



UNIVERSIDAD NACIONAL
AUTÓNOMA DE
MÉXICO

UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE MÉXICO

FACULTAD DE INGENIERÍA

DISEÑO Y CONSTRUCCIÓN DE UN BANCO DE PRUEBAS
PARA BATERÍAS Y SUPERCAPACITORES

T E S I S

QUE PARA OBTENER EL GRADO DE:
INGENIERO ELÉCTRICO-ELECTRÓNICO

P R E S E N T A:

ANTONIO DOMÍNGUEZ PONCE

DIRECTOR:

DR. LUIS A. ÁLVAREZ-ICAZA LONGORIA

CODIRECTOR:

M.I. ALDO C. ROMERO BECERRIL

MÉXICO, D.F. 2012



Universidad Nacional
Autónoma de México



UNAM – Dirección General de Bibliotecas
Tesis Digitales
Restricciones de uso

DERECHOS RESERVADOS ©
PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL

Todo el material contenido en esta tesis esta protegido por la Ley Federal del Derecho de Autor (LFDA) de los Estados Unidos Mexicanos (México).

El uso de imágenes, fragmentos de videos, y demás material que sea objeto de protección de los derechos de autor, será exclusivamente para fines educativos e informativos y deberá citar la fuente donde la obtuvo mencionando el autor o autores. Cualquier uso distinto como el lucro, reproducción, edición o modificación, será perseguido y sancionado por el respectivo titular de los Derechos de Autor.

JURADO ASIGNADO:

Presidente: M.I. Rolando Alberto Carrera Méndez
Vocal: Dr. Luis Agustín Álvarez-Icaza Longoria
Secretario: Ing. Arturo Zapata y Rosales
1er. Suplente: Dr. Paul Rolando Maya Ortíz
2o. Suplente: Ing. Vicente Flores Olvera

La Tesis se realizó en:
Instituto de Ingeniería-UNAM

TUTOR DE TESIS:

Dr. Luis A. Álvarez-Icaza Longoria

Agradecimientos

A Dios por guiarme hasta esta instancia.

A mi familia por todo el apoyo que me brindó.

A la UNAM por dar la oportunidad a todo aquel que desea estudiar.

A mis amigos por ser parte de mi vida.

Finalmente a los profesores que me impartieron clases a lo largo de mi vida de estudiante.

Sinceramente GRACIAS...

Índice general

1. Introducción	7
1.1. Baterías	9
1.1.1. Tipos de baterías electroquímicas	10
1.1.2. Especificaciones de las baterías	11
1.2. Supercapacitores	12
1.2.1. Tipos de supercapacitores	12
1.2.2. Especificaciones de los supercapacitores	13
1.3. Tipos de modelos matemáticos	14
2. Convertidores de corriente continua	15
2.1. Introducción	15
2.2. Convertidores conmutados	16
2.2.1. El convertidor conmutado básico	16
2.2.2. El convertidor reductor (<i>buck</i>)	17
2.2.3. El convertidor elevador (<i>boost</i>)	27
2.3. Uso del MOSFET como interruptor	32
2.3.1. El MOSFET de enriquecimiento	33
2.3.2. Funcionamiento del MOSFET	34
2.4. El MOSFET como interruptor de potencia	37
2.4.1. Tipos de conmutación	37
2.4.2. Efectos internos del MOSFET	37
2.4.3. La conmutación superior	38
3. Diseño del banco de pruebas	47
3.1. Rango de operación del banco de pruebas	47
3.1.1. Parámetros L y C en el convertidor reductor (<i>buck</i>)	47
3.1.2. Parámetros L y C en el convertidor elevador (<i>boost</i>)	49
3.1.3. Cálculo de disipadores de calor	50
3.2. Topología final del banco de pruebas	52
3.2.1. Descripción del circuito de la carga activa	53
4. Realización final del banco de pruebas	55

5. Simulaciones y pruebas	59
5.1. Simulaciones	59
5.2. Pruebas a la carga activa	63
5.2.1. Pruebas al convertidor reductor (<i>buck</i>)	63
5.2.2. Pruebas al convertidor elevador (<i>boost</i>)	64
5.2.3. Pruebas al circuito de protección	65
6. Conclusiones y trabajo a futuro	67
A. Diagramas	71
B. Tablas	91
C. Lógica del diseño	93

Capítulo 1

Introducción

El almacenamiento de energía eléctrica ha sido un problema a resolver desde poco después del descubrimiento de la electricidad como forma de energía utilizable. Hasta el día de hoy sólo se conocen tres elementos para almacenar energía eléctrica, ya sea en forma de carga eléctrica o en forma de campo electromagnético. El inductor por parte del campo electromagnético, el capacitor y la batería del lado de la carga eléctrica. El inductor para almacenamiento como tal se descarta, al requerirse inductores de tamaño colosal para almacenar una cantidad de energía significativa.

Así, quedan el capacitor y la batería en el contexto de almacenamiento de energía eléctrica. El estudio del comportamiento de estos dos elementos es fundamental para obtener un almacenamiento óptimo. Para esto es imperativo observar sus variables físicas a corto y largo plazo en diferentes entornos y condiciones. Así, con fines de estudio, se requiere un dispositivo que permita hacer pruebas y observar el comportamiento de estos elementos.

La finalidad del presente trabajo es la construcción de un banco de pruebas, llamado también *carga activa*, que sea versátil, económico y fiable, permitiendo de una manera sencilla obtener datos y mediciones para facilitar la validación modelos matemáticos que describen en forma cuantitativa el comportamiento de baterías y capacitores.

Además de lo anterior, la adecuación de parámetros como tensión y corriente eléctrica para baterías y capacitores escogidos (baterías de iones de litio y supercapacitores), le dan al diseño del banco de pruebas sencillez y versatilidad. El diseño es versátil en el sentido de que la carga activa puede adecuarse a diferentes entornos, como por ejemplo, conectarse con una tarjeta de programación para el procesamiento de datos, de agregar módulos electrónicos para fines de control, etc. Otra ventaja a resaltar es la facilidad de reparación de la carga activa, por el hecho de ser construida con elementos electrónicos de uso común, se hará, en caso de ser necesario, una reparación económica.

Para la construcción del banco de pruebas o carga activa; se ha realizado un estudio completo acerca de fuentes de corriente continua (CC), siendo estas la base de la carga activa. Las llamadas fuentes conmutadas son elegidas por su eficiencia en la alimentación de dispositivos electrónicos de alta precisión y desempeño, tanto en corriente como en

tensión. Dos topologías de fuentes conmutadas han sido elegidas por sus características como los componentes de carga y descarga necesarios en baterías y capacitores, estas son las del circuito elevador (*boost*) y el circuito reductor (*buck*).

Las baterías y capacitores no son hechos para una sola aplicación. Y hoy en día se han diversificado los tipos de baterías y capacitores en el mercado. Las baterías han pasado desde ácido-plomo, hasta litio-polímero y los capacitores han pasado desde capacitores electrolíticos hasta ultracapacitores. Cada uno tiene características distintas que los hacen adecuados para una aplicación u otra.

La diferencia entre un capacitor y una batería radica en dos cosas: la potencia que pueden entregar y la carga que pueden almacenar. Las baterías pueden almacenar una gran cantidad de carga eléctrica pero no puede entregar mucha potencia, los capacitores pueden entregar gran potencia instantánea pero no almacenar gran cantidad de carga eléctrica. Hay investigadores como [10], [15], [3] y [7], que han llegado a la conclusión de que si se combinan las virtudes de baterías y capacitores se podría obtener un almacenamiento de energía mucho más eficiente.

Pensando en esto ya se han puesto en funcionamiento aparatos eléctricos como vehículos para el transporte. Estos antes funcionaban exclusivamente con baterías y tenían desventajas como el espacio para las mismas, el peso y la deficiencia en potencia. El uso de capacitores en estos vehículos ha reducido considerablemente los problemas antes mencionados pero con otra ventaja extra como lo es el alargamiento en la vida de las baterías. Si se toma en cuenta lo anterior, inevitablemente los beneficios van directamente, en el caso de los vehículos eléctricos, tanto en el coste como en el medio ambiente.

Para llegar a una combinación adecuada de baterías y capacitores, se requieren de modelos matemáticos y pruebas de laboratorio. Las pruebas reportadas en artículos como [8] y [5] son de las más comunes, se carga y descarga una batería o un capacitor, se toman datos, se comparan con un modelo matemático propuesto, y por último se validan resultados. En el presente trabajo se diseñará y construirá el banco de pruebas para cargar y descargar baterías y supercapacitores, que haga posible la ejecución de distintas pruebas y experimentos.

La idea de cómo se cargarán y descargarán los elementos es la siguiente. Se construirá un circuito reductor de tensión para cargar la batería o el capacitor, y para descargar los mismos se utilizará un convertidor elevador de tensión. El tipo de batería a utilizar será la batería de iones de litio SONY-18650, y el tipo de capacitor será un supercapacitor PC10F. La carga activa se diseñará conforme a los parámetros de estos. La Figura 1.1 muestra un esbozo de la topología a utilizar para el diseño del banco de pruebas. En el presente trabajo se utilizarán como sinónimos banco de pruebas y carga activa.

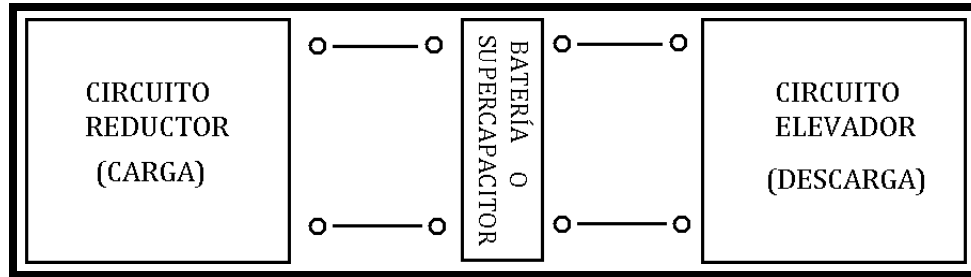


Figura 1.1: Topología general del banco de pruebas

1.1. Baterías

Una batería es un dispositivo electroquímico el cual almacena energía en forma química y cuando se conecta a un circuito eléctrico, la energía química se transforma en energía eléctrica. Todas las baterías son similares en su construcción y están compuestas por una serie de celdas electroquímicas. Cada celda está compuesta de un electrodo positivo, otro negativo, además de un separador, todos ellos sumergidos en una solución electrolítica adecuada al tipo de material de los electrodos. En el momento cuando la batería se descarga, ocurre un proceso electroquímico en los electrodos (reducción en el ánodo y oxidación en el cátodo).

Cuando la batería se está cargando ocurre un proceso electroquímico inverso (oxidación en el ánodo y reducción en el cátodo). Estos dos procesos ocurren en baterías recargables, ya que en las baterías llamadas primarias o no recargables los procesos son irreversibles. Los electrones en las baterías son transportados entre el electrodo positivo y negativo vía un elemento o circuito externo (focos, motores, etc.).

Existen diferentes tipos de material que se usan para almacenar energía y frecuentemente las baterías toman el nombre del tipo de material utilizado para su construcción, de los electrodos y el electrolito: Niquel-Hierro, Litio-Hierro, baterías-ácido-plomo, etc. El material activo utilizado determina la tensión de las celdas y el número de celdas determina la tensión total de la batería.

1.1.1. Tipos de baterías electroquímicas

Las baterías ácido-plomo, de níquel y de iones de litio son las más comunes en la actualidad, también hay derivados de las baterías anteriores que se usan en la industria. En este trabajo sólo se utilizarán baterías de iones de litio por lo que se hará una descripción de la mismas.

Baterías de iones de litio

Existen dos tipos de baterías basadas en litio, las llamadas litio-ion (Li-ion) y las de litio-polímero (Li-pol). El litio es el metal con mayor potencial eléctrico, además es ligero, lo cuál lo convierte en el principal candidato para la construcción de baterías. Al tener problemas con el litio en estado puro siendo un material reactivo, se usan aleaciones de este para la construcción de baterías aunque estas deben operar a una temperatura no mayor a los 45°C. Ahora las vemos principalmente en baterías para celulares, computadoras portátiles o en baterías para vehículos ecológicos. Dentro de las ventajas de las baterías de iones de Litio se encuentran las siguientes:

1. No se tiene efecto memoria (fenómeno de las baterías de níquel en el cual si se recargan antes de ser descargadas totalmente, tienden a actuar como si tuvieran menor capacidad).
2. Poseen altas eficiencias y altas densidades de energía.
3. Poseen una tasa de autodescarga pequeña, 5 % por mes.
4. Tiempo de vida de hasta 1500 ciclos de carga-descarga.

Dentro de las desventajas encontramos las siguientes:

1. Su vida útil se acorta a altas temperaturas y ciclos de descarga profunda.
2. Son frágiles y requieren de circuitos de protección para asegurar su funcionamiento dentro de rangos adecuados de tensión, temperatura y limitar la corriente de descarga.
3. Son peligrosas si no se les manipula de manera correcta.

Las baterías de Li-pol (Litio-Polímero), son una posible mejora con respecto a las baterías Li-ion (Iones de Litio), pues como electrolito se utiliza un gel que reduce la descomposición al reaccionar con los electrodos, su tasa de autodescarga es del 5 % por mes. En cuanto a desventajas, las baterías de Li-pol deben operar a temperaturas alrededor de los 65 °C para permitir una buena conductividad en el electrolito, su tiempo de vida es de unos 600 ciclos de carga-descarga.

1.1.2. Especificaciones de las baterías

- **Tensión:** Es la tensión nominal entre las terminales de la batería y en prácticamente todos los casos la tensión viene especificada en la misma batería. Indica si la batería es adecuada para cierta aplicación, su unidad de medición está en volts V.
- **Corriente:** Se refiere a la cantidad máxima de corriente que puede suministrar la batería por periodos cortos de tiempo. Su unidad de medición está en amperes A.
- **Resistencia interna:** Se refiere a la abstracción de una resistencia en el interior de la batería que provoca la descarga de la misma por medio de calor. Esta resistencia no es otra cosa sino el resultado de procesos de difusión, conducción y óxido-reducción dentro de la batería, su unidad de medición está en Ohms Ω .
- **Capacidad:** Es la cantidad energía puede almacenar una batería. Sin embargo la cantidad de energía extraíble de una batería depende de muchos factores entre ellos la temperatura, la edad, la tasa de descarga y la tecnología. La unidad de la capacidad de una batería generalmente es de Ampere-hora Ah. Esta medición indica qué cantidad de corriente puede ser extraída de una batería a una tasa constante y por un periodo de tiempo determinado. Así pues, una batería que especifique 2 Ah **C**/4 podrá suministrar 2 Ah durante 4 horas de descarga, es decir, 500 mA durante 4 horas, aunque cabe aclarar que la batería no suministra 1 A durante 2 horas, para tal caso sería la especificación siguiente: 2 Ah **C**/2.
- **Estado de carga (EDC):** Indica qué porcentaje de la capacidad nominal de una batería está disponible.
- **Profundidad de descarga:** Indica qué cantidad de la capacidad total de una batería ha sido drenada. Generalmente se da en porcentaje. Por ejemplo; si una batería ha llegado a un 40 % de su capacidad nominal, sufrió una profundidad de descarga del 60 %. Las descargas profundas agotan la vida útil de una batería, no importando la tecnología con la cual se hizo. Como ejemplo; una batería con vida de 300 ciclos de carga y descarga al 80 % de su capacidad nominal, puede durar hasta 600 ciclos si se descarga solo al 50 % de su capacidad nominal.
- **Densidad de potencia o potencia específica:** Este parámetro indica cuánta potencia puede extraerse de la batería, por unidad de batería, peso o volumen.
- **Densidad de energía o energía específica:** Indica qué cantidad de energía puede extraerse de la batería, por unidad de batería, peso o volumen.
- **Tasa de autodescarga:** Velocidad con que la batería se descarga cuando está desconectada de cualquier carga por un tiempo considerable, causada básicamente por la resistencia interna que produce pérdidas en la energía almacenada. La rapidez con que se descarga la batería depende de su edad y de la tecnología de construcción.

- **Temperatura:** Condiciones de temperatura recomendables para la operación de una batería que evitan alteraciones en su capacidad, lo que causa envejecimiento prematuro de los electrodos a temperaturas altas. Las temperaturas de operación son críticas, ya que el excederse podrían llevar en algunos casos a explosiones de las baterías.
- **Ciclo de vida:** Es la cantidad de ciclos de carga y descarga a los cuales puede someterse una batería antes de mostrar un deterioro considerable.

1.2. Supercapacitores

Los supercapacitores o ultracapacitores son dispositivos de almacenamiento de energía que pueden proveer altas densidades de potencia. Esa densidad de potencia supera a la de las baterías y la de los capacitores electrolíticos convencionales, ya que ofrecen una mayor capacitancia en poco espacio. Dependiendo del material con el cual son fabricados los electrodos, hay tres tipos de categorías para los supercapacitores.

1.2.1. Tipos de supercapacitores

1. **Capacitores de doble capa eléctrica (CDCE):** Estos supercapacitores consisten en electrodos de carbono poroso sumergidos en una solución electrolítica acuosa igual a la usada en el separador. Tienen ciclos de vida largos entre unos 500,000 ciclos de carga-descarga a un 100 % de profundidad de descarga, no operan bajo reacciones electroquímicas peligrosas, además de tener altas eficiencias, entre 85 % y 95 %. Siendo muy pequeñas las distancias de separación del electrodo y el electrolito, permiten obtener capacitancias increíblemente altas de hasta 5000 F y densidades de potencia de 10,000 W/kg. Debido a su baja densidad de energía los CDCE no pueden sostener descargas por largos periodos de tiempo. Sin embargo, su manejo en picos de potencia y ciclos de descarga rápidos los hacen ideales como suministros temporales almacenando energía regenerativa y ayudando cuando la demanda de potencia crece inesperadamente. Actualmente los supercapacitores más comunes son los CDCE por su bajo costo de fabricación.
2. **Pseudocapacitores:** Estos están contruidos con electrodos de óxidos metálicos como óxido de rutenio, tienen electrolitos con base en agua y sus densidades de potencia y energía pueden alcanzar valores más altos que los supercapacitores CDCE. Sin embargo, la tecnología para realizarlos es aún muy cara, además las tensiones de celdas son muy bajas porque la solución electrolítica es con base en agua.
3. **Supercapacitores híbridos:** Ofrecen altas densidades de potencia y energía al combinar las propiedades de baterías y supercapacitores, no obstante la tecnología es nueva y poco probada, son usados principalmente en aplicaciones militares.

1.2.2. Especificaciones de los supercapacitores

- **Tensión:** Es a la tensión máxima soportada en las terminales del supercapacitor para determinar si es adecuado para cierta aplicación. Su unidad de medición está en Volts V.
- **Corriente:** Se refiere a la corriente máxima a la cuál puede ser cargado o descargado el supercapacitor de manera continua. También se menciona la corriente de corto circuito con la cual se destruiría la celda, su unidad de medición está en Amperes A.
- **Resistencia interna:** Se refiere a la abstracción de una resistencia dentro del capacitor, la cual es producto de reacciones químicas dentro del supercapacitor. Con ella se puede determinar cuanta potencia se disipará en los procesos de carga-descarga. Cabe señalar que la resistencia interna varía con la frecuencia de operación, su unidad de medición está en Ohms Ω .
- **Capacitancia:** Es la capacitancia total de supercapacitor normalmente dada en Farads F.
- **Capacidad:** Es la medida de cuánta energía puede almacenar el capacitor.
- **Estado de carga (EDC):** Indica qué porcentaje de la capacidad nominal de un capacitor está disponible, se define como tensión actual dividida por la tensión máxima.
- **Profundidad de descarga:** Indica qué cantidad de la capacidad total de un capacitor se ha usado, normalmente dada en porcentajes.
- **Densidad de energía o energía específica:** Indica cuánta energía puede extraerse de un supercapacitor.
- **Taza de autodescarga:** Indica la corriente de fuga producto de la resistencia interna.
- **Temperatura:** Nos indica las temperaturas donde se dañaría el supercapacitor, o en su caso, el rango de temperatura de operación.
- **Ciclo de vida:** Se refiere al número de ciclos de carga-descarga a los que se puede someterse un supercapacitor antes de mostrar un deterioro considerable.

1.3. Tipos de modelos matemáticos

Hoy en día se conocen tres tipos de modelos para el análisis de los supercapacitores y las baterías:

- **Modelos de circuito equivalente:** Estos modelos se representan con redes eléctricas, que son muy claros acerca del funcionamiento tanto de la batería como del supercapacitor en análisis simples. No obstante, para análisis profundos, los modelos se complican y por ello varios autores, como por ejemplo [5], se ven en la necesidad de prescindir de parámetros físicos propios de las baterías para poder simplificar sus modelos.
- **Modelos heurísticos:** Estos modelos son relaciones estáticas o dinámicas de los parámetros físicos de las baterías o supercapacitores, tales como son corriente, temperatura, tensión y el estado de carga de la celda. Sin embargo, no cuentan con una base física y, a pesar de que tienen un buen desempeño, se necesita conocer a profundidad el comportamiento del dispositivo involucrado.
- **Modelos electroquímicos:** Se basan en leyes de conservación de energía, transporte de material, adsorción e intercalación para deducir las ecuaciones con las que se describen procesos en baterías y supercapacitores. Los parámetros toman un significado físico a través del modelado en ecuaciones en derivadas parciales y espaciales.

Los modelos electroquímicos son los más adecuados para entender de manera detallada el comportamiento de baterías y supercapacitores. Esto es necesario a la hora de hacer aplicaciones en almacenamiento de energía, tanto para su coste como para su eficiencia. Un claro ejemplo de ello lo vemos hoy en día en los vehículos ecológicos, que han sido beneficiados en dos factores prioritarios: rendimiento y peso.

Capítulo 2

Convertidores de corriente continua

2.1. Introducción

En los inicios de la industria no se contaba con equipos eléctricos, todas las funciones eran ejecutadas por agentes humanos o mecánicos. Luego se comienza la introducción paulatina de equipos eléctricos poco sofisticados, cuyos requerimientos energéticos eran muy básicos. En el momento en que se desarrolló el primer sistema electrónico surgió la necesidad de disponer de una fuente de energía que fuera capaz de cumplir con las especificaciones de potencia de dichos sistemas.

En un principio se implantaron fuentes primarias, con una regulación pobre o nula, las cuales se conocen como fuentes lineales. Consistían de un transformador que reducía una tensión de entrada alterna a otra tensión alterna menor, seguida de un puente de diodos, una resistencia o potenciómetro para regular la amplitud y un filtro RC (resistencia-capacitor) para estabilizar la salida. Los inconvenientes al utilizar este tipo de fuentes son el espacio, el peso y la disipación de la mayor parte de la energía en forma de calor, además de que la tensión de salida no se mantiene constante, es decir, varía según la carga aplicada. Sin embargo, con la llegada del transistor a la vida de la electrónica todo cambió. Las nuevas formas e invenciones llevaron al descubrimiento de los reguladores de tensión.

Este tipo de reguladores llevó a la industria de la electrónica de las fuentes por nuevos horizontes. Hay ventajas sobre todo en la estabilización de tensión a la salida con rizados muy pequeños, casi nulos o despreciables. Pero la eficiencia de estas fuentes es muy baja, y la pérdida de potencia a veces es de un 80% o más cuando la demanda de corriente es muy poca, lo que llevó a la necesidad de un estudio más profundo acerca de las fuentes.

Antes de escribir sobre los convertidores conmutados es importante conocer la estructura de un convertidor de corriente continua lineal. La idea básica es utilizar el circuito mostrado en la Figura 2.1 con el cual se puede analizar que la tensión de salida

va dada simplemente por la ley de ohm

$$V_0 = I_L R_L ,$$

donde la corriente de carga es controlada por el transistor, aumentando o disminuyendo la corriente de base. En este caso la fuente se llama convertidor corriente continua-corriente continua (CC-CC) lineal ya que el transistor opera en región lineal en lugar de corte y saturación, comportándose como una resistencia variable.

Sin embargo, en este diseño básico la potencia absorbida por la carga es $V_0 I_L$ y la potencia absorbida por el transistor es $V_{CE} I_L$. Si se analiza se descubre que para una corriente de base pequeña, la potencia disipada en el transistor es mucho mayor comparada con la potencia absorbida por la carga. Por ejemplo, si la demanda de tensión a la salida es una cuarta parte de la tensión de entrada, el 75 % de la potencia es disipada por el transistor, mientras sólo el 25 % de la potencia es absorbida por la carga, comprendiendo así cómo las fuentes primarias son ineficientes¹.

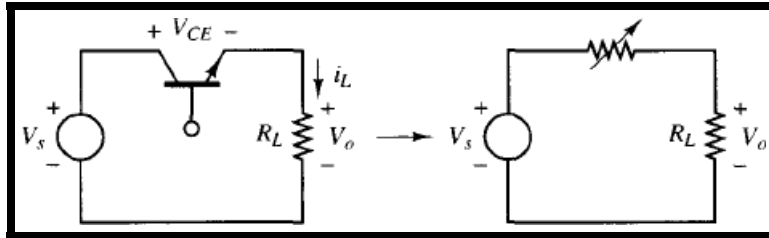


Figura 2.1: Regulador lineal básico

2.2. Convertidores conmutados

2.2.1. El convertidor conmutado básico

Una alternativa más eficiente al regulador lineal es el convertidor conmutado. Un transistor fungirá como interruptor electrónico ya que se utilizará en corte y saturación. Por esta razón se le conoce como circuito troceador (*chopper*). Si se supone que el circuito de la Figura 2.2a es ideal, la salida es igual a la entrada cuando el interruptor está cerrado, y es cero cuando el interruptor está abierto. La apertura y cierre periódicos del interruptor producen una salida de pulsos como se muestra en la Figura 2.2c.

La media o componente continua de la salida es

$$V_0 = \frac{1}{T} \int_0^T V_0(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{DT} V_S dt = V_S D . \quad (2.1)$$

¹Parte de este capítulo contiene extractos de [12] y [14].

La componente continua de la salida se controla ajustando el ciclo de trabajo D , que es la fracción del periodo en la que el interruptor está cerrado:

$$D \equiv \frac{t_{\text{conducción}}}{t_{\text{conducción}} + t_{\text{corte}}} = \frac{t_{\text{conducción}}}{T} = t_{\text{conducción}}f, \quad (2.2)$$

siendo f la frecuencia de conmutación en Hertz. En este circuito la componente continua de la salida será menor o igual a la entrada. La potencia absorbida por el interruptor ideal es cero, pues cuando el interruptor está abierto no pasa corriente por él, cuando el interruptor está cerrado, no cae tensión en el mismo.

Por lo tanto, la carga absorbe toda la potencia y la eficiencia de energía es del 100 %. En un interruptor real se producirán pérdidas porque la tensión del interruptor no será cero cuando conduzca y el interruptor deberá pasar por la región lineal al ir de un estado a otro.

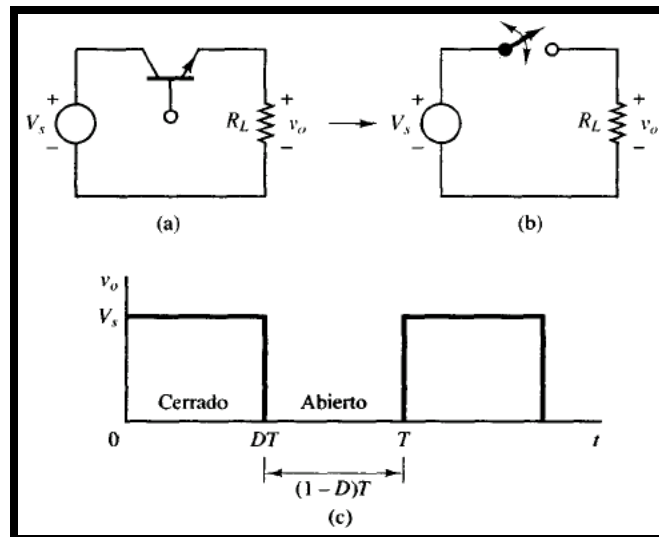


Figura 2.2: a) Convertidor básico conmutado, b) Equivalente para conmutación, c) Tensión de salida

Existen por lo menos cuatro tipos de convertidores de CC-CC (corriente continua-coriene continua), sin embargo sólo se analizarán dos tipos de convertidores, reductor y elevador, que corresponden al propósito de este trabajo. Para un estudio más completo de convertidores CC-CC el lector puede dirigirse a [12], [13], [19], [16], y [18]. Aunque en todos los libros mencionados anteriormente se puede encontrar información acerca de los convertidores CC-CC, se recomienda [13] para aquel lector que requiera detalles.

2.2.2. El convertidor reductor (*buck*)

En algunas aplicaciones puede ser suficiente controlar la componente continua de una salida de pulsos como en la mostrada en la Figura 2.2c, pero muchas veces el

objetivo es producir una salida que sea continua pura. Una manera de obtener una salida continua en el circuito de la Figura 2.2a es insertando un filtro pasobajas después del interruptor. En la Figura 2.3a se muestra un filtro pasobajas con un inductor y un capacitor añadido al convertidor básico.

El diodo proporciona un camino a la corriente de la bobina cuando el interruptor está abierto y se polariza en inversa cuando el interruptor está cerrado. Este circuito se denomina convertidor reductor porque la tensión de salida es menor que la de entrada.

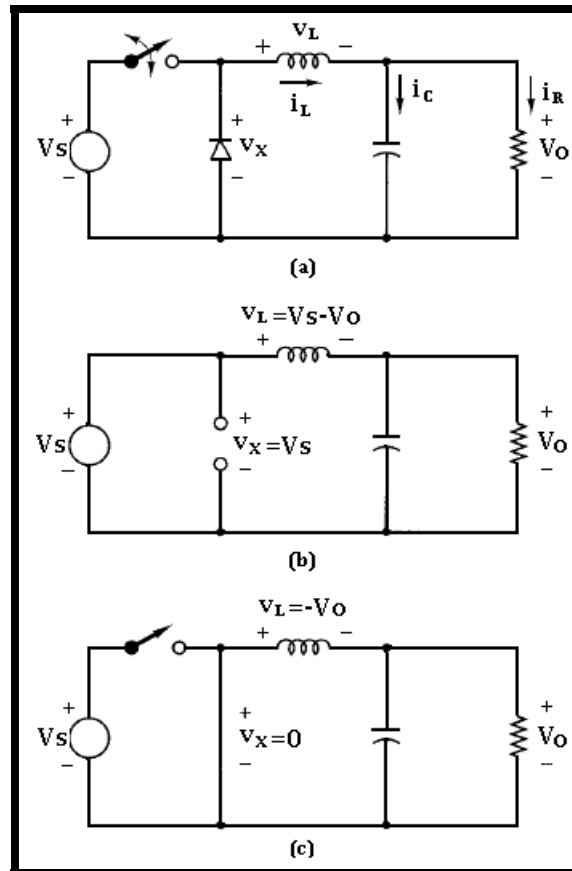


Figura 2.3: a) Convertidor reductor, b) Equivalente con interruptor cerrado, c) Equivalente con interruptor abierto

Relaciones constitutivas

Si el filtro pasobajas es ideal, la tensión de salida es la media de la tensión de entrada del filtro. La entrada del filtro, V_S en la Figura 2.3a, es V_S cuando el interruptor está cerrado y cero cuando está abierto, siempre que la corriente del inductor sea positiva y

el diodo conduzca. Si el interruptor se cierra de forma periódica con un ciclo de trabajo D , la tensión media en la entrada del filtro es $V_S D$ como se indica en la ecuación (2.1).

Para este análisis suponemos que el diodo está polarizado en directa siempre que el interruptor esté abierto, y que la corriente en el inductor es positiva. Una corriente en el inductor que sea positiva en todo el intervalo de conmutación se denomina *corriente permanente*. Por el contrario, la corriente discontinua se caracteriza porque la corriente en el inductor pasa por cero en cada periodo.

