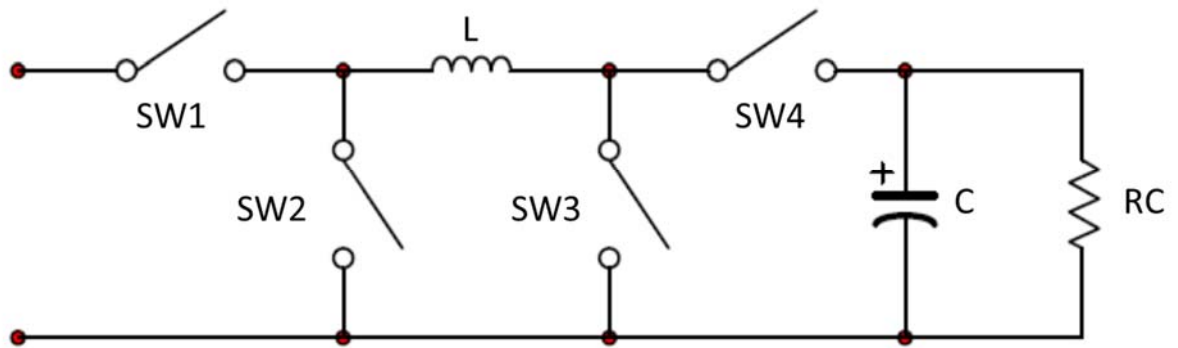


Fig. 3.10 Circuito de fuente conmutada tipo 4 compuertas

Su funcionamiento considerando que las puertas SW2 y SW4 pueden ser reemplazadas por diodos, está genera 4 posibles casos, la complejidad existe en que dependiendo si el voltaje de entrada es mayor o menor al deseado a la salida, esto determina que caso debe actuar.

Si la tensión de entrada es mayor, este circuito puede actuar de similar manera que el reductor, durante la primera etapa cierra SW1 y SW4 pudiendo ser este último un diodo, alimenta a la bobina y la carga Figura 3.11 de manera directa, y la segunda etapa abre SW1 y cierra SW2, este también puede ser un diodo, manteniendo el flujo de corriente con la bobina mostrado en la figura 3.12.

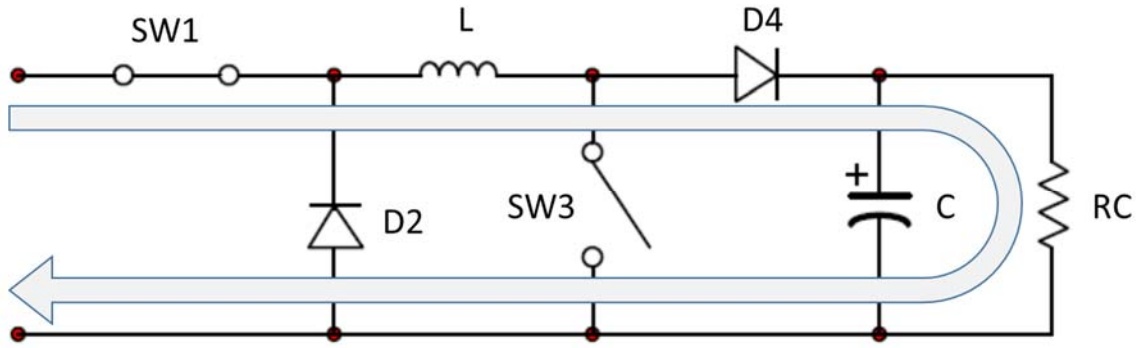


Fig. 3.11 Primera etapa en modo reductor

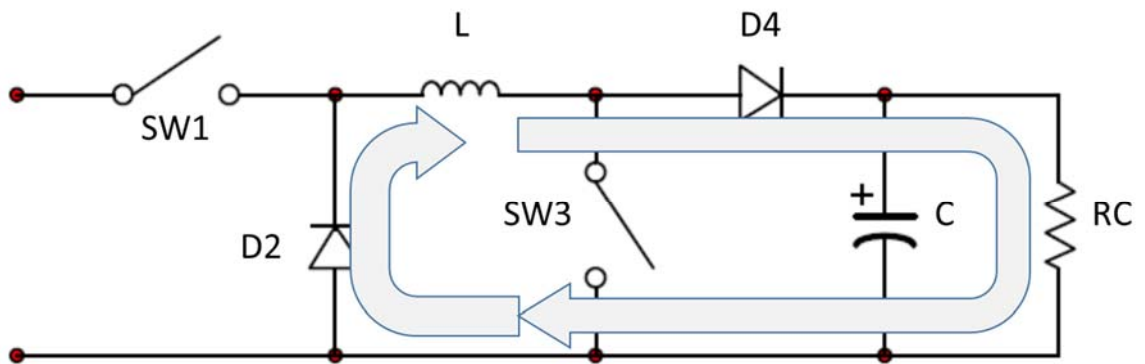


Fig. 3.12 Segunda etapa en modo reductor

Si la tensión de entrada es menor, este circuito de la Fig 3.10 puede actuar de similar manera que el elevador de tensión, para ello durante la primera etapa cierra SW1 y SW3, con ello carga a la bobina Figura 3.13 de manera directa, y la segunda etapa mantiene cerrado el SW1 y abre el SW3 y cierra el SW4 el cual puede ser un diodo, con ello alimenta la carga a través de la fuente más la bobina logrando una salida de mayor voltaje figura 3.14.

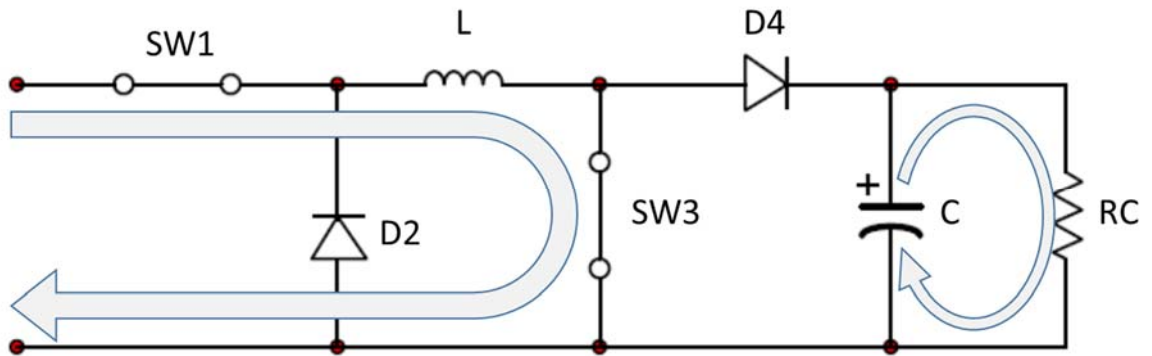


Fig. 3.13 Primera etapa en modo elevador

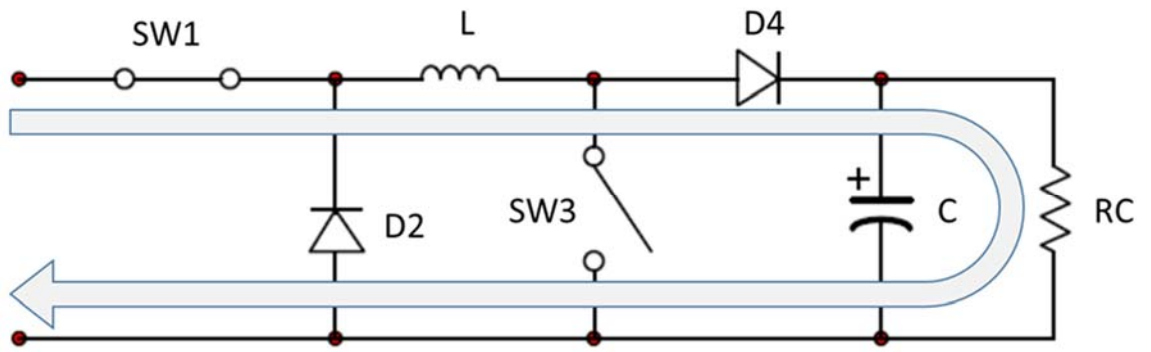


Fig. 3.14 Segunda etapa en modo elevador

CAPÍTULO IV

ELECCION DE COMPONENTES A UTILIZAR EN FUENTE REAL

4.1 Consideraciones al diseño

Debido a que hasta ahora no se había considerado que los componentes usados en la realidad no se comportarán de forma ideal, las consideraciones a tener en una fuente switching son importantes, especialmente por la generación de ruido electromagnético que es considerable, si no es correctamente tratado y contenido. Otro punto a considerar es la eficiencia de los componentes al no ser ideales, tendrán límites de potencia disipable y en caso de bobinas con núcleos de ferrita, estos llegarán a un punto de saturación que tampoco es eficiente.

