



**INSTITUTO TECNOLÓGICO
DE CD. MADERO**



DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN



***“CONVERTIDOR DE CA A CD CON CAPACIDAD DE FLUJO DE
POTENCIA BIDIRECCIONAL PARA APLICARSE AL FRENADO
DINÁMICO DE UN MOTOR DE CD”***

TESIS

PARA OBTENER EL GRADO DE
MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

PRESENTA:

ING. OMAR FERNANDO RUÍZ MARTINEZ

DIRECTOR DE TESIS:

MC. AARÓN GONZÁLEZ RODRÍGUEZ

CODIRECTOR DE TESIS:

DR. RUBÉN SALAS CABRERA

CD. MADERO, TAM.,

OCTUBRE 2010



**INSTITUTO TECNOLÓGICO
DE CD. MADERO**



DIVISIÓN DE ESTUDIOS DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN



***“CONVERTIDOR DE CA A CD CON CAPACIDAD DE FLUJO DE
POTENCIA BIDIRECCIONAL PARA APLICARSE AL FRENADO
DINÁMICO DE UN MOTOR DE CD”***

TESIS

PARA OBTENER EL GRADO DE
MAESTRO EN INGENIERÍA ELÉCTRICA

PRESENTA:

ING. OMAR FERNANDO RUÍZ MARTINEZ

INTEGRANTES DEL JURADO

Presidente: M.C. Aarón González Rodríguez

Secretario: Dr. Rubén Salas Cabrera

Vocal: M.C. Hermenegildo Cisneros Villegas

Suplente: M.C. Rafael Castillo Gutiérrez

**"2010, Año de la Patria. Bicentenario del Inicio de la Independencia
y Centenario del Inicio de la Revolución"**



SECRETARÍA DE
EDUCACIÓN PÚBLICA

SEP

SUBSECRETARÍA DE EDUCACIÓN SUPERIOR
DIRECCIÓN GENERAL DE EDUCACIÓN SUPERIOR TECNOLÓGICA
INSTITUTO TECNOLÓGICO DE CIUDAD MADERO

Cd. Madero, Tamps; a **03 de Septiembre de 2010.**

OFICIO No.: U2.162/10
AREA: DIVISIÓN DE ESTUDIOS
DE POSGRADO E INVESTIGACIÓN
ASUNTO: AUTORIZACIÓN DE IMPRESIÓN DE TESIS

**C. ING. OMAR FERNANDO RUÍZ MARTÍNEZ
P R E S E N T E**

Me es grato comunicarle que después de la revisión realizada por el Jurado designado para su examen de grado de Maestro en Ingeniería Eléctrica, se acordó autorizar la impresión de su tesis titulada:

**"CONVERTIDOR DE CA A CD CON CAPACIDAD DE FLUJO DE POTENCIA BIDIRECCIONAL PARA APLICARSE AL
FRENADO DINÁMICO DE UN MOTOR DE CD"**

Es muy satisfactorio para la División de Estudios de Posgrado e Investigación compartir con Usted el logro de esta meta. Espero que continúe con éxito su desarrollo profesional y dedique su experiencia e inteligencia en beneficio de México.

ATENTA MENTE
"Por mi Patria y por mi Bien"

Ma. Yolanda Chávez Cinco
M. P. MARÍA YOLANDA CHAVEZ CINCO
JEFA DE LA DIVISIÓN



c.c.p.- Archivo

MYCHC 'HCV' 'aygc'

Dedicatorias

A mi padre:

Porque se esforzó mucho para que yo lograra llegar hasta aquí, me dio ánimos para seguir adelante y me convirtió en alguien de provecho. Muchas gracias, no te defraudare. Bien sabes que siempre podrás contar con mi apoyo.

A mi madre:

Por haberme inculcado desde muy temprano la importancia del estudio y darme cariño y apoyo siempre. Donde sea que te encuentres, gracias por todos esos años que estuviste con nosotros.

A mis hermanos:

Por haber aguantado junto conmigo los tiempos difíciles, que no fueron pocos, los tiempos felices y toda nuestra infancia que compartimos juntos, gracias por apoyarme y tener fe en mí.

A mis amigos y compañeros de estudios:

Gracias a todos ustedes por haberme brindado su amistad y apoyo. Ustedes hicieron más soportable las incontables horas de esfuerzo que se tiene que dedicar a nuestra área de estudios. Les estoy muy agradecido.

A Dios:

Por permitirme llegar a estas instancias sano, con una familia que me ama y unos amigos incondicionales.

ÍNDICE

Resumen

Lista de figuras

Lista de tablas

Capítulo 1: Introducción.....	1
1.1. Antecedentes.....	2
1.2. Trabajos anteriores.....	3
1.3. Planteamiento del problema.....	5
1.4. Justificación.....	6
1.5. Objetivo general.....	8
1.6. Objetivos específicos.....	8
1.7. Hipótesis general.....	9
1.8. Hipótesis específicas.....	9
1.9. Alcances y limitaciones.....	9
1.10. Introducción.....	10
1.11. Características del convertidor.....	11
1.12. Características de la simulación.....	12
Capítulo 2: Marco teórico.....	13
2.1. Antecedentes.....	14
2.2. Conceptos básicos.....	15
2.2.1. Tipos de frenado en motores eléctricos.....	15
2.2.2. Motor de CD.....	16
2.2.3. Frenado regenerativo.....	18
2.2.4. Clasificación de los convertidores.....	24
2.3. Métodos de conmutación de los interruptores en un inversor de fuente de voltaje.....	27
2.3.1. PWM con conmutación de voltaje bipolar.....	30

2.3.2. PWM con conmutación de voltaje unipolar.....	30
2.4. Características del software utilizado.....	31
Capítulo 3: Desarrollo.....	36
3.1. Características del convertidor empleado.....	37
3.2. Especificaciones del proyecto.....	40
3.2.1. Entrada al sistema.....	41
3.2.2. Etapa de potencia.....	42
3.2.3. Motor de CD.....	42
3.2.4. Fuente de alimentación de los circuitos.....	43
3.2.5. Muestra de entrada y muestra de salida.....	43
3.2.6. Circuito de control para los modos elevador-inversor.....	44
3.2.7. Circuito de control para desconexión de la red.....	45
3.3. Desarrollo.....	45
3.3.1. Forma de conexión de los MGD's.....	46
3.3.2. Circuito generador de onda triangular.....	49
3.3.3. Circuito desfasador.....	51
3.3.4. Circuito selector del modo de operación.....	55
3.4. Modo de operación elevador.....	60
3.5. Modo de operación inversor.....	64
3.6. Resultados.....	69
3.7. Calculo de la energía recuperada.....	75
3.8. Aspecto del prototipo real.....	78
Capítulo 4: Simulación.....	82
4.1. Ejecución del software Synopsys Saber.....	73
4.2. Características de la simulación.....	85
4.3. Desarrollo.....	85