Otra forma de analizar el funcionamiento del convertidor reductor de la Figura 2.3a es examinar la corriente y la tensión del inductor. Este método de análisis será útil para diseñar el filtro y para analizar los circuitos que se presentarán más adelante.

Las propiedades del convertidor reductor serán las siguientes:

1. La corriente en el inductor es periódica:

$$i_L(t + T) = i_L(t) \quad (2.3)$$

2. La tensión media en el inductor es cero:

$$V_L = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} v_L(\lambda) d\lambda = 0 \quad (2.4)$$

Si la corriente en el inductor es periódica, la energía acumulada al final de un periodo es igual a la energía que tenía al principio. Si no existe una transferencia de potencia neta quiere decir que *la potencia media absorbida por un inductor es cero para funcionamiento periódico en régimen permanente*.

$$P_L = 0$$

La potencia instantánea

$$p(t) = v(t)i(t)$$

no tiene por qué ser cero, ya que la potencia puede ser absorbida durante una parte del periodo y devuelta al circuito durante otra parte del periodo. Además, a partir de la relación tensión-corriente del inductor

$$i(t_0 + T) = \frac{1}{L} \int_{t_0}^{t_0+T} v_L(t) dt + i(t_0) ,$$

reordenando y sabiendo que los valores inicial y final son iguales para corrientes periódicas resulta

$$i(t_0 + T) - i(t_0) = \frac{1}{L} \int_{t_0}^{t_0+T} v_L(t) dt = 0 .$$

Multiplicando por L/T se obtiene una expresión equivalente a la tensión media en la bobina durante un periodo:

$$\text{med}[v_L(t)] = V_L = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} v_L(t) dt = 0 .$$

Por lo tanto, *para corrientes periódicas, la tensión media en un inductor es cero*.

3. La corriente media en el capacitor es cero

$$I_C = \frac{1}{T} \int_t^{t+T} i_C(\lambda) d\lambda = 0 . \quad (2.5)$$

Para un capacitor la energía almacenada es

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

si la tensión del capacitor es una señal periódica, la energía almacenada al final y al principio de un periodo es la misma. Por lo tanto, *la potencia media absorbida por el capacitor es cero para el funcionamiento periódico en régimen permanente:*

$$P_C = 0 .$$

A partir de la relación tensión-corriente del capacitor

$$v(t_0 + T) = \frac{1}{C} \int_{t_0}^{t_0+T} i_C(t) dt + v(t_0) ,$$

reordenando y sabiendo que los valores inicial y final son iguales para las tensiones periódicas, resulta

$$v(t_0 + T) - v(t_0) = \frac{1}{C} \int_{t_0}^{t_0+T} i_C(t) dt = 0 .$$

Multiplicando por C/T se obtiene una expresión para la corriente media en el condensador en un periodo:

$$\text{med}[i_C(t)] = I_C = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} i_C(t) dt = 0 .$$

Por lo tanto, *para tensiones periódicas, la corriente media en un capacitor es cero.*

4. La potencia entregada por la fuente es igual a la suministrada a la carga. Cuando los componentes no son ideales, la fuente también suministra las pérdidas:

$$\begin{aligned} P_S &= P_0 \text{ (ideal)} \\ P_S &= P_0 + \text{pérdidas (real)} . \end{aligned} \quad (2.6)$$

Para analizar el convertidor reductor de la Figura 2.3a, comenzaremos suponiendo lo siguiente:

1. El circuito opera en régimen permanente.
2. La corriente en el inductor es siempre positiva.

3. El valor del capacitor es muy grande y la tensión de salida se mantiene constante a una tensión V_0 .
4. El periodo de conmutación es T ; el interruptor estará cerrado un tiempo DT y estará abierto el resto del tiempo $(1 - D)T$.
5. Los componentes son ideales.

No se realizará un análisis en corriente discontinua ya que no es necesario para los propósitos de este trabajo. Además se consideran los componentes ideales por simplicidad en los cálculos, sin embargo, en el capítulo dos de [13] se puede ver que los resultados de un análisis con componentes reales son muy parecidos a los hechos con componentes ideales. El lector puede percatarse de que los cálculos para determinar inductores y capacitores en [13], [18], [12], [16], son distintos entre sí. Sin embargo los valores obtenidos tanto para inductores como para capacitores aseguran el régimen permanente. Para un análisis en corriente discontinua el lector puede dirigirse a [19], [18], [12], [16], [13] en la bibliografía.

Análisis con el interruptor cerrado

Cuando el interruptor está cerrado en el convertidor reductor de la Figura 2.3a, el diodo se polariza en inversa y el circuito equivalente es el mostrado en la 2.3b. La tensión en el inductor es

$$v_L = V_S - V_0 = L \frac{di_L}{dt} .$$

Reordenando los términos obtenemos

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_S - V_0}{L} .$$

Como la derivada de la corriente es una constante positiva, la corriente aumenta linealmente como se muestra en la figura 2.4b. La variación de la corriente cuando el interruptor está cerrado se calcula modificando la ecuación anterior tal que

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_S - V_0}{L} , \\ (\Delta i_L)_{\text{cerrado}} &= \left(\frac{V_S - V_0}{L} \right) DT . \end{aligned} \tag{2.7}$$

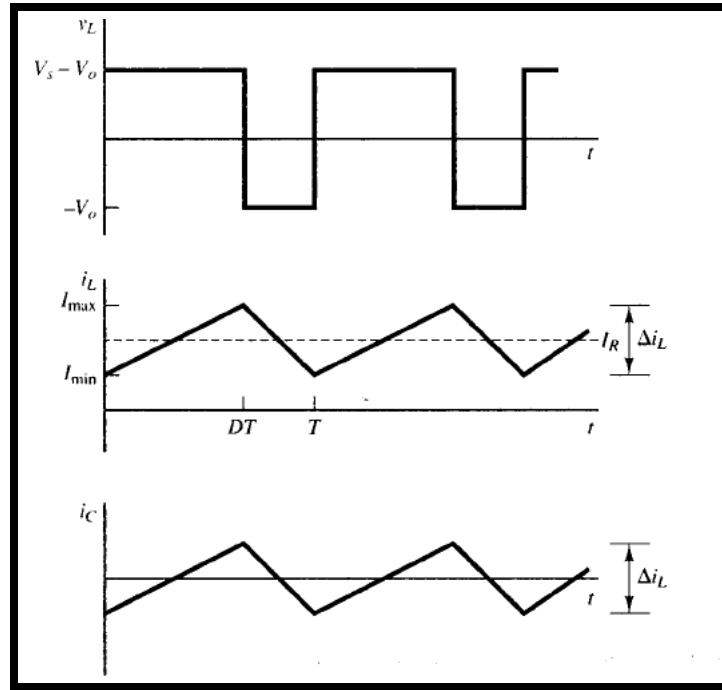


Figura 2.4: Formas de onda del convertidor reductor: a) Tensión en el inductor, b) Corriente en el inductor, c) Corriente en el capacitor

Análisis con el interruptor abierto

Cuando el interruptor está abierto, el diodo se polariza en directa para dejar pasar la corriente del inductor y se aplica el circuito equivalente de la Figura 2.3c. Cuando el interruptor está abierto, la tensión en el inductor es

$$v_L = -V_0 = L \frac{di_L}{dt} .$$

Reordenando los términos se obtiene

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{-V_0}{L} .$$

La derivada de la corriente en el inductor es una constante negativa por lo cual la corriente disminuye linealmente como se muestra en la Figura 2.4b. La variación de la corriente en el inductor cuando el interruptor está abierto es

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{-V_0}{L} ,$$

$$(\Delta i_L)_{abierto} = - \left(\frac{V_0}{L} \right) (1-D)T . \quad (2.8)$$

En la operación en régimen permanente, es necesario que la corriente del inductor sea la misma al final y al principio de cada ciclo de conmutación, por lo que la variación neta de la corriente del inductor en un periodo será cero. Para ello se debe cumplir

$$(\Delta i_L)_{cerrado} + (\Delta i_L)_{abierto} = 0$$

Utilizando las ecuaciones (2.7) y (2.8)

$$\left(\frac{V_S - V_0}{L}\right) DT - \left(\frac{V_0}{L}\right) (1 - D)T = 0$$

Despejando V_0 ,

$$V_0 = V_S D \quad (2.9)$$

Que es el mismo resultado que el obtenido en la ecuación (2.1). Así se demuestra que *el convertidor reductor produce una salida menor o igual a la entrada*. Otra forma de calcular la tensión de salida se basa en la tensión del inductor como se muestra en la Figura 2.4a. Dado que la tensión media en el inductor es cero en régimen permanente,

$$V_L = (V_S - V_0)DT + (-V_0)(1 - D)T = 0 .$$

Al despejar V_0 en la ecuación anterior se obtiene el mismo resultado que se obtiene en la ecuación (2.9), $V_0 = V_S D$.

Hay que observar que la tensión de salida sólo depende de la entrada y del ciclo de trabajo D . Si la tensión de entrada fluctúa, la tensión de salida puede regularse ajustando el ciclo de trabajo adecuadamente. Se precisa un bucle de realimentación para muestrear la tensión de salida, compararla con una referencia y configurar correctamente el ciclo de trabajo del conmutador.

La corriente media en el inductor debe ser igual a la corriente media en la resistencia de carga, por que la corriente media en el capacitor debe ser nula cuando opera en régimen permanente, es decir

$$I_L = I_R = \frac{V_0}{R} . \quad (2.10)$$

Como la variación de la corriente en el inductor se puede calcular con las ecuaciones (2.7) y (2.8), los valores mínimo y máximo de la bobina se calcularán de la siguiente manera:

$$\begin{aligned} I_{m\acute{a}x} &= I_L + \frac{\Delta I_L}{2} \\ &= \frac{V_0}{R} + \frac{1}{2} \left[\frac{V_0}{L} (1 - D) T \right] \\ &= V_0 \left[\frac{1}{R} + \frac{(1 - D)}{2Lf} \right] , \end{aligned} \quad (2.11)$$

$$\begin{aligned}
I_{\min} &= I_L - \frac{\Delta I_L}{2} \\
&= \frac{V_0}{R} - \frac{1}{2} \left[\frac{V_0}{L} (1-D) T \right] \\
&= V_0 \left[\frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right],
\end{aligned} \tag{2.12}$$

siendo $f = 1/T$ la frecuencia de conmutación en Hertz.

Para que el análisis anterior sea válido, es necesario verificar que existe corriente permanente en el inductor. Una forma sencilla de hacer esta comprobación es calcular la corriente mínima en la bobina utilizando la ecuación (2.12). Como el valor mínimo de la corriente en la bobina debe ser positivo para tener una corriente permanente, no está permitido que el mínimo calculado en la ecuación (2.12) sea negativo, debido al diodo y dicha situación indicaría que la corriente está en modo discontinuo.

El circuito funcionará igualmente en modo discontinuo, pero el análisis anterior no será válido. Se puede utilizar la ecuación (2.12) para determinar la combinación de L y f que producirá corriente permanente. Como $I_{\min} = 0$ es el límite entre corriente permanente y corriente discontinua

$$\begin{aligned}
I_{\min} = 0 &= V_0 \left[\frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right], \\
(Lf)_{\min} &= \frac{(1-D)R}{2}.
\end{aligned} \tag{2.13}$$

Si fijamos la frecuencia de conmutación resulta

$$L_{\min} = \frac{(1-D)R}{2f}, \tag{2.14}$$

siendo L_{\min} la inductancia mínima requerida para que haya corriente permanente.

Rizo de la tensión de salida

En el análisis anterior se ha supuesto que el capacitor era muy grande para que la tensión de salida fuese constante. En la práctica esto no será posible al tener un capacitor de valor finito y no muy grande. La variación periódica de la tensión de salida, o rizo, se calcula a partir de la relación entre la tensión y la corriente del capacitor.

La corriente del capacitor es

$$i_C = i_L - I_R.$$

Esta corriente se muestra en la Figura 2.5a. El capacitor se cargará mientras sea positiva la corriente en el mismo. Aplicando la definición de capacitancia

$$Q = CV_0,$$

$$\Delta Q = C \Delta V_0 ,$$

$$\Delta V_0 = \frac{\Delta Q}{C} .$$

La variación de la carga, ΔQ , es el área del triángulo situado por encima del eje de tiempo, o sea

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{2} \right) \left(\frac{\Delta i_L}{2} \right) = \frac{T \Delta i_L}{8} ,$$

con lo que se obtiene

$$\Delta V_0 = \frac{T \Delta i_L}{8C} .$$

Sustituyendo el valor de Δi_L dado por la ecuación (2.8)

$$|\Delta V_0| = \left| \frac{T}{8C} \frac{V_0}{L} (1-D) T \right| = \left| \frac{V_0 (1-D)}{8LC f^2} \right| . \quad (2.15)$$

En esta ecuación, ΔV_0 es la tensión de rizo pico a pico a la salida, mostrada en la Figura 2.5b. También es útil expresar el rizado como una fracción de la tensión de salida comunmente dada en porcentaje

$$\left| \frac{\Delta V_0}{V_0} \right| = \left| \frac{1-D}{8LC f^2} \right| . \quad (2.16)$$

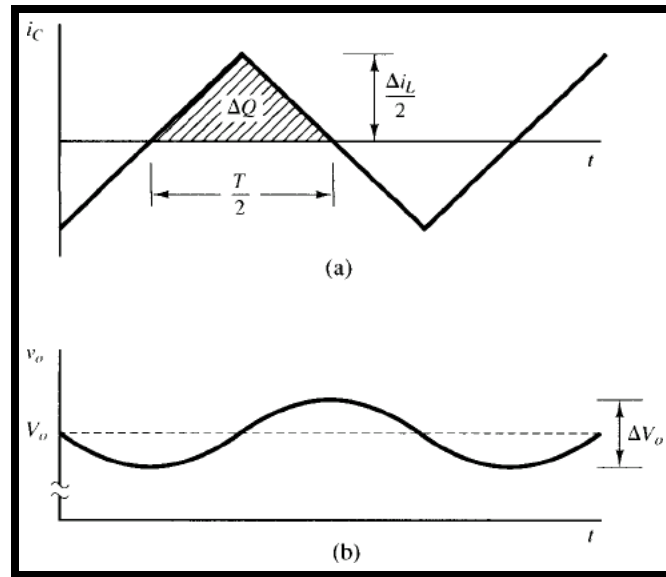


Figura 2.5: Formas de onda a la salida del convertidor reductor: a) Corriente en el capacitor, b) Tensión de rizo en el capacitor.

Si el rizo de salida no es muy grande, la suposición de que la salida es constante es razonable, y el análisis será válido. Dada la suposición de los componentes ideales del convertidor, la potencia entregada por el generador debe ser igual a la potencia absorbida por la resistencia de carga

$$\begin{aligned} P_S &= P_0, \\ V_S I_S &= V_0 I_0, \\ \frac{V_0}{V_S} &= \frac{I_S}{I_0}. \end{aligned} \quad (2.17)$$

Se resalta que la relación anterior es muy parecida a la relación tensión corriente de un transformador de corriente alterna. Por lo tanto, el convertidor reductor es equivalente a un transformador de corriente continua.

Algunas consideraciones para el diseño

La mayoría de los convertidores reductores se diseñan para el funcionamiento en régimen permanente. De la ecuación (2.14) se puede deducir que al aumentar la frecuencia de conmutación se puede reducir el valor del inductor. Asimismo, de la ecuación (2.16) nos percatamos de algo similar. Sin embargo, al tener elementos reales y no ideales, las altas frecuencias causarán el aumento de pérdidas principalmente en el dispositivo que funcione de interruptor, obligando a usar un disipador, además de producir un efecto inductivo dentro del capacitor.

Las frecuencias menores a 25 kHz causarán ruido, ocasionando molestias auditivas. Las frecuencias típicas de operación oscilan entre 25 kHz y 50 khz, pero también se usan frecuencias de cientos de kilohertz para aplicaciones específicas. Una forma de diseño no tan teórica y más práctica de poder seleccionar los valores adecuados del convertidor reductor se muestra en [18],

$$\begin{aligned} L &= \frac{5(V_{on} - V_0)V_0 T}{V_{on} I_{on}}, \\ R_o &= \frac{V_{or}}{I_2 - I_1} = \frac{V_{or}}{0.2 I_{on}}, \\ C_o &= \frac{65(10^{-6})}{R_0} = (65(10^{-6})) \frac{0.2 I_{on}}{V_{or}}. \end{aligned} \quad (2.18)$$

donde:

1. L es el valor del inductor del convertidor reductor.
2. V_{on} es el valor de tensión de entrada al convertidor.
3. V_0 es el valor de tensión de salida del convertidor.
4. I_{on} es el valor de corriente total que pasará a través del inductor del convertidor.

5. R_o es el valor de la resistencia equivalente en serie interna del capacitor.
6. V_{or} es el valor deseado de la tensión de rizo a la salida del convertidor.
7. $I_2 - I_1$ es el valor de corriente pico a pico en el inductor del convertidor.
8. $0.2I_{on}$ es el valor de rizo de corriente deseado a la salida del inductor del convertidor, que en la práctica es el mismo que $I_2 - I_1$.
9. C_o es el valor del capacitor del convertidor.
10. L_o es el valor de la inductancia parásita equivalente en serie dentro del capacitor a frecuencias mayores de 500 kHz.
11. $65 \cdot 10^{-6}$ es el valor experimental promedio del producto $R_o C_o$. Para aclarar este punto, los capacitores se someten a experimentos en filtros con distintas frecuencias, de allí se obtiene una impedancia general, para posteriormente determinar R_o [18].

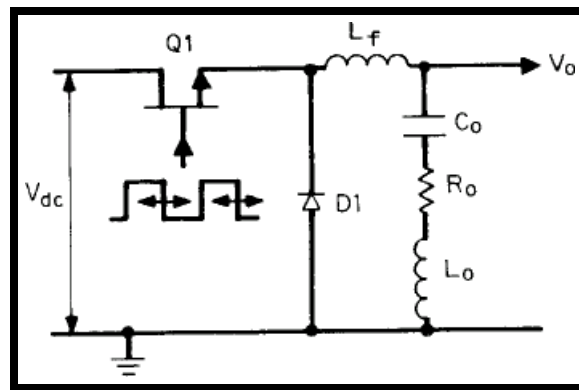


Figura 2.6: El convertidor reductor real.

2.2.3. El convertidor elevador (*boost*)

En la figura 2.7 se muestra el convertidor elevador. Este es otro convertidor conmutado que funciona abriendo y cerrando un interruptor electrónico. Se le llama convertidor elevador porque la tensión de salida es mayor a la de la entrada.

Relaciones constitutivas

En el análisis del circuito se hacen las siguientes suposiciones:

1. El circuito opera en régimen permanente.

2. El periodo de conmutación es T , el tiempo en que está cerrado el interruptor es DT y el tiempo en que está abierto es $(1 - D)T$.
3. La corriente en la bobina es siempre permanente.
4. El capacitor de salida es muy grande y la tensión de salida permanecerá constante y su valor es V_0 .
5. Los componentes son ideales. Como en el caso del convertidor reductor, no se analizará el convertidor elevador en modo discontinuo, ya que no es necesario para los propósitos de este trabajo. En el capítulo tres de [13] se puede ver que los resultados de un análisis con componentes reales son prácticamente los mismos que con ideales. El lector puede percatarse de que los cálculos para determinar inductores y capacitores en [13], [12], [16], son distintos entre si. Sin embargo los valores obtenidos tanto para inductores como para capacitores aseguran el régimen permanente. Para un análisis en corriente discontinua el lector puede dirigirse a los libros [12], [16], [19] en la bibliografía.

Análisis con el interruptor cerrado

Cuando el interruptor está cerrado, el diodo se encuentra polarizado en inversa. La ley de Kirchhoff para las tensiones en la malla que incluye la fuente, el inductor y el interruptor cerrado es

$$\begin{aligned} v_L &= L \frac{di_L}{dt}, \\ v_L &= V_S, \\ \frac{di_L}{dt} &= \frac{V_S}{L}. \end{aligned} \tag{2.19}$$

El ritmo de variación de la corriente es una constante, por lo que la corriente aumenta linealmente cuando el interruptor está cerrado, como se muestra en la Figura 2.8b. La variación en la corriente del inductor es

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_S}{L}.$$

Despejando Δi_L cuando el interruptor está cerrado

$$(\Delta i_L)_{\text{cerrado}} = \frac{V_S DT}{L}. \tag{2.20}$$

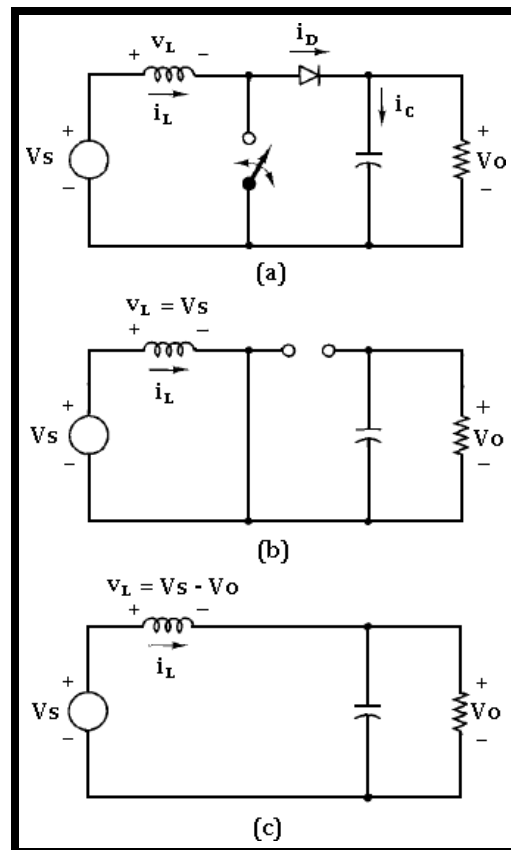


Figura 2.7: El convertidor elevador. a) Esquema del circuito, b) Circuito equivalente con interruptor cerrado, c) Circuito equivalente con el interruptor abierto.

Análisis con el interruptor abierto

Cuando el interruptor está abierto, la corriente en el inductor no puede variar en forma instantánea, por lo que el diodo se polariza en directa para proporcionar un camino a la corriente del inductor. Si la tensión de salida V_0 es constante, la tensión en la bobina es

$$\begin{aligned} v_L &= L \frac{di_L}{dt} , \\ V_S - V_0 &= L \frac{di_L}{dt} , \\ \frac{di_L}{dt} &= \frac{V_S - V_0}{L} . \end{aligned}$$

El ritmo de variación de corriente en el inductor es una constante, entonces la corriente debe variar linealmente cuando el interruptor esté abierto. La variación en la

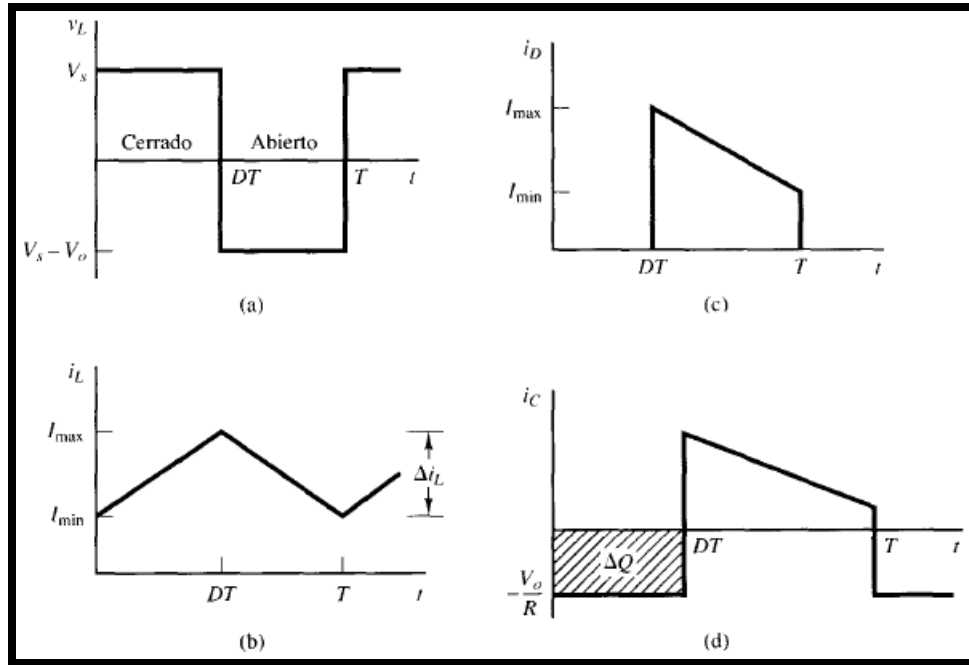


Figura 2.8: Formas de onda del convertidor elevador. a) Tensión en el inductor, b) Corriente en el inductor, c) Corriente en el diodo, d) Corriente en el capacitor.

corriente del inductor con el interruptor abierto es

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{V_S - V_0}{L}.$$

Despejando Δi_L

$$(\Delta i_L)_{abierto} = \frac{(V_S - V_0)(1-D)T}{L}. \quad (2.21)$$

En régimen permanente, la variación neta de la corriente en el inductor debe ser igual a cero. Utilizando las ecuaciones (2.20) y (2.21) obtenemos

$$\begin{aligned} (\Delta i_L)_{cerrado} + (\Delta i_L)_{abierto} &= 0, \\ \frac{V_S DT}{L} + \frac{(V_S - V_0)(1-D)T}{L} &= 0, \\ V_S(D + 1 - D) - V_0(1 - D) &= 0, \end{aligned}$$

$$V_0 = \frac{V_S}{1-D}. \quad (2.22)$$

Además, la tensión media en el inductor debe ser cero cuando el convertidor opere en régimen permanente. La expresión de la tensión media en el inductor en un periodo

de conmutación es

$$V_L = V_S D + (V_S - V_0)(1 - D) = 0 .$$

Al calcular V_0 obtenemos el mismo resultado obtenido en la ecuación (2.22). La ecuación (2.22) muestra que, si el interruptor siempre está abierto y D es cero, la salida es igual a la entrada.

Al aumentar el ciclo de trabajo, el denominador de la ecuación (2.22) disminuirá y la salida será mayor a la entrada. *El convertidor elevador produce una tensión de salida mayor o igual a la tensión de entrada.* Sin embargo, la salida no puede ser menor a la entrada como sucedía con el convertidor reductor.

Cuando el ciclo de trabajo del interruptor se aproxime a la unidad, la salida se hará infinita, de acuerdo con la ecuación (2.22). Sin embargo la ecuación (2.22) se basa en la suposición de que los componentes son ideales. Los componentes reales causarán pérdidas e impedirán que la tensión de salida se haga infinita.

En la Figura 2.8 se muestran las formas de onda de tensión y corriente en el convertidor elevador. La corriente media en el inductor se calculará teniendo en cuenta que la potencia entregada por la fuente debe ser igual a la potencia absorbida por la carga. La potencia de salida es

$$P_0 = \frac{V_0^2}{R}$$

y la potencia de entrada es $V_S I_S = V_S I_L$. Igualando la potencia de entrada y de salida y usando la ecuación (2.22) resulta

$$V_S I_L = \frac{V_0^2}{R} = \frac{\left(\frac{V_S}{1-D}\right)^2}{R} = \frac{V_S^2}{(1-D)^2 R} ,$$

$$I_L = \frac{V_S}{(1-D)^2 R} . \quad (2.23)$$

Las corrientes máxima y mínima en el inductor se determinan usando el valor medio y la variación de la corriente dada por la ecuación (2.20)

$$I_{m\acute{a}x} = I_L + \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_S}{(1-D)^2 R} + \frac{V_S D T}{2L} , \quad (2.24)$$

$$I_{m\acute{i}n} = I_L - \frac{\Delta i_L}{2} = \frac{V_S}{(1-D)^2 R} - \frac{V_S D T}{2L} . \quad (2.25)$$

La ecuación 2.22 se ha desarrollado suponiendo a la corriente en el inductor permanente. Si la corriente en la bobina es permanente $I_{m\acute{i}n}$, debe ser positiva. Por lo tanto, el límite entre las corrientes permanente y discontinua en la bobina se calcula utilizando

$$I_{m\acute{i}n} = 0 = \frac{V_S}{(1-D)^2 R} - \frac{V_S D T}{2L} ,$$

$$\frac{V_S}{(1-D)^2 R} = \frac{V_S D T}{2L} = \frac{V_S D}{2L f} .$$

Así, la combinación mínima de inductancia y frecuencia de conmutación para obtener corriente permanente en el convertidor elevador será

$$(Lf)_{\min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2}, \quad (2.26)$$

$$L_{\min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f}. \quad (2.27)$$

Rizo de tensión de salida

Las ecuaciones anteriores se han desarrollado suponiendo que la tensión de salida es constante, y por lo tanto, el capacitor es de valor infinito. En la práctica una capacitancia finita producirá una pequeña fluctuación o rizo en la tensión de salida. El rizo pico-a-pico de la tensión de salida puede calcularse a partir de la forma de onda de corriente en el condensador, mostrada en la Figura 2.8d. La variación de la carga del capacitor puede calcularse utilizando

$$|\Delta Q| = \left(\frac{V_0}{R}\right) DT = C \Delta V_0,$$

por lo tanto la expresión de rizo es:

$$\Delta V_0 = \frac{V_0 DT}{RC} = \frac{V_0 D}{RCf},$$

$$\frac{\Delta V_0}{V_0} = \frac{D}{RCf}, \quad (2.28)$$

siendo f la frecuencia de conmutación en Hertz.

2.3. Uso del MOSFET como interruptor

El transistor de efecto de campo metal-óxido-semiconductor, o MOSFET (del inglés Metal-Oxide Semiconductor FET), tiene una fuente, una puerta y un drenador como terminales. Sin embargo, a diferencia de otros FET (transistor de efecto de campo) como el JFET, la puerta está aislada eléctricamente. Por esta razón, la corriente en la puerta de un MOSFET es menor que en la puerta de un FET. En electrónica de potencia lo anterior no aplica ya que cuando un MOSFET maneja cargas grandes la puerta requiere una significativa cantidad de corriente para lograr la conmutación.

Dentro de los tipos de MOSFET se conocen dos: el de empobrecimiento o depleción y el de enriquecimiento o acumulación. El MOSFET de empobrecimiento se usa muy poco por lo que no se hará hincapié en él. En cambio, el MOSFET de enriquecimiento tiene una variedad de aplicaciones muy amplia, desde circuitos integrados y discretos, para pequeñas corrientes, hasta circuitos de potencia para corrientes grandes. Por dar un ejemplo, en la electrónica su uso principal es en circuitos integrados digitales para la conmutación digital y en electrónica de potencia para fuentes conmutadas.

2.3.1. El MOSFET de enriquecimiento

El MOSFET de enriquecimiento se divide en dos categorías que son el de canal p y el de canal n . El más usual es el de canal n , por lo que se estudiará este de manera formal. El de canal p tiene un análisis similar pero escapa a los fines de éste trabajo. Si el lector quiere un análisis más profundo acerca de el MOSFET de canal p o al MOSFET de empobrecimiento, puede dirigirse a [11] y [14].

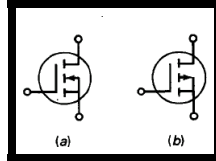


Figura 2.9: Símbolos electrónicos del MOSFET a)Canal n , b)Canal p

El MOSFET de empobrecimiento fue parte de la evolución hacia el MOSFET de enriquecimiento o acumulación. Sin el MOSFET de enriquecimiento no existirían las computadoras tan empleadas hoy en día. Dicho dispositivo, está *normalmente en corte* cuando la tensión de puerta es cero. La única forma de obtener corriente es mediante una tensión de puerta positiva. Cuando la tensión de puerta es positiva, atrae electrones dentro de la región p , y estos se recombinan con los huecos cercanos al dióxido de silicio. Cuando la tensión de puerta es lo suficientemente positiva, todos los huecos próximos al dióxido de silicio desaparecen y los electrones libres empiezan a circular desde la fuente hasta el drenador. Un parámetro muy importante dentro del análisis de los MOSFETS es la tensión puerta-fuente (*gate-source*) que se denota como V_{GS} .