Por otro lado, está el ruido, pues en una fuente conmutada, este ruido no está ubicado en las bajas frecuencias como es el típico rizado producto de la rectificación de la red a menos que la fuente sea un rectificador de la red. Pero el ruido que generan estas fuentes se encuentra en la alta frecuencia, por ello grandes condensadores no son requeridos, pero sí se requiere que estos tengan una respuesta rápida, por lo que se prefiere condensadores electrolíticos rápidos acompañados de condensadores cerámicos.

Otro punto importante en los filtros es como es afectado con diferentes frecuencias de conmutación de la fuente, usar una conmutación de mayor frecuencia elimina la mayoría del rizado con los mismos condensadores, pero eleva considerablemente el ruido de RF, por lo que un equipo de radiocomunicaciones cercanos puede verse afectado, por el contrario, usar frecuencias más bajas obliga a usar condensadores más grandes, pero existirá una menor cantidad de ruido en RF.

4.2 Filtros con capacitores

La función buscada con los filtros es eliminar las altas frecuencias, y sabemos que los condensadores se resistirán al cambio de voltaje y también sabemos que las fuentes conmutadas generan muchos de estos cambios bruscos, estos pulsos están más juntos, por lo que el condensador tiene que trabajar mucho menos que en un rectificador de una fuente lineal por lo que lleva a que estos capacitores no sea tan crítica su capacidad, más bien importa su velocidad de reacción, por ello no basta con un condensador electrolítico, estos son de mayor capacidad, pero más lentos, por lo que deberían ir acompañados por condensadores cerámicos o similares, estos son de baja capacidad pero al no depender de química, estos tienen una elevada velocidad de respuesta.

La capacidad importa un poco más sólo en fuentes indirectas, ya que en ellas la carga es mantenida por el capacitor por lo que la capacidad dependerá de la corriente de carga y del periodo de conmutación, por lo que fuentes con conmutación elevada no requieren condensadores tan grandes.

Como un filtro con capacitores se basa en la teoría de filtros RC, donde R es la resistencia teórica del cable, uno puede obtener una tabla de filtros pasa bajos cuya frecuencia de filtrado depende del capacitor usado, si la fuente es de conmutación indirecta, este valor debería ser más del doble, pues solo es cargado en medio ciclo.

Una forma resumida sería pensar en una resistencia de 0.1 Ohm y capacitores de 1 uF, 10 uF y 100 uF, al observar la tabla 4.1, de frecuencias de filtrado del filtro pasa bajos, sabemos con qué valor el capacitor nos ayuda con el filtrado del rizado pues a partir de la frecuencia de quiebre de filtro, cada década de frecuencia más arriba tendrá aproximadamente al menos 16 DB de atenuación por lo que el filtro comenzará a evitar que pasen estas frecuencias superiores.

Tabla 4.1 Filtro RC con R=0.1 [Ohm]

Capacitor [uF]	Frecuencia pasa Bajos del Filtro
0.01	100MHz
0.1	10MHz
1	1MHz
10	100KHz
100	10KHz
1000	1KHz

Se aprecia de la Tabla 4.1 que un condensador cerámico de 0.1 uF ayudará más con las frecuencias elevadas que pueden afectar las radiocomunicaciones, considerando que el capacitor electrolítico no actuará correctamente a estas frecuencias debido a su naturaleza química.

Con esto sabemos que si nuestra frecuencia de conmutación esta alrededor de los 20 KHz, usar un condensador de 100 uF sería insuficiente para lograr una buena atenuación a las frecuencias altas, pero si sería suficiente usar este condensador si la frecuencia de conmutación fuera de 100 KHz y que la conmutación fuera directa.

Esto lleva a que la mayoría de estas fuentes con corrientes de 0 a 5 [A] se desarrollen con capacitores del orden de los 100 uF a los 1000 uF, solo en fuentes de conmutación indirecta como son las elevadoras de tensión se aprecian capacitores de mayor valor.

Para este caso, la fuente actuará de manera directa e indirecta por lo que un valor recomendado será de 2200 uF considerando una frecuencia de conmutación cercana a 75 KHz

Finalmente, cuando se desea filtrar las entradas o salidas de la fuente y dejarla libre de transientes el uso de bobinas de ferrita en serie permite elevar la impedancia para las frecuencias más altas, evitando así que señales no deseadas se propaguen por el cable que alimenta la fuente o al dispositivo

4.3 Consideraciones con los diodos

Debido precisamente a la alta frecuencia de la corriente, no podemos utilizar diodos rectificadores normales. Si lo hiciésemos, éstos tardarían demasiado tiempo en empezar y dejar de conducir, por ello se utilizan los diodos ultrarrápidos, o diodos Schottky. Su símbolo es distinto al de los diodos rectificadores normales, ellos son mostrados en la figura 4.1.



Fig. 4.1 Símbolo de un diodo Schottky

Los parámetros a considerar para este tipo de diodos son similares a los rectificadores, como es la corriente directa máxima, tensión umbral y voltaje inverso, pero estos se caracterizan por tener tensiones de umbral menores alrededor de los 0,2 a 0,4 V y tensiones de ruptura menores comparado con los diodos rectificadores debido a la dificultad de obtener resistencias altas en polarización inversa.

La velocidad y un umbral menor los hacen más eficientes que su contraparte, pero tener un voltaje de ruptura menor hace que se deba tener en consideración los voltajes inversos a los que se someterá en el diseño.

Para este diseño se recomienda un diodo Schottky como el 50SQ060, cuyas características requeridas son corriente de funcionamiento continuo de 5 Amp y que soporte un voltaje inverso mayor a 50 V. Otra alternativa de diodo sería el MBR1060 de 10 [A] o el 18TQ045 solo que este último solo soporta hasta 45 V.

4.4 Consideraciones con los transistores

Para este tipo de fuentes se prefiere el uso de transistores de efecto de campo (MOSFET) de canal N debido a sus prestaciones especialmente en la tensión de ruptura que tendrá que soportar el transistor cuando opere en estado abierto {del inglés breakdown voltage $V_{BR}(DSS)$ } por lo que normalmente debe ser mayor a los voltajes de trabajo y la corriente máxima que soporta {del inglés maximum current $I_{DS}(MAX)$ } otro parámetro será el voltaje mínimo aplicado a la Gate para permitir la conducción, normalmente no es tan crítico pero debe ser considerado en la señal que activara al transistor {en inglés es encontrado como threshold voltage $V_{GS}(TH)$ }, y los dos más importantes referidos a la eficiencia de este, son la resistencia en conducción, ya que en parte

del calor disipado en el transistor depende de este valor, (del inglés on-resistance $R_{DS(ON)}$), y del valor del capacitor durante la conmutación que produce pérdidas en función de la frecuencia {del inglés reverse transfer capacitancia (C_{RSS})}. De estos datos se tiene en ANEXO N°1 la tabla de transistores MOSFET, y que para este caso se requiere que sean mayor a 5 [A] y que soporten tensión inversa superior a 50 [V] de ellos se escogió al transistor MOSFET de canal N, IRF540 y al MOSFET de canal P, IRF9540.

4.5 Consideraciones con la bobina

La corriente que circulará por el inductor va a generar un flujo magnético cuya densidad (el flujo dividido por la sección del núcleo elegido), no debe ser saturado, y a la vez, la ventana del núcleo debe tener espacio suficiente para alojar el bobinado. Para elegir el núcleo indicado, los fabricantes de ferrita utilizan distintos métodos, fórmulas, tablas o curvas, que lamentablemente no coinciden ni en la selección ni en las especificaciones técnicas. De esta manera la selección se torna un poco confusa, no existe una única solución al problema y entran en juego además de los datos técnicos, la disponibilidad del núcleo y su precio.

EN caso de adquirir el toroide de fábrica, los datos técnicos en que fijarse serán la corriente para la cual fue diseñada, y el tipo de núcleo de ferrita, pues existen dos grandes grupos mostrados en la tabla 4.2

Tabla 4.2 Tipos de núcleos de Ferrita [4]

	Frec <100Khz	Frec <1Mhz
Magnetics	F, T, P	F, K, N
TDK	P7C4	P7C40
Siemens	N27 / N41	N67
Ferroxcube	3C8	3C85

En el diseño de la fuente conmutada el valor del inductor se realiza para limitar la corriente de rizado que está viajando a través del circuito, la corriente de rizado en el inductor es directamente proporcional al voltaje aplicado y al momento en que se aplica el voltaje, y es inversamente proporcional a su inductancia. Al momento de realizar el inductor muchos diseñadores prefieren hacerlos por sí mismo pero esta parte tiene muchos factores que se deben analizar de manera minuciosa, entre estos detalles se tiene frecuencia de operación y el mínimo y máximo en modo continuo de la corriente. Cuando el inductor se encuentra dentro de su corriente normal o a la cual se realizaron los cálculos para su construcción asegura evitar que no se caliente o lleve a saturación, de la misma forma al momento de verificar su frecuencia máxima de operación asegura que la pérdida máxima del núcleo no supere su umbral evitando calentamiento y posible saturación.