Capítulo 5: Conclusiones, Referencias y recomendaciones sobre trabajos futuros.....	92
5.1. Conclusiones.....	93
5.2. Recomendaciones sobre trabajos futuros.....	94
5.3. Referencias.....	94
Apéndice A.....	96

Lista de tablas

Tabla	pagina
3.1. Características del mosfet K790.....	38
3.2. Parámetros del motor de CD.....	39
3.3. Terminales del IR2110.....	46
3.4. Terminales de entrada y salida del circuito integrado CD4016.....	55
3.5. Voltajes a diferentes ciclos de trabajo en el modo elevador.....	63

Lista de figuras

Figura	pagina
1.1. Convertidor con flujo de potencia bidireccional.....	4
1.2. Convertidor analizado para las diferentes formas de regeneración.....	5
2.1. Representación de un motor de CD con excitación separada.....	17
2.2. Cuadrante de funcionamiento de un motor eléctrico.....	19
2.3. Diversos tipos de conexiones para frenado eléctrico.....	22
2.4. Diagramas de bloques de un sistema de potencia.....	24
2.5. Diagrama de bloques de un variador de velocidad de un motor.....	25
2.6. Esquema básico de la topología puente.....	27
2.7. Flujo de corriente en un convertidor tipo puente.....	28
2.8. Interfaz del software SaberSketch 2002.....	33
2.9. Menú Parts Library.....	34
2.10. SaberGuide Transcript.....	34
2.11. Aspecto de la interfaz SaberScope.....	35
3.1. Esquema básico del convertidor empleado.....	37
3.2. Mosfet canal P y canal N.....	38
3.3. Esquema a bloques del proyecto.....	41
3.4. Etapa de potencia.....	42
3.5. Motor de CD utilizado.....	43
3.6. Diferentes bloques del circuito de control de los modos de operación.....	44
3.7. Forma de conexión manejadores de compuerta IR2110.....	47
3.8. Detalle de la conexión de las entradas en los circuitos IR2110.....	48
3.9. Circuito de control para la habilitación ó deshabilitación de los IR2110.....	49
3.10. Circuito generador de onda triangular.....	50
3.11. Circuito desfasador de onda senoidal.....	51
3.12. Arreglo vectorial de los diferentes voltajes presentes en la entrada a un desfasamiento mínimo de 21° y el máximo de 75°	52
3.13. Circuito para establecer los modos de funcionamiento elevador e inversor.....	56
3.14. Diferentes señales suministradas a los IR2110 durante el modo elevador.....	58

Lista de figuras

Figura	pagina
3.15. Diferentes señales suministradas a los IR2110 durante el modo inversor.....	59
3.16. Señales empleadas para hacer la señal PWM senoidal.....	59
3.17. Desfasamiento de la onda senoidal.....	60
3.18. Estrategia de conmutación del interruptor TA- durante el semiciclo positivo.....	61
3.19. Estrategia de conmutación del interruptor TB- durante el semiciclo negativo.....	62
3.20. Señales de conmutación hacia los transistores TA- y TB-.....	63
3.21. Señal construida en el modo inversor.....	64
3.22. Flujo de corriente en el modo inversor durante el semiciclo positivo.....	65
3.23. Flujo de corriente en el modo inversor durante el semiciclo negativo.....	66
3.24. Señales de conmutación de los transistores en el modo inversor.....	67
3.25. Forma de onda de la corriente de entrada en el modo rectificador.....	69
3.26. Forma de onda de la corriente de entrada en el modo elevador.....	70
3.27. Transición en el voltaje de salida del modo rectificador a elevador.....	70
3.28. Voltaje de armadura del motor frenando en vacío.....	71
3.29. Voltaje de salida durante la operación del modo inversor.....	72
3.30. Corriente de entrada en el modo inversor.....	73
3.31. Descarga normal del motor de CD comportándose como generador.....	74
3.32. Transición del voltaje de salida del modo rectificador al modo elevador.....	75
3.33. Transición del voltaje de salida del modo elevador al modo inversor.....	75
3.34. Aspecto de la etapa de potencia.....	78
3.35. (detalle) Aspecto de la etapa de potencia.....	79
3.36. Aspecto de la etapa de control.....	80
3.37. Aspecto de la etapa de desfasamiento y desconexión.....	81
4.1. Entorno de trabajo del SaberSketch.....	83
4.2. Etapa de potencia.....	86
4.3. Circuito de control modo elevador.....	87

Lista de figuras

Figura	pagina
4.4. Circuito desfasador de onda senoidal.....	88
4.5. Interruptores para el control de los modos de funcionamiento.....	89
4.6. Voltaje de salida durante los diferentes modos de funcionamiento.....	90
4.7. Respuesta normal del motor de CD descargándose en vacío.....	91

Resumen

Debido al aumento en el consumo de recursos naturales, la contaminación ambiental y un indiscriminado desperdicio de energía, las técnicas para ahorrar energía han sido estudiadas. Una técnica importante es aquella que aprovecha la energía presente durante el freno de un motor eléctrico. Esta técnica es llamada freno regenerativo. La función del convertidor es provocar un flujo de energía hacia la fuente de alimentación. Para desempeñar el freno regenerativo, el convertidor debe tener una capacidad de flujo de potencia bidireccional. Los convertidores más usualmente usados para esto son el convertidor de fuente de voltaje y el convertidor de fuente de corriente, ambos usando una modulación PWM. Ambos convertidores provocan un flujo de energía hacia la fuente de alimentación cambiando la polaridad del voltaje ó la dirección de la corriente en el bus de CD respectivamente. La topología del convertidor empleado es de puente rectificador. El hecho de desempeñar la regeneración de energía es hacer que el convertidor funcione como inversor para regresar la energía controlando el voltaje.

Para mejorar la eficiencia, el convertidor desempeña un modo elevador antes de la operación en el modo inversor. La acción de cambiar la operación de elevador a inversor hace el voltaje en el bus de CD más grande que el voltaje de entrada permitiendo la máxima regeneración de energía y consecuentemente disminuyendo el tiempo de frenado en el motor.

El presente trabajo presenta el diseño y construcción de un convertidor con topología puente completo que permite el frenado regenerativo en un motor de CD. Este convertidor presenta 3 modos de operación: puente rectificador no controlado, convertidor elevador e inversor de fuente de voltaje. Para desempeñar la óptima transferencia de potencia activa del motor de CD a la fuente de alimentación, un control del ángulo de fase es realizado. Este ángulo de fase está adelantado con respecto al voltaje de la fuente de alimentación por un ángulo mínimo para minimizar la transferencia de potencia reactiva. El propósito principal de este convertidor es transferir la máxima energía de la máquina de CD a la red mejorando la eficiencia del sistema completo. Cuando la mayoría de la energía ha sido regenerada el circuito desconecta el convertidor de la red para evitar intercambio de potencia reactiva y solo la energía restante es desperdiciada.