La V_{GS} mínima que crea la capa de inversión tipo n se llama tensión de umbral (*threshold voltage*), simbolizada por $V_{GS(th)}$. Cuando V_{GS} es menor que $V_{GS(th)}$, la corriente de drenador es nula. Pero cuando V_{GS} es mayor que $V_{GS(th)}$, una capa de inversión tipo n conecta la fuente al drenador y la corriente drenada es grande.

Los valores típicos de $V_{GS(th)}$ para dispositivos de pequeña señal pueden variar entre 1 y 3 V, para dispositivos de potencia generalmente son 5 V.

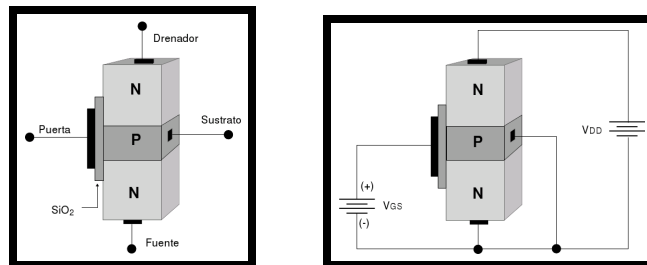


Figura 2.10: Mosfet de enriquecimiento y su polarización

Cuando V_{GS} es mayor que $V_{GS(th)}$, el dispositivo conduce y la corriente de drenador se controla por medio de la tensión de puerta. Como se muestra en la figura 2.11, la parte casi horizontal corresponde a la zona óhmica, y la parte casi vertical corresponde a la zona activa. El MOSFET de enriquecimiento puede funcionar en cualquiera de ellas. En otras palabras, puede actuar como una resistencia o como una fuente de corriente. El uso principal es en la zona óhmica. Aunque el MOSFET de enriquecimiento se puede polarizar en la zona activa, no se suele hacer porque es principalmente un dispositivo de conmutación. La tensión de entrada típica toma un valor bajo o alto, tensión baja es 0 V, y tensión alta es $V_{GS(on)}$, valor que se especifica en las hojas de características.

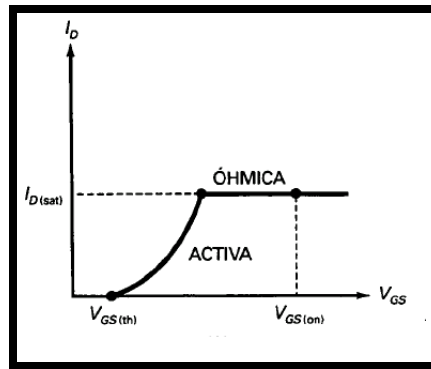


Figura 2.11: MOSFET de enriquecimiento características de transferencia

2.3.2. Funcionamiento del MOSFET

El funcionamiento de un MOSFET es muy parecido al de un transistor cuando actúa en corte o saturación. Sin embargo, ya se mencionó anteriormente que el uso más común con los MOSFETS es en la zona óhmica, que análogamente en los transistores sería la zona de saturación. Cuando un MOSFET actúa en zona activa es equivalente a una resistencia $R_{DS(on)}$. En las hojas técnicas de un MOSFET viene especificado el valor de la resistencia, este valor corresponde a una corriente y una tensión específicas $I_{D(on)}$ y $V_{DS(on)}$, tomando en cuenta la ley ohm:

$$R_{DS(on)} = \frac{V_{DS(on)}}{I_{D(on)}} .$$

por ejemplo un MOSFET que tiene una $V_{DS(on)} = 1$ V y una $I_{D(on)} = 100$ mA, tendría una

$$R_{DS(on)} = \frac{1 \text{ V}}{100 \text{ mA}} = 10 \Omega .$$

El MOSFET trabajará en zona óhmica cuando se cumpla

$$I_{D(sat)} < I_{D(on)} \text{ cuando } V_{GS} = V_{GS(on)} . \quad (2.29)$$

Cuando el MOSFET trabaja en la zona óhmica, se comporta como una resistencia pequeña y permitirá a la carga controlada adquirir la corriente necesaria o una elegida para propósitos de diseño. Aunque el MOSFET no sea nuevo en cuanto a las aplicaciones de conmutación de transistores, la configuración con la cual fue construido permite una rápida respuesta a una excitación de puerta. De hecho es la mejor hasta el momento. Los transistores necesitan una cierta cantidad de tensión y corriente en la base para activarse, en cambio el MOSFET puede activarse en la puerta prácticamente con sólo tensión. En aplicaciones de potencia o en frecuencias altas, lo anterior no se cumple, pero para aplicaciones donde la corriente es de el orden de miliamperes y las frecuencias son de tan sólo unos cientos de Hertz, la tensión puede ser de sólo milivolts. Esto varía según las aplicaciones y especificaciones del MOSFET, siendo este de lo mejor en aplicaciones para conmutación. Se puede conmutar entre valores altos y bajos para una carga como

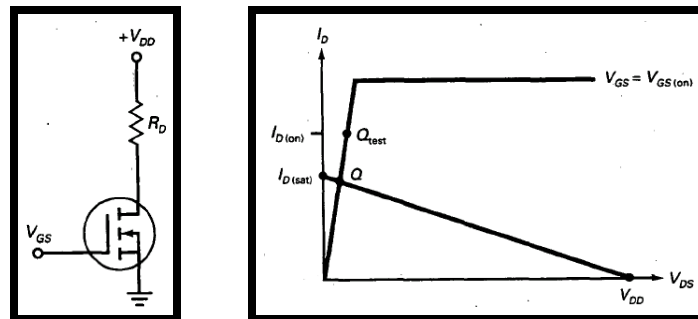


Figura 2.12: $I_{D(sat)} < I_{D(on)}$ con $V_{GS} = V_{GS(on)}$ aseguran la saturación

en este ejemplo: un MOSFET con $R_{DS(on)} = 6 \Omega$, $I_{D(on)} = 75 \text{ mA}$ y $V_{GS(on)} = 4.5 \text{ V}$, opera con una señal cuadrada de 4.5 V de amplitud, una resistencia $R_D = 1 \text{ k}\Omega$ y una $V_{DD} = 20 \text{ V}$, calcular la tensión de salida ó V_0 .

Solución: como

$$I_{D(sat)} = \frac{20 \text{ V}}{1 \text{ k}\Omega} = 20 \text{ mA} ,$$

se cumple $I_{D(sat)} < I_{D(on)}$ cuando $V_{GS} = V_{GS(on)}$, el MOSFET está en la zona óhmica. Así se comporta como una pequeña resistencia mostrada en la Figura 2.13c y su valor es $R = 6 \Omega$, valor especificado como $R_{DS(on)}$ en el enunciado del ejemplo, ahora hay que calcular el valor de V_0 cuando el valor en la puerta es $V_{GS} = V_{GS(on)} = 4,5 \text{ V}$

$$V_0 = \frac{6 \Omega}{1 \text{ k}\Omega + 6 \Omega} 20 \text{ V} = 0.12 \text{ V}$$

Cuando el valor en la puerta es $V_{GS} = 0 \text{ V} \neq V_{GS(on)}$ el MOSFET se comporta como una resistencia muy grande y se representa como un circuito abierto, 2.13d, y el valor de V_0 sube al valor de $V_{DD} = 20 \text{ V}$. Se concluyen dos cosas: la primera, se puede utilizar el MOSFET como inversor binario adecuando R_{DS} y V_{DD} . La segunda: el MOSFET puede representarse como una resistencia pequeña o como un circuito abierto, lo que da lugar

a una conmutación entre corte y saturación, que es indispensable para la construcción de circuitos de conmutación.

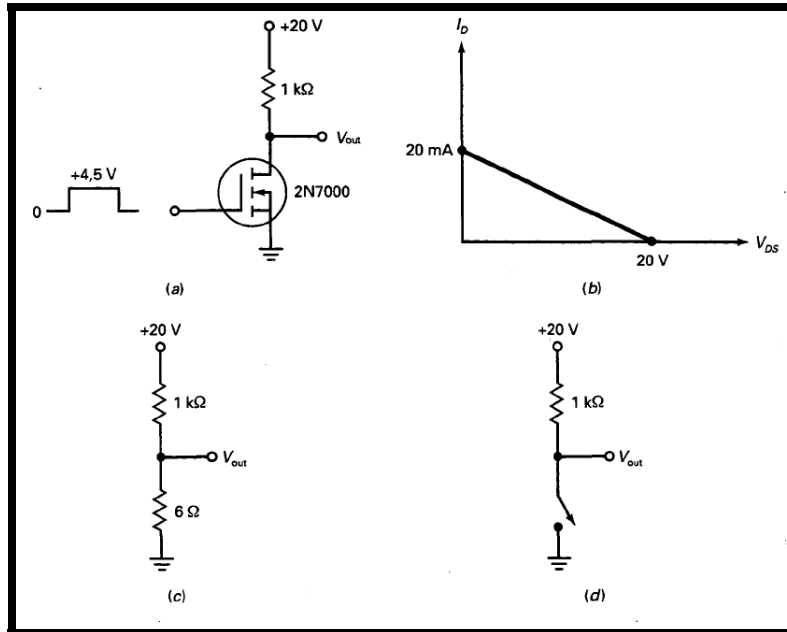


Figura 2.13: Ejemplo conmutación entre corte y saturación

Existen MOSFETS de potencia para manejar tensiones y corrientes grandes 230 V de tensión alterna a 20 A. Esto da ventajas con respecto a los relevadores, ya que éstos son muy lentos en comparación con los MOSFETS. Un relevador común responde en el orden de milisegundos, un MOSFET responde en el orden de nanosegundos. Esto ha llevado a la creación de nuevos tipos de relevadores llamados *relevadores de estado sólido*.

El lector se preguntará cuál es la diferencia de un relevador común y uno de estado sólido, pues en varios procesos industriales la velocidad no es un parámetro a tomar en cuenta. Justamente, el relevador de estado sólido al ser hecho a base de MOSFETS, responde perfectamente en los procesos industriales donde la precisión es crítica. También, el coste a mediano plazo de un relevador de estado sólido es menor, pues su durabilidad es mayor hasta en un 50% con respecto al relevador convencional. Para aplicaciones de tensiones y corrientes muy grandes de 460 V_{CA} a 60 A, existen relevadores de estado sólido hechos a base de IGBTs, con la misma capacidad de respuesta que los relevadores de estado sólido hechos a base de MOSFETS.

2.4. El MOSFET como interruptor de potencia

2.4.1. Tipos de conmutación

En la aplicación de los MOSFETS existen dos casos: la conmutación superior (*High side*) y la conmutación inferior (*Low side*). La conmutación inferior se da cuando la carga está conectada entre la alimentación y el drenador del MOSFET, la conmutación superior es cuando la carga está conectada entre el común y la fuente del MOSFET. En casos donde el MOSFET controla una corriente pequeña (de orden de miliamperes) y una frecuencia de conmutación baja (cientos de Hertz), el MOSFET se puede manejar con una señal de ancho de pulso modulado sin contratiempos.

Sin embargo en aplicaciones de potencia o donde la frecuencia de conmutación es grande, se presentan inconvenientes debido a efectos internos en el MOSFET. Por lo que se debe utilizar un dispositivo exterior para atenuar al máximo los efectos inherentes al MOSFET. En la Figura 2.14 se muestran los dos tipos de conmutación anteriormente mencionados.

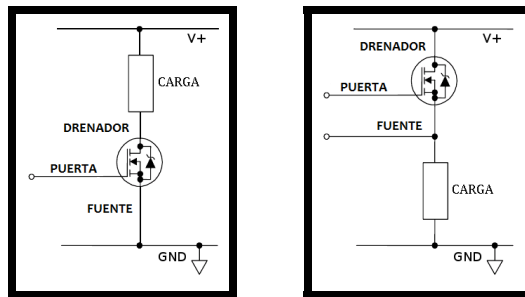


Figura 2.14: Conmutación inferior (izquierda), conmutación superior (derecha)

2.4.2. Efectos internos del MOSFET

Cuando se quiere manejar un MOSFET en conmutación superior o inferior directamente con un circuito generador de señales PWM, los resultados pueden derivar en una avería en el generador PWM o en la ruptura interna del MOSFET, ya que la puerta del mismo en ocasiones demanda hasta más de 1 A de corriente instantánea para poder conmutar. Por ello, para aplicaciones desde los 5 V_{dc} a los 400 V_{dc} con corrientes significativas, es necesario un *manejador de puerta*, debido principalmente a las capacitancias parásitas que se encuentran dentro del MOSFET, también llamadas *capacitancias de Miller* o *efecto Miller*, fenómeno culpable de una conmutación errática en el MOSFET. El *manejador de puerta* no es sino un circuito electrónico capaz de mejorar significativamente el funcionamiento del MOSFET a la hora de conmutar.

El efecto Miller causa que las formas de onda que llegan a la carga tengan deformaciones entre más alta sea la frecuencia de conmutación, y esto para aplicaciones finas

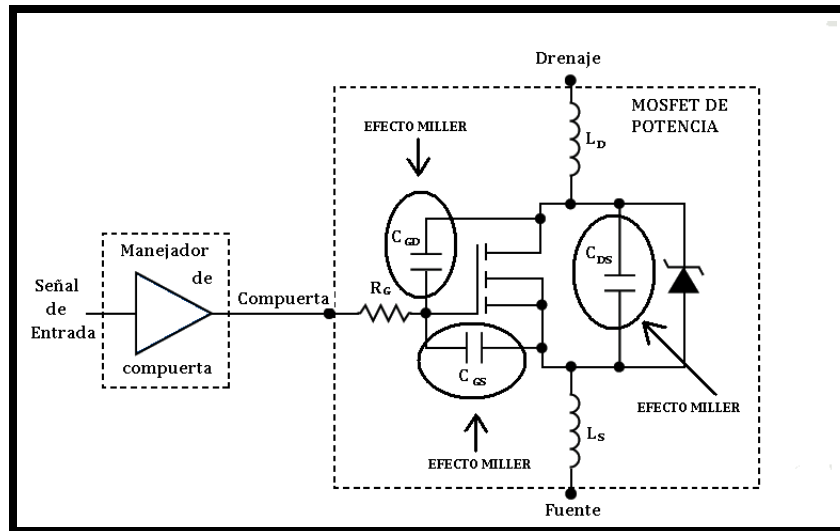


Figura 2.15: Efecto Miller e inductancias parásitas

es indeseable; la Figura 2.15 lo muestra a grandes rasgos. Además, este efecto causa un funcionamiento deficiente del MOSFET, provocando pérdidas de potencia y una disminución en la velocidad de conmutación. Cabe mencionar que las capacitancias parásitas o efecto Miller, son inherentes al MOSFET y se hacen más notorias cuanto más grande sea la frecuencia de conmutación, no es que crezcan con la misma. Independientemente de lo anterior, existen inductancias parásitas también inherentes al MOSFET, que provocan un funcionamiento indeseable en la conmutación del mismo, la Figura 2.15 muestra las inductancias parásitas. Debido a lo anterior las formas de onda en la carga son erráticas e incluso en ocasiones llegan a desaparecer. Por ello se hace necesario el uso de un manejador de puerta en el MOSFET para atenuar éstos efectos.

2.4.3. La conmutación superior

Dentro de los dos casos ya mencionados, el de la conmutación superior es el más importante y más problemático. Los inconvenientes dados en la conmutación superior abarcan o engloban los problemas de la conmutación inferior, es por ello que se hará hincapié en este caso. Aun con el manejador de puerta, hay efectos indeseables en el funcionamiento del MOSFET², uno de ellos es la inductancia parásita debida a la distancia que existe entre la conexión de la terminal fuente (*source*) del MOSFET y el común del circuito³. También hay transitorios generados en la alimentación de la terminal drenador (*drain*) y en la puerta (*gate*) del MOSFET, esto hace necesario el uso de componentes llamados de hale o *bootstrap*.

²Ver Figura 2.16

³Ver Figura 2.17

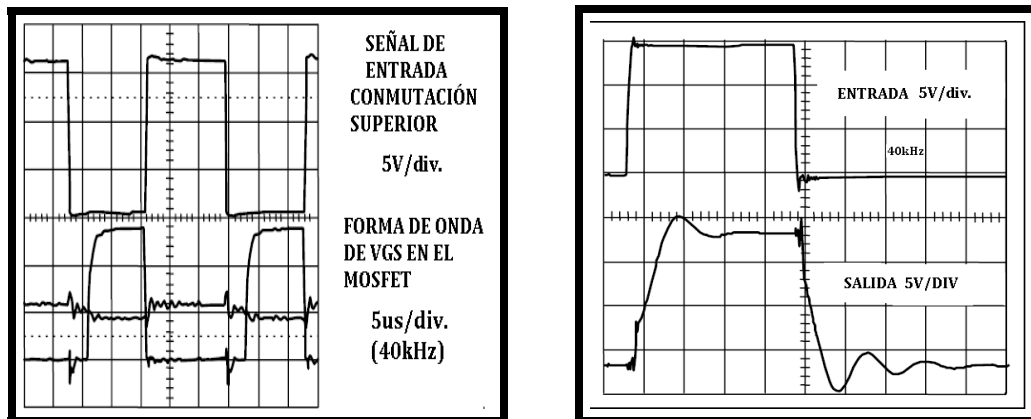


Figura 2.16: Izquierda: formas de onda de salida sin manejador de puerta, Derecha: formas de onda de salida sin elementos de hale.

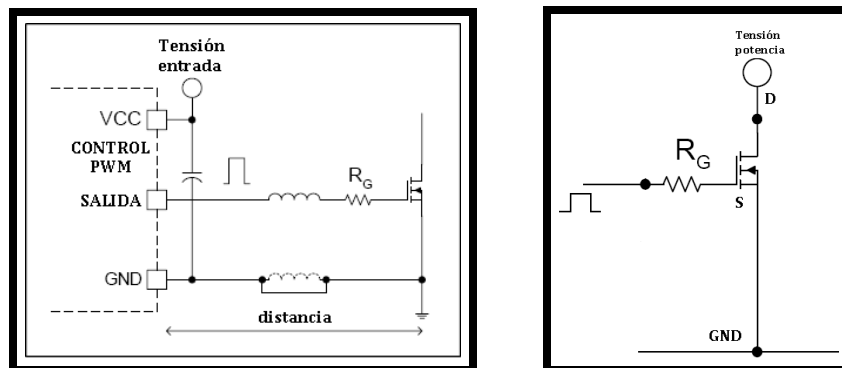


Figura 2.17: Izquierda: inductancia parásita, Derecha: Resistencia en serie con la puerta

Anteriormente se mencionó a la pérdida de potencia como una consecuencia del efecto Miller, puede ser de hasta 0.5 W por un transitorio de 1 mA. Sin embargo en la puerta se puede mitigar el efecto Miller y la inductancia propia de la terminal con una resistencia de valor pequeño en serie llamada resistencia de puerta como se muestra en la figura 2.17 y acercar lo más posible el MOSFET al manejador de puerta. Para disminuir al mínimo los efectos mostrados en la figura 2.16 se recomienda poner un capacitor de desviación (*bypass*) en paralelo con el drenador del MOSFET, como se muestra en la figura 2.18.

Las formas de onda mostradas en la figura 2.16 son causadas tanto por el efecto Miller de la terminal drenador y la inductancia del mismo. Sin embargo, uno de los efectos más nocivos para el funcionamiento del MOSFET en conmutación superior está en la terminal fuente. Debido a la capacitancia parásita y a la inductancia propia de la terminal fuente, se presenta en esta una tensión negativa durante el tiempo en que

permanece apagado el MOSFET figura 2.19 .

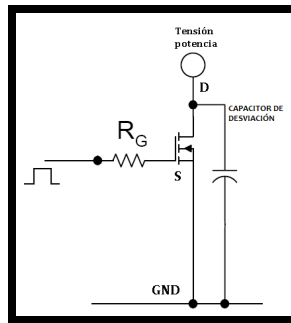


Figura 2.18: Capacitor de desviación

Para ello se agrega un capacitor llamado *capacitor de hale* entre la terminal fuente y la tensión que alimenta el manejador de puerta. Pero esta tensión negativa a veces es tan grande que generaría una sobretensión a través del capacitor. La sobretensión en el capacitor de hale podría producir un corto circuito entre la tensión de alimentación del manejador y él mismo, ya que el capacitor de hale momentáneamente se convertiría en una fuente con la misma tensión que alimenta al manejador pero con signo contrario.

Para evitar lo anterior se conecta un diodo de acción rápida en directa desde la alimentación del manejador hasta el capacitor de hale, llamado *diodo de hale*, este no permitirá el corto circuito entre el capacitor de hale y la alimentación del manejador de puerta. También se pone un capacitor de valor grande en comparación con el de hale, en paralelo con la alimentación de el manejador, llamado *capacitor manejador*. Como la tensión del capacitor manejador está referenciada al común de la alimentación del manejador de puerta, la máxima tensión en el capacitor de hale será la suma de la tensión de alimentación del manejador de puerta con la tensión del mismo, lo cual atenúa la sobretensión.

Con lo que el capacitor de hale funcionará de la siguiente manera:

1. Cuando el MOSFET prenda, el capacitor de hale se descargará a través de la terminal fuente.
2. Cuando el MOSFET apague, el capacitor de hale se cargará tanto del diodo de hale, como del remanente de tensión acumulada en la capacitancia parásita de la terminal fuente, absorbiendo así la carga parásita en la terminal fuente.

Pero aún hay un inconveniente, los manejadores de conmutación superior tienen una terminal llamada tensión flotante de la terminal fuente del MOSFET V_S y una llamada tensión flotante de la alimentación del manejador de puerta V_B . Si la sobretensión en el capacitor de hale es muy alta puede dañar cualquiera de las dos terminales, ya que en el tiempo de apagado del MOSFET la tensión en el capacitor de hale podría superar su valor de ruptura. Por ello se recomienda poner un diodo Zener en directa de la terminal

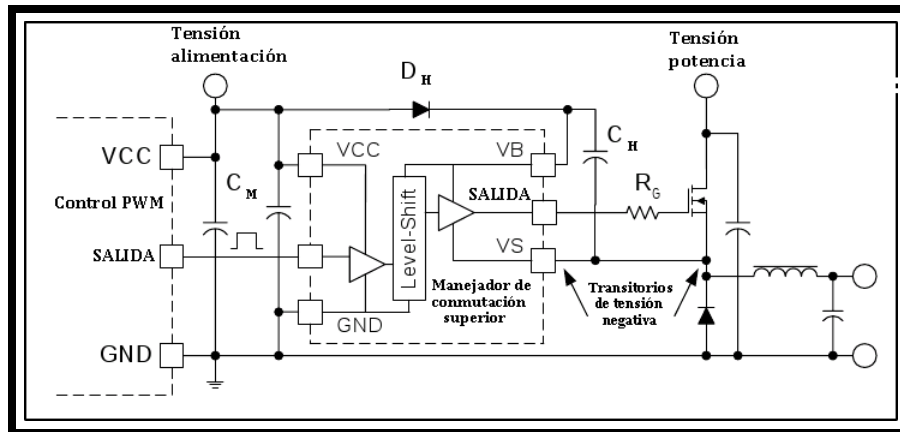


Figura 2.19: Conexión del manejador de puerta en conmutación superior

V_G a la terminal V_B como se muestra en la figura 2.21. En el caso de que el manejador sea un transistor o arreglo de transistores como se muestra en la figura 2.20, que es un circuito probado con los valores mostrados, el diodo Zener deberá estar en paralelo con el capacitor hale y en inversa con el diodo de hale.

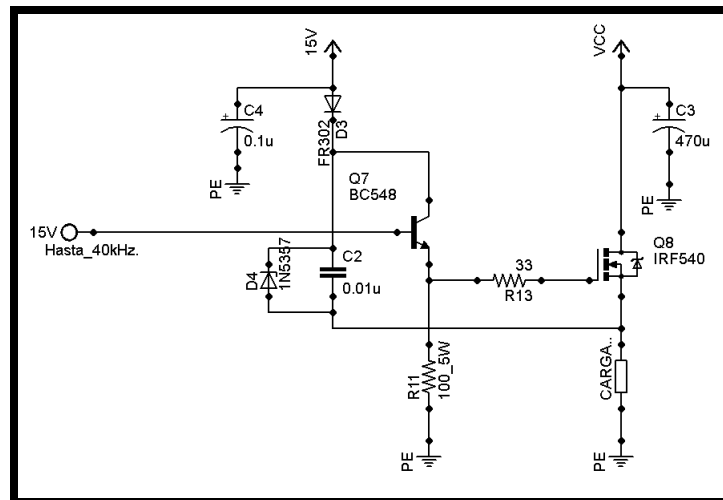


Figura 2.20: Circuito de hale con transistor

En el caso de que se esté diseñando una aplicación para cargar baterías, se debe tomar en cuenta que la batería está cargada inicialmente del remanente inherente a las reacciones químicas internas en la misma. Por lo tanto, el capacitor de hale no se podrá cargar inicialmente de la tensión negativa de la terminal fuente. La batería alimentará de tensión positiva a la capacitancia parásita en la terminal fuente del MOSFET y

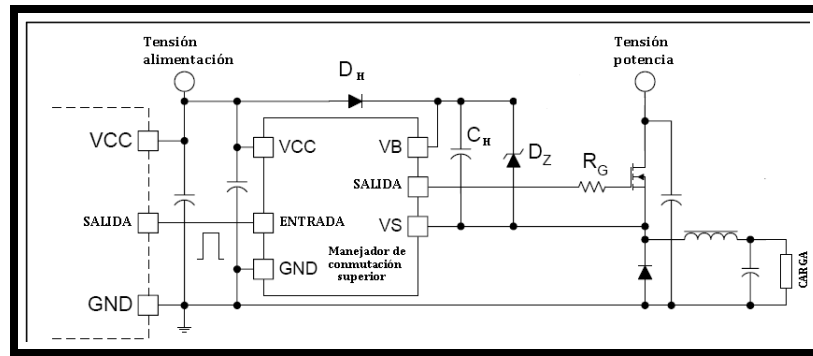


Figura 2.21: El manejador de puerta completo para conmutación superior

al capacitor de hale, al estar alimentado de tensión positiva por ambas terminales, el capacitor de hale no tendrá por dónde descargarse en la primera conmutación.

De esta forma se recomienda agregar un diodo y un resistencia llamados de arranque, en la terminal drenador del MOSFET como se muestra en las figuras 2.22 y 2.23. Esto le dará una dirección de descarga inicial al capacitor de hale, ya sea por la corriente de fuga de la terminal V_B en el manejador de puerta o en el caso del transistor por el capacitor que está entre 15 V y V_{CC} .

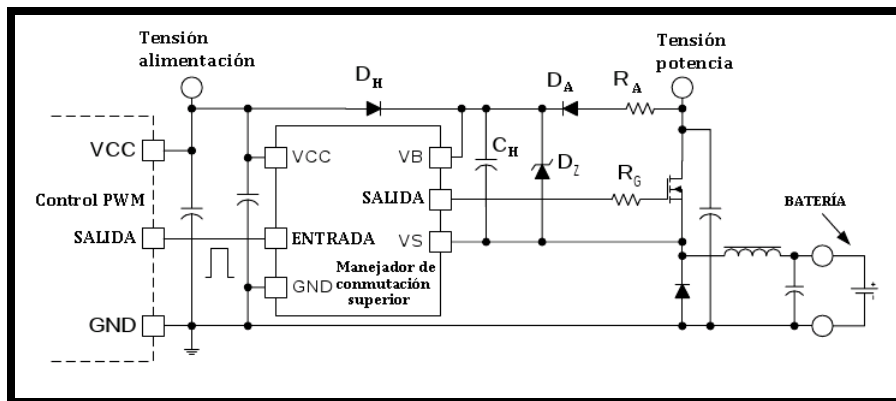


Figura 2.22: El manejador de puerta para cargador de baterías

Cálculo de los elementos de hale y arranque

En [2] y en [20] se indica cómo calcular los elementos de hale y de arranque de manera matemática y experimental. Para determinar el valor de estos elementos no es necesario un cálculo matemático estricto, ya que un valor aproximado dará un muy buen rendimiento aún en aplicaciones finas.

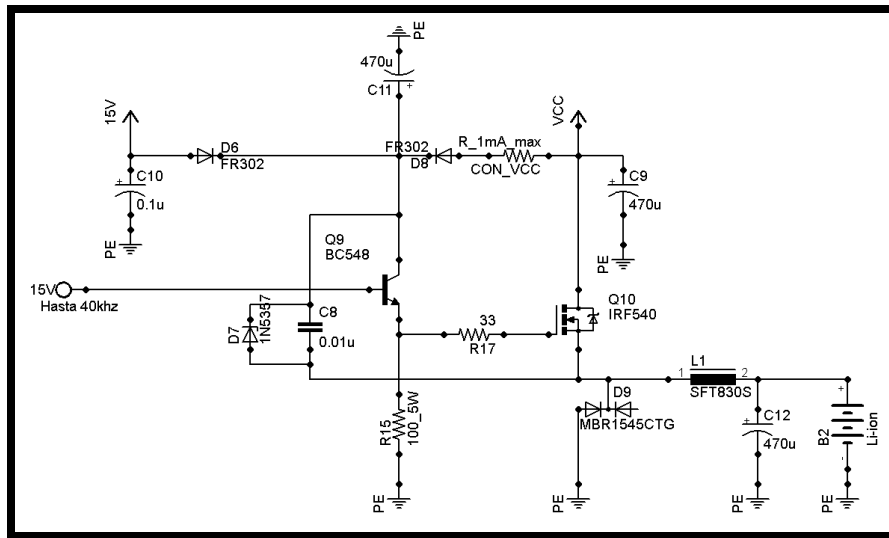


Figura 2.23: El manejador transistor para cargador de baterías

- Resistencia de puerta:** La resistencia en serie con la puerta del MOSFET le proporciona a la carga estática acumulada en la capacitancia parásita de la puerta, una salida en forma de corriente, a través de la corriente de fuga de la terminal OHS (Out High Side) del manejador. En el caso de que el manejador sea un transistor, la corriente fluirá a tierra por la resistencia de emisor.

El valor de esta resistencia debe ser pequeño para garantizar a la carga acumulada en la capacitancia parásita una salida fluida y rápida de la puerta del MOSFET. Por ello se recomienda una resistencia no mayor a 50 Ω .

- Capacitor de hale:** El valor para este elemento se determina principalmente por la frecuencia de operación del MOSFET. La capacitancia de Miller en la terminal fuente del MOSFET no pasará de los 2000 pF, para descargar la tensión acumulada en este, el capacitor de hale deberá ser por lo menos cinco veces mayor al capacitor en la terminal fuente.

El capacitor de hale también se debe descargar por completo en el tiempo de apagado del MOSFET. Se deberá descargar por completo en máximo una centésima parte del periodo en la señal de entrada para un buen funcionamiento del MOSFET en ciclos de trabajo menores al 10%. Por ejemplo para una frecuencia de 40 kHz el periodo es de 25 μs y la centésima parte de este son 250 ns. Si se toma en cuenta, la resistencia inherente a las terminales del capacitor de aproximadamente 0.5 Ω en cada una, entonces podemos determinar con la fórmula de la constante de tiempo del capacitor el valor del mismo, sabemos que $T \simeq RC$.