Para escoger el valor del inductor correcto se considera el valor crítico de este, que corresponde al mínimo valor del inductor para mantener el modo de conducción continua y este puede determinarse por el siguiente procedimiento [5]:

En primer lugar, se defina I_O (Crítico) como la corriente de salida mínima para mantener el modo de conducción continua, normalmente conocida como la corriente crítica. Ya que estamos trabajando un valor mínimo para el inductor, es más sencillo realizar la derivación usando la corriente del inductor. La corriente de inductor promedio mínima para mantener el modo de conducción continua está dada por ecuación 4.1:

$$I_{L(\min - avg)} = \frac{\Delta I_L}{2} = I_{O(Critico)} \quad (4.1)$$

Segundo, para obtener L cuando la relación anterior se satisface. Se debe resolver la ecuación anterior, cualquiera de las relaciones, $\Delta I_L(+)$ o $\Delta I_L(-)$ puede ser usada para ΔI_L . La condición para el peor caso (que dando el más grande de L_{\min}) es el voltaje de entrada máximo $V_{I(\max)}$ porque esto da el máximo valor.

Ahora, sustituyendo y solucionando para L_{\min} en la ecuación 4.2:

$$L_{\min} \geq \frac{1}{2} \cdot (V_{I(\max)} - V_{DS} - I_L \cdot R_L) \cdot \frac{T_{ON(\min)}}{I_{O(Critico)}} \quad (4.2)$$

La ecuación 4.2 se puede simplificar ignorando las resistencias parásitas menores y las caídas de voltaje de los diodos, finalmente se reacomodan en la ecuación 4.3 para facilitar su uso:

$$L_{\min} \geq \frac{-V_O \cdot T_S}{2 \cdot I_{O(critico)}} \cdot \frac{V_{I(\max)}}{V_O - V_{I(\max)}} \quad (4.3)$$

Donde

V_O corresponderá al voltaje de salida

T_S corresponde a un ciclo de conmutación completo

4.6 Consideraciones con el blindaje de RF

Estas fuentes son conocidas por emitir una gran cantidad de interferencia radioeléctrica (EMI), debido a la no linealidad de la conmutación, esto lleva a que no basta con tener buenos filtros a la entrada y a la salida, si cada parte de la fuente que este con señales PWM estará transmitiendo como una antena estas señales, por lo que la solución es colocar un blindaje metálico que cubra

por completo a la fuente, muchos fabricantes fabrican estas fuentes en bases de aluminio, otros optan por usar papel de aluminio, lo importante es que este blindaje este cortocircuitado en alta frecuencia, esto se logra al conectar el blindaje con la salida común de la fuente usando condensadores cerámicos típicamente de 100 nF.

Capítulo V

DISEÑO DE LA FUENTE

5.1 Preliminares

El diseño de esta fuente conmutada considerará las partes estudiadas de la fig 3.3, partiendo por la etapa de filtrado de entrada.

5.1.1 Filtrado de entrada y salida

En el filtrado de entrada se basa en parte en un filtro con condensadores, cuya teoría se fundamenta en lo indicado en el capítulo 4.2, en ello el diseño apunta a usar 2 condensadores de distinta naturaleza, el primero, el cerámico el cálculo para lo requerido indica que debe ser de 0,1 μF en función de la frecuencia usada en el oscilador PWM para el filtrado de la RF producida por este, el segundo corresponde a uno electrolítico para eliminar transientes más lentos y mejorando el filtrado de bajas frecuencias, el valor de la capacitancia para este se considera uno igual o superior a 470 μF pero se recomienda de 2200 μF , a continuación, se muestran en la figura 5.1

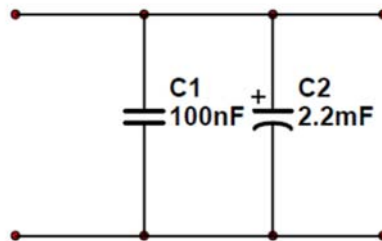


Fig. 5.1 Filtro de condensadores para entrada de la fuente

Para la etapa de salida debiera ser similar solo que como la fuente operará de forma indirecta cuando requiera elevar la tensión, esto requiere que la carga sea alimentada por los capacitores electrolíticos, por lo que la capacidad requerida se debe duplicar como mínimo, teniendo en mente superar los 1000 μF , pero en vez de tener un solo capacitor de alta capacidad, se prefiere dividir en varios, para mejorar la velocidad de respuesta, por lo que es típico ver en fuentes indirectas a lo menos 2 o 3 capacitores electrolíticos a la salida de la fuente.

5.1.2 La Fuente para el circuito de control

Para el diseño del circuito de control se tomará lo visto en el capítulo 2.3, considerando la fuente más básica de 5V para terminal positivo común, esta es el estabilizador con PNP, (Ver figura 5.2).

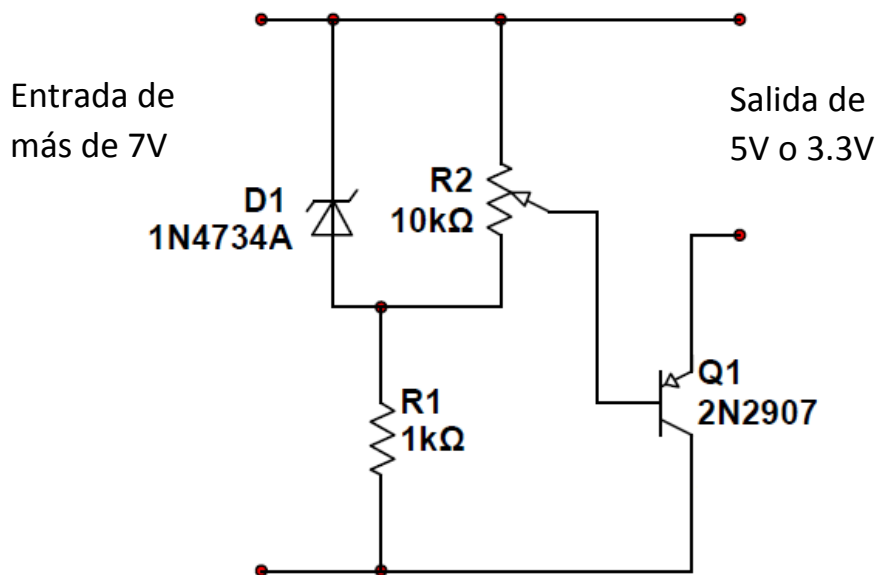


Fig. 5.2 Fuente del circuito de control

En donde el diodo Zener será el voltaje de referencia, en este caso 5,6 V pero restando la caída del transistor base - emisor, la salida del circuito de control quedará en un voltaje máximo de 4,9 V. Dicho voltaje se puede reducir a 3,3 V gracias al potenciómetro R2 con ello cubriendo los 2 voltajes de control más usados, la corriente máxima está limitada principalmente a la capacidad de disipación de calor del transistor, por lo que la potencia máxima admisible para el 2n2907 es de 1 W, esta corriente queda limitada en la ecuación 5.1:

$$I_{consumo} = \frac{1}{V_{fuente} - V_{salida}} \quad (5.1)$$

También es posible hacer uso de la versión PNP básica como hacer uso de las versiones de doble transistor.

5.1.3 Elemento de control de Corriente

Esta parte del circuito es la base del funcionamiento de la fuente conmutada, permitiendo controlar la corriente que pasará por la carga, esto se realiza controlando la corriente que ingresa a una bobina por medio de pulsos controlados, logrando elevar ó reducir la tensión en la carga de acuerdo a lo analizado la figura 3.10, (4 switch buck-boost), donde 2 de estas puertas serán cubiertas por dos diodos Schottky, y las dos restantes, por dos transistores de efecto de campo, pero debido a la naturaleza de la conexión, Q1 será un transistor de efecto de campo de canal P, mientras que Q2, utilizará un transistor de canal N. Estas 4 puertas serán las que carguen y

descarguen al bobinado principal (L1) como se muestra en la figura 5.3. Realizar este circuito con componentes básicos es un reto en la lógica, pues se debe implementar el generador de pulsos independiente para cada transistor, debido a que este debe pasar entre los modos de elevación y reducción de voltaje dependiendo si el voltaje de entrada es mayor o menor al deseado en la salida.