Abstract

Due the growing consumption of natural resources, the environmental pollution and an indiscriminate energy waste, energy-saving techniques has been studied. One important technique is take advantage of the present energy during the brake in an electric motor. This technique is called regenerative braking. The function of the converter is making the power flowing back to the main supply. To perform regenerative braking, the converter should have a bidirectional power flow capability. The most common converter used for this is the PWM current source converter (CSC) and PWM voltage-source converter (VSC). Both the CSC and the VSC converters provide a reverse power flow changing the DC side voltage polarity or the DC-side current direction respectively. The topology of these converters is a bridge rectifier. The fact of perform power regeneration is nothing more than the converter working as an inverter to reverse power flow controlling the dc voltage.

To improve the efficiency, the converter performs a boost operation before the inverter operation. The action of changing the operation from boost to inverter mode makes the voltage on the DC motor higher than the input voltage allowing the maximum energy regeneration and consequently decreasing the motor braking time.

The present work presents the design and implementation of a converter with full-bridge topology that allows the regenerative brake in a DC motor. This converter presents three operation modes: non-controlled bridge rectifier, boost converter (switched rectified) and voltage source inverter. To perform optimal active power transference from the DC motor to the main source, a phase angle control on the voltage source inverter is realized. This phase angle is shifted leading the voltage source supply by a minimal angle to minimize the reactive power transference. The main purpose of the converter is transferring the maximum energy from the DC machine to the grid improving the efficiency of the complete system. When most of the energy is already regenerated the circuit disconnects the converter from the grid to avoid reactive power interchange and the remnant energy on the DC motor is wasted.

Capítulo

1

Introducción

En este capítulo como el título lo indica, se hace una breve descripción del porqué se realizó esta investigación, qué consecuencias acarrea y cuáles son los beneficios de su implementación o desarrollo, además de ofrecer una visión clara de hacia qué sector está orientado. También se presenta una descripción de las características y los elementos que lo constituyen.

1.1 Antecedentes.

Debido a que en la actualidad la contaminación del medio ambiente y el desperdicio de recursos naturales han llegado a ser un asunto delicado y serio, las técnicas de ahorro de energía tienden a ser muy importantes.

La cantidad de recursos necesarios para transmitir la energía eléctrica, va en aumento, debido en gran medida al aumento poblacional en zonas apartadas y a la proliferación de cada vez más industrias, las cuales demandan una gran cantidad de energía.

A pesar de que las compañías generadoras de energía eléctrica, tratan de aumentar su capacidad de producción para satisfacer la demanda actual, gran parte de la energía transmitida o entregada a los diversos usuarios se desperdicia ya sea por las siguientes causas:

- Cableados defectuosos en las líneas de transmisión.
- Impedancia muy grande en líneas de transmisión demasiado largas.
- Temperatura del ambiente muy elevada.
- Humedad muy grande.
- Capacitancias parásitas en las líneas de transmisión.

Estas causas son difícilmente reducidas, ya que en muchas de ellas influye directamente el ambiente que rodean las líneas de transmisión.

Pero también se suman a estos problemas los acarreados por el uso indebido de la energía. Por ejemplo, cuando el usuario final conecta a la línea aparatos o dispositivos con una carga inductiva asociada a ellos, esto provoca la aparición de la potencia reactiva, lo cual lleva a un desperdicio indiscriminado de energía.

El desperdicio asociado a la potencia reactiva es relativamente fácil de reducir, conectando bancos de capacitores, pero si las cargas son motores, los convertidores que los alimentan producen distorsiones en la línea de alimentación.

El estudio del freno regenerativo en los motores para recuperar la energía cinética se ha incrementado en los últimos años.

En la actualidad para aprovechar el freno regenerativo de los motores, se usan convertidores que tienen una capacidad de flujo de potencia bidireccional.

Las topologías más usadas son:

- PWM CSC (pulse width modulation current-source converter)
- PWM VSC (pulse width modulation voltage-source converter)

La primera cambia la polaridad del voltaje y la segunda la dirección de la corriente para así ambas regresar la energía a la línea o fuente.

Realizar este tipo de convertidores es costoso y no presenta un desempeño óptimo para manejar altas potencias.

Por eso es necesario desarrollar un tipo de topología que presente un desempeño aceptable y un costo accesible.

1.2 Trabajos anteriores.

A continuación se muestran los resúmenes de algunos artículos que tienen relación con el proyecto.

A Thyristor Phase-Controlled Voltage-Source Converter with Bidirectional Power Flow Capability. In Gyu Park, Associate Member, IEEE, and Seon Ik Kim. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, No. 5. September/October 1998.

En este artículo se detalla el análisis e implementación de un convertidor, el cual posee la capacidad de flujo de potencia bidireccional. Este convertidor fue hecho con tiristores y presentaba una alimentación trifásica. La forma de provocar el flujo de potencia inverso era por medio de la conexión de un motor de CD. La figura 1.1 muestra la topología empleada. Este convertidor al estar hecho con SCR es ideal para manejar altas potencias, pero podía presentar fallas de conmutación.

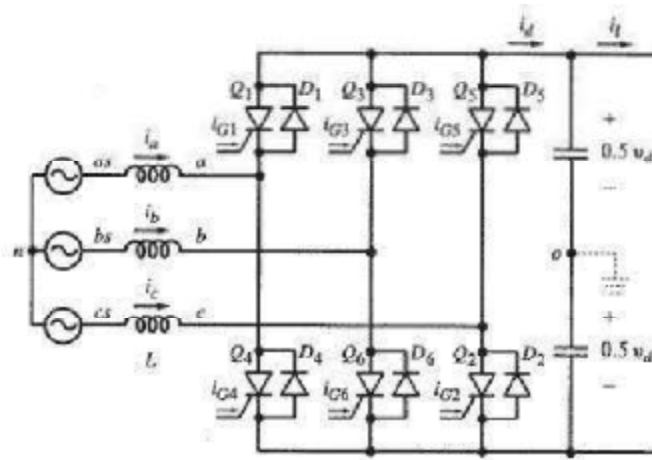


Figura 1.1. Convertidor con capacidad de flujo de potencia bidireccional.

Tim A. Haskew, Elizabeth M. Hill, “Regeneration Mechanism in a DC Motor with an H-Bridge Inverter”, Electric Machines and drives, 1999 International Conference, IMD ‘99, pp. 531-533.

En este artículo se analizan las diferentes formas en las cuales se puede presentar el mecanismo de la regeneración. El convertidor planteado presenta una rectificación trifásica conectada con un convertidor inversor de fuente de voltaje con topología puente. A lo largo del artículo se explican las 3 formas en las cuales se puede inducir una inversión en el flujo

de potencia. Validaron sus resultados mediante una simulación en Spice. La figura 1.2 muestra la topología empleada.