Así,

$$\frac{25 \mu\text{s}}{100} = (0.5 \Omega)C$$

despejando,

$$C = \frac{250 \text{ ns}}{0.5 \Omega} = 500 \text{ nF}$$

El valor máximo del capacitor de hale será 500 nF, se escogerá un capacitor de 10 nF, cinco veces mayor al capacitor en la terminal fuente del MOSFET suponiendo que ésta sea de 2000 pF, de valor comercial y de tamaño adecuado para descargarse en el tiempo requerido, cabe señalar que un capacitor que se cargue y descargue en un tiempo menor al tiempo levantamiento del control PWM no servirá como capacitor de hale.

- **Diodo de hale:** Para este elemento lo importante es la velocidad de respuesta, siendo el encargado de cargar al capacitor de hale con tensión positiva. También importa su tensión de ruptura en inversa por los transitorios generados en la conmutación, que llegarían a ser del valor de la alimentación en la terminal drenador del MOSFET. Así, un diodo de germanio u otro de acción rápida diseñado para soportar un pico de por lo menos la tensión existente en la terminal drenador, suponiéndola mayor a la tensión de alimentación del manejador, funcionará.
- **Capacitor de desviación:** Este elemento servirá de filtro tanto para los transitorios generados por la conmutación del MOSFET, como para el rizo de tensión que podría presentar la fuente que alimenta a la terminal drenaje; un valor superior a los 100 μF estará bien. Entre más grande sea el valor de el capacitor de desviación menor será el efecto de la conmutación y del rizo de tensión.
- **Capacitor manejador:** Este elemento servirá tanto para dar una referencia a la suma de tensiones en el capacitor de hale, como para filtrar la tensión de rizo que pudiese tener la alimentación del manejador de puerta. Un valor superior al de 100 μF será adecuado, pero entre mayor sea el valor de este elemento será mejor.
- **Diodo Zener:** Este elemento servirá para sujetar la tensión en el capacitor de hale. Se elegirá de acuerdo con la tensión de alimentación del manejador de puerta, o sea debe ser del mismo valor de tensión que la alimentación del manejador de puerta. El diodo zener debe soportar un pico de tensión de por lo menos la alimentación de la terminal drenador del MOSFET.
- **Diodo de arranque:** El diodo de arranque debe ser de acción rápida y soportar una tensión en inversa de por lo menos la alimentación del manejador de puerta. Si la tensión de la terminal drenador es mayor a la tensión del manejador, entonces el diodo se escogerá con respecto a esta.

- **Resistencia de arranque:** El valor de la resistencia de arranque se escogerá de la siguiente manera

$$R = \frac{(V_{CC})_{drenador}}{1 \text{ mA}} .$$

El valor de 1 mA es el promedio de corriente de fuga en la terminal V_B del circuito manejador de puerta.

La conmutación inferior

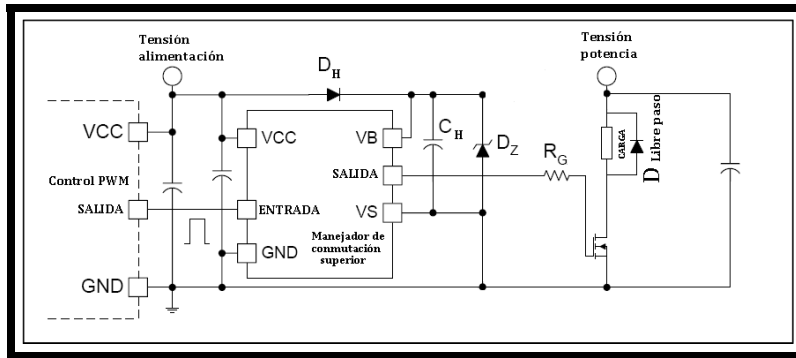


Figura 2.24: Manejador de conmutación superior adecuado para conmutación inferior

La conmutación inferior es un caso más sencillo comparado con la conmutación superior, aunque hay problemas comunes a ambos. Todo manejador de puerta de conmutación superior puede también manejar conmutación inferior. La diferencia radica en el caso del circuito manejador de conmutación superior, en la terminal V_S , siendo esta conectada al común como se muestra en la Figura 2.24. La configuración ahí mostrada maneja la conmutación inferior.

En Figura 2.25 se ilustra un manejador de conmutación inferior completamente configurado para funcionar, muestra en la carga un diodo en inversa con la alimentación de la terminal drenador del MOSFET y en paralelo con la carga. Este diodo llamado de libre paso (*freewheeling*) es principalmente para las cargas inductivas como motores, ya que se podría almacenar una corriente parásita en la misma carga, afectando el funcionamiento de la misma.

El diodo de libre paso obliga a toda corriente parásita en la carga a seguir una sola dirección, de la terminal drenador a la terminal fuente del MOSFET. La conmutación inferior también necesita de manejador de puerta debido principalmente a las formas de onda presentadas en la carga. En la Figura 2.16 se puede ver el efecto a la salida de la carga en la conmutación superior; lo mismo sucede en la conmutación inferior. Para un funcionamiento óptimo en un manejador de conmutación inferior se necesitan los siguientes elementos explicados para la conmutación superior:

- Capacitor de desviación.
- Capacitor manejador.
- Diodo de libre paso.
- Resistencia de puerta.

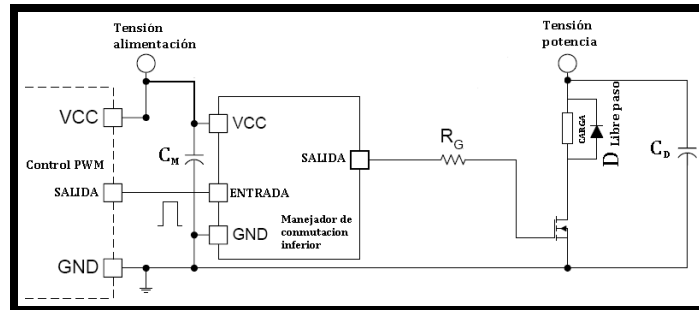


Figura 2.25: Manejador de conmutación inferior

Con estos elementos se reducirán al mínimo los efectos mostrados en la Figura 2.16. Para el caso de un manejador de puerta implementado con un transistor se sugiere el esquema de la Figura 2.26. En ella se muestra un esquema probado, el cual maneja bien una frecuencia de conmutación de hasta 40 kHz con los valores de tensión mostrados. Para frecuencias de conmutación más altas se recomienda un circuito manejador de puerta con los elementos mencionados con anterioridad y mostrados en la Figura 2.25.

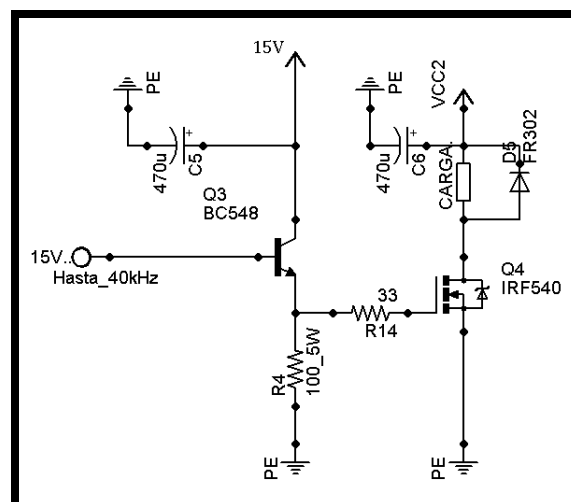


Figura 2.26: Manejador de conmutación inferior hecho con un transistor

Capítulo 3

Diseño del banco de pruebas

3.1. Rango de operación del banco de pruebas

El banco de pruebas se diseñará conforme a los parámetros obtenidos de las baterías y supercapacitores a partir de sus de hojas de datos y contará con dos etapas. La primera será para la carga del elemento y la segunda para la descarga del mismo. De las especificaciones de las baterías de iones de litio y de los supercapacitores¹, se obtienen los parámetros de la tabla: 3.1:

Elemento	Batería	Supercapacitor
Tensión máxima V	4.2	2.5
Corriente máxima A	2.0	2.5

Cuadro 3.1: Especificaciones de baterías y supercapacitores

Con los parámetros mostrados en la Tabla 3.1 se fijan tensión y corriente en los convertidores reductor y elevador². El convertidor reductor para la etapa de carga de baterías y supercapacitores se diseñará para 5 V a 3 A, en tanto para la etapa de descarga de baterías y supercapacitores el convertidor elevador se diseñará para 10 V a 1,5 A. Ambos convertidores tendrán la libertad de variar el ciclo de trabajo y con ello la tensión de salida de cada uno, también contarán con un circuito de seguridad por temperatura.

3.1.1. Parámetros L y C en el convertidor reductor (*buck*)

Se toma en cuenta que las tensiones máximas tanto del supercapacitor como de la batería de iones de litio no son mayores a 5 V y las corrientes de estos no son mayores de 3 A. Se tomarán para el convertidor reductor 10 V a la entrada y 5 V a la salida,

¹Supercapacitores maxwell PC10F, baterías sony ion-litio serie 18650.

²ver [21] y [22]

con una corriente máxima de 3 A y una corriente mínima de 300 mA. Siendo esta última también el rizo máximo de la corriente cuando la carga sea mínima. Se asume que la corriente siempre será mayor a cero, ya que el convertidor operará en régimen permanente. De la ecuación (2.9) se tiene:

$$\begin{aligned} D &= \frac{V_0}{V_S} = \frac{10 \text{ V}}{5 \text{ V}} = 0.5 , \\ D &= 50 \% . \end{aligned}$$

y el ciclo de trabajo será del 50 %.

La carga máxima a la salida del convertidor se puede determinar con la ley de Ohm

$$R_{m\acute{a}x} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{I_{m\acute{i}n}} = \frac{5 \text{ V}}{300 \text{ mA}} = 16.\bar{6} \Omega .$$

Este valor de carga es el máximo para que el convertidor opere en régimen permanente, en tanto el valor mínimo de carga será

$$R_{m\acute{i}n} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{I_{m\acute{a}x}} = \frac{5 \text{ V}}{3 \text{ A}} = 1.\bar{6} \Omega .$$

Con este valor de carga el convertidor trabajará al máximo de su capacidad.

Teniendo ya los valores máximo de carga y el ciclo de trabajo, se fija una frecuencia de conmutación de 40 khz. Esta no causará ruido audible en el oído humano y no será motivo de un efecto inductivo en el capacitor de salida.

De la ecuación (2.14) se tiene

$$L_{m\acute{i}n} = \frac{(1 - 0.5)16.\bar{6}}{2 \cdot 40(10^3)} = 104.167 \mu\text{H} .$$

El capacitor se calculará a partir de la ecuación (2.16), despejando C

$$C = \frac{(1 - D)}{\left(\frac{\Delta V_0}{V_0}\right) \cdot 8Lf^2} ,$$

donde $\Delta V_0/V_0$ es el valor de rizo de tensión de salida, que se asumirá del 0.1 %, L es el valor de la inductancia, D es el ciclo de trabajo y f la frecuencia de conmutación en Hertz. Entonces resulta

$$C = \frac{(1 - 0.5)}{(0.001)(8)(170 \cdot 10^{-6})(40 \cdot 10^3)^2} = 229.779 \mu\text{F} .$$

El valor del capacitor obtenido garantiza un rizo de tensión no mayor al 0.1%. La obtención de los valores de inductancia y capacitancia se dan también a través de un método experimental que se mencionó en la sección 3.2.2, el cual a continuación se muestra. De la ecuación (2.18) se obtiene que

$$\begin{aligned} L &= \frac{5(10-5)5 \cdot 25(10^{-6})}{10 \cdot 3} = 104.167 \mu\text{H} , \\ R_o &= \frac{50(10^{-3})}{(0.2)(3)} = 83.\bar{3} \text{ m}\Omega , \\ C_o &= \frac{65(10^{-6})}{83.\bar{33}(10^{-3})} = 780 \mu\text{F} . \end{aligned}$$

Los valores de inductancia en ambos análisis coinciden en el valor de 104.167 μH . Hay que tomar en cuenta que cualquier valor mayor a éste asegura el régimen permanente, entonces se tomará el valor de 170 μH para el inductor. En el valor de la capacitancia los análisis difieren: con el primer análisis se obtiene el valor de 229.779 μF y con el segundo se obtiene el valor de 780 μF . Esto se debe a que el método experimental arroja valores más apegados a la realidad. Sin embargo, en el capítulo anterior se mencionó que una capacitancia infinita en el filtro de cualquier convertidor haría al rizo de salida nulo. Por lo tanto, se puede aumentar el valor de la capacitancia sin alterar el funcionamiento del convertidor y, al mismo tiempo, reducir prácticamente a cero el rizo de salida, así pues se colocará un capacitor de 4300 μF .

3.1.2. Parámetros L y C en el convertidor elevador (*boost*)

Del análisis anterior para el convertidor reductor se observa que el método experimental arroja el mismo valor de inductancia que el método analítico. Aunque difieren en el valor de capacitancia no hay problema cuando la misma es aumentada más allá de los valores obtenidos por ambos métodos. Algo similar le pasa a los inductores, cuando se aumenta el valor de la inductancia al de la obtenida en cualquier tipo de análisis ya sea experimental o analítico, se puede asegurar que el convertidor no saldrá del régimen permanente. Es por ello que para obtener los parámetros del convertidor elevador ya no se hará con un análisis experimental, se tomarán los valores arrojados por el método analítico y se aumentarán para asegurar dos cosas, el mínimo en el rizo de tensión de salida y el régimen permanente. La relación de potencia en el convertidor reductor fue

$$5 \text{ V} \cdot 3 \text{ A} = 15 \text{ W}$$

y la relación de potencia en el convertidor elevador debe ser

$$10 \text{ V} \cdot 1.5 \text{ A} = 15 \text{ W} .$$

Así el valor máximo de la carga máxima que asegura el régimen permanente es

$$R_{m\acute{a}x} = \frac{V_{m\acute{a}x}}{I_{m\acute{i}n}} = \frac{10}{0.15} = 66.\bar{6} \Omega$$

y el valor mínimo de la carga que hará trabajar al máximo al convertidor es

$$R_{\min} = \frac{V_{\max}}{I_{\max}} = \frac{10}{1.5} = 6.\bar{6} \Omega .$$

De las ecuaciones (2.22), (2.27) y (2.28)

$$\begin{aligned} D &= 1 - \frac{5}{10} = 0.5 , \\ L_{\min} &= \frac{0.5(1 - 0.5)^2(66.\bar{6}\bar{6})}{2(40 \cdot 10^3)} = 104.167 \mu\text{H} , \\ C &> \frac{0.5}{(66.\bar{6}\bar{6})(40 \cdot 10^3)(10 \cdot 10^{-3})} = 18.75 \mu\text{F} . \end{aligned}$$

El valor de la capacitancia debe ser mayor a $18.75 \mu\text{F}$ debido a que no se permitirá un rizo de tensión mayor a 10 mV . Por la simetría en los valores de potencia y tensión tanto en el convertidor reductor como el elevador, se escogerán inductor y capacitor del mismo valor del convertidor reductor. Así pues el valor de el inductor será $170 \mu\text{H}$ y el valor del capacitor será $4300 \mu\text{F}$.

3.1.3. Cálculo de disipadores de calor

Después de determinar los valores con los cuales han de funcionar los circuitos reductor y elevador, se considerarán los distintos componentes en los dos circuitos. Estos tienen rangos de temperatura establecidos para su correcta operación. Los elementos que se verán más afectados en cuanto temperatura serán aquellos por los cuales la corriente circule en su totalidad. Los elementos conmutadores de los circuitos elevador y reductor son el MOSFET y el diodo, los cuales dejarán pasar corriente o cortarán el suministro de la misma, tomando en cuenta que a mayor corriente circulante mayor trabajo, se provocará un aumento de la temperatura de la unión y a su vez una probabilidad mayor de fallo en el funcionamiento del componente o averías.

Para evitar una mala conmutación o una avería en los elementos conmutadores debido a la temperatura de operación, se hace necesario el uso de disipadores de calor, para ello se determinará:

1. El empaquetado de fabricación del elemento.
2. La potencia a disipar o P en W .
3. La resistencia térmica de unión del empaquetado o $R_{th\ j-c}$ en $^{\circ}\text{C}/W$.
4. La temperatura máxima de juntura del elemento o T_j en $^{\circ}\text{C}$.
5. La temperatura ambiente del entorno o T_a en $^{\circ}\text{C}$.
6. La temperatura del encapsulado del elemento o T_c en $^{\circ}\text{C}$.

7. La temperatura del disipador o T_d en $^{\circ}\text{C}$.
8. La resistencia térmica de contenedor-disipador o $R_{th\ c-d}$ en $^{\circ}\text{C}/\text{W}$.
9. La resistencia térmica entre disipador y aire circundante en el ambiente donde se encuentre el disipador o $R_{th\ d-a}$ en $^{\circ}\text{C}/\text{W}$.
10. La resistencia térmica unión-ambiente o $R_{th\ j-a}$ en $^{\circ}\text{C}/\text{W}$.

La mayoría de los datos anteriores se encuentran en las hojas de datos de los componentes electrónicos a los cuales se les adherirá un disipador. Sin embargo, hay otros datos obtenidos en forma empírica, aproximada o indirecta, tal es el caso de la $R_{th\ c-d}$ y la $R_{th\ d-a}$. Para los distintos parámetros a determinar se utiliza una analogía a la ley de Ohm llamada la ley de Ohm térmica.

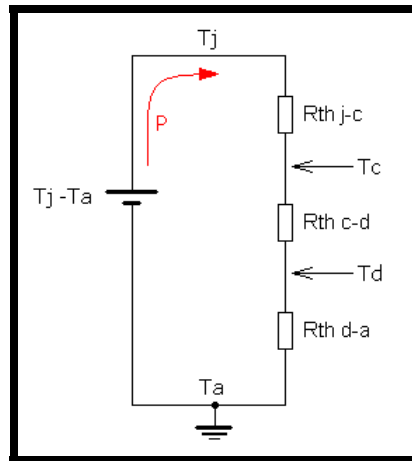


Figura 3.1: Analogía de un circuito eléctrico con elementos térmicos

$$T_j - T_a = P(R_{thj-c} + R_{thc-d} + R_{thd-a}) \quad (3.1)$$

En donde $T_j - T_a$ juega el papel de la fuente, P el papel de la corriente y las R_{th} el de resistencia total. Los valores de tensión y corriente máximos son 5 V y 3 A respectivamente, por lo que $P = 15$ W. De las hojas de datos del MOSFET y el diodo, empaquetado TO-220³ $T_{j\text{máx}} = 125$ $^{\circ}\text{C}$, $T_a = 25$ $^{\circ}\text{C}$, $R_{thj-a} = 62$ $^{\circ}\text{C}/\text{W}$, $R_{thj-c} = 1$ $^{\circ}\text{C}/\text{W}$; de tablas⁴ $R_{thc-d} = 1.2$ $^{\circ}\text{C}/\text{W}$.

³Los elementos que se eligieron como conmutadores conforme al diseño y necesidades del banco de pruebas son el MOSFET IRF540 y el diodo MBR1545CTG ambos con empaquetado TO-220

⁴Ver el apéndice B

Para obtener un margen de seguridad mayor en cuanto a temperatura, a la T_j se le aplicará un factor⁵ $k = 0.7$, esto debido a que el disipador será colocado en el exterior. Así la ley de Ohm térmica quedaría de la siguiente manera:

$$kT_j - T_a = P(R_{thj-c} + R_{thc-d} + R_{thd-a}) \quad (3.2)$$

Ahora, de la ecuación (3.1) se puede determinar la temperatura de juntura máxima del MOSFET o diodo sin disipador quitando la R_{thj-c} y la R_{thc-d}

$$\begin{aligned} T_j - T_a &= P_{m\acute{a}x} \cdot R_{thj-a} , \\ T_j &= T_a + P_{m\acute{a}x} \cdot R_{thj-a} , \\ T_j &= 25 \text{ }^\circ\text{C} + (15 \text{ W}) \cdot \left(62 \frac{\text{ }^\circ\text{C}}{\text{W}}\right) , \\ T_j &= 955 \text{ }^\circ\text{C} . \end{aligned}$$

Debido a que $T_{j\acute{m}ax} = 125 \text{ }^\circ\text{C}$, se hace necesario el uso de un disipador de calor para los elementos MOSFET y diodo con empaquetado TO-220. De la ecuación 3.2 se despeja R_{thd-a}

$$\begin{aligned} R_{thd-a} &= \left(\frac{T_j - T_a}{P}\right) - (R_{thj-c} + R_{thc-d}) , \\ R_{thd-a} &= \left(\frac{0.7 \cdot 125 \text{ }^\circ\text{C} - 25 \text{ }^\circ\text{C}}{15 \text{ W}}\right) - \left(1 \frac{\text{ }^\circ\text{C}}{\text{W}} + 1.2 \frac{\text{ }^\circ\text{C}}{\text{W}}\right) , \\ R_{thd-a} &= 1.96 \frac{\text{ }^\circ\text{C}}{\text{W}} . \end{aligned}$$

La resistencia térmica del disipador al aire del ambiente es de $1.96 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W}$, por lo que se ha de buscar en un catálogo de disipadores el que tenga la R_{thd-a} más adecuada. Un disipador que se encuentra como material de laboratorio es el TO-300 o 637-15ABP con una $R_{thd-a} = 5.5 \text{ }^\circ\text{C}/\text{W}$, el cual cumple con los requerimientos de ser para el empaquetado TO-220 y tener una R_{thd-a} mayor a la requerida, por lo cual se ha de elegir como el disipador a utilizar.

3.2. Topología final del banco de pruebas

Después de haber obtenido todos los parámetros, se hace necesario implementar físicamente la carga activa⁶. Se elegirá un programa para dibujar circuitos, la forma de conmutar de un circuito a otro, un circuito de seguridad que apague el funcionamiento de los circuitos reductor y elevador de manera instantánea, y de qué forma se hará la interfaz con tarjetas de programación u otros circuitos que se han de utilizar en futuros trabajos.

⁵El factor de seguridad k se obtiene de tablas, ver apéndice B

⁶Ver Figura 3.2

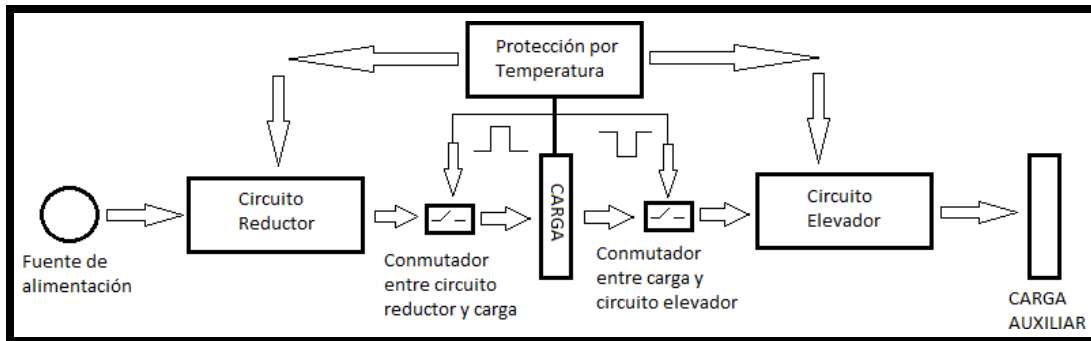


Figura 3.2: Topología final

3.2.1. Descripción del circuito de la carga activa

La carga activa se compondrá de tres etapas. La primera será el circuito de seguridad, seguida de la generación de la señal PWM y manejadores de MOSFET, por la último la etapa de potencia. Todas éstas serán dibujadas en el programa EAGLE para generar los circuitos impresos.

El circuito de seguridad se implementará con base en la temperatura máxima permitida por una batería de iones de litio, la cual es de $45\text{ }^{\circ}\text{C}$ obtenida de [21]. Con un transductor de temperatura LM35 se hará el sensado de la misma para evitar algún daño interno en las celdas de la batería. Debido a que el LM35 entrega 10 mV por cada $^{\circ}\text{C}$, la tensión se amplificará con un amplificador operacional con configuración no inversor, seguido de un comparador y un flip-flop que detendrán el funcionamiento de los generadores PWM.

La generación de la señal PWM que controlará los MOSFETS se hará con el generador de señal PWM LM324, y el manejador de MOSFET será el IR2110. La etapa de potencia llevará el diodo MBR1545CTG, inductores, capacitores y el MOSFET IRF540. Para cambiar de un circuito a otro se diseñó un arreglo de MOSFETS en conmutación superior.

La configuración del LM3524 hará que este pueda modularse de un ciclo de trabajo del 0% al 92% . Para el IR2110 la configuración permitirá un correcto funcionamiento en los MOSFET a la frecuencia de operación, la cual será de 40 kHz . El circuito reductor tendrá el siguiente diagrama con el MOSFET y diodo:

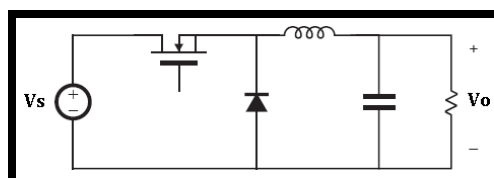


Figura 3.3: Circuito reductor con MOSFET y diodo

Para el circuito elevador de la Figura 3.4, se agregará un filtro paso bajas para evitar los armónicos generados por la conmutación del MOSFET, ya que éstos pueden dañar las celdas de la batería o supercapacitor. El filtro también asegura una corriente continua a la entrada del convertidor⁷, quedando como en la Figura 3.5.

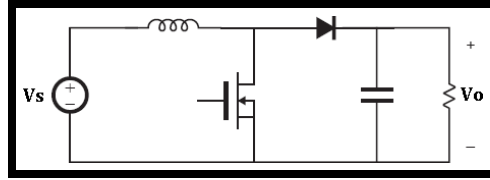


Figura 3.4: Circuito elevador con MOSFET y diodo

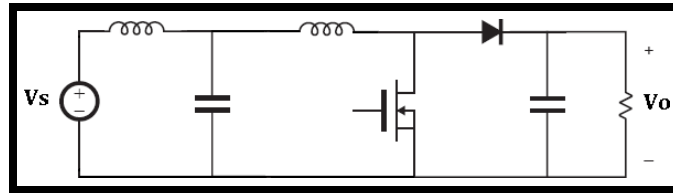


Figura 3.5: Circuito elevador con filtro de entrada

La frecuencia de corte en el filtro de entrada del circuito elevador tiene que ser menor a la frecuencia de operación del MOSFET; en esta aplicación es de 40 kHz, así se elige entonces una frecuencia de corte de 4.5 kHz, con un capacitor de 1000 μF entonces

$$\begin{aligned} \omega_0 &= \frac{1}{\sqrt{LC}}, \\ 4.5 \text{ kHz} &= \frac{1}{\sqrt{L \cdot 1000 \mu\text{F}}}, \\ L &= 49.38 \mu\text{H}. \end{aligned} \tag{3.3}$$

El valor más cercano que se obtiene para el inductor en laboratorio es de 50 μH .

⁷Para más información del filtro de entrada consultar [13].

Capítulo 4

Realización final del banco de pruebas

La polarización de la carga activa se hará a través de las borneras más adelante expuestas. En estas últimas el lado positivo de la fuente que ha de polarizar el circuito se conectará a la terminal 1 y el común a la terminal 2.

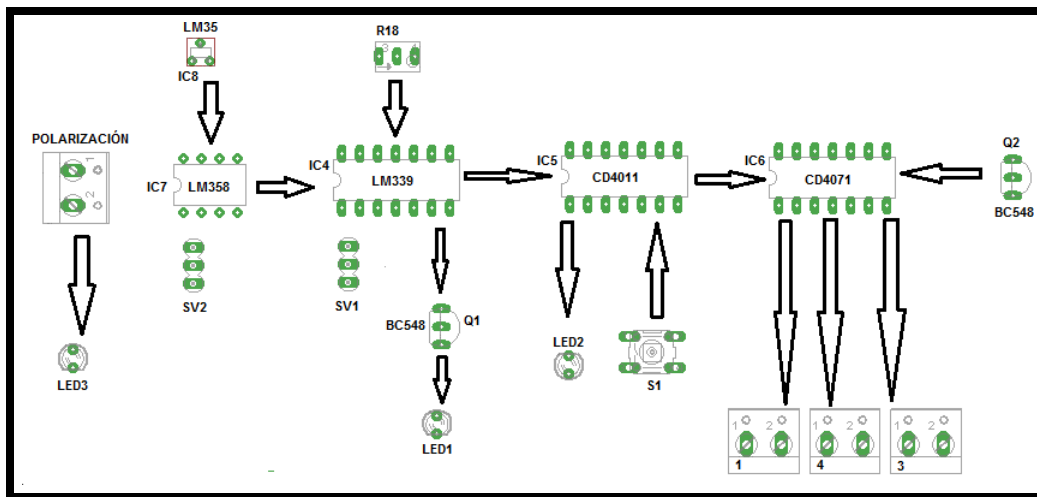


Figura 4.1: Circuito de protección

El circuito de protección dado en la Figura 4.1 se alimentará por 15 Vdc en la bornera de POLARIZACIÓN (terminal 1 positivo y terminal 2 común), LED3 encenderá en cuanto se aplique la tensión de alimentación, la tensión dada por IC8 o LM35 será amplificada por el IC7 o LM358 con una ganancia $A_V = 31$. La tensión generada por el amplificador será sensada por el comparador IC4 o LM339, el cuál activará el *flip-flop-set-reset* hecho en IC5 o CD4011 en caso de que se sobrepase la tensión de referencia del LM339. Si lo anterior pasa los LED1 y LED2 encenderán, entonces hay que poner

el *flip-flop* en *reset* presionando S1 o *push botton*, LED2 enciende cuando el *flip-flop* se activa y LED1 cuando la tensión de referencia es rebasada. Si el LED1 no se ha apagado entonces no se apagará el LED2 con S1. Cuando LED2 esté encendido se activarán las salidas 3 y 4 de IC6 o CD4071 que están unidas a las borneras 3 y 4 (las borneras serán conectadas en la terminal 1 con otras borneras del mismo nombre) respectivamente y a su vez están conectadas con las terminales de apagado de los LM324. La terminal dos del CD4071 se activará por una señal de entrada de 15 V en la bornera 1 (terminal 1 positivo y terminal 2 común), lo que hará que se deshabilite la conmutación en el convertidor elevador y habilitará la conmutación en el convertidor reductor. Cabe señalar que la temperatura máxima elegida para protección en la batería de iones de litio será de 38 °C, la cual se logrará con una tensión de 11.8 V en SV1 o *header* (terminal superior positivo, terminal inferior común), la tensión se obtendrá moviendo la perilla de R18 o resistencia variable *trimpot*.