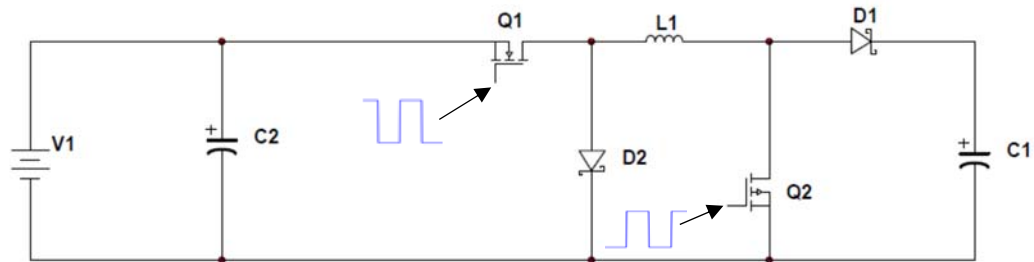


Fig. 5.3 Etapa de fuerza, se aprecian transistores y bobina

Se aprecia las dos puertas (Gate) de cada transistor en donde será aplicada la señal de control para la abertura y cierre del transistor, el circuito de control deberá medir voltaje de entrada y salida, compararlo, y en función de ello debe determinar si operará como una fuente elevadora o reductora de voltaje.

5.1.4 Oscilador de onda triangular

Para el diseño del circuito oscilador de onda triangular, consideraremos lo visto en el capítulo 3.2, este circuito permite obtener la onda dientes de sierra la cual será usada posteriormente en la modulación por ancho de pulso controlado por voltaje, ver figura 5.4.

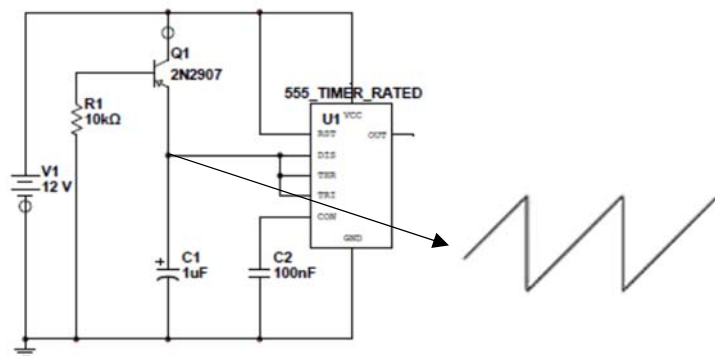


Fig. 5.4 Circuito generador de dientes de sierra

La frecuencia de esta onda depende principalmente del voltaje de alimentación, el transistor usado y de los valores de R1 y C1, esta ecuación 3.3 fue vista en detalle en el capítulo 3.2.

5.1.5 Circuito PWM controlado por voltaje.

Consiste en generar una onda cuadrada de periodo fijo, pero con ciclo de trabajo ajustado por un voltaje de referencia, es decir, se tienen 2 semiperiodos T_{on} y T_{off} , ajustados a este voltaje, pero la suma de ellos siempre debe ser la misma constante.

Esto se logra utilizando la onda triangular dientes de sierra (esta solo posee rampla de subida y no de bajada), con esta rampla y un comparador de voltaje mostrado en la figura 5.5, se logra tener estos 2 periodos.

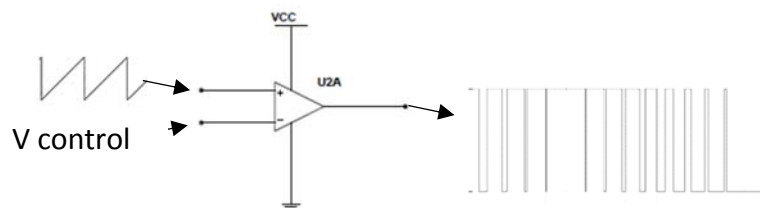


Fig. 5.5 Modulador PWM por Amp OP como comparador

El primer semiperiodo (T_{on}), parte desde el comienzo de la rampla hasta cuando se igualen con el valor del voltaje de control y el voltaje de la rampla, y el segundo (T_{off}), comienza al terminar el anterior y finaliza cuando la rampla vuelve al valor inicial, con ello se logra cumplir que las sumas de los 2 semiperiodos mantengan constante el periodo de la señal, pero el valor de la potencia promedio es alterado en función del voltaje de control.

5.1.6 Comparador de Voltajes

Esta parte se basa en determinar las dos posibles formas de operar en función de la necesidad, una como un reductor de voltaje y la otra como elevador de voltaje, este funcionamiento depende principalmente del hecho de comparar voltajes, el de referencia de salida y la entrada de alimentación, cuando este detecta que no puede alcanzar el voltaje de salida seleccionado cuando funciona como reductor, este pasara a cambiar la lógica de operación, logrando hacer funcionar la fuente como un elevador de tensión, para ello tendrá un comparador que normalmente es un Amp OP que indicará la condición de bajo voltaje en la entrada y activara el cambio de lógica Figura 5.6,

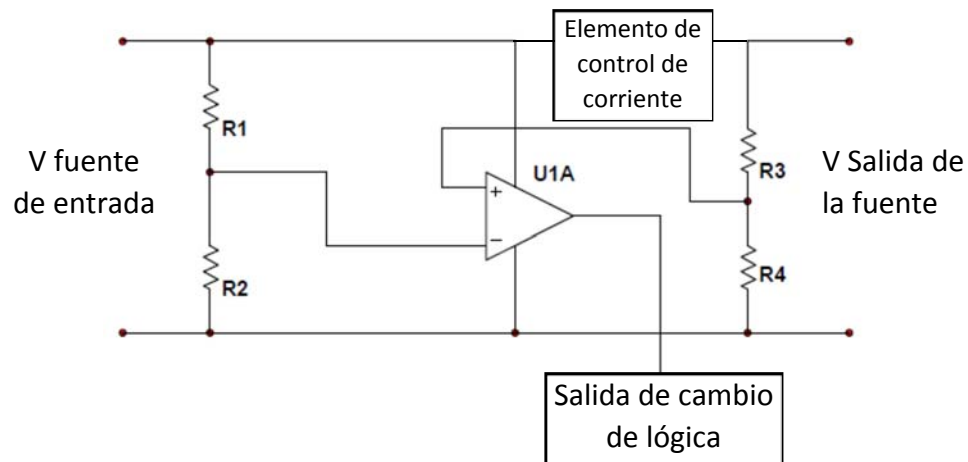


Fig. 5.6 Comparador encargado de cambiar la lógica

Este cambio consiste en comenzar a hacer uso del transistor Q2 con PWM un tiempo menor que a Q1, (en modo reductor solo bastaba el uso de Q1), esto hará que la bobina sea cortocircuitada a tierra a través del transistor Q2, con el objetivo de elevar la corriente que pasa por la bobina a valores mayores, con el fin de mantener el voltaje deseado aunque este sea mayor que el presente en la entrada de la fuente, pero debido a lo complejo que es realizar este muestreo de diferentes tensiones y diferentes referencias, se usará el CI LM5118 como la base del control.

5.1.7 Control con el CI LM5118

Este circuito integrado posee varias ventajas, entre ellas opera en un amplio rango de voltajes de entrada, por lo que la fuente de control esta interna en él, se puede apreciar el esquema de funcionamiento de este circuito integrado el cual es mostrado en la figura 5.7 donde se especificará el funcionamiento de cada bloque y cada pin en la tabla 5.1.

Tabla 5.1 Descripción de terminales del CI LM5118

Pin		Uso
N°	Nombre	
1	VIN	Entrada de alimentación principal (3 V a 75 V pero 5V para iniciar su funcionamiento)
2	UVLO	Modo standby si está por debajo de 1,23 V, usado como protección de bajo voltaje
3	RT	Resistencia de ajuste del Oscilador interno
4	EN	Encendido, debe estar por sobre 3 V para una operación normal
5	RAMP	Condensador usado para rampla, debe ser conectado a tierra
6	AGND	Tierra analógica
7	SS	Partida suave, carga un condensador para dar un tiempo de partida
8	FB	Señal de retroalimentación, ingresa el voltaje de salida obtenido del divisor de tensión
9	COMP	Compensación del error del Amplificador Operacional.
10	VOUT	Este pin monitorea el voltaje de salida directamente
11	SYNC	Es usado para sincronización externa
12	CS	medición de corriente del diodo con resistencia polo Diodo
13	CSG	medición de corriente del diodo con resistencia polo GND
14	PGND	Tierra de potencia
15	LO	Salida a puerta a MOSFET encargado del modo Boost
16	VCC	Salida a capacitor a fuente interna, este capacitor debe estar lo más cerca posible del controlador
17	VCCX	Entrada auxiliar de fuente, deshabilita la fuente interna si está por sobre 3,9V
18	HB	Terminal para capacitor de la fuente de acoplamiento para el transistor MOSFET
19	HO	Terminal Gate del transistor MOSFET
20	HS	Terminal Source del transistor MOSFET, en este se toma la base para la fuente de acoplamiento