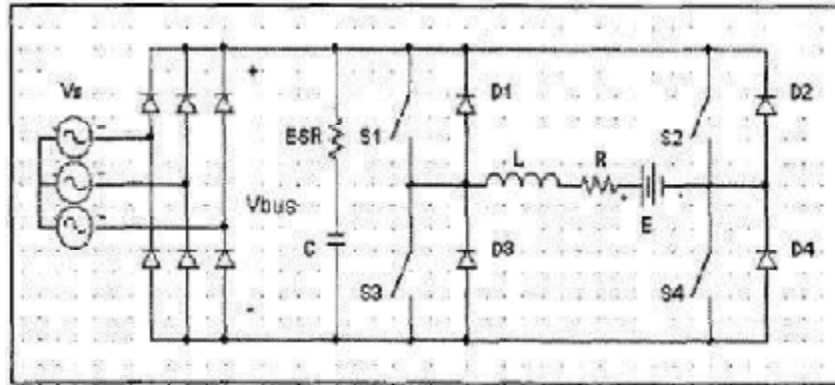


Figura 1.2. Convertidor analizado para las diferentes formas de regeneración.

José R. Rodríguez, Juan W. Dixon, José R. Espinoza, Jorge Pontt and Pablo Lezama. “PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art”. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, No. 1. February 2005.

Este artículo presenta el estado del arte en el campo de los rectificadores regenerativos con reducción de armónicos de entrada y mejoramiento del factor de potencia. Analiza las topologías con alimentación monofásica y trifásica y su respectiva estrategia de control. Muestra especial atención en los rectificadores PWM de fuente de corriente y voltaje. El rango de los convertidores analizados es de unos pocos kilowatts hasta algunos megawatts.

1.3 Planteamiento del problema.

Actualmente se habla mucho del ahorro de energía y las acciones que deben tomarse para llevarlo a cabo, como el horario de verano, cambiar los aparatos viejos por nuevos, cambiar los focos incandescentes por focos fluorescentes, etc. Pero en el caso de las industrias el tema del ahorro de energía se vuelve muy importante, porque utilizan muchos aparatos con una gran carga inductiva como los motores, los cuales no pueden ser

cambiados por otros porque se perdería tiempo de producción. Entonces, las industrias deben hacer investigaciones sobre la forma de ahorrar energía e implementarlas.

La presencia de las cargas como motores de inducción, transformadores o generadores de inducción generan potencia reactiva, la cual provoca un factor de potencia (F.P.) abajo de 1 y lleva a un aumento en la demanda de energía.

Además, algo que afecta el desempeño de los equipos, es debido a los disturbios que presentan los voltajes de línea o alimentación.

Los convertidores de potencia pueden disminuir estos disturbios, así como acondicionar de forma adecuada para cada carga, la energía que necesita para operar o para aislar la carga y que no afecte algún proceso.

Pero también los convertidores pueden adicionar a la línea de alimentación algunos disturbios debidos a que el convertidor produce corrientes armónicas hechos por la conexión y desconexión de la carga y propician la aparición de interferencias electromagnéticas (EMI).

Pero los convertidores son factibles de mejorar y conforme avanza la tecnología estos se diseñan e implementan cada vez con más eficiencia.

A esto se le añade que también en la actualidad el software de simulación ofrece un amplio rango de precisión a la hora de diseñar un dispositivo electrónico.

1.4 Justificación.

En diversos estudios, investigaciones, tesis o artículos publicados se hace mención de diversos métodos de diseño y distintos materiales usados para construir convertidores de potencia.

Uno de los métodos usados en el pasado para proveer un flujo de potencia bidireccional fue el tipo Back to Back [6], pero presentaba las siguientes limitantes:

- La corriente de entrada tiene una distorsión en la forma de onda y un bajo factor de potencia.
- El voltaje a la salida es limitado.
- Puede presentar fallas debido a los disturbios en la línea de alimentación.

Entonces es necesario construir un convertidor que posea un flujo de potencia bidireccional y que pueda disminuir estas limitantes, además de que presente un costo accesible.

Estos tipos de convertidores son utilizados muy frecuentemente en la rama automotriz, en los llamados autos eléctricos, los cuales pretenden disminuir el uso de hidrocarburos y así evitar la contaminación del medio ambiente.

El efecto que provee este tipo de convertidores a esta clase de vehículos es que como aprovecha la energía que produce el motor, le da más autonomía al vehículo, en otras palabras la batería del vehículo durará por más tiempo.

Ya han sido creados diversos convertidores con capacidad de flujo de potencia bidireccional, pero debido a que esta rama de la electrónica avanza rápidamente no se ha llegado a un convertidor definitivo.

Es conveniente diseñar e implementar este tipo de convertidor para así aportar una variante más aproximada al desempeño óptimo.

1.5 Objetivo general.

El objetivo general de este trabajo es diseñar e implementar un convertidor con capacidad de flujo de potencia bidireccional para alimentar un motor de C.D., con el propósito de poder hacer un frenado dinámico controlado, y que regrese potencia a la línea de alimentación.

1.6 Objetivos específicos.

Se espera que para llevar a cabo la realización de este tipo de convertidor se habrán comprobado los siguientes puntos:

- Determinar teóricamente un diseño válido de este tipo de convertidor.
- Simular lo visto en teoría para establecer una topología muy cercana a lo que se podría realizar en la realidad. Para esto se puede utilizar Orcad Pspice o Synopsys Saber.
- Establecer el tipo de elementos que conformarán el convertidor.
- Implementar el diseño obtenido y realizar diferentes pruebas para validar el resultado obtenido.
- Como la carga del convertidor será un motor, se utilizará la energía cinética de este para provocar un frenado dinámico así como controlar la velocidad de frenado.

1.7 Hipótesis general.

Es factible la realización de un convertidor CA a CD con capacidad de flujo de potencia bidireccional, capaz de establecer un control sobre la velocidad de frenado del motor.

1.8 Hipótesis específicas.

- Es posible que durante el frenado, se regrese energía a la línea de C.A.
- Para el frenado dinámico se puede emplear la modulación PWM.
- El tiempo de frenado podrá variarse de algunos pocos segundos a 0.15 segundos.

1.9 Alcances y limitaciones.

- 1.- Este convertidor solo funcionará con motores de C.D.
- 2.- Se establecerá un control sobre la rapidez de frenado del motor.
- 3.-La prueba se realizará con el motor de C.D. del módulo de Lab Volt, cuyas características eléctricas son (120 V, 2.8 A, 1/4 H.P., 1800 rpm).
- 4.- La alimentación al convertidor es de C.A. monofásica.

1.10 Introducción.

Debido al aumento en el consumo de recursos naturales, la contaminación del medio ambiente y el desperdicio de energía, se han desarrollado técnicas para ahorrar o maximizar el uso de energía.

Una técnica que se ha desarrollado y estudiado en gran medida en los últimos años es la que se especializa en el frenado regenerativo de los motores eléctricos.