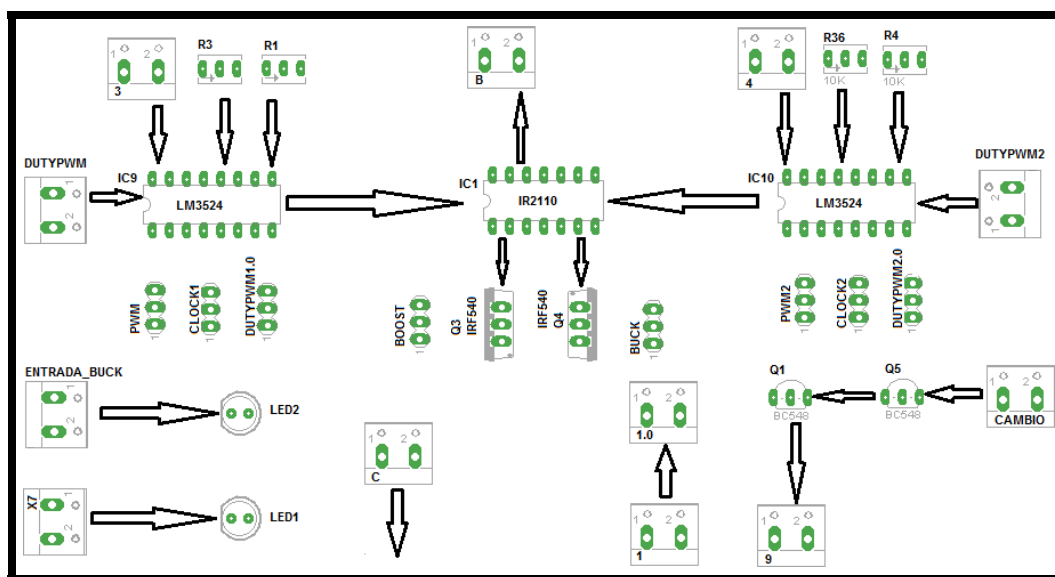


Figura 4.2: Circuito Generador de PWM y Manejador de MOSFET

El circuito generador de PWM y manejador de MOSFET dado en la Figura 4.2 se alimentará por 15 Vdc en la bornera X7 de polarización (terminal 1 positivo, terminal 2 común). LED1 prenderá en cuanto se aplique la tensión de alimentación. Los circuitos integrados IC9 e IC10 son LM3524 y generarán la señal PWM llevada hasta IC1 o IR2110 encargado del manejo de las puertas de los MOSFETS Q3 y Q4. La frecuencia de la señal generada por los LM3524 se ajustará por las perillas de R3 y R36, las borneras CLOCK1 Y CLOCK2 servirán para medir la tensión que dejan pasar R3 y R36 respectivamente y así fijar la frecuencia deseada sin necesidad de un osciloscopio. El ciclo de trabajo será regulado por una tensión exterior en las borneras DUTYPWM (para el circuito elevador) y DUTYPWM2 (para el circuito reductor) de entre 0.9 V y 3.6 V (no se deberá exceder

de los 3.6 V), que representan el 0 % y 90 % de ciclo de trabajo respectivamente¹. Si sólo se cuenta con una fuente externa fija, los *trimpot* R1 y R4 podrán variar el ciclo de trabajo (no se deberá exceder de los 3.6 V). La bornera CAMBIO deberá ser alimentada por 15 V si se quiere trabajar con el convertidor reductor (terminal 1 positivo, terminal 2 común), en caso de que se quiera trabajar con el convertidor elevador, no se deberá aplicar tensión alguna a la bornera antes mencionada. En los *headers* PWM y PWM2 se puede ver la señal generada por IC9 e IC10 respectivamente (parte superior positivo, parte inferior común), en los headers DUTYPWM1.0 Y DUTYPWM2.0 se puede medir la tensión que se está introduciendo a IC9 e IC10 respectivamente (parte superior positivo, parte inferior común). En los *headers* BUCK y BOOST se observará la señal generada por el manejador de puerta IC1 en la conmutación superior e inferior respectivamente (parte superior positivo, parte inferior común). Las borneras 3, 4 y 1 se unirán a las borneras del mismo nombre del circuito de protección. La bornera ENTRADA BUCK es para introducir la tensión y corriente elegidas para cargar la batería o el supercapacitor (terminal 1 positivo, terminal 2 común). Las borneras B, C, 9 y 1.0 se unirán a las borneras del mismo nombre en los circuitos reductor y elevador (terminal 1).

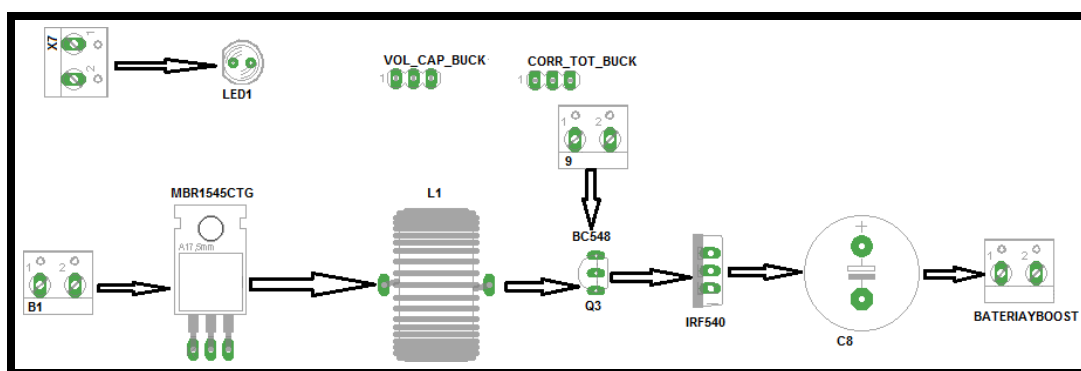


Figura 4.3: Circuito Reductor

El circuito reductor dado en la Figura 4.3 se polarizará en la bornera X7 (terminal 1 positivo, terminal 2 común). Led1 prenderá en cuanto se aplique la tensión de alimentación. El inductor L1 estará hecho de alambre esmaltado de calibre 18. las borneras B1 y 9 se conectarán a las borneras del mismo nombre del circuito generador de PWM y manejador de MOSFET (terminal 1). La bornera BATERIA Y BOOST es la salida del circuito reductor (terminal 1 positivo, terminal 2 común). En el *header* VOL CAP BUCK se puede medir la tensión de salida del circuito reductor (parte superior positivo, parte inferior común). En el *header* CORR TOT BUCK se podrá medir la corriente a la salida al retirar el *jumper* (sentido de la corriente de izquierda a derecha)².

¹El LM3524 se caracterizó en laboratorio a tensiones constantes y sin cargas en las salidas PWM, los valores de tensión para regular el ciclo de trabajo pueden variar con alguna carga en la salida.

²Ver apéndice A

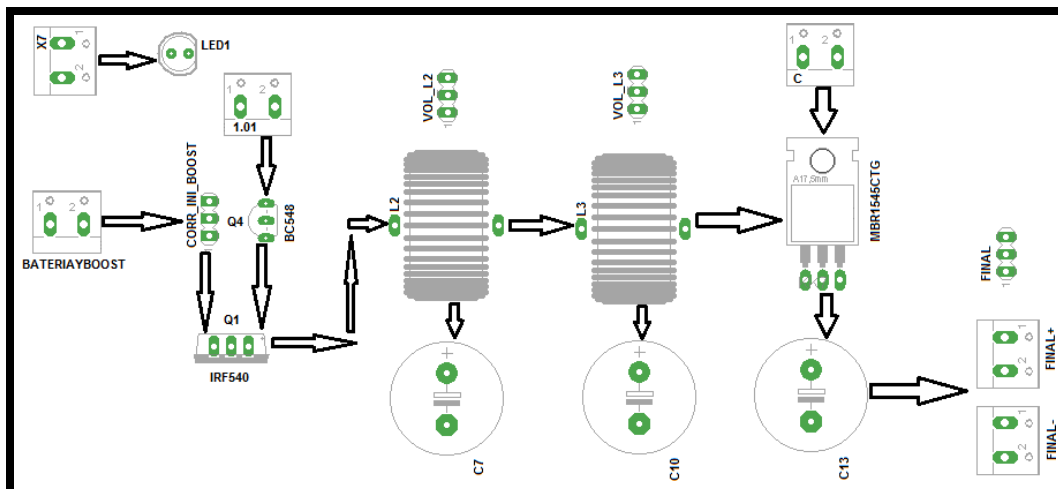


Figura 4.4: Circuito Elevador

El circuito elevador dado en la Figura 4.4 se polarizará en la bornera X7 (terminal 1 positivo, terminal 2 común). Led1 prenderá en cuanto se aplique la tensión de alimentación. Los inductores L2 y L3 estarán hechos de alambre esmaltado de calibre 18, la bornera 1 se conectará con la bornera 1 del circuito generador de PWM y manejador de MOSFET (terminal 1). La bornera C se conectará a la del mismo nombre en el circuito generador de PWM y manejador de MOSFET (terminal 1). La bornera BATERIAYBOOST es la entrada al circuito elevador (terminal 1 positivo, terminal 2 común). La bornera FINAL+ será la salida positiva del circuito y la bornera FINAL- será la salida común del circuito. En el *header* FINAL se podrá medir la tensión de salida del circuito (parte superior positivo, parte inferior común). En los *headers* VOL L2 y VOL L3 se podrá medir la tensión en los inductores L2 y L3 respectivamente. En el *header* CORR INI BOOST se podrá medir la corriente a la entrada del circuito retirando el *jumper* (sentido de la corriente de izquierda a derecha)³.

³Ver apéndice A

Capítulo 5

Simulaciones y pruebas

Los circuitos elevador y reductor antes de probarse físicamente se han simulado en MATLAB con la librería POWERLIB, en la cual se pueden simular circuitos eléctricos de potencia y así obtener un panorama previo a la implementación en la realidad.

5.1. Simulaciones

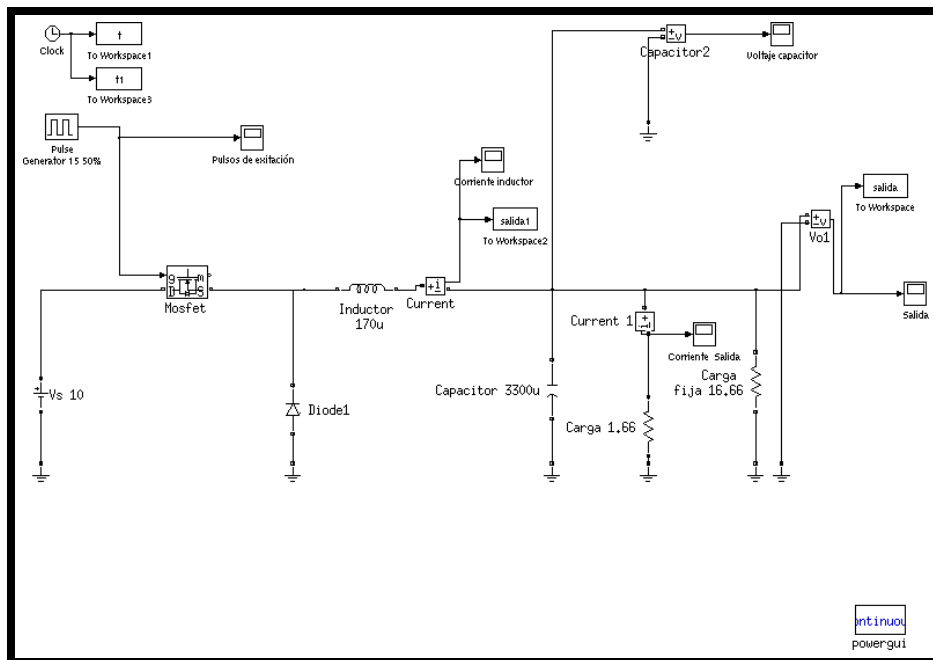


Figura 5.1: Circuito Reductor simulado en MATLAB

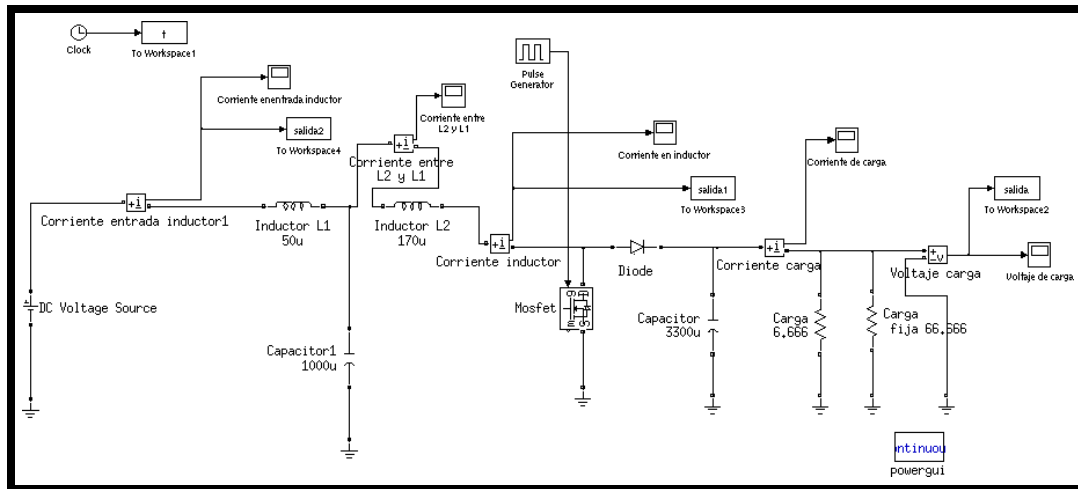
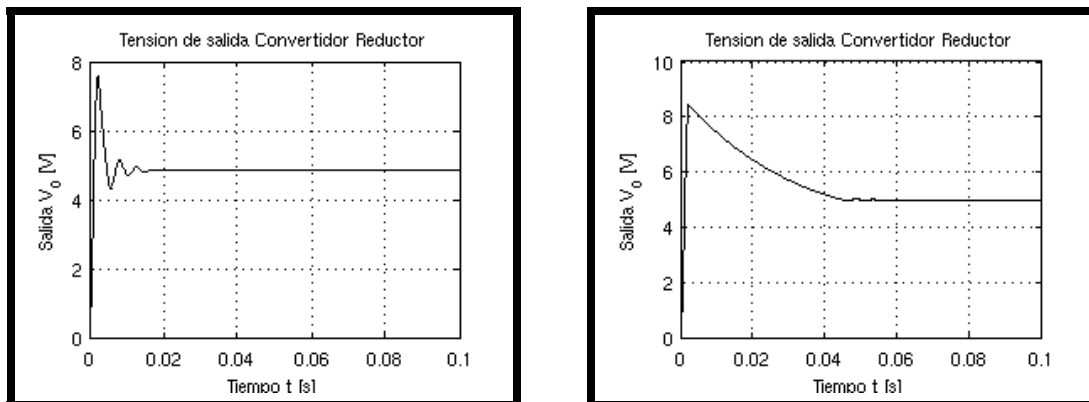


Figura 5.2: Circuito Elevador simulado en MATLAB

Las Figuras 5.1 y 5.2 muestran simulaciones del circuito reductor y elevador en MATLAB. En ellas se pueden observar los distintos elementos que componen a los mismos. En las figuras subsiguientes se observará su comportamiento en los valores extremos de carga. La Figura 5.3 muestra el comportamiento en la tensión del convertidor reductor con cargas de salida de $1.6\ \Omega$ en los primeros $0.05\ \text{s}$ de funcionamiento y de $16.6\ \Omega$ en los primeros $0.1\ \text{s}$ de funcionamiento. Cabe mencionar que la tensión de salida es menor a los $5\ \text{V}$ en el primer caso, lo cual se debe a la corriente demandada por la carga. El rizo de tensión no pasa $1\ \text{mV}$ después de $0.5\ \text{s}$.

Figura 5.3: Izquierda: Carga de $1.6\ \Omega$, Derecha: Carga de $16.6\ \Omega$

En la Figura 5.4, se observa el comportamiento de la corriente del convertidor reductor con una carga de salida de $1.6\ \Omega$ en los primeros $0.05\ \text{s}$ de funcionamiento y de $16.6\ \Omega$ en los primeros $0.1\ \text{s}$ de funcionamiento. En ambos casos antes de $0.1\ \text{s}$ la

corriente no cae a 0 A, permitiendo así solo el modo continuo. Cabe mencionar que después de 0.1 s el rizo de corriente no pasa los 300 mA.

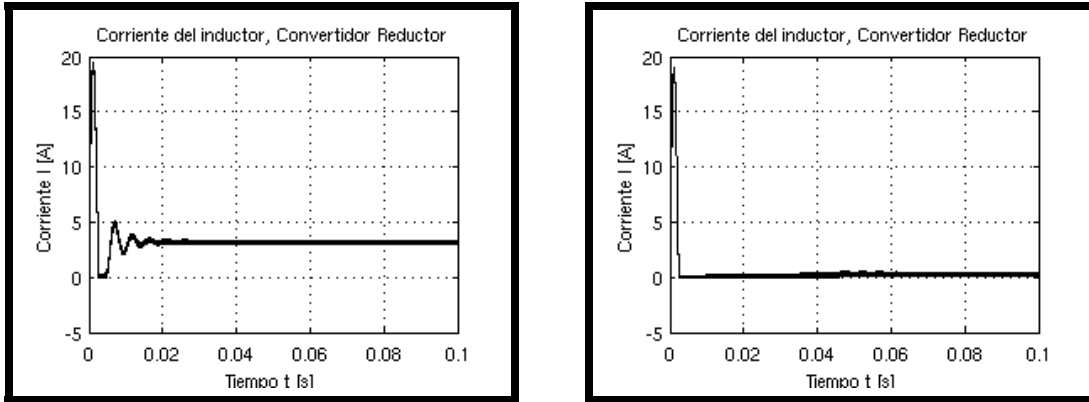


Figura 5.4: Izquierda: Carga de 1.6Ω , Derecha: Carga de 16.6Ω

La Figura 5.5 muestra el comportamiento en la tensión del convertidor elevador con cargas de salida de 6.6Ω y 66.6Ω en los primeros 0.1 S de funcionamiento. El rizo de tensión no pasa 1 mV después de 0.5 s.

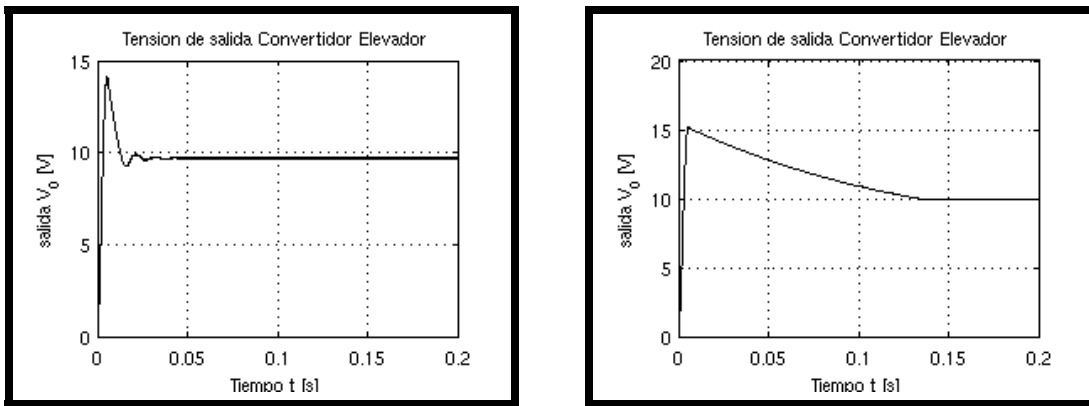
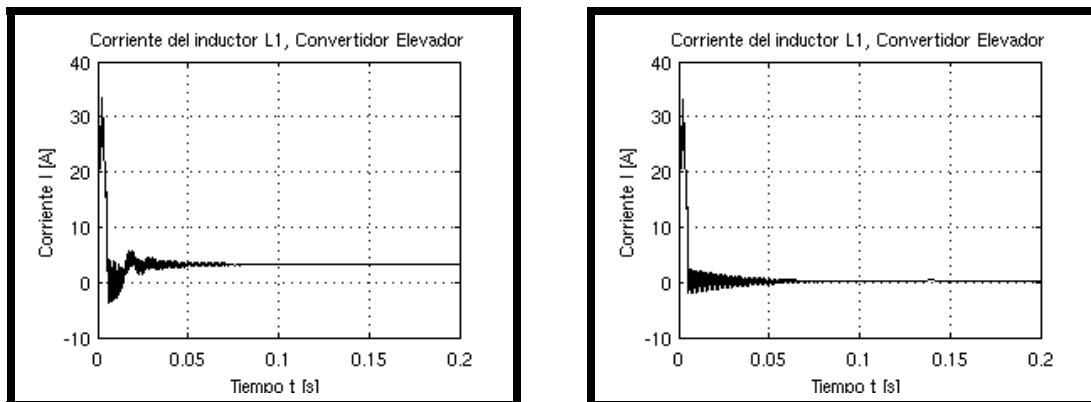
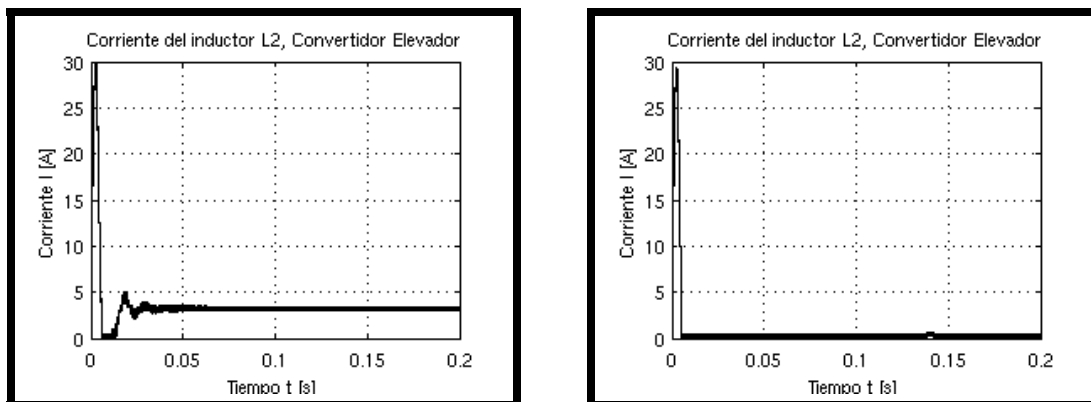


Figura 5.5: Izquierda: Carga de 6.6Ω , Derecha: Carga de 66.6Ω

La Figura 5.6 muestra el comportamiento de la corriente del convertidor elevador en el inductor que es parte del filtro de entrada con cargas de salida de 6.6Ω y 66.6Ω en los primeros 0.1 s de funcionamiento.

Figura 5.6: Izquierda: Carga de 6.6Ω , Derecha: Carga de 66.6Ω

La Figura 5.7 muestra el comportamiento de la corriente del convertidor elevador en el inductor que es parte del filtro a la salida con cargas de 6.6Ω y 66.6Ω en los primeros 0.1 s de funcionamiento. El rizo de corriente no pasa los 150 mA, después de 0.5 s.

Figura 5.7: Izquierda: Carga de 6.6Ω , Derecha: Carga de 66.6Ω

5.2. Pruebas a la carga activa

Una vez que se tiene físicamente el banco de pruebas o carga activa, se caracteriza por medio de pruebas que darán certeza de su funcionalidad. Estas pruebas se han de hacer por partes: en primer lugar se ha de caracterizar el convertidor reductor, ya que este es la parte más importante de la carga activa. Después se harán pruebas similares para caracterizar el convertidor elevador, y por último se probará el circuito de seguridad.

5.2.1. Pruebas al convertidor reductor (*buck*)

Las pruebas realizadas al convertidor reductor son las siguientes:

1. Verificación de no deformamiento de la señal de control del MOSFET.
2. Medición de tensión a la salida del convertidor reductor con una tensión de entrada de 10 V con cargas mínima y máxima.
3. Medición de corriente a la salida del convertidor reductor con una tensión de entrada de 10 V con cargas mínima y máxima.
4. Verificación del régimen permanente en el convertidor.
5. Verificación de no calentamiento excesivo en elementos del convertidor reductor en tiempos de operación prolongados.

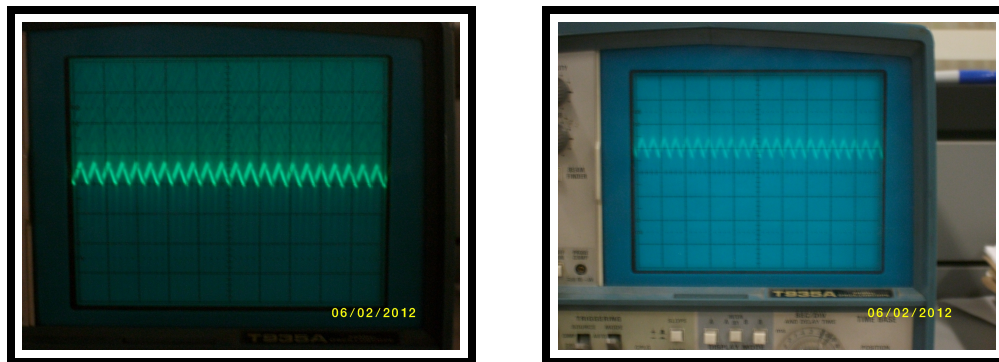


Figura 5.8: Formas de onda en el inductor del convertidor reductor, izquierda modo discontinuo 320 mA, derecha modo continuo 850 mA. Eje horizontal 0.5 ms/div, eje vertical 20 mV/div.

Resultados

La medición de la señal de control con resistencias de potencia como carga a la salida del convertidor reductor. Mostró una señal cuadrada de 12 V con una oscilación de 200 mV de amplitud y duración de 2 ms cuando el MOSFET cierra el circuito. La oscilación crece a 500 mV de amplitud con una duración de 2 ms cuando la corriente demandada al convertidor supera los 1200 mA.

La medición de tensión a la salida con la carga de $16.\bar{6} \Omega$ dio como resultado 4.5 V, corriente a la salida de 320 mA con un ciclo de trabajo del 50 %. La señal de corriente en el inductor con estos valores mostró modo discontinuo, el modo continuo se obtuvo a partir de los 520 mA, no hubo variaciones de estos valores con 4 horas seguidas de operación.

La medición de tensión a la salida con la carga de $1.\bar{6} \Omega$ dio como resultado 3.8 V, corriente a la salida de 2.7 A con un ciclo de trabajo del 50 %. La señal de corriente en el inductor con estos valores mostró modo continuo, no hubo variaciones de estos valores con 4 horas seguidas de operación.

La obtención de la señal de corriente en el inductor en el osciloscopio se hizo con una resistencia en serie con el inductor de 0.01Ω . La tensión entre las terminales proporciona la forma de onda. Para obtener una tensión de salida de 5 V se puede aumentar el ciclo de trabajo, aunque también aumentará la corriente a la salida.

5.2.2. Pruebas al convertidor elevador (*boost*)

Las pruebas realizadas al convertidor elevador son las siguientes:

1. Verificación de no deformamiento de la señal de control del MOSFET.
2. Medición de tensión a la salida del convertidor elevador con una tensión de entrada de 5 V con cargas mínima y máxima.
3. Medición de corriente a la salida del convertidor elevador con una tensión de entrada de 5 V con cargas mínima y máxima.
4. Verificación de no calentamiento en elementos del convertidor elevador en tiempos de operación prolongados.

Resultados

La medición de la señal de control con resistencias de potencia como carga a la salida del convertidor elevador. Mostró una señal cuadrada de 15 V con una oscilación de 150 mV de amplitud y duración de 1 ms cuando el MOSFET cierra el circuito. La oscilación crece a 300 mV de amplitud con una duración de 1 ms cuando la corriente demandada al convertidor supera los 450 mA.

La medición de la señal de control mostró una señal cuadrada de 15 V con una oscilación de 0,2 V de amplitud y duración de 2 ms cuando el MOSFET cierra el circuito.

La medición de tensión a la salida con la carga de $66.\bar{6} \Omega$ dio como resultado 9.2 V, corriente a la salida de 160 mA con un ciclo de trabajo del 50 %. No hubo variaciones de éstos valores con 4 horas seguidas de operación.

La medición de tensión a la salida con la carga de $6.\bar{6} \Omega$ dio como resultado 7.8 V, corriente a la salida de 1.4 A con un ciclo de trabajo del 50 %. No hubo variaciones de estos valores con 4 horas seguidas de operación.

No se pudo obtener una tensión de salida de 10 V al aumentar el ciclo de trabajo cuando la carga tiende al valor mínimo porque la fuente que alimentaba el convertidor se descompensaba al hacerlo.

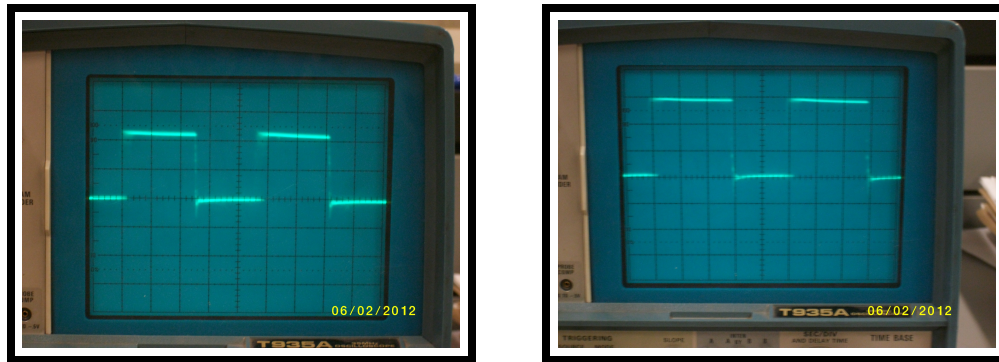


Figura 5.9: Formas de onda PWM de control, izquierda convertidor reductor, derecha convertidor elevador. Eje horizontal $5 \mu\text{s}/\text{div}$, eje vertical $10 \text{ V}/\text{div}$.

5.2.3. Pruebas al circuito de protección

Las pruebas realizadas circuito de protección son las siguientes:

1. Verificación de apagado de los circuitos LM3524 a distintas temperaturas.
2. Verificación de no calentamiento en el circuito de protección.

Resultados

El circuito de protección no se calienta, incluso en tiempos prolongados de operación, las pruebas a distintas temperaturas no mostraron falla alguna mandando señal de apagado a los LM3524 a la temperatura deseada.

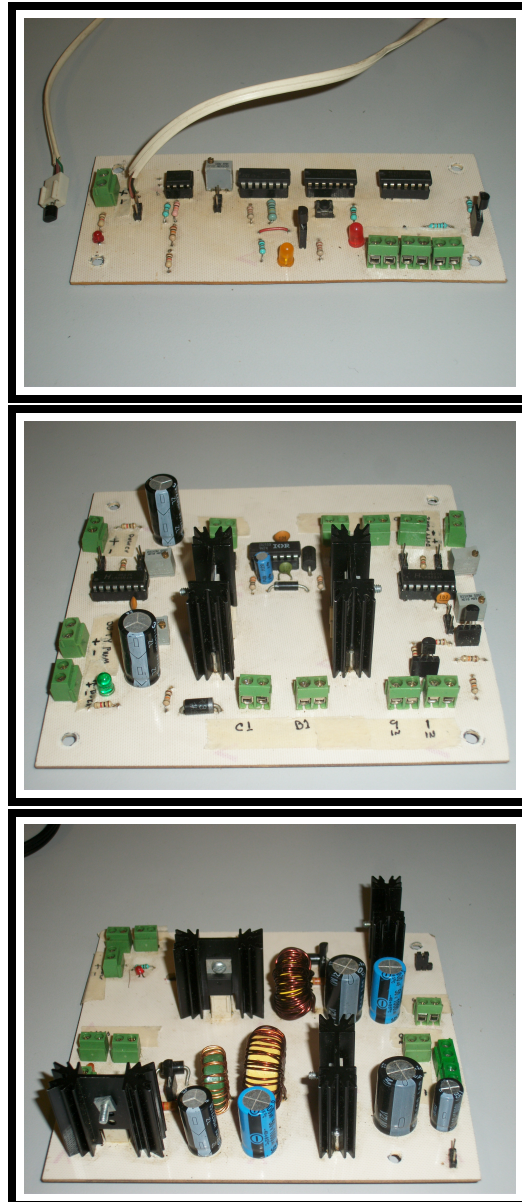


Figura 5.10: Arriba: Circuito de protección, En medio: Circuito generador de señal PWM y manejador de MOSFETS, Abajo: Circuitos Reductor y Elevador

Capítulo 6

Conclusiones y trabajo a futuro

Este trabajo cumplió con el objetivo esperado. Sin embargo, la implantación física de la carga activa difiere en gran manera de lo calculado a lo obtenido. Por ejemplo los valores obtenidos en un principio de inductancia $104 \mu\text{H}$ para ambos convertidores, en la implantación física no funcionaron; se tuvo que aumentar el valor de las inductancias para lograr que los convertidores funcionaran. Lo anterior se debió a factores como la calidad de los materiales, la fabricación casera, las impedancias parásitas e inherentes a los inductores. A pesar de que se sabía de estos problemas, no se pudo determinar a que grado afectaría el funcionamiento de los convertidores. Por lo que se redimensionaron los inductores al valor de $170 \mu\text{H}$ con lo cual los convertidores funcionaron de manera adecuada. Sin embargo en el caso del convertidor reductor al verificar el régimen permanente en el valor mínimo de carga, simplemente no se obtuvo. La corriente necesaria para que el convertidor reductor trabajara en régimen permanente era de 520 mA , por lo cual se aumentó de nuevo el tamaño del inductor a 1.5 mH , con lo cual el régimen permanente se obtiene a partir de los 390 mA .