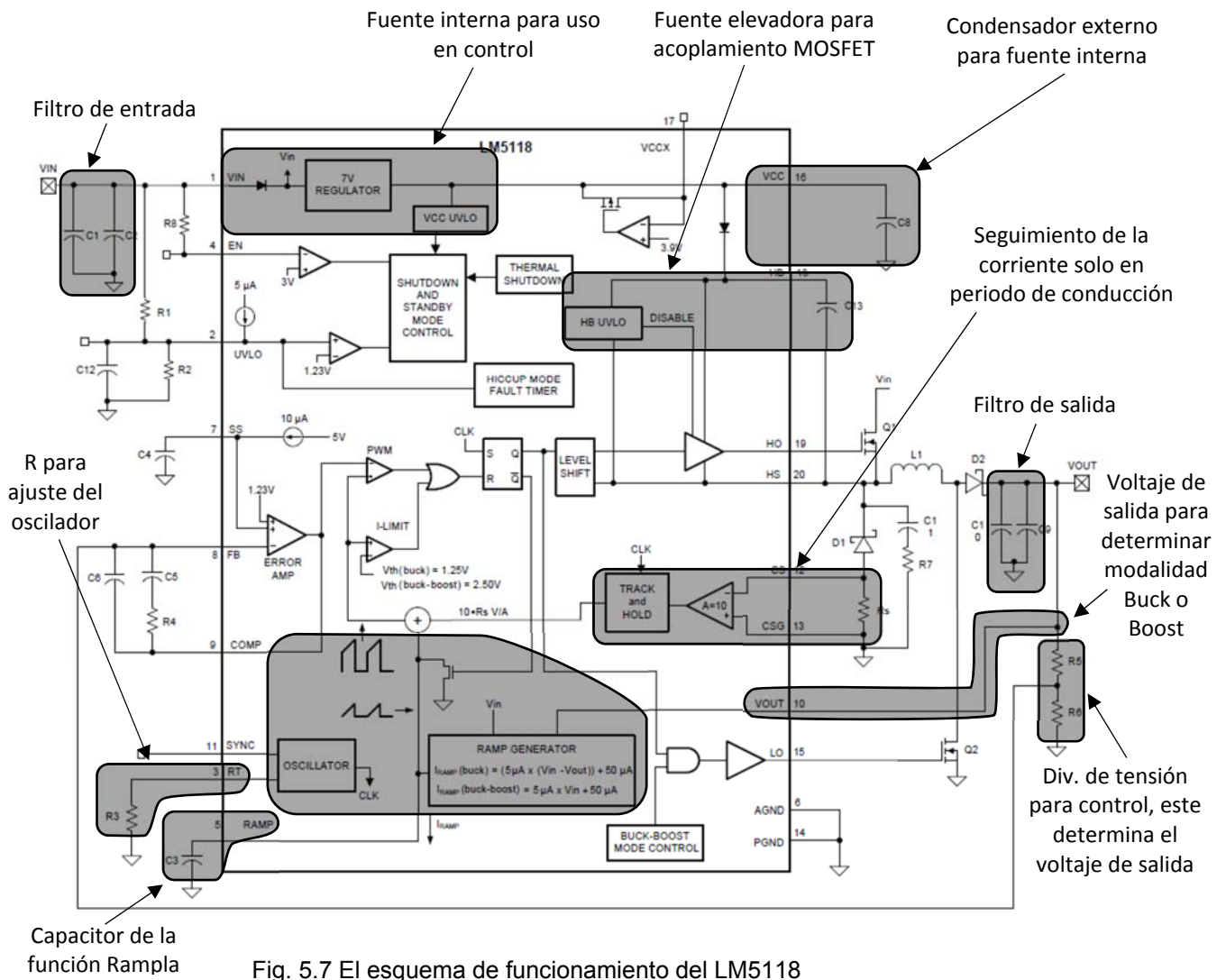


Fig. 5.7 El esquema de funcionamiento del LM5118

En este circuito integrado mostrado en la figura 5.7, se puede apreciar las diferentes etapas y varios comparadores de voltaje, oscilador y un FlipFlop que se encarga de cambiar el estado entre modos Buck o Bost. También se pueden apreciar otros bloques que se encargan de generar desfases o tiempos muertos entre cambios de conmutación, también incluye un elevador de tensión interno para evitar el uso de un MOSFET de canal P, logrando operar uno de canal N utilizando este elevador de tensión superior a la fuente.

5.2 Diseño Final

El diseño del circuito final de la fuente conmutada usando el LM5118 se presenta en la figura 5.8.

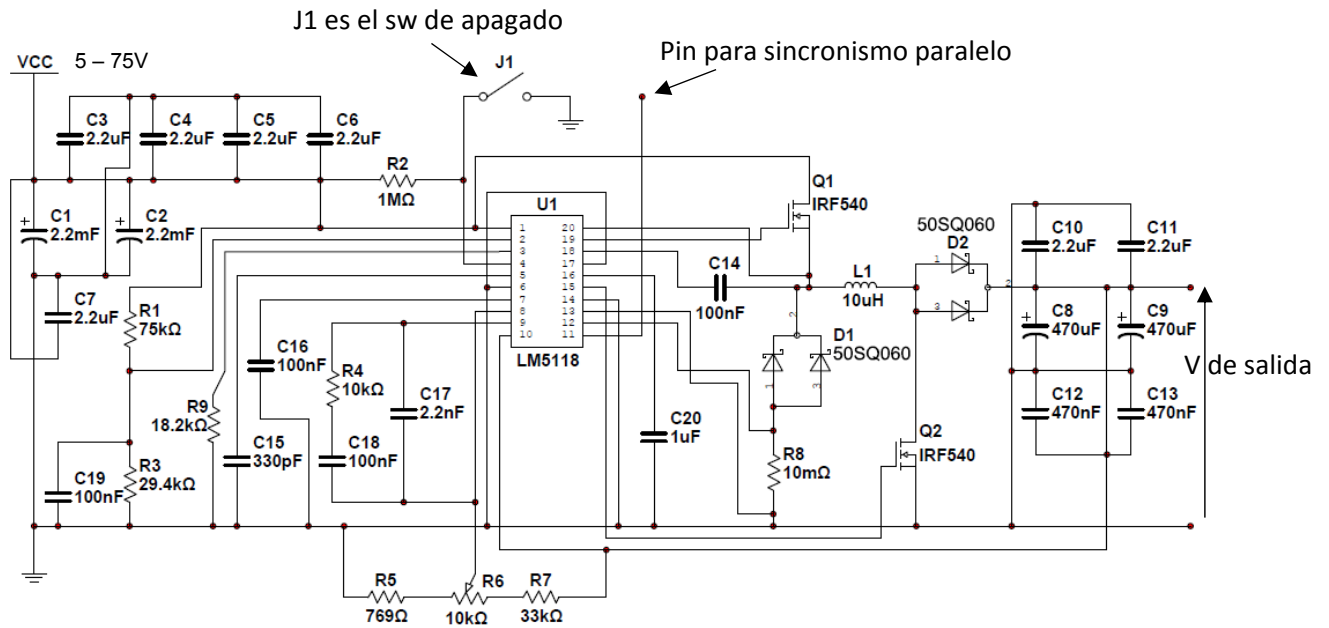


Fig. 5.8 Circuito Buck-Boost con CI LM5118

Los valores de los componentes, filtros y ubicación de los dispositivos presentados en el circuito de la figura 5.8, deben seguir las siguientes recomendaciones:

En el filtro de entrada se deben preferir condensadores electrolíticos y cerámicos de mediano valor y muy rápidos conectados en paralelo para llegar al valor de la capacidad mínima recomendada para el filtro, mejorando la velocidad de carga y descarga para ello se usa 2 condensadores electrolíticos de 2200 uF (C_1 y C_2), y 5 capacitores cerámicos de 2,2 uF (C_3 , C_4 , C_5 , C_6 y C_7), todos con tolerancia de 100 V.

Para el filtro de salida también se usarán capacitores electrolíticos y cerámicos pero sus valores diferirán un poco a los de la entrada, para los electrolíticos serán 2 de 480 uF (C_8 y C_9) y los cerámicos se compondrá de 2 capacitores de 2,2 uF (C_{10} y C_{11}), además de capacitores de menores valores como 2 de 0,47 uF (C_{12} y C_{13}), donde cada uno atenuará diferentes frecuencias de ripple e impulsos, estos también deben ser de tolerancia a 100V.

Se refuerzan los diodos (D_1 y D_2), utilizando modelos de doble diodo para mejorar la velocidad de operación debido a la alta velocidad de conmutación.

Se debe considerar las menores distancias entre la bobina, diodos y los transistores (Q_1 y Q_2), pues por ellos circula la mayor cantidad de corriente, evitando así, las posibles pérdidas e interferencias.

Las resistencias R_1 y R_3 son un divisor de tensión que determina el mínimo voltaje de operación para entrar a standby a través un voltaje menor a 1,23 V al PIN 2 UVLD, el fabricante recomienda que R_1 sea de un valor entre 10k y 100K Ohm, pero debido a que esta resistencia debe estar entre V_{IN} y UVLD el fabricante recomienda para R_1 la siguiente ecuación 5.2

$$R_1 \geq 1000 \cdot V_{IN(MAX)} \quad [5.2]$$

Y para R_3 recomienda la ecuación 5.3

$$R_3 = 1,23 \cdot \left[\frac{R_1}{V_{IN(MIN)} + 5 \cdot R_1 - 1,23} \right] \quad [5.3]$$

Valores típicos son $R_1=75$ kOhm y $R_3=29.4$ kOhm debido que es el cálculo usando el $V_{IN(MAX)}$ soportado por el CI y el $V_{IN(MIN)}$ de alrededor de 4V cerca del límite inferior de operación.