La mayoría de los motores usados en la industria son del tipo eléctrico y en general la forma de frenarlos es por medio de fricción. Al hacerlo de esta forma la energía cinética almacenada no se puede aprovechar debido a que se disipa en forma de calor. En la práctica esta pérdida se ve reflejada en la eficiencia del motor, produciendo así mayores costos ya que las fuentes de energía actuales son no renovables. Este método de frenado además produce un desgaste en el motor, el cual con el tiempo reduce su vida útil.

Para resolver este problema, se han realizado estudios que permiten convertir la energía cinética de un automotor en energía eléctrica, que se almacena en los momentos en que se requiera frenar, ya sea para disminuir su velocidad o para mantenerla cuando una fuente externa actúa sobre ella, como es el caso de un carro en una pendiente de bajada que requiera ir a una velocidad determinada, aprovechando su energía al máximo.

Para este proyecto se buscó aprovechar la energía cinética para establecer un frenado controlado del motor de CD, en este caso no existirá un dispositivo donde se almacene la energía. La energía generada por el motor será regresada a la fuente para establecer un frenado controlado.

Para controlar el estado de operación del motor se diseñará un circuito de conmutación (fuente bidireccional) el cual constituye casi la totalidad de esta investigación.

El proyecto a su vez también es simulado en su totalidad o en forma parcial, pero con ello demostrando la validez experimental del mismo.

El estudio y diseño del circuito bidireccional, que transfiere energía de la fuente hacia el motor y viceversa, es uno de los aspectos más interesantes en este trabajo.

1.11 Características del convertidor.

El convertidor en cuestión tiene la topología de un convertidor puente. Cuenta con tres modos de operación: rectificador no controlado, elevador y como inversor de fuente de voltaje.

El convertidor tiene la capacidad suficiente para alimentar un motor de CD de $\frac{1}{4}$ HP, 2.8 A y 120 VCD. El modo de funcionamiento de inicio es como rectificador, proporcionando un voltaje de alimentación al motor de 60 VCD. Este voltaje es elevado al valor deseado por medio de la conmutación de transistores Mosfets (K790), siguiendo una secuencia de funcionamiento explicada en capítulos posteriores. El método de conmutación es por modulación en ancho del pulso (PWM). En el modo inversor se utilizó para la conmutación una estrategia unipolar con una modulación en ancho de pulso senoidal, mediante la comparación de una señal triangular con una señal senoidal desfasada con respecto a la fuente de alimentación. Se realizó un control sobre el desfase de la señal senoidal para que la potencia regresada fuera en su mayoría potencia activa.

Este convertidor cae en la categoría de baja potencia, y puede alimentar únicamente a motores de CD con un voltaje de hasta 120 VCD y cuyos picos de corriente no superen los 15 A.

1.12 Características de la simulación.

El software usado para simulación del convertidor fue el Synopsys Saber en su versión del 2002. Este software presenta las características y componentes idóneos para llevar a cabo la correcta simulación. Debido a que cuenta con componentes ideales, el tiempo de simulación y el consumo de recursos de la computadora es mucho menor que en otros software del mismo tipo como el Orcad Pspice.

El tiempo de simulación del convertidor en sus diversas etapas fue unos pocos segundos, pero fue lo suficiente para demostrar la viabilidad y comportamiento real de la implementación.

Capítulo

2

Marco teórico

En este capítulo se presentan los antecedentes de este proyecto, los principios de funcionamiento y algunas referencias que se tomaron en consideración para la realización del mismo. También se explican algunas características del software Synopsys Saber, las cuales fueron tomadas en cuenta para elegirlo sobre cualquier otro software del mismo tipo. Se presentan también información referente a los tipos de componentes usados y el porqué de su elección.

2.1. Antecedentes.

Desde el siglo XVIII cuando Thomas Newcomen y John Calley diseñaron el motor a vapor se han desarrollado nuevas técnicas para lograr una mejor eficiencia y velocidad en los motores.

Tiempo después en 1832 se inventó el motor eléctrico pero debido a que requería ser de grandes dimensiones para realizar los trabajos más demandantes, su uso no se generalizó, entonces su utilidad quedó reducida a pequeñas aplicaciones de baja potencia. Más adelante, en 1885, se realizaría el primer motor a gasolina y, a partir de ese momento, empezaría los estudios para realizar motores que tuvieran más potencia y velocidad. La eficiencia no era un asunto importante puesto que en ese momento el petróleo era un recurso que, tal parecía, nunca se iba a acabar. [8]

Actualmente, se empieza a ver la escasez e inminente fin del petróleo, sumado a la alta demanda de automotores en el planeta, hasta el punto de llegar al precio más alto de gasolina en la historia y los más altos índices de contaminación, se hace indispensable pensar en nuevas formas de alimentar los motores y se empieza a retomar el diseño basado en la eficiencia más que en la potencia y velocidad.

Muchas contribuciones importantes han sido hechas por la industria automotriz recientemente. Esta industria ha impulsado el uso de motores eléctricos en sus prototipos por razones ambientales, económicas y porque la escasez de los recursos no renovables están a punto de generar una crisis global fundamentada por la necesidad de proporcionar un medio de transporte a las personas. El problema más importante de los prototipos desarrollados hasta el momento ha sido la baja autonomía que presentan, dificultando la incursión de éstos en el mercado. El problema de la baja autonomía es debido a que es requerida una fuente de alimentación eléctrica, y la forma más común en que esta se presenta es de tipo batería, lo cual debido a que si se requiere mucha potencia será también demasiado grande físicamente. Investigaciones recientes se centran en mejorar la eficiencia de los motores eléctricos, utilizando nuevos tipos de motores y configuraciones de control.

También existen otros tipos de vehículos que no requieren un sistema de almacenamiento para un funcionamiento autónomo. Estos tipos de vehículos se alimentan en forma directa de una fuente de energía externa e independiente del vehículo. Algunos ejemplos de estos vehículos son los trenes eléctricos (como el metro), teleféricos, grúas aéreas, etc.

La utilidad de este proyecto recae en este tipo de vehículos.

2.2. Conceptos básicos.

2.2.1. Tipos de frenado en motores eléctricos. [8]

El concepto de frenado regenerativo se empezó a trabajar desde antes de los años 50. Se tiene referencia de estudios realizados para frenar elevadores con accionamiento eléctrico en los que se emplea la corriente eléctrica para la obtención del frenado. Los frenos en motores eléctricos se clasifican en frenos electromecánicos y frenos puramente eléctricos.

Los frenos eléctricos emplean, o bien el mismo motor actuando como dínamo, o como aparato productor de corrientes de Foucault.

Las máquinas empleadas como motores de corriente continua, en serie o en derivación, tienen la misma disposición que los generadores de dínamo. Esta propiedad se utiliza para el frenado al funcionar el motor, una vez separado de la red, como dínamo accionado por el descenso de la carga. El motor, en lugar de consumir corriente, produce energía eléctrica, que se equilibra con la energía mecánica debida al descenso de la carga y determina el frenado. La corriente producida se absorbe en una resistencia graduable. El motor serie, que tiene el inconveniente de funcionar sólo por encima de un cierto número de revoluciones, deja caer la carga al principio libremente, de modo que para emplearle el frenado se provee de un devanado auxiliar en derivación. Por su conexión en corto circuito se le denomina a este tipo freno en corto circuito.