Si se requiere para un experimento en específico el régimen permanente para una corriente de 300 mA , habrá que sustituir el inductor actual por uno de mayor valor en el caso del convertidor reductor. Para el convertidor elevador no es tan importante estar en régimen permanente a menos que se vaya a hacer un control para la descarga del elemento con que se trabaje, para lo cual simplemente se tendrá que sustituir el inductor actual por uno de valor mayor. En cuanto al rizo de tensión a la salida de ambos convertidores, es simplemente imperceptible aún con el osciloscopio (eje horizontal 0.5 ms/div , eje vertical 20 mV/div), así pues este no será un problema que llegue a dañar o afectar al elemento con que se trabaje.

En cuanto a las oscilaciones de la señal de control en el instante de cierre del circuito por parte del MOSFET. Se atribuyen a la fabricación de las resistencias de potencia utilizadas. Lo anterior debido a que las resistencias de potencia internamente tienen un embobinado y esto causa un efecto inductivo que aumenta de manera directamente proporcional al incremento de corriente demandada por estas mismas, lo cual a su vez provoca las oscilaciones. Cabe mencionar que con otro tipo de cargas. Como por

ejemplo focos incandescentes de 10 W y resistencias que no son de potencia. Los efectos de oscilación en la señal de control eran imperceptibles en los osciloscopios utilizados.

El banco de pruebas cumple con ser versátil al poder interconectarse con dispositivos electrónicos externos, como tarjetas de programación, que pueden controlar el ciclo de trabajo de los convertidores, por lo que se puede llevar a cabo un control desde una PC. También las tarjetas pueden recabar datos a las salidas de los convertidores con el convertidor analógico-digital interno en ellas. Además se pueden anexar módulos electrónicos para distintos fines en las entradas para controlar el ciclo de trabajo y a la salida de cada convertidor.

Se realizó una investigación amplia acerca de los manejadores de puerta de MOSFET, se explicó de manera fácil y concisa la función de un manejador de puerta, siendo este trabajo un apoyo para aquel lector que requiera información accesible de los manejadores de puerta. En la investigación no se encontró literatura en español acerca del tema, por lo que el presente trabajo es y será muy útil para quien quiera usar MOSFETS de potencia para diversas aplicaciones.

Se investigó de manera amplia sobre los convertidores de corriente continua y se construyó el banco de pruebas conforme a dos análisis complementarios entre si el teórico [16], [12] y el práctico [13], [18]. Junto con el presente trabajo y las referencias anteriores el lector podrá construir de manera más fácil y rápida un convertidor de corriente continua reductor o elevador.

Se dejan las pistas de los circuitos impresos para aquel lector que quiera implementar el banco de pruebas diseñado en el presente trabajo, además de los diagramas correspondientes. El lector encontrará lo anterior en el apéndice A.

Trabajo a futuro

El presente trabajo da pauta a la construcción de módulos de control que se puedan añadir al banco de pruebas para análisis puntuales en la investigación de las baterías y los supercapacitores. También facilitará la etapa de experimentación que se requiera en próximas investigaciones. Para dicho fin se ha de modelar matemáticamente el comportamiento de los convertidores reductor y elevador. En [23] se encuentran ejemplos de cómo modelar matemáticamente los convertidores. Sin embargo se han de tener en cuenta también las pérdidas por calor y alimentación de los elementos que conforman la carga activa. Los resultados de la experimentación han de ser la base para innovaciones en el campo del almacenamiento y aprovechamiento de la energía eléctrica.

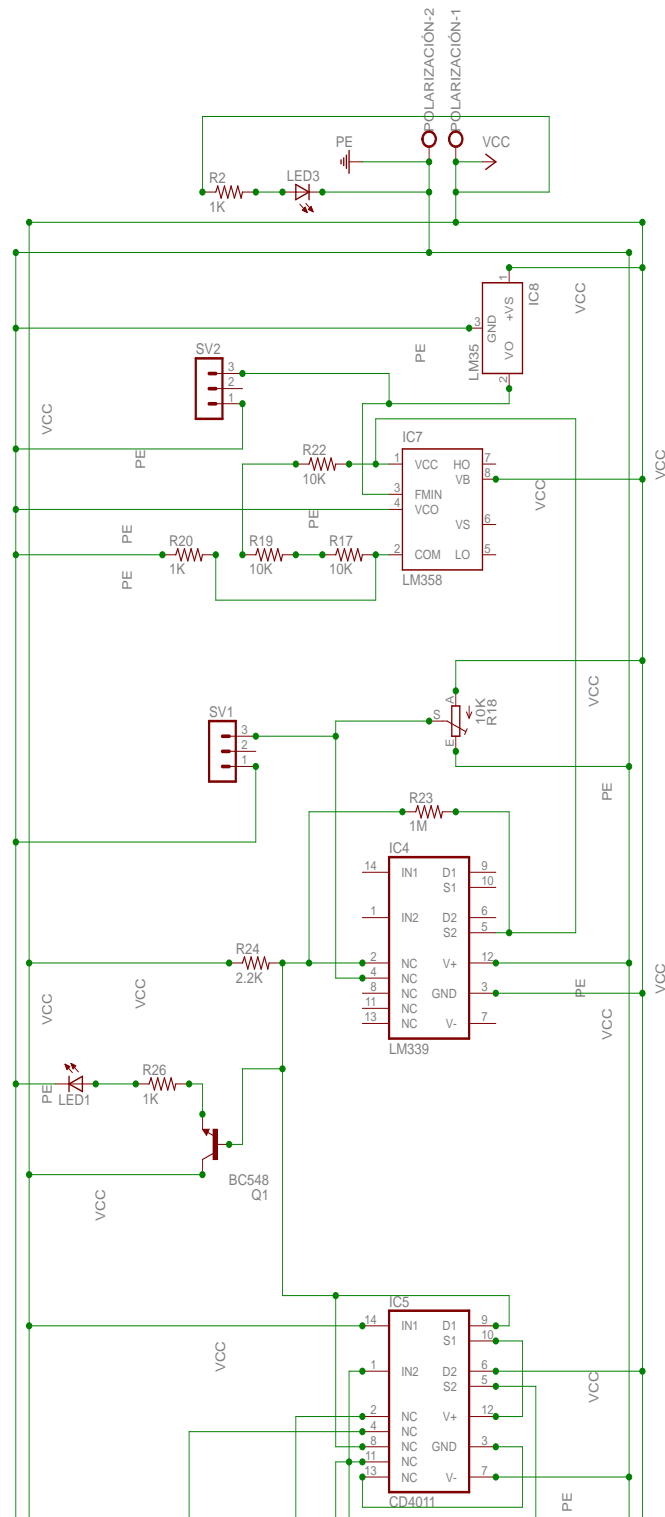
Bibliografía

- [1] Cálculo de Disipadores, Abril 2011. www.lcardaba.com/articles/heatsinks/heatsinks.html.
- [2] Laszlo Balogh. Design And Application Guide For High Speed MOSFET Gate Drive Circuits. Technical notes, 2009.
- [3] Aldo Christian Romero Becerril. *Sistema híbrido de almacenamiento de energía eléctrica*. Tesis de Maestría, Universidad Nacional Autónoma de México, 2009.
- [4] Robert Boylestad and Louis Nashelsky. *Electrónica. Teoría de circuitos*. Prentice-Hall Hispanoamericana, S.A., México D.F., 1982.
- [5] Min Chen and Gabriel A. Rincón-Mora. Accurate Electrical Battery Model Capable of Predicting Runtime and I–V Performance. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 21, No. 2, 2006.
- [6] Sam Davis. Power Design FAQs (Frequently Asked Questions). National Semiconductor Corporation, power.national.com.
- [7] Di Domenico Domenico, Fiengo Giovanni, and Stefanopoulou Anna. Lithium-ion Battery state of charge estimation with a Kalman filter based on a electrochemical model. *Proceedings of the IEEE International Conference on Control Applications*, pages 702-707, 2008.
- [8] Matthieu Dubarry, Nicolas Vuillaume, and Bor Yann Liaw. From li-ion single cell model to battery pack simulation. In *17th IEEE International Conference on Control Applications Part of 2008 IEEE Multi-conference on Systems and Control*, pages 708–713, San Antonio, Texas, USA, September 2008.
- [9] Robert W. Erickson. DC-DC Power Converters. *Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering*.
- [10] Ioannis Hadjipaschalis, Andreas Poullikkas, and Venizelos Efthimiou. Overview of current and future energy storage technologies for electric power applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews* 13, pages 1513-1522, 2009.
- [11] Allan R. Hambley. *Electrónica*. Segunda Edición, www.librosite.net/hambley, Febrero 2011.

-
- [12] Daniel W. Hart. *Electrónica de Potencia*. Prentice Hall, New Jersey USA, 2001.
- [13] Marian K. Kazimierczuk. *Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters*. John Wiley and Sons, Ltd, Dayton Ohio USA, 2008.
- [14] Albert Paul Malvino. *Principios de Electrónica*. McGraw-Hill, España, 1999.
- [15] Marie-Francoise, J.N. and H. Gualous and R. Outbib and A. Berthon. 42 V Power Net with supercapacitor and battery for automotive applications. *Journal of Power Sources* 143, 2005.
- [16] Ned Mohan, Tore M. Undeland, and William P. Robbins. *Power Electronics*. John Wiley and Sons, USA, Second edition.
- [17] Romeo Ortega, Antonio Loria, Per J. Nicklasson, and Hebertt Sira-Ramírez. *Passivity-based Control Euler-Lagrange Systems: Mechanical, Electrical and Electromechanical Applications*. 1998.
- [18] Abraham I. Pressman. *Switching power supply design*. McGraw-Hill, New York New York USA, 1998.
- [19] Muhammad H. Rashid. *Power electronics handbook*. Academic Press, USA, 2001.
- [20] International Rectifier. *HV Floating MOS-Gate Driver ICs*, Febrero 2009. Application note, www.irf.com.
- [21] SONY. Lithium ion rechargeable batteries, technical handbook, Junio 2010. Technical notes, www.datasheetarchive.com.
- [22] Maxwell Technologies. PC Series Boostcap Ultracapacitor Cells, Junio 2010. www.maxwell.com, www.datasheetarchive.com.
- [23] Vadim Utkin, Jürgen Guldner, and Jingxin Shi. *Sliding Mode Control in Electromechanical Systems*. CRC PRESS, USA, 1999.
- [24] Vatché Vorpérian. Simplified Analysis of PWM Converters Using Model of PWM Switch, Part I: Continuous Conduction Mode. *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems* Vol. 24, pages 490-496, 1989.

Apéndice A

Diagramas



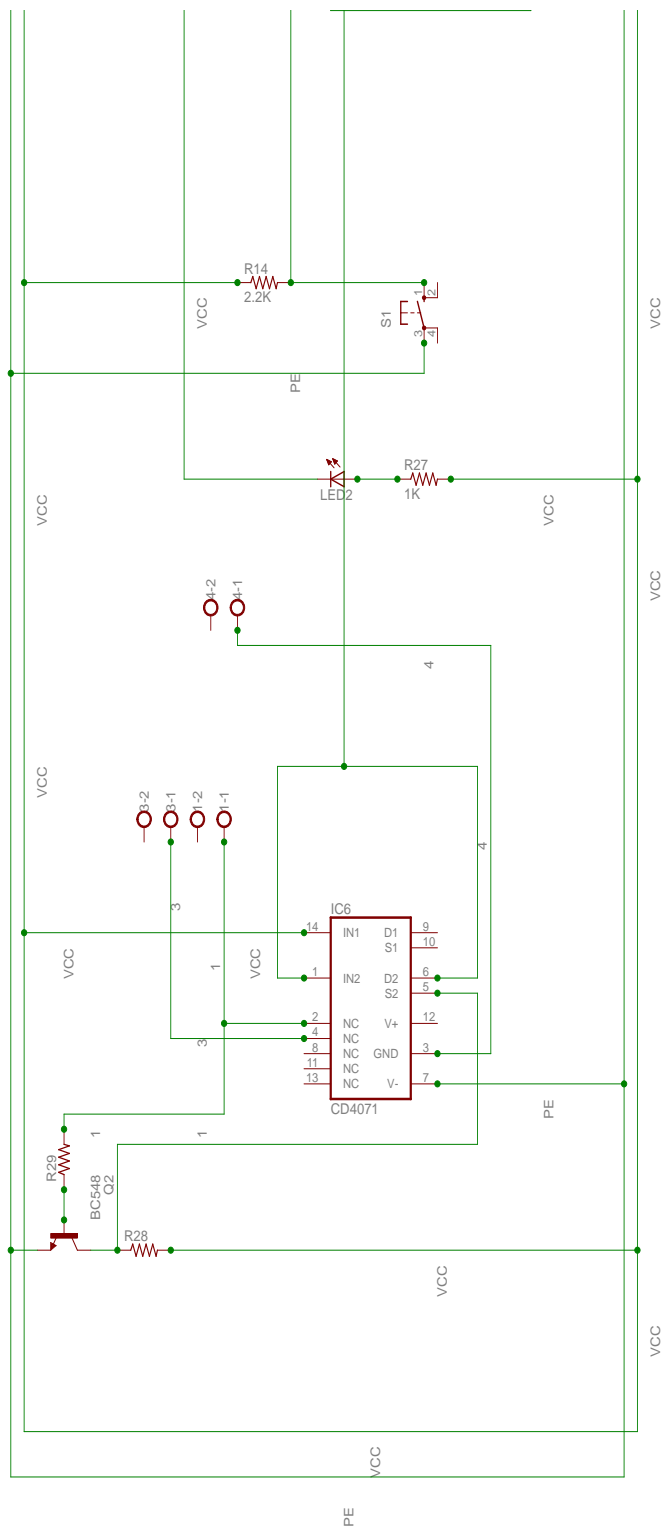


Figura A.1: Circuito de protección

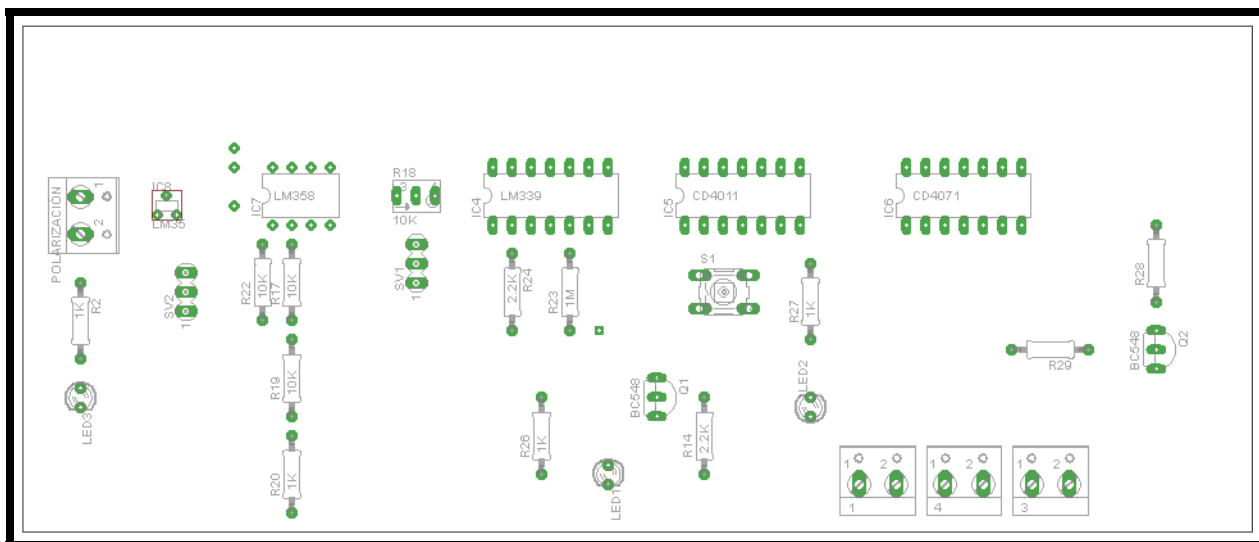


Figura A.2: Posición de elementos

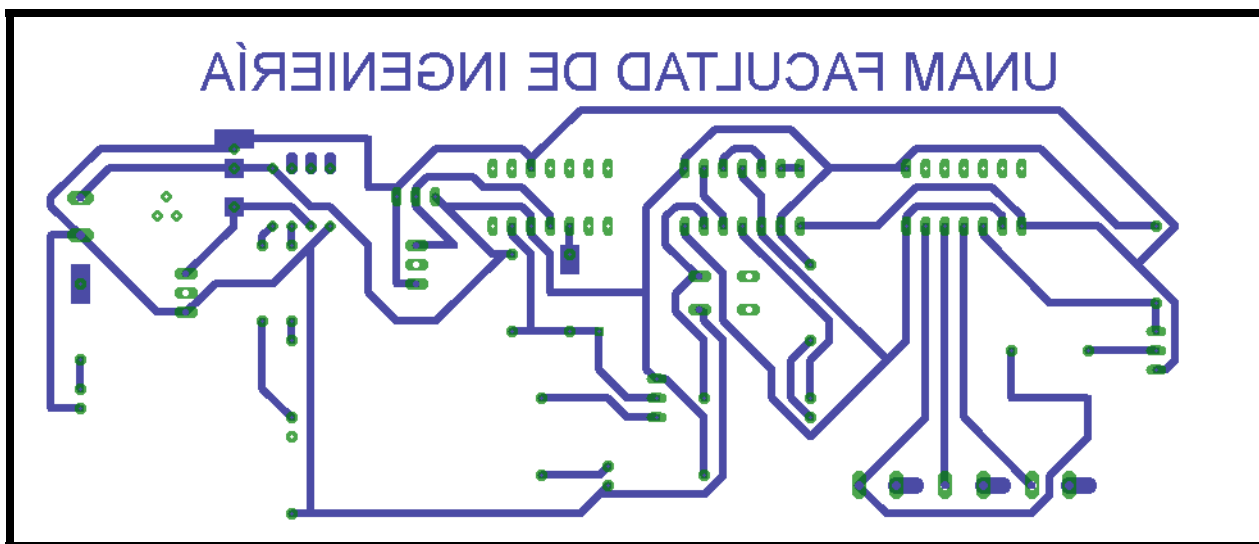


Figura A.3: Pistas principales de elementos

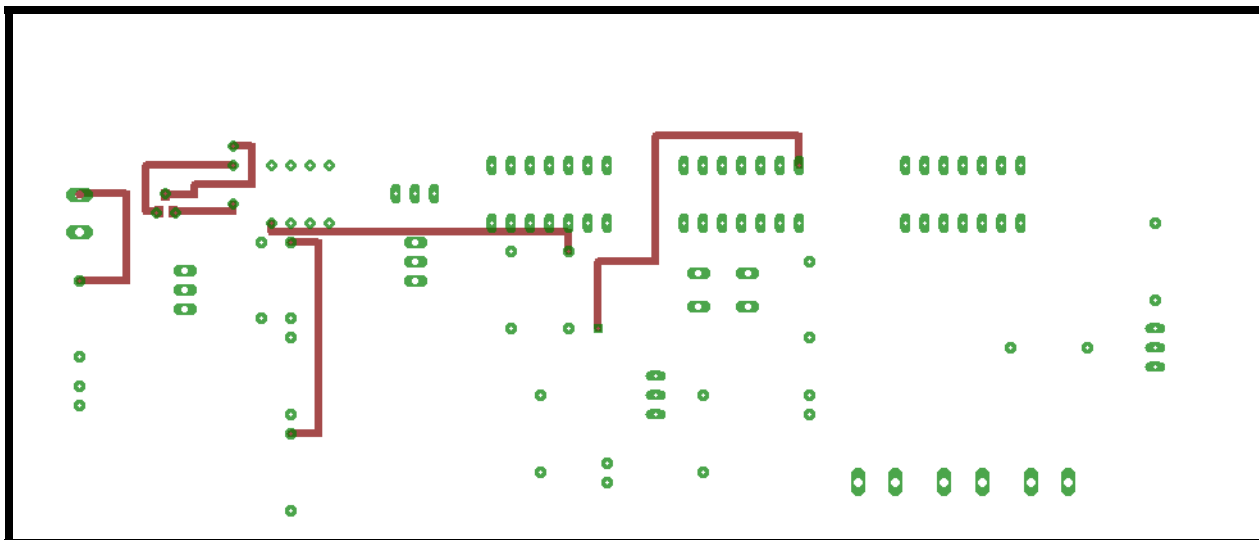


Figura A.4: Pistas secundarias de elementos

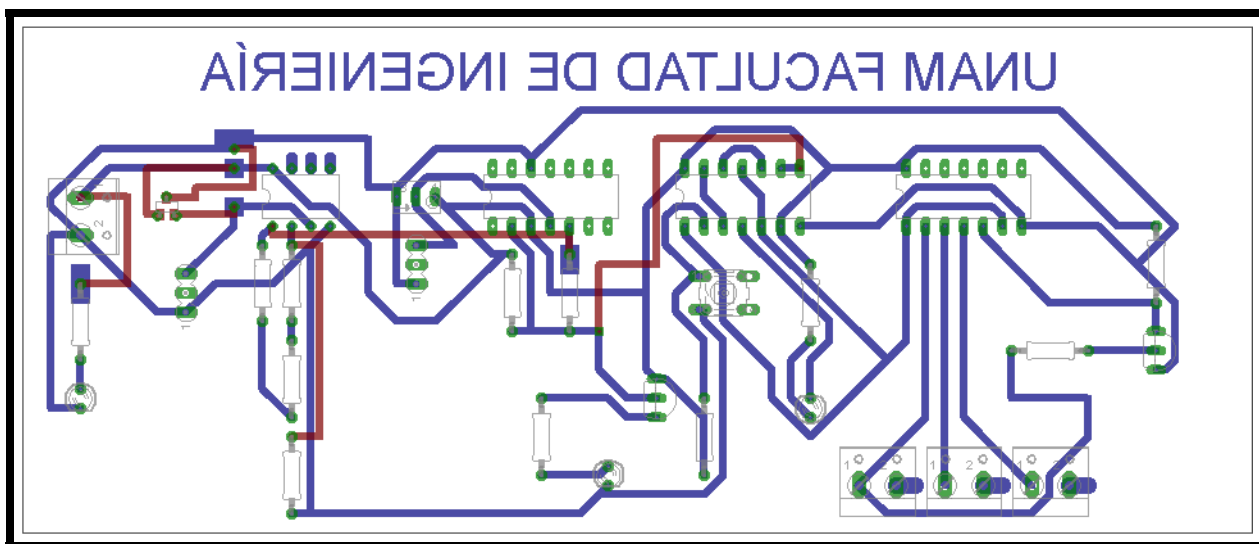
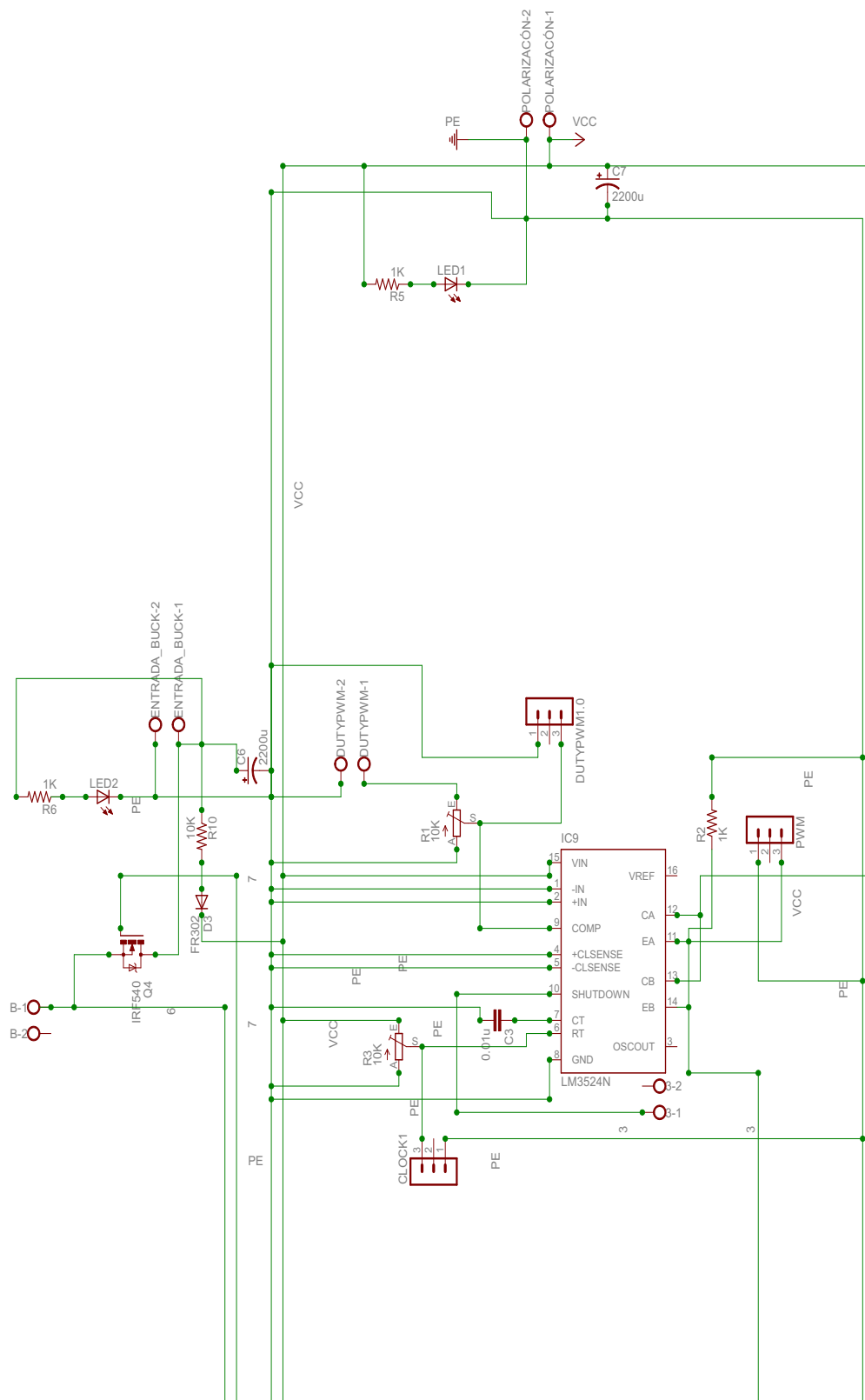