R_2 corresponde a una resistencia Pull-up de 1 MOhm al PIN 4 EN que es el de encendido, este circuito funcionara solo cuando exista más de 3V en este pin por lo que para apagar se debe enviar este voltaje a 0V

La resistencia encargada de la frecuencia de conmutación R_T depende de la ecuación [5.4], para el ejemplo de la figura es considerando $f= 300$ kHz por lo que se usó $R_9= 18,2$ kOhm

$$R_T = \frac{6,4 \cdot 10^9}{f} - 3,02 \cdot 10^3 \quad [5.4]$$

Las resistencias R_5 y R_6 y R_7 conforman un divisor de tensión del bucle de retorno, de ellas depende el voltaje de salida, y es ajustado por el potenciómetro R_6 de 10Kohm, para permitir que el potenciómetro recorra los voltajes desde 5V de salida a 70V de salida, las resistencias deben ser, $R_5=769$ Ohm y $R_7=33$ kOhm.

Respecto al inductor L_1 este es determinado en función de la frecuencia, la corriente de carga, la corriente de ripple y los voltajes de entrada y salida.

Para el cálculo de L_1 se tiene que este elemento debe mantener conducción continua, por ello la máxima corriente de ripple debería ser menor que 2 veces la mínima carga de corriente deseada para que opere en modo continuo, para el ejemplo esta será de 1 A, por lo que la máxima corriente de ripple será 2 A pico a pico. Además, el mínimo valor de L debe ser calculado para ambos modos, buck y boost. El valor final de la inductancia será generalmente un compromiso entre los dos modos. por esto es deseable tener un valor mayor para el modo buck. Además, tenemos que el rango de corriente de saturación para el inductor debe ser mayor para el modo boost, resultando en un inductor más grande. Pero un valor muy alto presente en modo boost posee desafíos en la compensación del lazo con lo que será discutido en la configuración del error del

amplificador. Para el valor del ejemplo de este diseño en ambos modos, el valor de L1 es calculado en la ecuación [5.5] para modo Buck y en la ecuación [5.6] para modo boost.

$$L1_{BUCK} = \frac{V_{OUT} \cdot (V_{IN(MAX)} - V_{OUT})}{V_{IN(MAX)} \cdot f \cdot I_{RIPPLE}} \quad [5.5]$$

$$L1_{BUCK-BOOST} = \frac{V_{IN(MIN)} \cdot V_{OUT}}{(V_{OUT} + V_{IN(MIN)}) \cdot f \cdot I_{RIPPLE}} \quad [5.6]$$

En donde V_{OUT} es el voltaje de salida objetivo, $V_{IN(MIN)}$ es el voltaje mínimo con el cual será alimentada la fuente, $V_{IN(MAX)}$ es el voltaje máximo con el cual será alimentada la fuente, f es la frecuencia de conmutación y I_{RIPPLE} corresponderá a 2 A para este caso.

Se busca un valor intermedio y este resulta para la mayoría de los casos el valor de $L1=10 \mu H$

Para la resistencia R_8 encargada de medir la corriente que pasa por el diodo D_1 , para su medición según el fabricante, tenemos que primero se partirá por calcular el valor mínimo de K para cada modo usando la ecuación 5.7 y ecuación 5.8. K representa la gradiente de compensación del controlador y es diferente para cada modo, K_{BUCK} and $K_{BUCK-BOOST}$.

$$K_{BUCK} \geq 1 + \frac{10}{V_{IN(MAX)} - V_{OUT}} \quad [5.7]$$

$$K_{BUCK-BOOST} \geq 1 + \frac{10}{V_{IN(MIN)}} \quad [5.8]$$

Donde para el modo BUCK tenemos $V_{IN(MAX)}= 75 V$ pero tenemos un rango de V_{OUT} por lo que consideraremos $V_{OUT(MIN)}= 5V$ un $K_{BUCK}= 1,14$ y para un $V_{OUT(MAX)}= 70V$, un $K_{BUCK}= 3$

Para el modo BUCK-BOST tenemos solo $V_{IN(MIN)}= 5V$, por lo que $K_{BUCK-BOOST}= 3$

Usando la ecuación 5.9 y la ecuación 5.10 para calcular la resistencia R_8 para cada modo de operación. Un margen de diseño M debería ser seleccionado entre 10% a 30% para permitir las tolerancias de los componentes. Para este diseño M será de 10%.

$$R_{13(BUCK)} = \frac{1,25 \cdot (1 - M)}{10 \cdot \left(\frac{I_{OUT}}{\eta} + \frac{I_{RIPPLE}}{2} \cdot K_{BUCK} \right)} \quad [5.9]$$

$$R_{13(BUCK-BOOST)} = \frac{1,25 \cdot (1 - M)}{10 \cdot \left(\frac{V_{IN(MIN)} + V_{OUT}}{V_{IN(MIN)}} \cdot \frac{I_{OUT}}{\eta} + \frac{I_{RIPPLE}}{2} \cdot K_{BUCK-BOOST} \right)} \quad [5.10]$$

Si η es la eficiencia y se asume 80% y I_{RIPPLE} es 2 A y R13 sería:

$$R13_{(BUCK)} = 19.18 \text{ m}\Omega$$

$$R13_{(BUCK-BOOST)} = 9.27 \text{ m}\Omega$$

La Resistencia R8 no debería tener un valor mayor a 10 mOhm para garantizar la máxima corriente de salida requerida en el modo Buck-Boost. Para este diseño se seleccionó un valor estándar de 10 mOhm sacrificando una pequeña parte la máxima corriente en el modo Buck-Boost.

R₄, C₁₇ y C₁₈ corresponden al circuito de corrección del error del amplificador del bucle de retorno, para ello se debe determinar la baja frecuencia dominante de este retorno, el fabricante indica ([6]Datasheet TI CI 5118), como calcular esta frecuencia ya que depende de la resistencia y de la capacitancia en la carga, con ello entrega varias fórmulas y métodos con los cuales mejoran el rendimiento y estabilidad de la fuente, para nuestro caso usaremos R₄= 10 KOhm y C₁₈= 100 nF y C₁₇= 2200 pF cálculos correspondientes a una carga a 4 Ohm con una capacitancia de 7uF.

Finalmente se requerirá del montaje de todos estos componentes lo que llevará a la necesidad de definir criterios para la construcción del PCB mostrados en la figura 5.9, especialmente por la línea en circulará más corriente, esto consistirá en llevar la alta energía por el borde de la placa formando una U invertida, la alimentación ingresará por el lado izquierdo y por la derecha, la salida regulada, mientras que el control hace uso de la segunda capa para llegar a cada elemento.

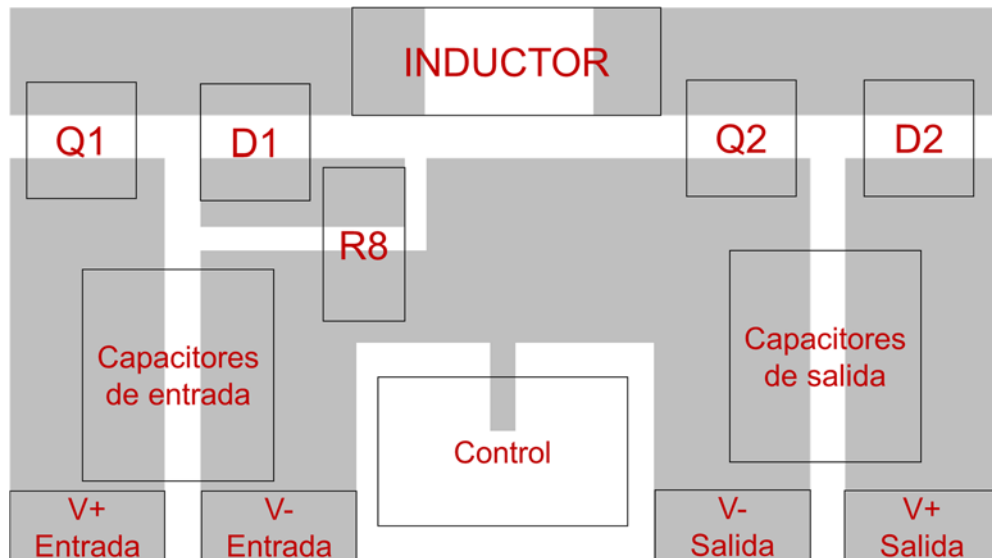


Fig. 5.9 PCB Buck-Boost con CI LM5118

5.3 Caso alternativo con CI LT8390

El caso alternativo al no encontrar el circuito integrado anterior, es posible utilizar el control con el Circuito Integrado (CI) LT8390, el cual consiste en un controlador con las 4 puertas con transistores MOSFET (sin diodos), el cual podemos ver su circuito en la figura 5.10.