Con los motores de corriente alterna trifásica se emplea el llamado freno de contracorriente, que consiste en invertir bruscamente el sentido de giro del motor para que actúe como freno sobre el eje, que tiende a seguir girando en el mismo sentido.

Un tercer tipo de freno eléctrico utiliza las corrientes de Foucault o parásitas, que se producen en un núcleo que gira unido al eje de un aparato elevador, dentro del campo de un electroimán. A estos frenos se les llama, de corrientes parásitas o de corrientes de Foucault.

2.2.2. Motor de CD. [8]

Esta máquina de CD es una de las más versátiles en la industria. Su fácil control de posición, par y velocidad la han convertido en una de las mejores opciones en aplicaciones de control y automatización de procesos. Pero con la llegada de la electrónica su uso ha disminuido en gran medida, pues los motores de corriente alterna, del tipo asíncrono, pueden ser controlados de igual forma a precios más accesibles para el consumidor medio de la industria. A pesar de esto los motores de corriente continua se siguen utilizando en muchas aplicaciones de potencia (trenes y tranvías) o de precisión (máquinas, micromotores, etc.)

Los motores CD con escobillas son altamente eficientes y tienen grandes características para hacerlos funcionar como servo-motores. Este tipo de motores fueron ampliamente usados en el pasado para todo tipo de aplicaciones y aun continúan usándose para aplicaciones de control de velocidad y posición. Existen dos diseños de máquinas de CD: estatores consistiendo en imanes permanentes o bobinado de campo.

La principal característica del motor de corriente continua es la posibilidad de regular la velocidad desde vacío a plena carga.

Una máquina de CD (generador o motor) se compone principalmente de dos partes, un estator que da soporte mecánico al aparato y tiene un hueco en el centro generalmente de forma cilíndrica. En el estator además se encuentran los polos, que pueden ser de imanes permanentes o devanados con hilo de cobre sobre núcleo de hierro. El rotor es

generalmente de forma cilíndrica, también devanado y con núcleo, al que llega la corriente mediante escobillas.

También se construyen motores de CD con el rotor de imanes permanentes para aplicaciones especiales.

Para el proyecto en cuestión se optó por elegir el motor de CD con escobillas y con la bobina de campo L_f alimentada separadamente.

La representación del motor de CD se da de la siguiente manera.

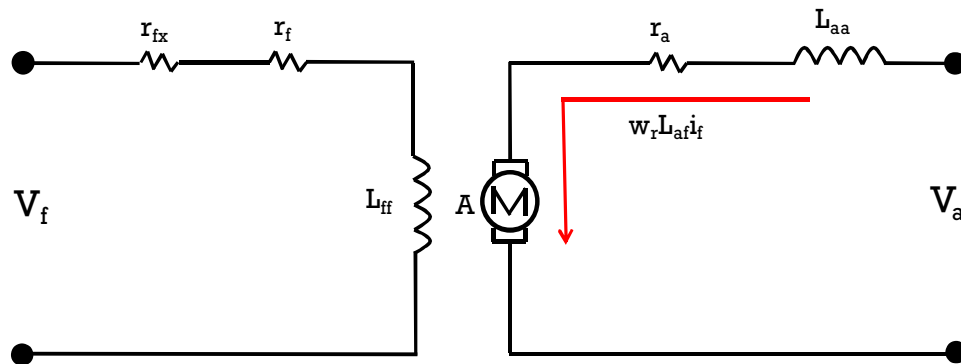


Figura 2.1. Representación de un motor de CD con excitación separada.

Ecuaciones matemáticas que describen el funcionamiento de un motor de CD.

$$V_f = r_{fx} i_f + r_f i_f + L_{FF} \frac{d}{dt} i_f \dots \dots \dots (1)$$

$$V_a = r_a i_a + w_r L_{AF} i_f + L_{AA} \frac{d}{dt} i_a \dots \dots \dots (2)$$

$$T_e = J \frac{d}{dt} w_r + B_m w_r + T_L \dots \dots \dots (3)$$

Donde:

i_a Corriente de armadura

i_f	Corriente de campo
V_f	Voltaje de campo
V_a	Voltaje de armadura
r_f	Resistencia de campo
r_a	Resistencia de armadura
w_r	Velocidad del rotor
L_{AA}	Inductancia propia de la armadura
L_{FF}	Inductancia propia del campo
L_{AF}	Inductancia mutua
T_e	Par eléctrico
T_L	Par mecánico
J	Inercia máquina y carga conectada
B_m	Coefficiente de amortiguamiento
r_{ix}	resistencia característica del cable. (Usualmente se desprecia)

2.2.3. Frenado regenerativo.

El estado de funcionamiento de un motor de CD se puede representar gráficamente como se muestra en la figura 2.2. Para ello se utiliza un sistema de coordenadas en el que el eje vertical representa la f.e.m. (E_g), y el horizontal la corriente inducida (i_a). Como E_g es proporcional a la velocidad (w_r), el eje vertical también será de velocidades; del mismo modo, el par se representa en el eje horizontal porque es proporcional a la corriente inducida. Estos dos parámetros definen el punto de funcionamiento del motor, su signo sitúa el punto de funcionamiento en uno de los cuadrantes. Estos signos dan una imagen del sentido de transferencia de la potencia del motor; así, en los cuadrantes 1° y 3° la potencia es positiva y el motor entonces está absorbiendo energía eléctrica para convertirla en energía mecánica; en otras palabras se está comportando como motor. En los cuadrantes 2° y 4°, la potencia absorbida por el motor es negativa; en estas condiciones el motor cede energía eléctrica, es decir se comporta como generador.