Figura A.5: Total pistas



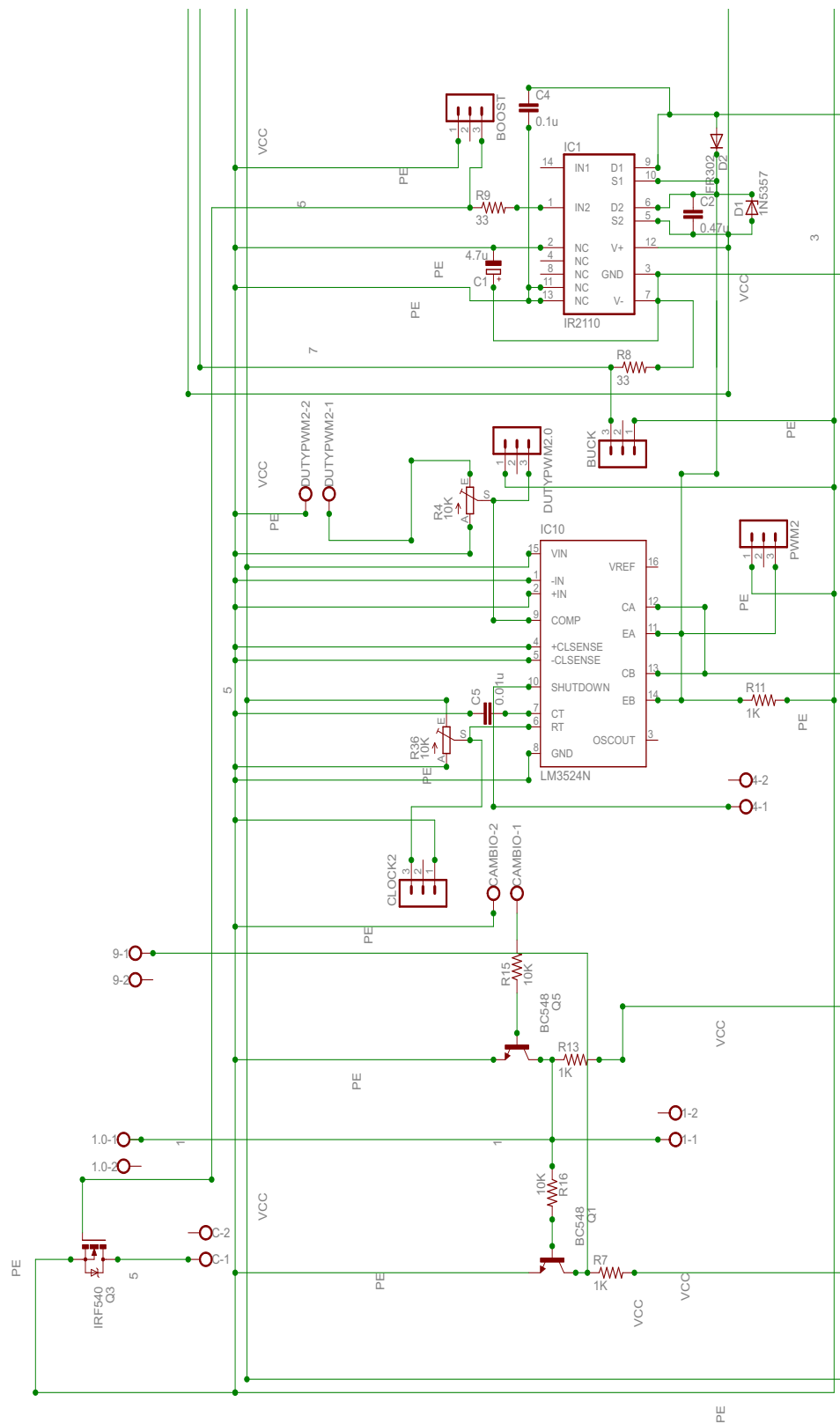


Figura A.6: Circuito Generador de PWM y Manejador de MOSFETS

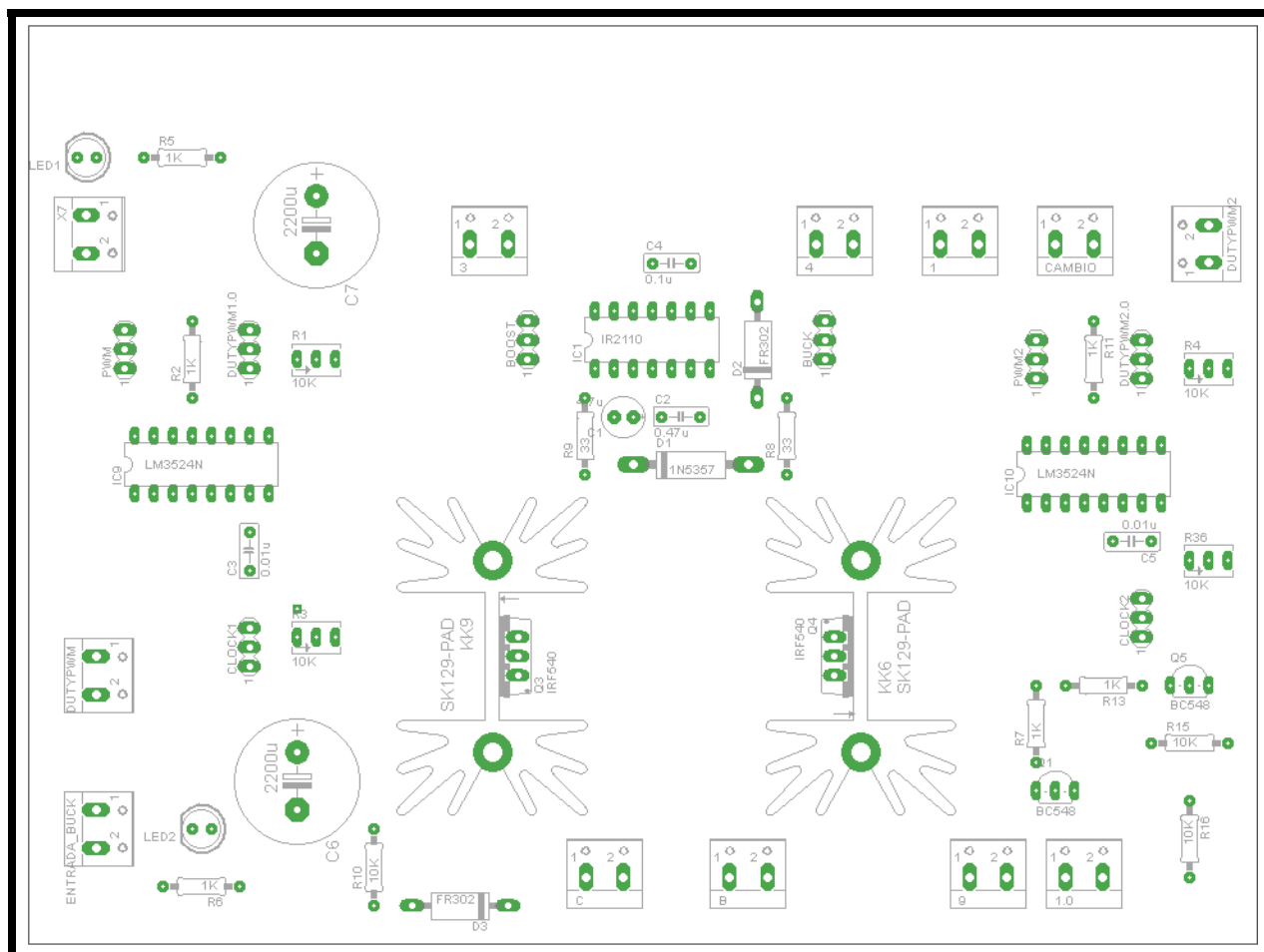


Figura A.7: Posición de elementos

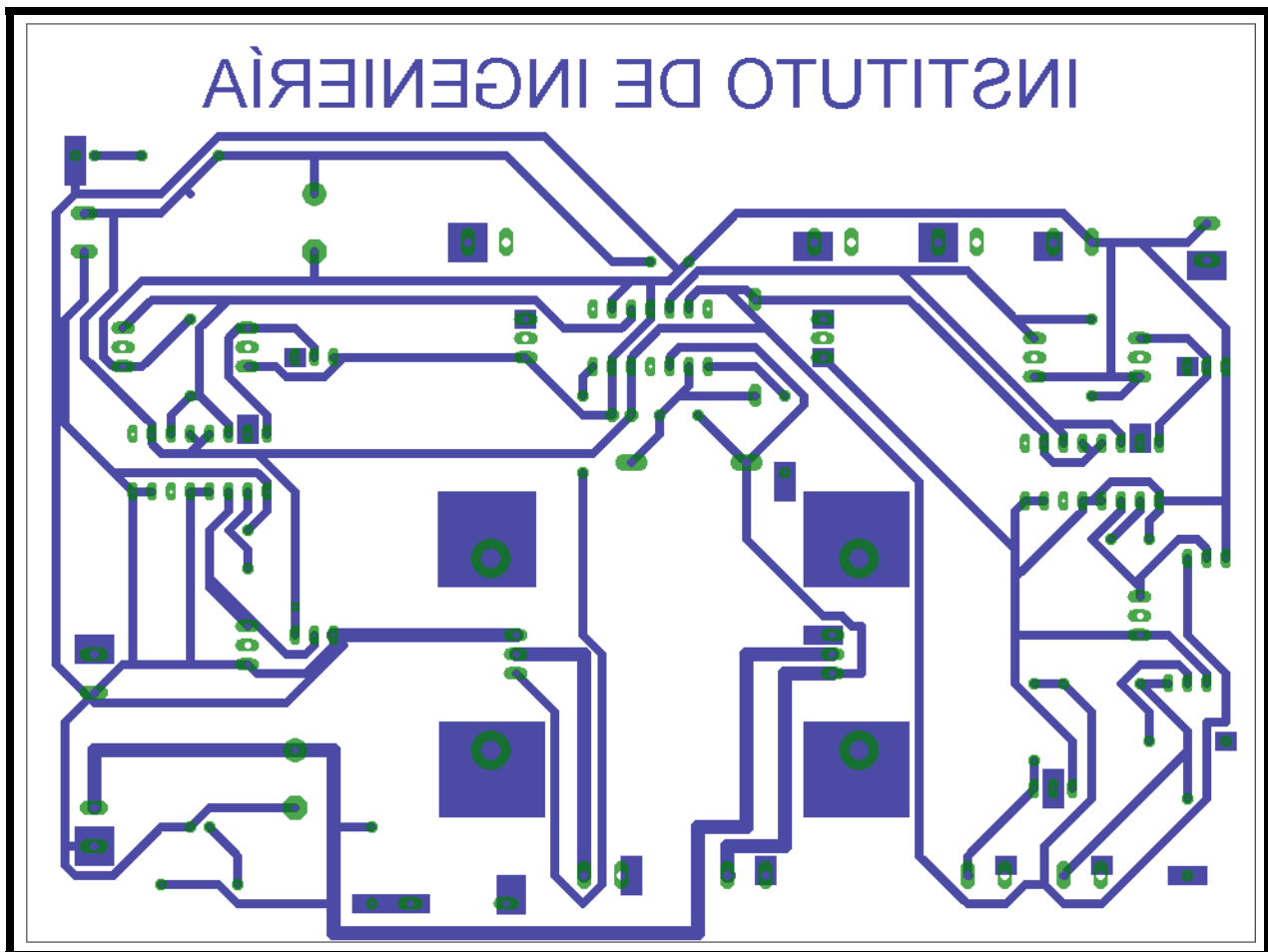


Figura A.8: Pistas principales de elementos

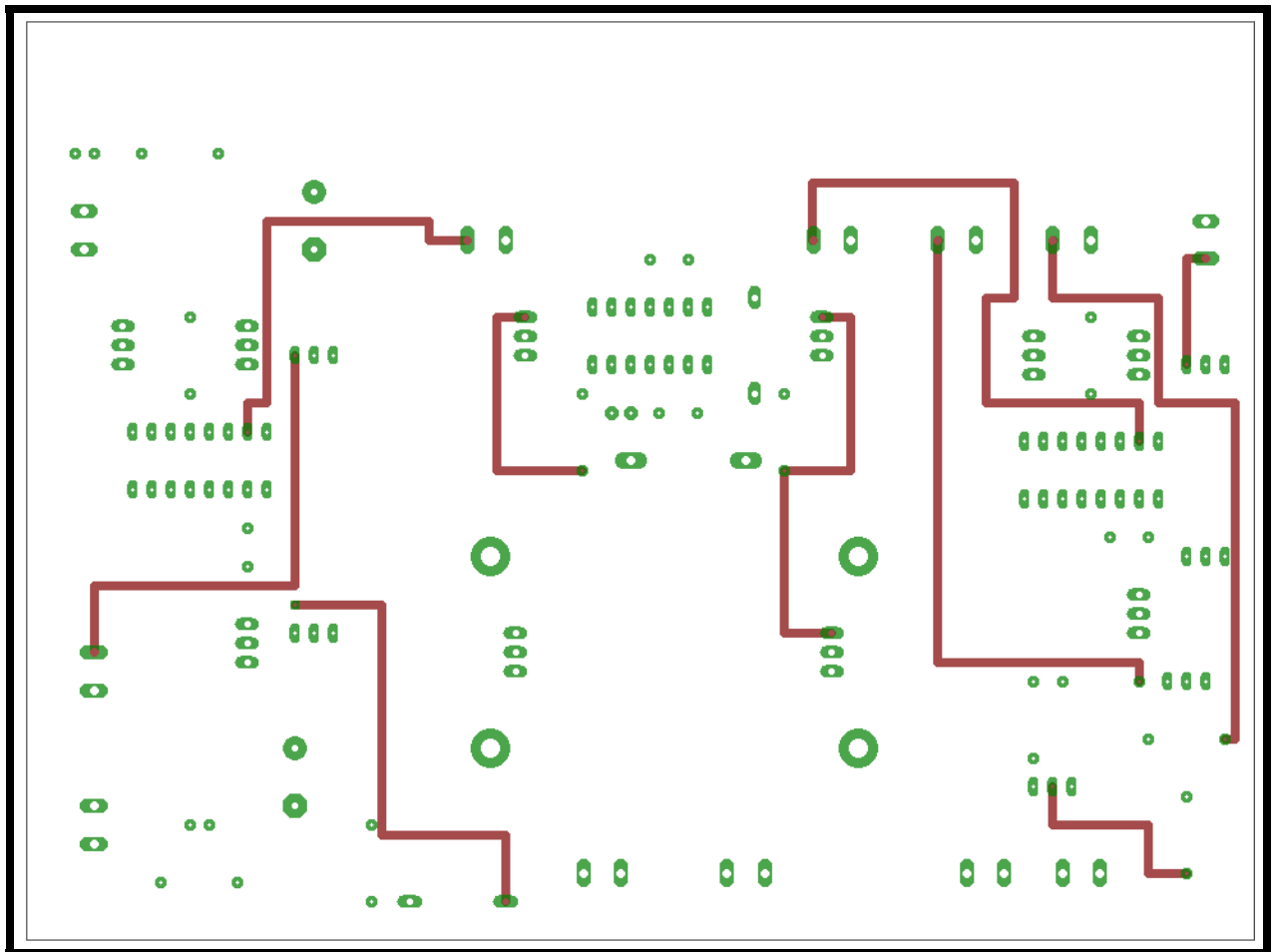


Figura A.9: Pistas secundarias de elementos

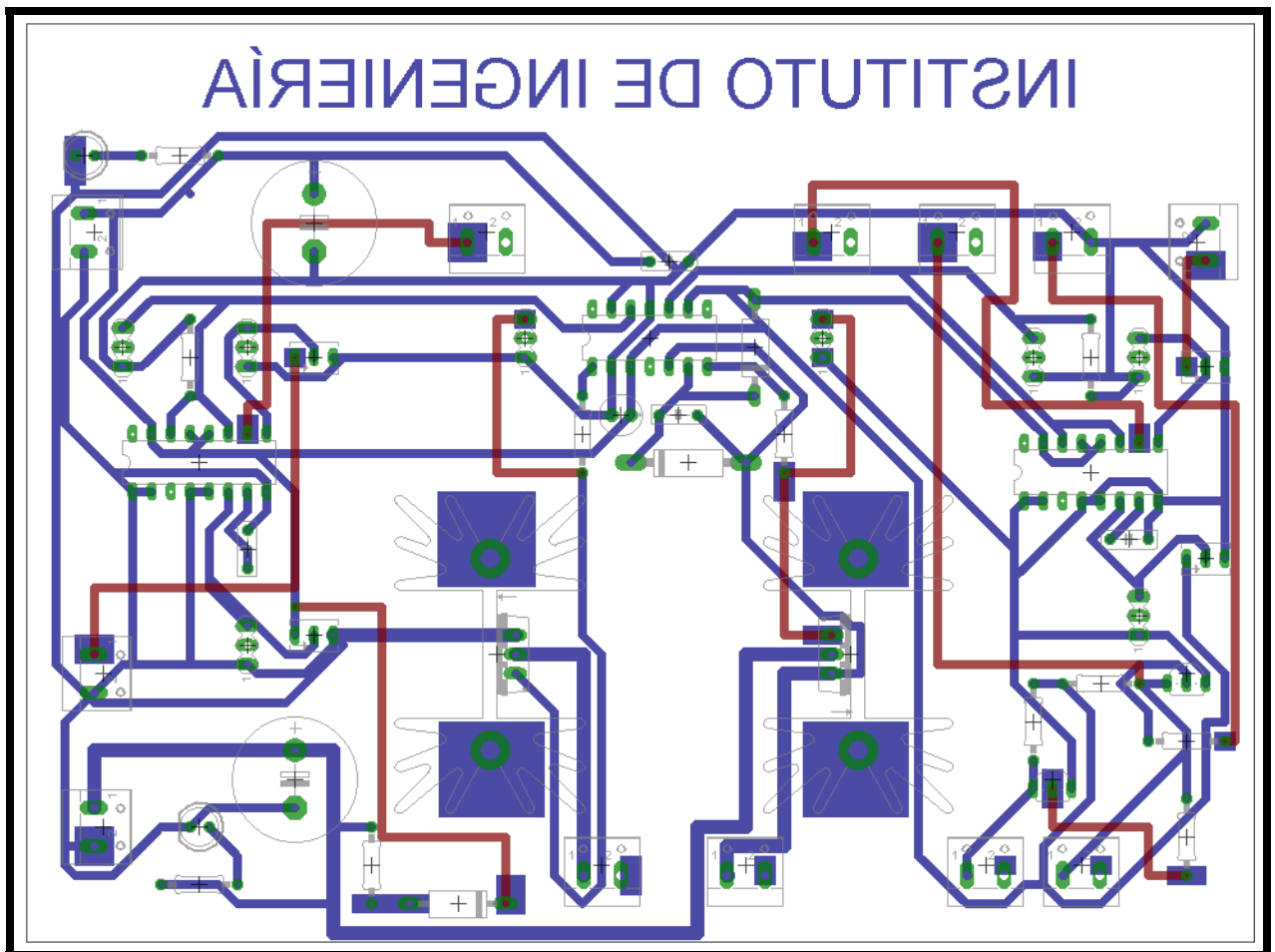


Figura A.10: Total pistas

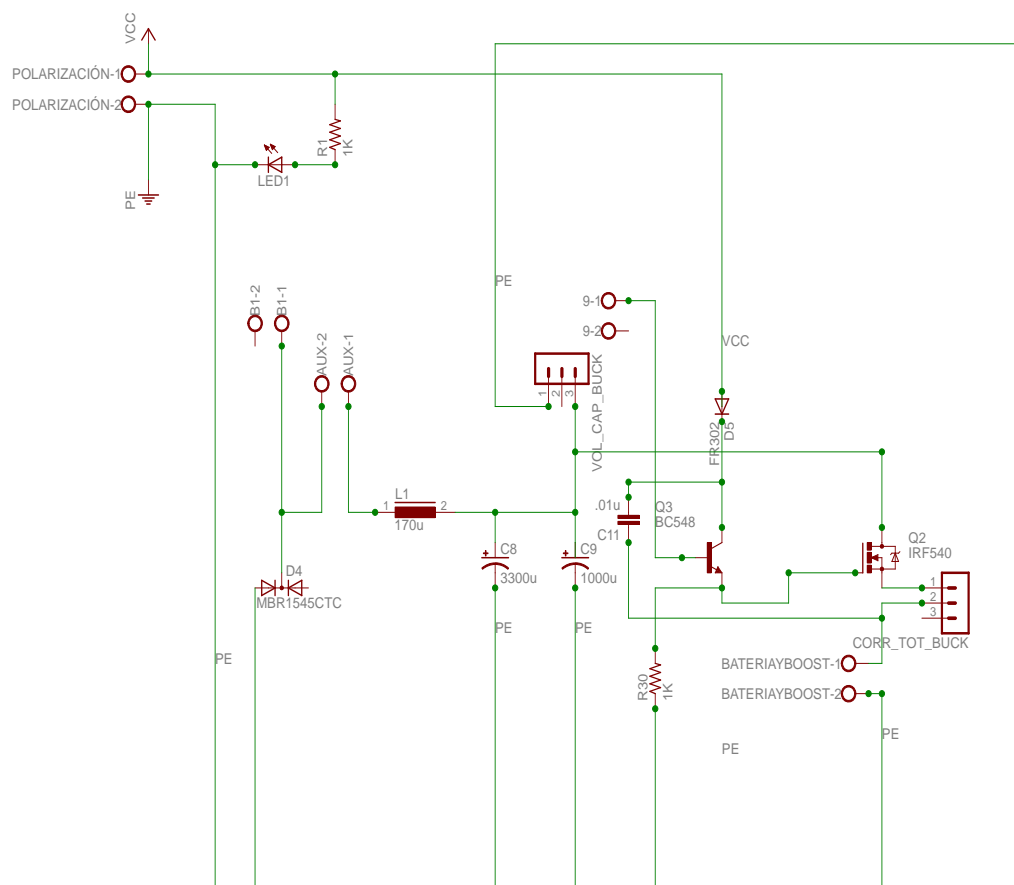


Figura A.11: Circuito Reductor

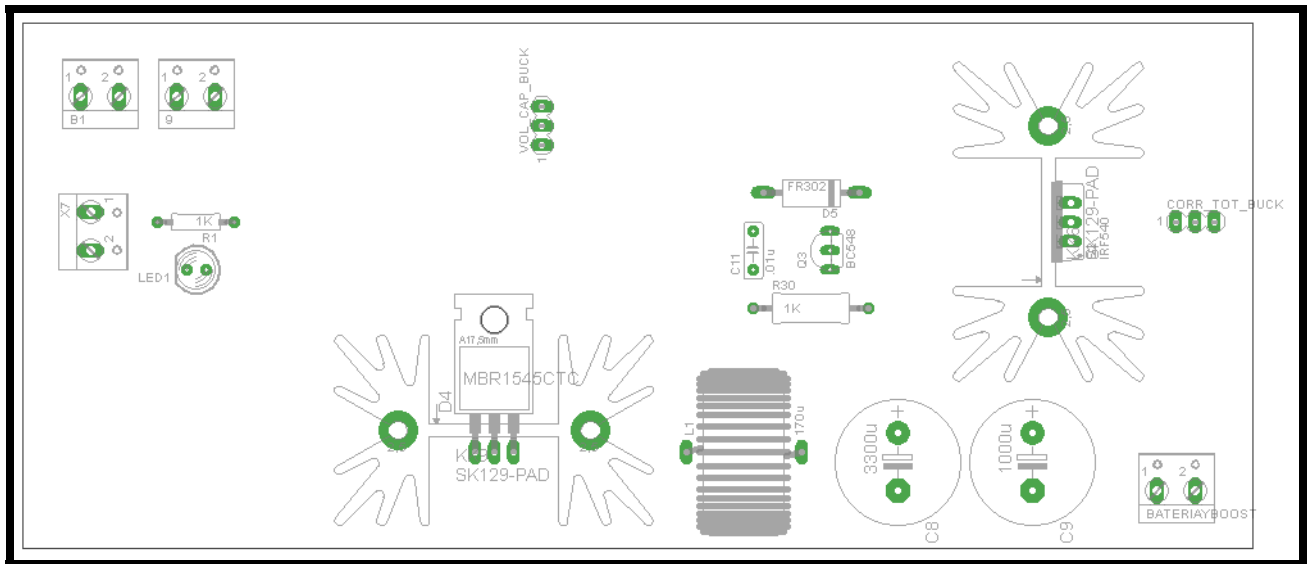


Figura A.12: Posición de elementos

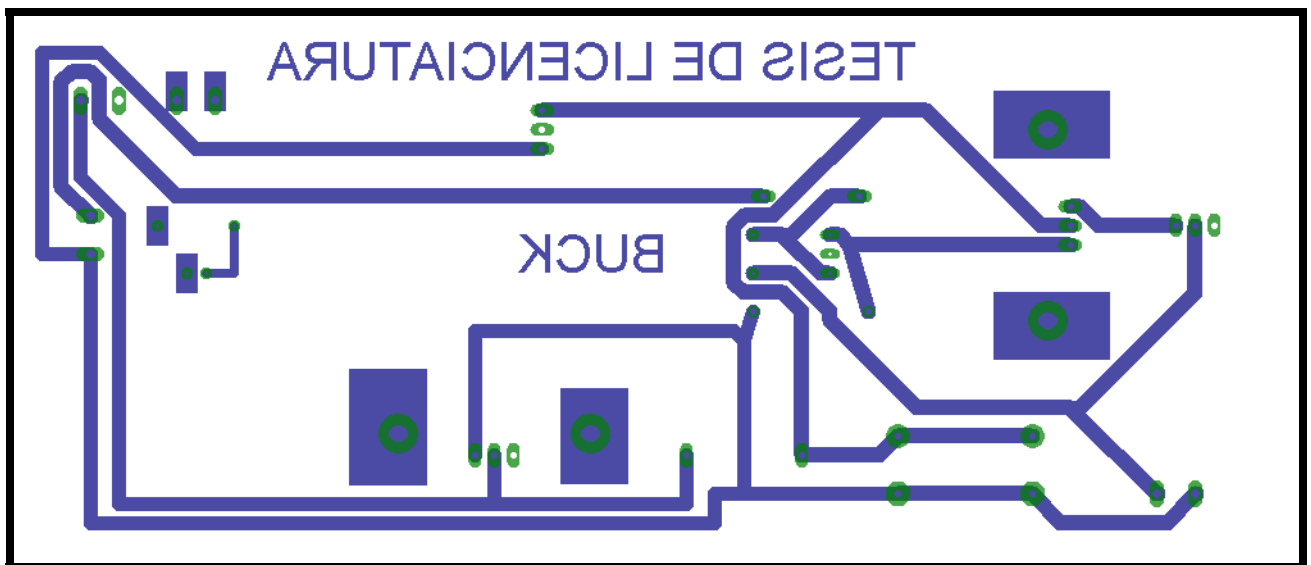


Figura A.13: Pistas principales de elementos

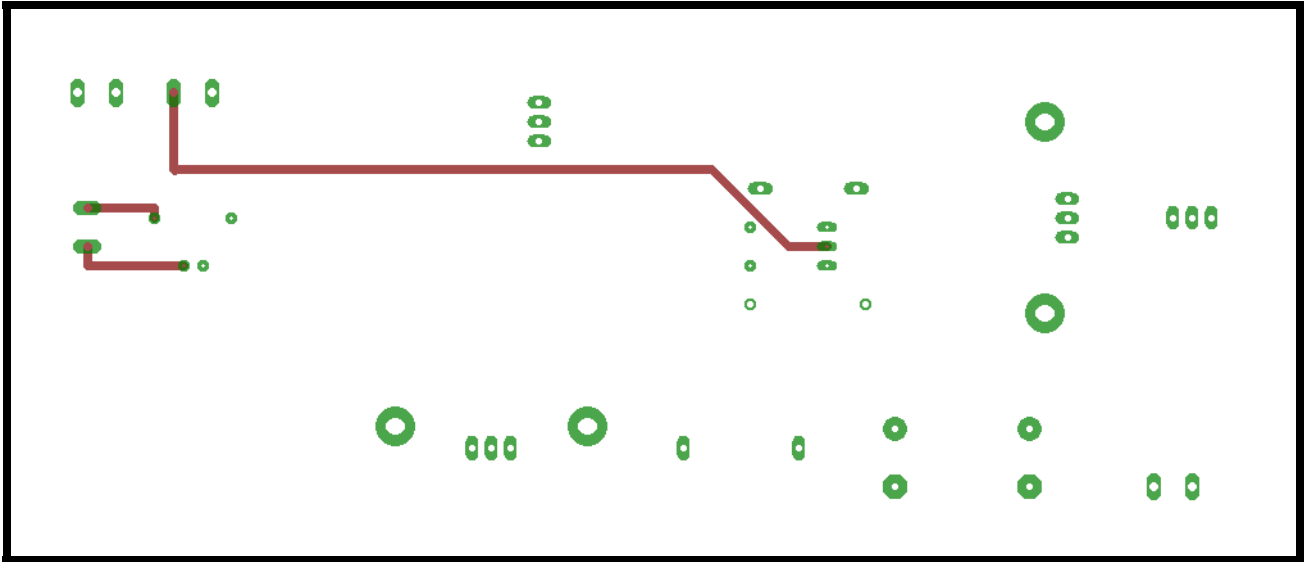


Figura A.14: Pistas secundarias de elementos

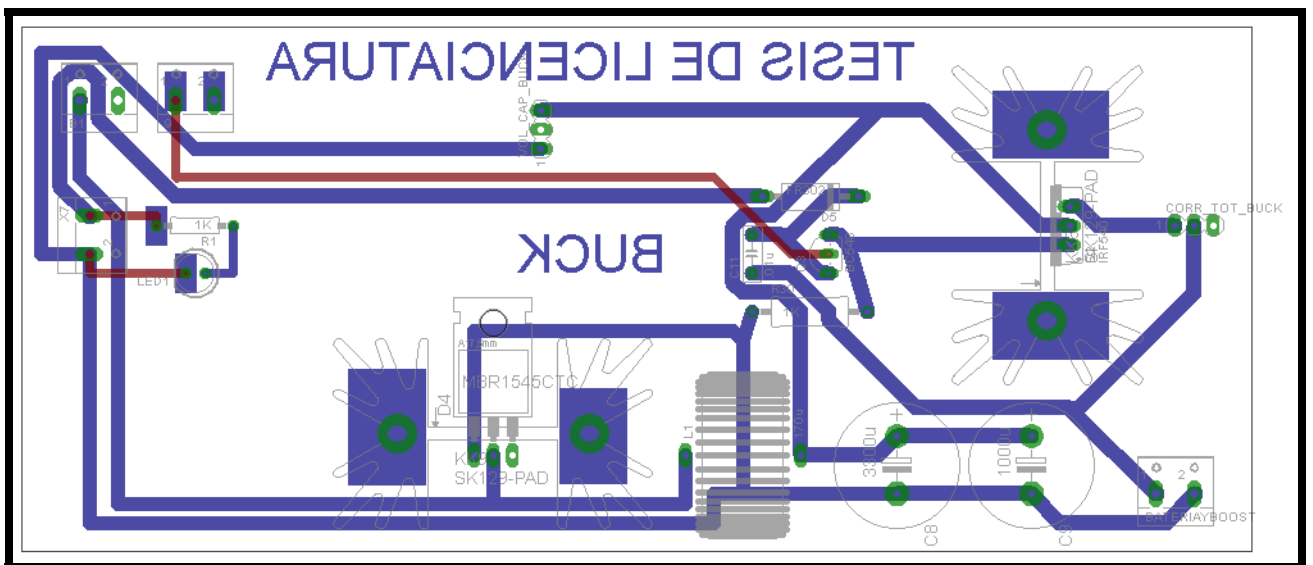
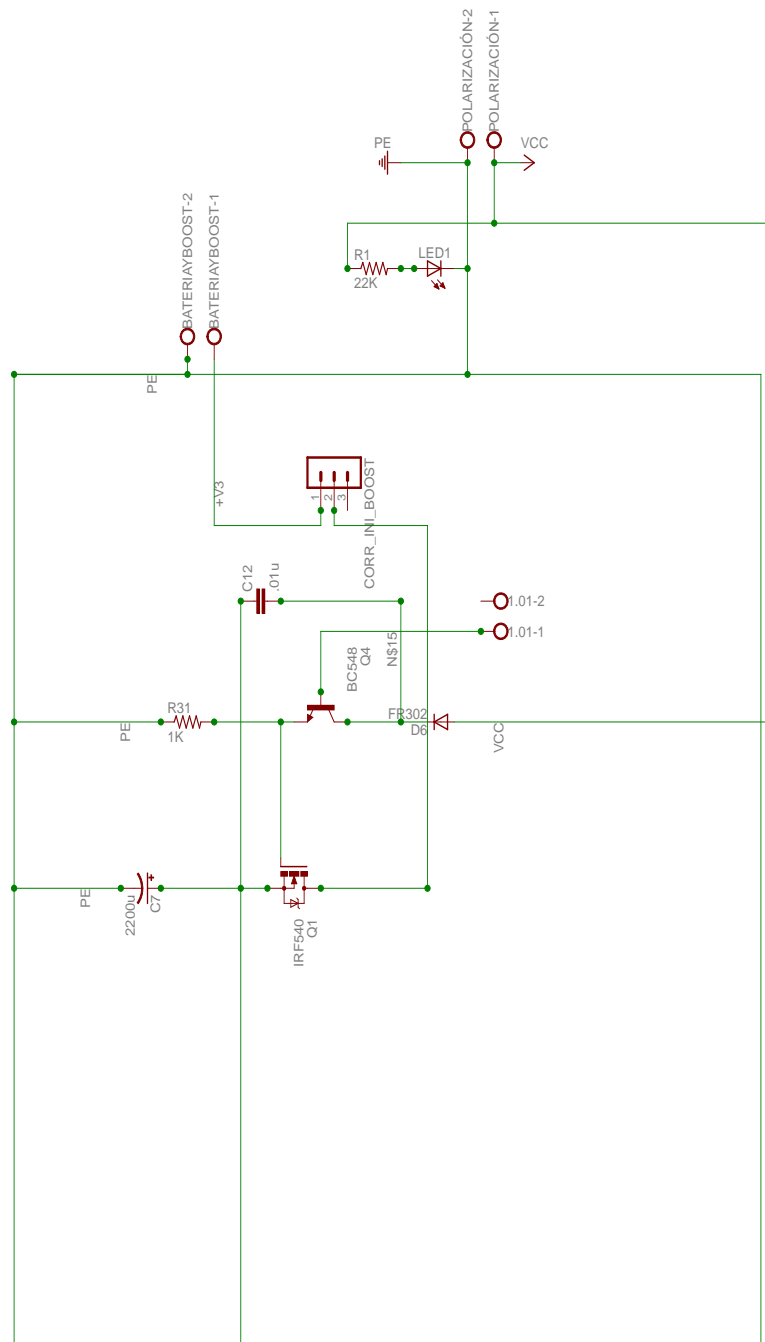