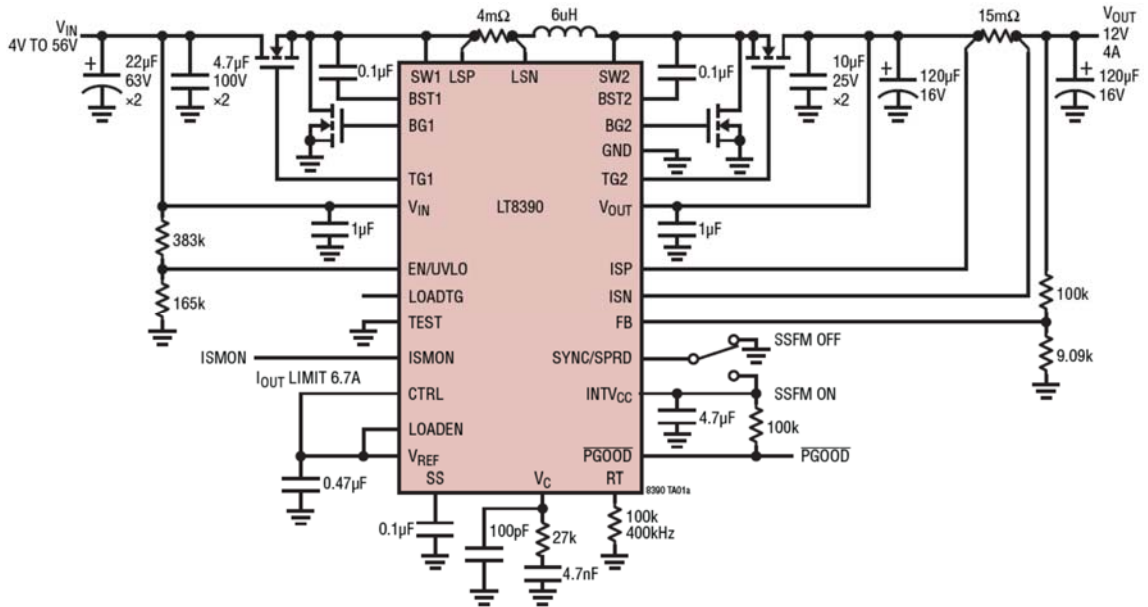


Fig. 5.10 Circuito de fuente usando LT8390

En este circuito (Figura 5.10), es similar al funcionamiento al LM5118, es fácil apreciar las cuatro puertas, pero esta vez son las 4 con transistores de efecto de campo, el resto como el inductor que recibirá la carga y los filtros son similares, pero este no posee una resistencia que mide la corriente de una etapa, sino que está ahora mide directamente la salida, este circuito puede operar con frecuencias de conmutación de entre 150 kHz a 650 kHz y permitiendo voltajes de 4 a 60V de entrada y salida.

Debido a la similitud, no debiera afectar en gran medida el diseño con este otro circuito integrado, pero se recomienda siempre leer las recomendaciones el fabricante de este circuito integrado.

Solo a modo de comparación con el anterior CI, a continuación, se observa en la figura 5.11 el diagrama en bloques del CI presentado en la figura 5.10.

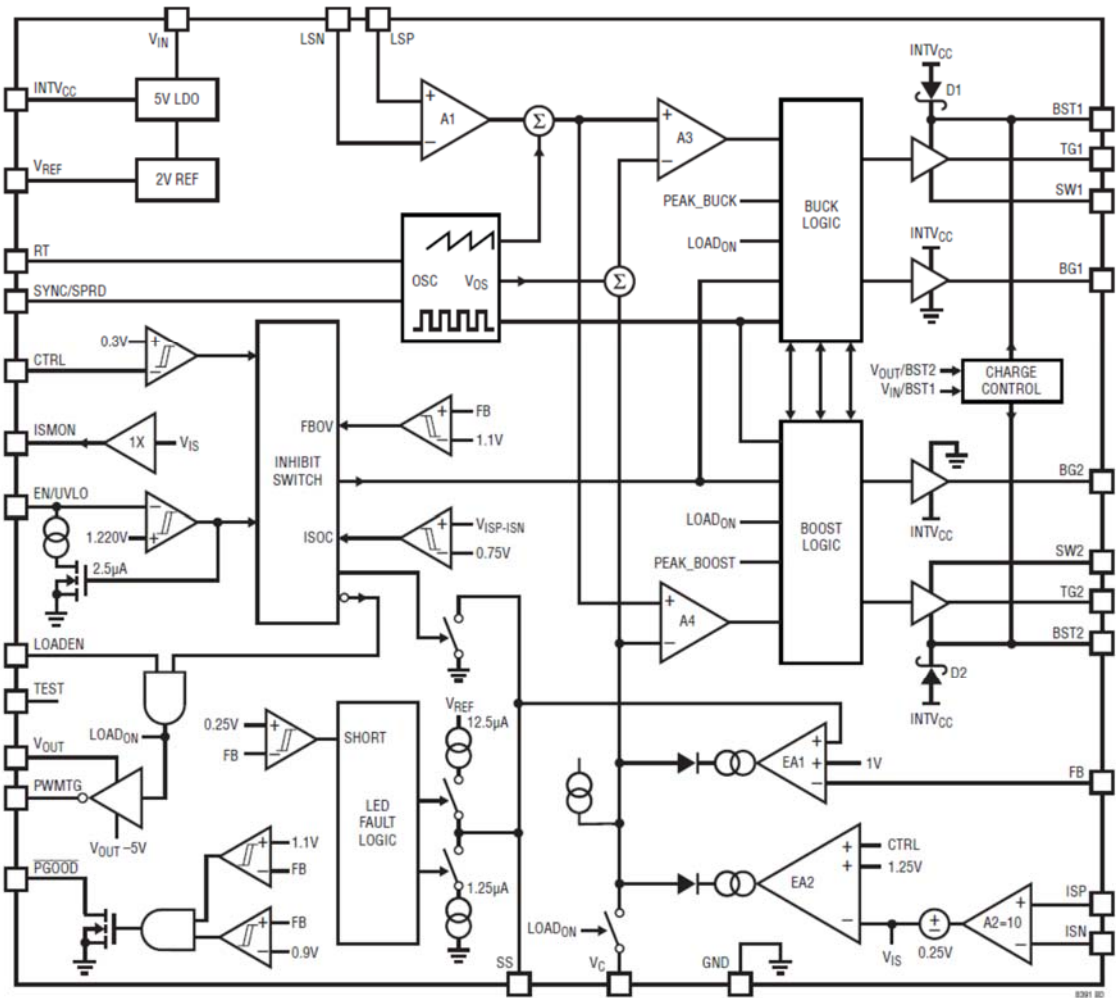


Fig. 5.11 Esquema de bloques del CI LT8390

CAPÍTULO VI

CONCLUSIÓN

En el desarrollo de fuentes switching, hoy en día a llevado a que estas sean indispensables, son muy eficientes y mucho más pequeñas cada día, pero en el mercado no ha cubierto por completo las necesidades, pues un punto que se ha descuidado es precisamente el uso de fuentes de DC a DC, esto debido a que la gran demanda está focalizada en fuentes que se conectan a la red eléctrica, pero esto lleva a que muchas veces teniendo al alcance un voltaje de corriente continua, este no sea apropiado para el dispositivo que se quiere usar, el mercado en parte ha cubierto esto estandarizando muchos de los voltajes de los dispositivos, muchos hoy en día usan por ejemplo 5V, pero el desarrollo de prototipos muchas veces requieren más variedad de voltajes especialmente si están operando muchos dispositivos de diferentes voltajes con una única batería, como está ocurriendo en vehículos eléctricos, aviones, barcos.

También permite preferir frecuencias de conmutación diferentes, mejores filtros de RF, especialmente con dispositivos de radio frecuencia, donde se desea que la fuente no emita ruido en la banda a usar, un punto en que las fuentes existentes en el mercado no toman mucho en cuenta, excepto cuando es el propio fabricante, pero este muchas veces entrega la fuente para ser usada solo con la red eléctrica, dejando de lado por ejemplo sistemas operados a corriente continua con paneles solares.

Un detalle que surgió durante el estudio de diseño, es que, para una fuente de amplio rango de entrada y salida, es difícil mantener la eficiencia y seguir todas las recomendaciones del fabricante, debido a que la mayoría de los cálculos apuntaban a un voltaje de salida fijo, por lo que el promedio satisface un amplio rango, pero con menor eficiencia en los extremos, esto ocurrió con el cálculo de algunos componentes como son la resistencia R13 y R8, pero también con la elección de la bobina L1.