f.e.m., w_r

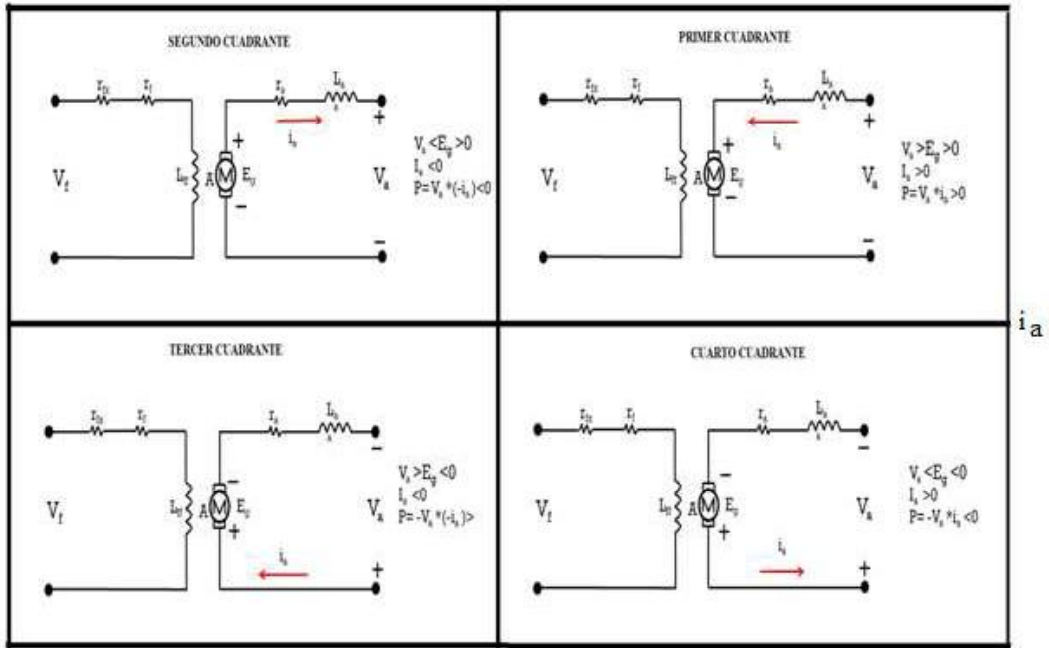


Figura 2.2. Cuadrante de funcionamiento de un motor eléctrico.

Para la acción de regeneración las ecuaciones del sistema quedarían como sigue:

$$V_a = E_g + i_a r_a \dots \dots \dots (4)$$

$$E_g = K_T \Phi_p w \dots \dots \dots (5)$$

$$w = \frac{1}{K_T \Phi_p} (V_a + i_a r_a) \dots \dots \dots (6)$$

$$T_e = K_T \Phi_p i_a \dots \dots \dots (7)$$

$$i_a = \frac{T_e w}{E_g} \dots \dots \dots (8)$$

Donde:

E_g = Voltaje del generador.

V_a = Voltaje de armadura.

Φ_p = Campo magnético por polo.

i_a = Corriente de armadura.

r_a = Resistencia de armadura.

T_e = Par generado por el campo magnético.

ω = Velocidad angular.

K_T = Constante del motor.

El término “regeneración” implica que la energía vuelve (o la energía generadora retorna) a la fuente de alimentación. Por naturaleza, el frenado regenerativo nace naturalmente del frenado dinámico, en este tipo de frenado la energía producida por el motor comportándose como generador es disipada mediante una resistencia en terminales de armadura lo cual desperdicia una cantidad de energía que puede ser aprovechada reintegrándola a la fuente de alimentación.

Considere el siguiente ejemplo: un generador está conectado en paralelo y proporciona energía a un bus. Cuanto más grande es la cantidad de energía suministrada a la barra colectora, tanto más grande es la energía del motor primario requerida para mantener el generador. En el caso de un motor girando a una velocidad bastante elevada, cada vez que la carga mecánica tienda a arrastrar al motor en el mismo sentido y esté aplicada la misma excitación, existe una gran posibilidad de que la tensión de inducido exceda la tensión de línea. Si la naturaleza de la carga mecánica es tal que tiende a arrastrar el motor (como en el caso de un ascensor en descenso, por ejemplo), la velocidad del motor aumentara y la tensión generada tendera a superar al de línea considerablemente. Las cargas mecánicas en los motores de locomotoras, trolebuses, autobuses, ascensores, grúas y montacargas eléctricos tendrán la energía potencial suficiente (en lo alto de una pendiente en el caso de tracción, o fuerte carga emplazada para descender en el caso de dispositivos elevadores) para llevar los ejes del motor a velocidades extremadamente elevadas. La

velocidad de estos motores puede reducirse de forma considerable, prácticamente con un pequeño gasto de energía sin requerir la disipación de la energía generada, mediante la utilización del frenado regenerativo. La potencia devuelta a la línea puede emplearse para otros motores, dispositivos o equipo maniobrado por la barra colectora.

Como es posible apreciar en los cuadrantes 2° y 4° de la figura 2.2. el frenado regenerativo se presenta cuando la energía generada (E_g) por el motor es mayor que la proporcionada por la fuente de alimentación a la armadura. Esto se produce cuando hay un súbito aumento en la velocidad de la máquina de CD, entonces se produce una f.c.e.m. hacia la fuente de alimentación y la máquina hará las veces de generador. Durante la operación de la máquina de CD como generador disminuirá su velocidad. Por lo tanto durante el frenado regenerativo no es siquiera necesario desconectar el motor de la red. Todo lo que requiere es que la velocidad del motor y la excitación aumenten lo suficiente para invertir la corriente de inducido y producir la acción generador.

Como es posible apreciar en [3], el fenómeno de la regeneración se produce de 3 formas diferentes, sin embargo para el propósito del presente trabajo donde se requiere la máxima transferencia de energía hacia la fuente solo se utilizó la forma de regeneración explicada anteriormente.

En la figura 2.3 se muestran esquemas simplificados de conexiones para los frenados por inversión, dinámicos y regenerativo para fines de comparación así como de referencia. En cada una de las figuras, el motor se acelera a la velocidad nominal mediante el cierre de los contactos de aceleración A. Al término de un tiempo específico, los contactos A_R se cierran, cortocircuitando la resistencia en serie de protección del inducido.