Figura A.15: Total pistas



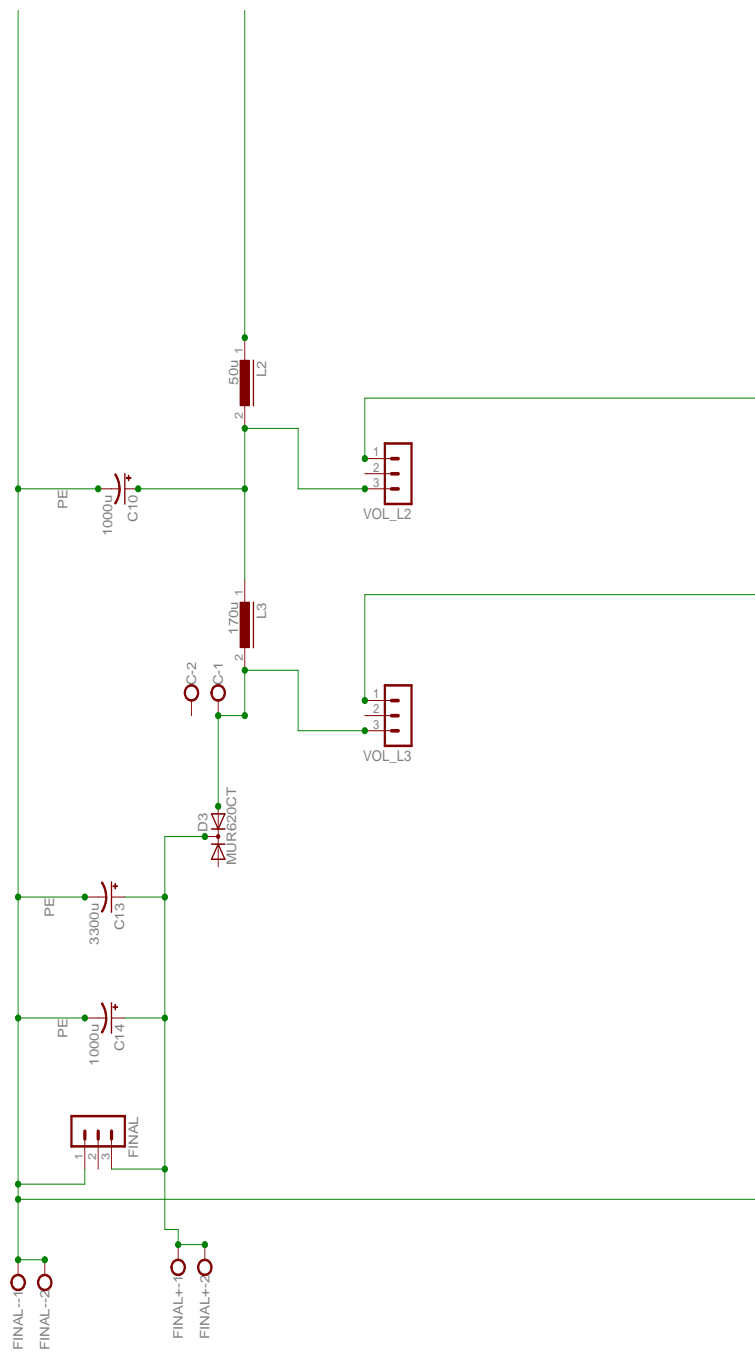


Figura A.16: Circuito Elevador

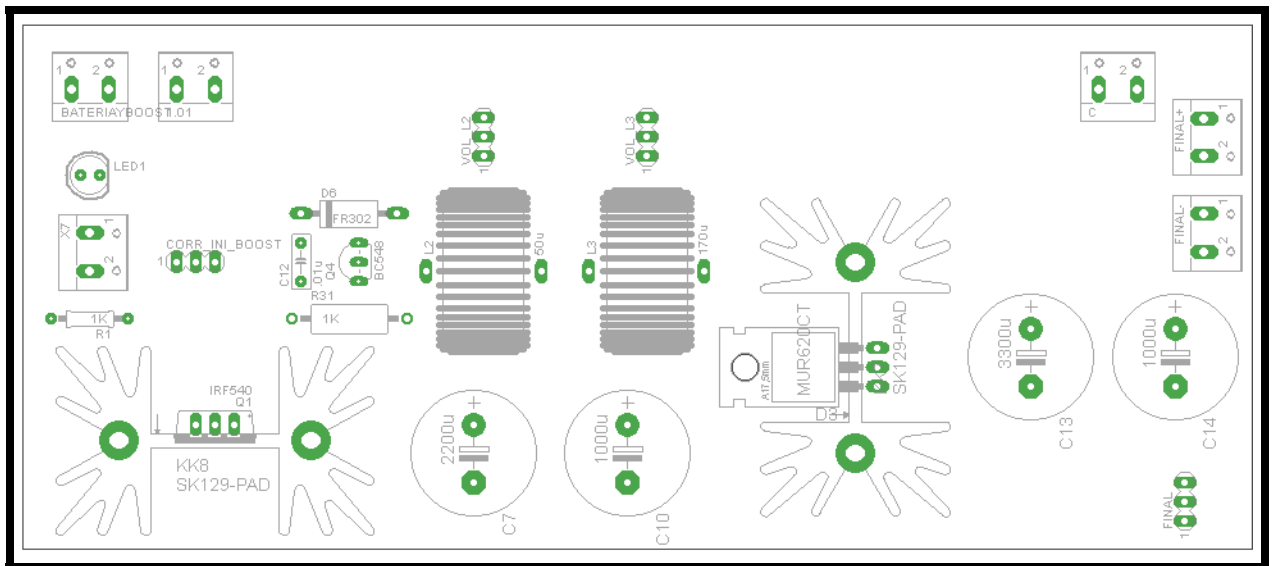


Figura A.17: Posición de elementos

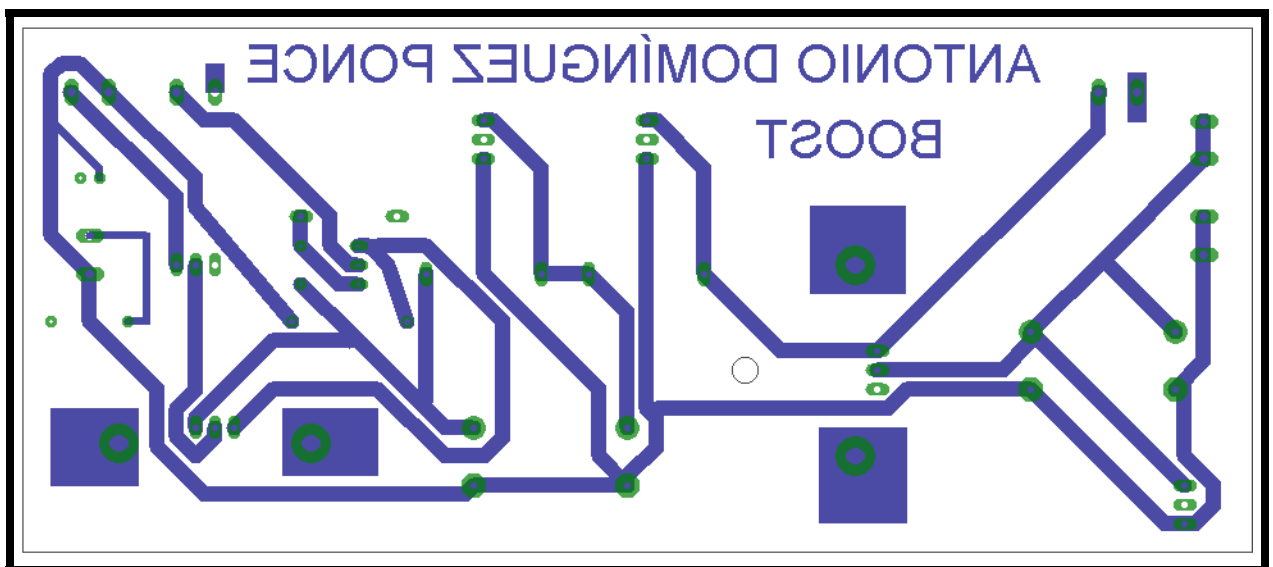


Figura A.18: Pistas principales de elementos

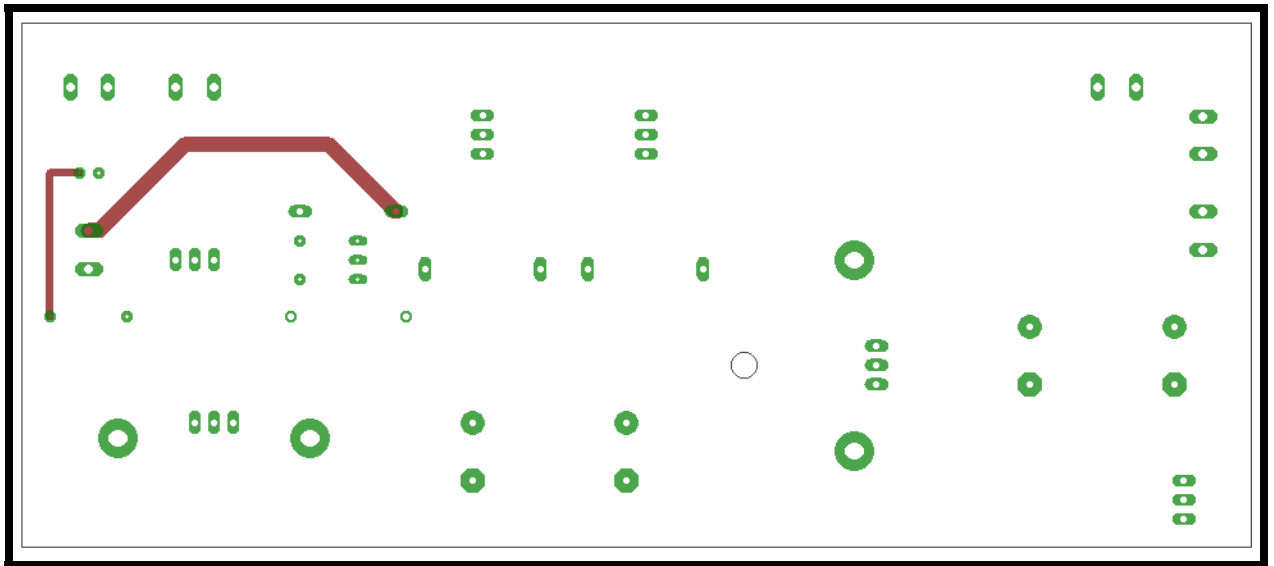


Figura A.19: Pistas secundarias de elementos

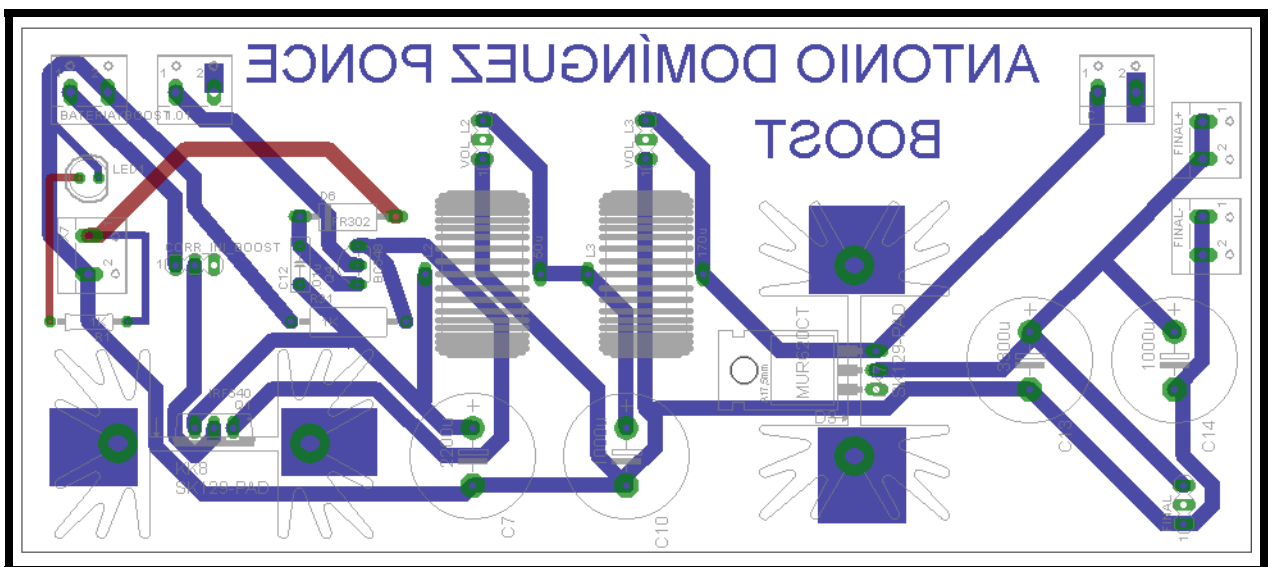


Figura A.20: Total pistas

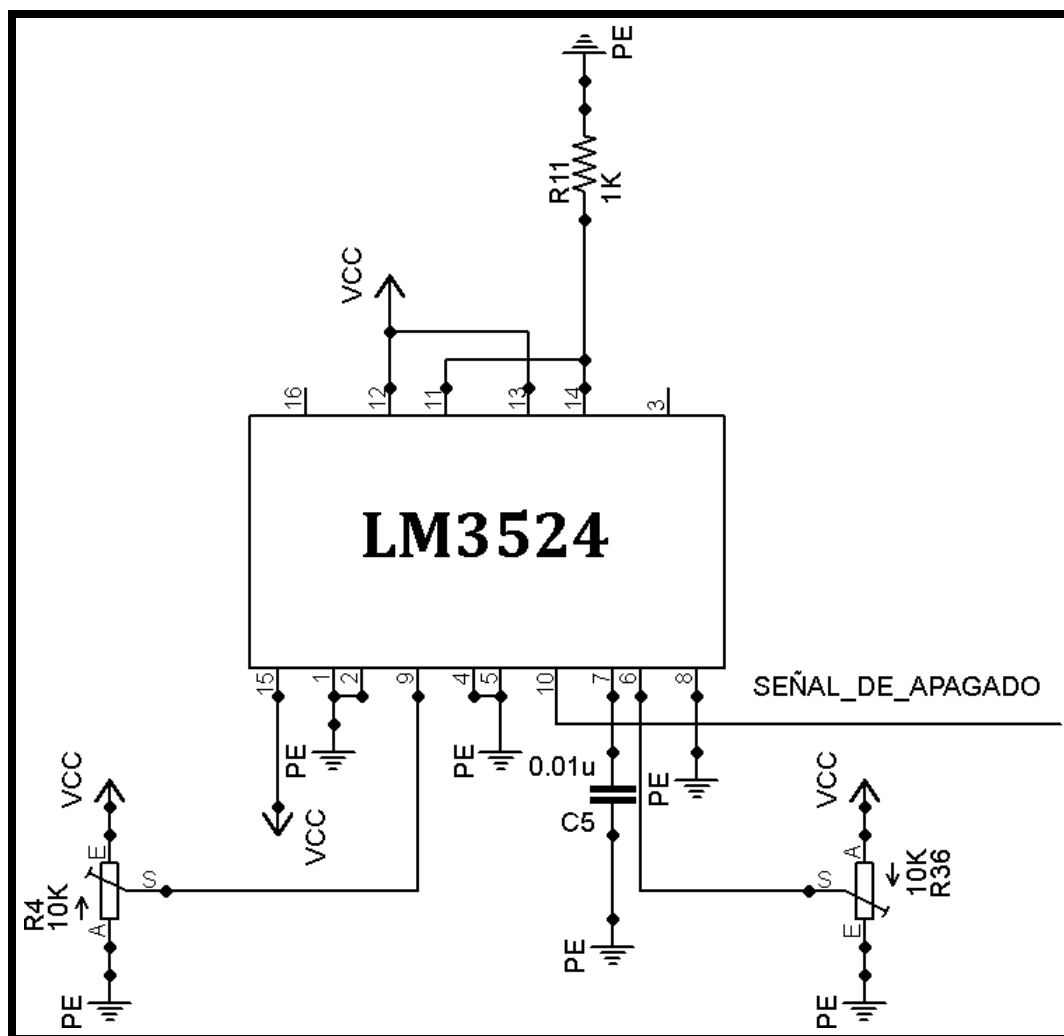


Figura A.21: Configuración LM3524

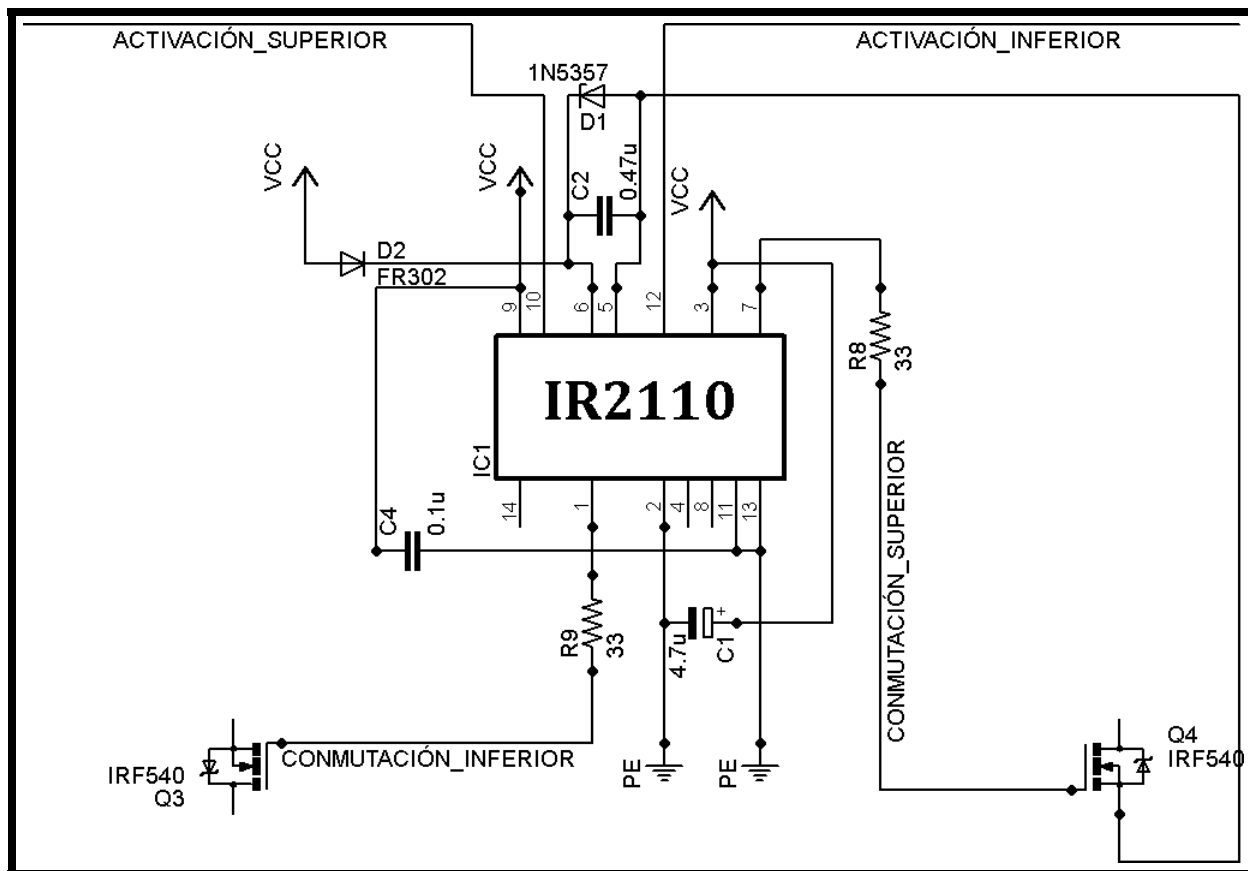


Figura A.22: Configuración IR2110

Apéndice B

Tablas

Coefficientes de seguridad para cálculos de disipadores	
k	Tipo de diseño
0.5	Diseño normal con temperatura moderada.
0.6	Diseño para economizar en tamaño del disipador.
0.7	Diseño cuando el disipador permanezca en posición vertical y en el exterior.

Figura B.1: Resistencias térmicas contenedor-disipador

Tabla de resistencias térmicas contenedor-disipador				
Tipo de contenedor	Contacto directo sin mica °C/W	Contacto directo y pasta para transferencia de calor °C/W	Contacto con mica °C/W	Contacto con mica y pasta para transferencia de calor °C/W
TO-5	1	0.7	--	--
TO-39	1	0.7	2	1.5
TO-126	1.4	1	1.4	1.3
TO-220	0.8	0.5	1.4	1.2
TO-202	0.8	0.5	1.4	1.2
TO-152	0.8	0.5	1.1	0.9
TO-90	0.5	0.3	1	0.7
TO-3P	0.4	0.2	2.1	1.5
TO-59	1.2	0.7	--	--
TO-117	2	1.7	--	--
SOT-48	1.8	1.5	--	--
DIA-4L	1.1	0.7	--	--

Figura B.2: Factores de seguridad

Apéndice C

Lógica del diseño

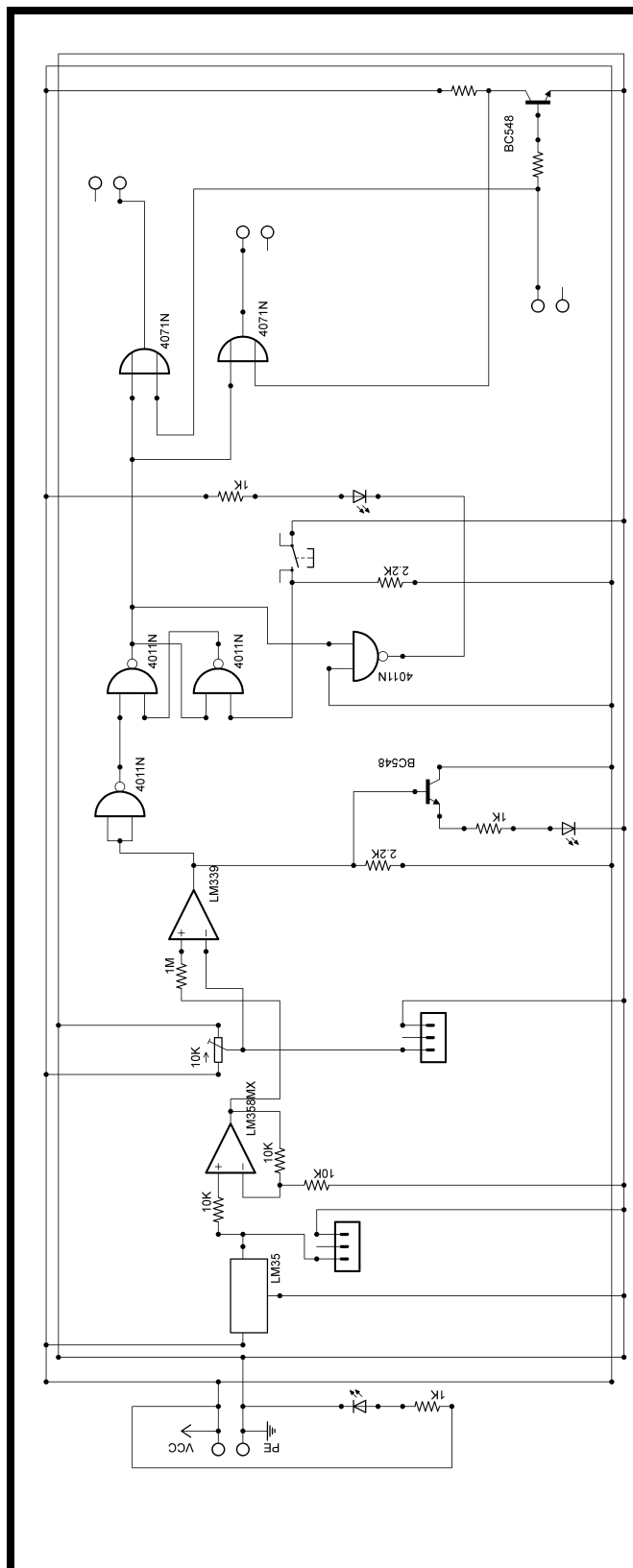


Figura C.1: Lógica Circuito de Seguridad

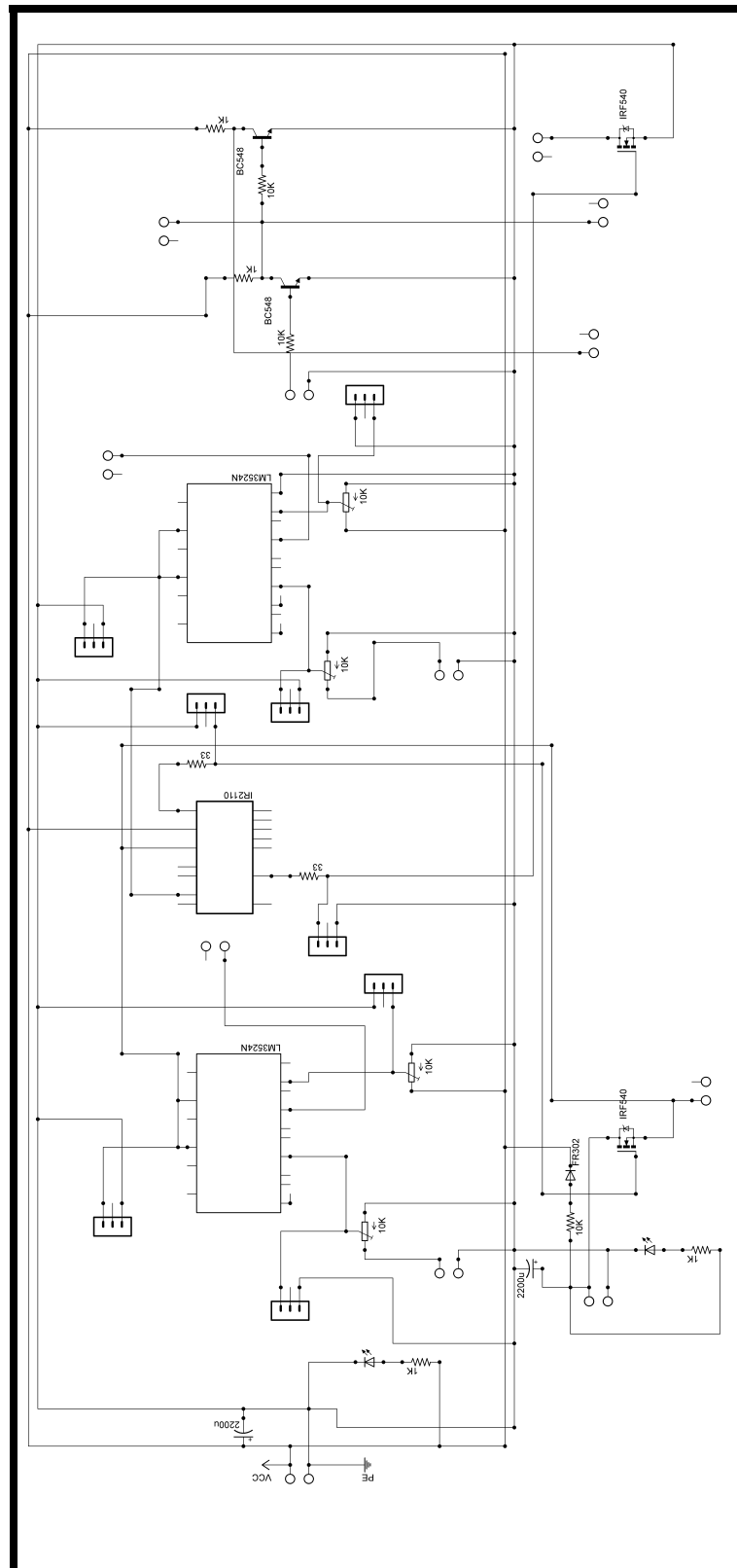


Figura C.2: Lógica Circuito PWM y manejador de MOSFETS

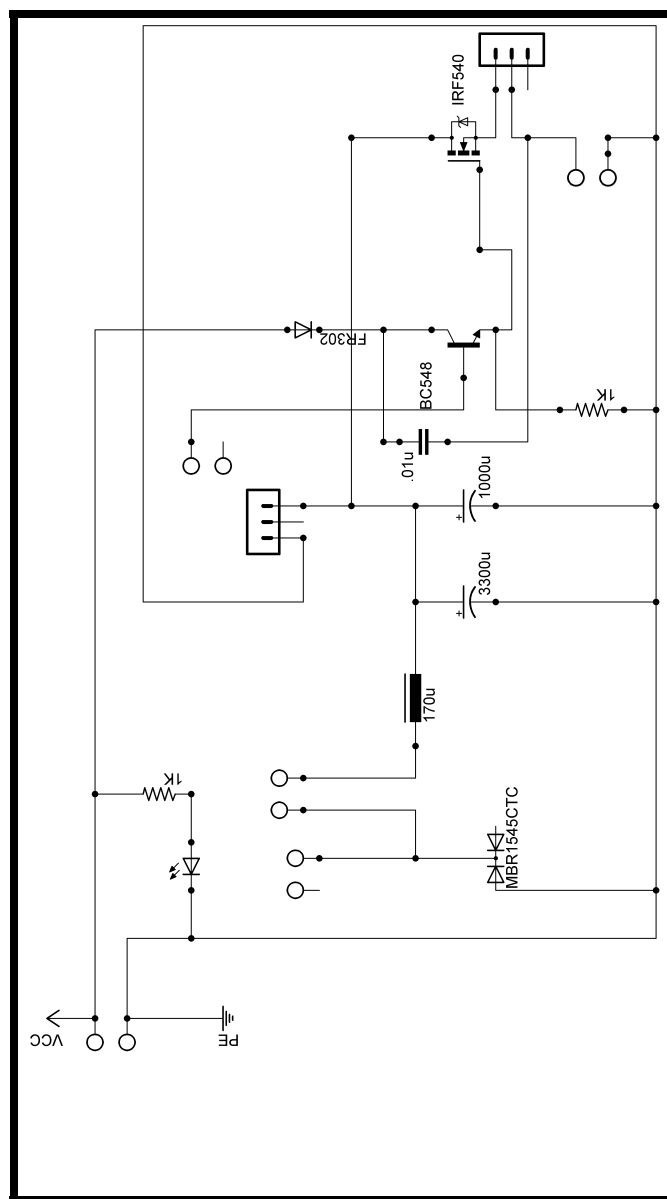


Figura C.3: Lógica Circuito Reductor

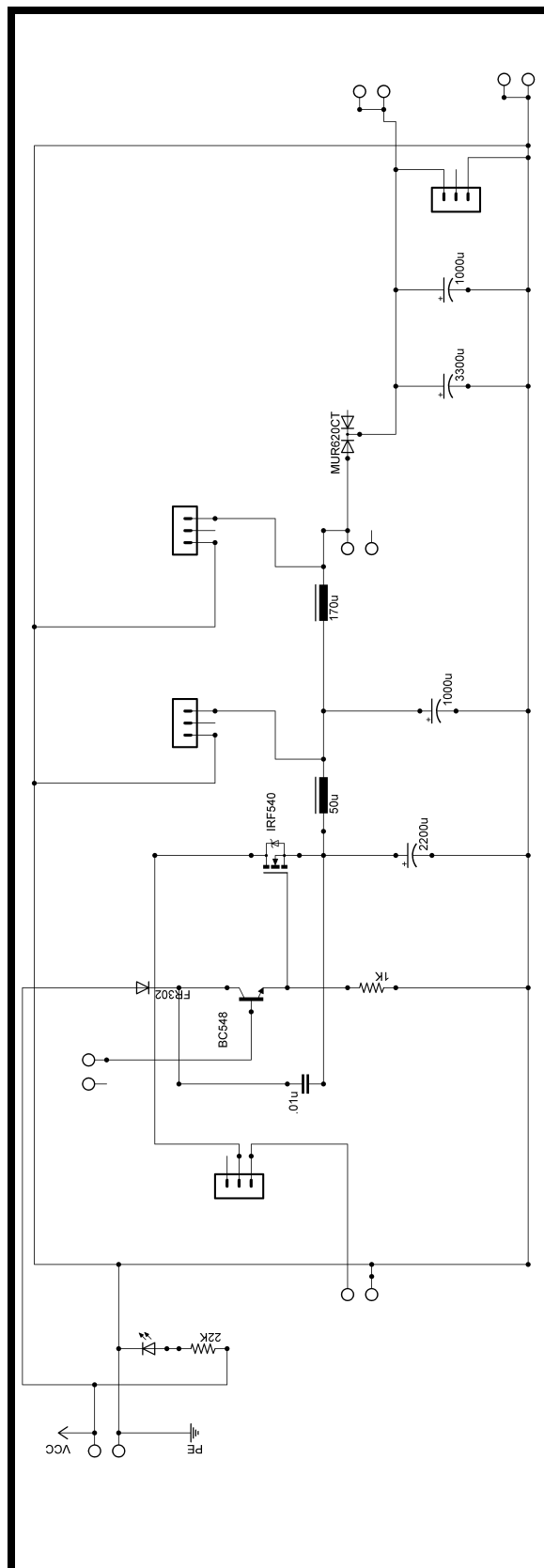


Figura C.4: Lógica Circuito Elevador