Otro punto importante es que con el diseño de estas fuentes es que se pueden desarrollar cargadores de baterías con unos pequeños cambios en el diseño, pero la base es la misma, como fue mostrado en los capítulos, los voltajes de referencias más precisos son usados para la carga de baterías de iones de litio tan usadas en estos días.

BIBLIOGRAFÍA

- [1]** DISEÑO DE FUENTES DE PODER DE ESTADO SÓLIDO
Rodrigo Salvador Arévalo Araya 2011, USACH, 2011/E/059
- [2]** DISEÑO Y SIMULACIÓN POR SOFTWARE DE FUENTES CONMUTADAS
Marcelo Hernán Ahumada Fernández 2003, PUCV
- [3]** FUENTE CONMUTADA TIPOLOGÍA BUCK CON FINES PEDAGÓGICOS
JUAN SEBASTIAN CERÓN ORTEGA 2013, UNIVERSIDAD CATOLICA DE COLOMBIA
- [4]** FUENTES CONMUTADAS – INDUCTORES
UNIVERSIDAD DE BUENOS AIRES. Facultad de Ingeniería
URL: <http://materias.fi.uba.ar/6610/Apuntes/Fuentes%20Conmutadas%20-%20Inductores.pdf>
- [5]** UNDERSTANDING BUCK-BOOST POWER STAGES IN SWITCH MODE
Texas Instruments, Application Report
- [6]** Data Sheet for LM5118, LM5118-Q1 WIDE VOLTAGE RANGE BUCK-BOOST CONTROLLER
Texas Instruments

ANEXOS

ANEXO N°1 Tabla de Transistores de efecto de campo (MOSFET)

Modelo	Canal	Corriente Id(A)	Tensión Vds	Potencia Pd(W)	Resistencia Rds(on) (Ohms)	Encapsulado
IRF510	N	4	100	43	0.54	TO-220
IRF520	N	8	100	40	0.3	TO-220
IRLI530G #	N	9.7	100	42	0.16	TO-220
IRFI530G #	N	9.7	100	42	0.16	TO-220
IRL520N	N	10	100	48	0.18	TO-220
IRF530	N	14	100	75	0.18	TO-220
IRLI540G #	N	17	100	48	0.077	TO-220
IRFI540G #	N	17	100	48	0.077	TO-220
IRFB4212	N	18	100	60	0.072	TO-220
IRF540N	N	33	100	130	0.044	TO-220
RFP40N10	N	40	100	160	0.04	TO-220
IRF1310N	N	42	100	160	0.036	TO-220
FQP44N10	N	43.5	100	146	0.39	TO-220
HUF75637P	N	44	100	155	0.03	TO-220
STP40NF10	N	50	100	150	0.028	TO-220
IRF3710	N	57	100	200	0.023	TO-220
IRFB4610	N	73	100	190	0.011	TO-220
IRFB4710	N	75	100	200	0.014	TO-220
IRFB4410Z	N	75	100	230	0.007	TO-220
IRF8010	N	80	100	125	0.2	TO-220
STP60NF10	N	80	100	300	0.023	TO-220
IRFB4410	N	96	100	250	0.008	TO-220
IRFB4110	N	120	100	370	0.0037	TO-220
IRFB4310	N	140	100	330	0.056	TO-220
BUZ50B	N	2	1000	75	8	TO-220
BUZ50A	N	2.5	1000	75	5	TO-220
IRFBG30	N	3.1	1000	125	5	TO-220
MTP4N100	N	4	1000	150	3.5	TO-220
IRF9510	P	4	100	43	1.2	TO-220
IRFI9520G #	P	5.2	100	37	0.6	TO-220
IRF9520	P	6	100	40	0.6	TO-220
IRFI9530G #	P	7.7	100	42	0.3	TO-220
IRF9530	P	12	100	75	0.3	TO-220
IRF9540	P	19	100	125	0.2	TO-220
IRF9540N	P	23	100	140	0.117	TO-220
IRF5210	P	40	100	200	0.06	TO-220

ANEXO N°2 Tabla de diodos Zener

Modelo	Potencia (W)	Tension Vz (V)	Izt (mA)	Encapsulado
1N4728A	1	3.3	76	DO-41
1N4729A	1	3.6	69	DO-41
1N4730A	1	3.9	64	DO-41
1N4731A	1	4.3	58	DO-41
1N4732A	1	4.7	53	DO-41
1N4733A	1	5.1	49	DO-41
1N4734A	1	5.6	45	DO-41
1N4735A	1	6.2	41	DO-41
1N4736A	1	6.8	37	DO-41
1N4737A	1	7.5	34	DO-41
1N4738A	1	8.2	31	DO-41
1N4739A	1	9.1	28	DO-41
1N4740A	1	10	25	DO-41
1N4741A	1	11	23	DO-41
1N4742A	1	12	21	DO-41
1N4743A	1	13	19	DO-41
1N4744A	1	15	17	DO-41
1N4745A	1	16	15.5	DO-41
1N4746A	1	18	14	DO-41
1N4747A	1	20	12.5	DO-41
1N4748A	1	22	11.5	DO-41
1N4749A	1	24	11	DO-41
1N4750A	1	27	9.5	DO-41
1N4751A	1	30	8.5	DO-41
1N4752A	1	33	7.5	DO-41
1N4753A	1	36	7	DO-41
1N4754A	1	39	6.5	DO-41
1N4755A	1	43	6	DO-41
1N4756A	1	47	5.5	DO-41
1N4757A	1	51	5	DO-41
1N4758A	1	56	4.5	DO-41
1N4759A	1	62	4	DO-41
1N4760A	1	68	3.7	DO-41
1N4761A	1	75	3.3	DO-41
1N4762A	1	82	3	DO-41
1N4763A	1	91	2.8	DO-41
1N4764A	1	100	2.5	DO-41

ANEXO N°3 Tabla de diodos Schottky

Código	TENSION IN VERSA VRRM (V)	CORRIENTE PROMEDIO I _o (A)	Vf MAX (V)	Corriente de transitorio IFSM (A)	Marca	Encapsula do	Figura
95SQ015	15	9	0.25	400	I.R.	AXIAL	C
MBR4015LWT *# &	15	40	0.42	400	MOTOROLA	TO-247	F
MBR1535CT *	35	15	0.84	150	GSI	TO-220	E
MBR1635	35	16	0.6	150	GSI	TO-220	E
MBR2535CT *	35	25	0.73	150	MOTOROLA	TO-220	E
30CPQ035 *	35	30	0.64	265	I.R.	TO-247	F
50HQ035	35	54	0.77	765	I.R.	DO-5	G
SB540	40	5	0.57	250	G.I.	AXIAL	C
MBRD640CTG *	40	6	0.9	75	ON SEMI	TO-263	Y
SB840	40	8	0.65	150	G.I.	TO-220	E
80SQ040	40	8	0.7	380	I.R.	AXIAL	C
MBR3040PT *	40	30	0.76	200	MOTOROLA	TO-247	F
80SQ045	45	8	0.7	380	I.R.	AXIAL	C
MBR745	45	7	0.72	150	MOTOROLA	TO-220	E
MBR1045	45	10	0.72	150	MOTOROLA	TO-220	E
12CTQ045 *	45	12	0.53	140	I.R.	TO-220	E
MBR1545CT *	45	15	0.84	150	ON	TO-220	E
MBRB1545CT *	45	15	0.7	150	G.I.	TO-263AB	S
MBR1645	45	16	0.6	150	MOTOROLA	TO-220	E
MBR2045CT *	45	20	0.57	200	I.R.	TO-220	E
MBR3045PT *	45	30	0.76	200	MOTOROLA	TO-247	F
MBRB2545CT *	45	30	0.82	150	MOTOROLA	TO-263AB	S
MBR2545CT *	45	30	0.73	150	MOTOROLA	TO-220	E
40CPQ045 *	45	40	0.43	-	I.R.	TO-247	F
30CTQ050 *	50	30	0.67	265	I.R.	TO-220	E
50SQ060	60	5	0.52	290	I.R.	AXIAL	C
MBRD660CTG *	60	6	0.9	75	ON SEMI	TO-263	Y
MBR1060	60	10	0.72	150	MOTOROLA	TO-220	E
30CTQ060 *	60	30	0.67	265	I.R.	TO-220	E
30CPQ060 *	60	30	0.67	265	I.R.	TO-247	F
50SQ080	80	5	0.52	290	I.R.	AXIAL	C
8TQ080	80	8	0.8	225	I.R.	TO-220	E
16CTQ100 *	100	16	0.58	275	I.R.	TO-220	E
MBR20100CTG *	100	20	0.7	150	MOTOROLA	TO-220	E
MBRB20100CT *	100	20	0.7	150	MOTOROLA	TO-263AB	S
80CPQ150 *	150	80	0.71	500	I.R.	TO-247	F
40EPF04	400	40	1	400	I.R.	TO-247	F