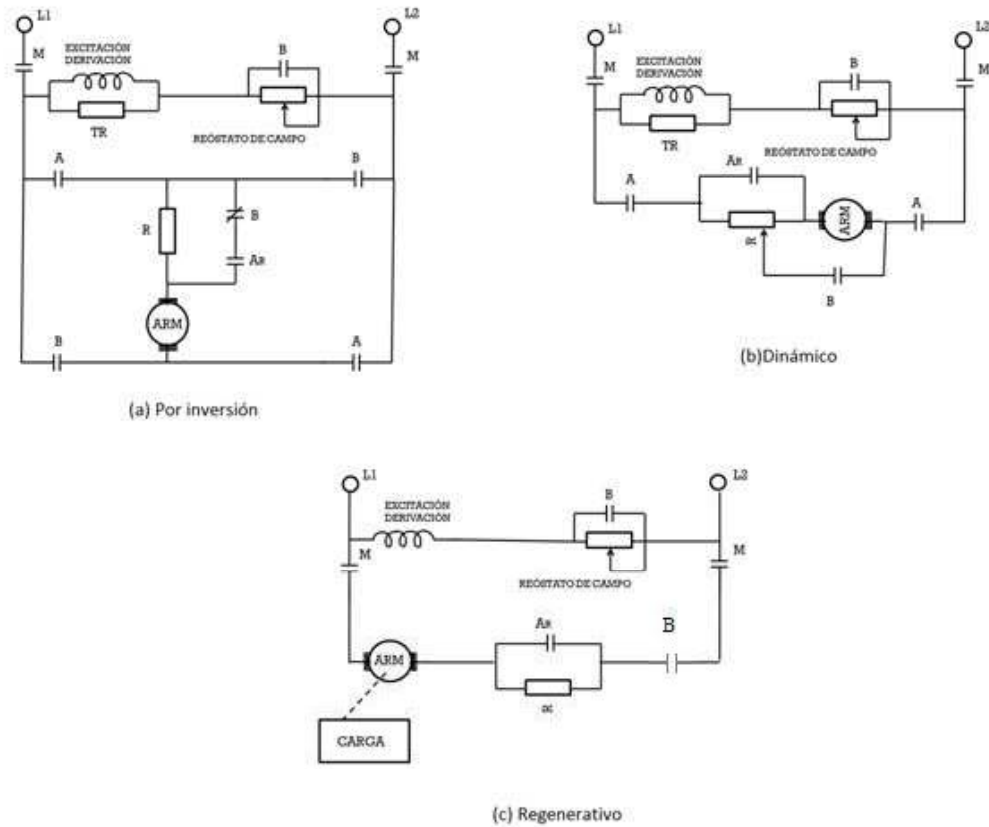


Figura 2.3. *Diversos tipos de conexiones para frenado eléctrico.*

Quando se desee frenar el motor, todos los contactos A se desexcitan y se excitan todos los B. en el caso del frenado por inversión mostrado en la figura 2.3(a), la polaridad del inducido se invierte a través de la resistencia de protección R y se aplica el flujo de plena excitación. En el caso de frenado dinámico, mostrado en la figura 2.3(b), el inducido se desconecta de la red cuando se abren los contactos A, y se conecta en bornes de una parte de la resistencia de arranque cuando se cierran los contactos B. cuando el motor llegue a paro se abrirán los contactos B.

En el caso del frenado regenerativo, mostrado en la figura 2.3(c), el frenado se realiza automáticamente siempre que la velocidad del inducido del motor sea elevada y la carga conduzca el motor como generador. El contacto B, un relé de inversión de corriente (direccional), se cierra para aumentar la excitación y la acción de frenado durante ese periodo.

En algunos tipos de frenado regenerativo, la excitación (no del inducido) se desconecta y se alimenta por separado (sobree excitación) desde una excitatriz en el mismo eje del motor, sirviendo para posibilitar una acción más rápida de frenado.

Esto es en cuanto a conceptos básicos, pero para lograr un control sobre la transferencia de energía regenerada se usan los convertidores estáticos de potencia. Estos convertidores formados por dispositivos electrónicos de estado sólido, permiten también un control sobre la máquina.

Existen distintas maneras de controlar la transferencia de la energía eléctrica. El procesamiento y control de esta energía se lleva a cabo por medio de diferentes tipos de sistemas de potencia, que pueden estar formados por una o varias etapas.

La parte esencial de un sistema de potencia son los convertidores de potencia, estos difieren del tipo de alimentación que requieren y el tipo de carga al que se conectan. Por lo general, la alimentación de un sistema de potencia es la línea de alimentación de CA ya sea monofásica o trifásica.

2.2.4. Clasificación de los convertidores. [8]

En electrónica de potencia es usual categorizar a los sistemas de potencia en base a sus formas de entrada y salida o su frecuencia. El diagrama de bloques de la Fig.2.4 muestra un modelo para un sistema de potencia.

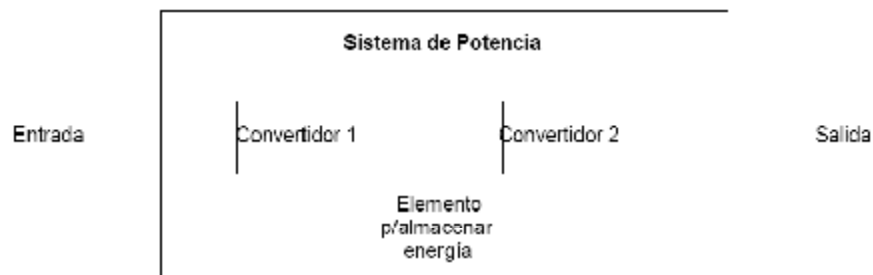


Figura 2.4. *Diagrama de bloques de un sistema de potencia.*

La mayoría de los sistemas de potencia tienen como entrada las líneas de alimentación de CA, dependiendo de la aplicación, la salida del sistema de potencia a la carga puede ser de la siguiente manera: [5]

1. Salida de Corriente Directa CD
 - a. CD de magnitud regulada o constante
 - b. CD de magnitud ajustable
2. Salida de Corriente Alterna CA
 - a. CA de frecuencia constante y magnitud ajustable.
 - b. CA de frecuencia ajustable y magnitud ajustable.

En particular, las líneas de alimentación de CA y las cargas para CA pueden ser ya sean monofásicas o trifásicas. La dirección de la potencia es generalmente de la línea de alimentación a la carga, aunque hay excepciones.

Por ejemplo en sistemas fotovoltaicos donde la dirección de la potencia es hacia la línea de alimentación de CA. En algunos sistemas la dirección de la potencia es reversible, dependiendo de las condiciones de operación.

Por lo general, un sistema de potencia consiste de más de una etapa de conversión, donde la operación de dichas etapas suelen estar desacoplada por elementos de almacenamiento como capacitores e inductores. Sin embargo, la potencia instantánea de entrada no tiene que ser igual a la potencia instantánea de salida.

Como un ejemplo del sistema de potencia de la Fig.2.4, se muestra en la Fig.2.5 un variador de velocidad ajustable para un motor de CA. Este consiste en dos convertidores, el convertidor 1 que opera como un rectificador y el convertidor 2 que opera como un inversor. Como se ha mencionado, el capacitor en el bus de CD que desacopla la operación de los dos convertidores.

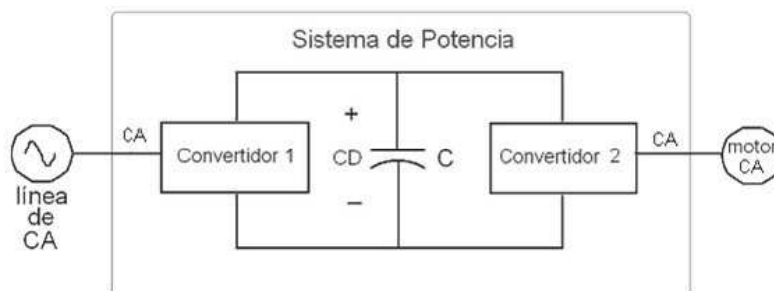


Figura 2.5. Diagrama de bloques de un variador de velocidad de un motor.

De la Fig.2.5 el convertidor es el módulo mínimo del sistema de potencia. Este utiliza dispositivos semiconductores controlados por señales electrónicas o circuitos integrados. Dependiendo la manera en que estos dispositivos o interruptores son controlados, los convertidores pueden clasificarse como:

- Convertidores a frecuencia de línea, (conmutados de manera natural), donde los voltajes de la línea presentes en el convertidor facilitan el apagado o encendido de los dispositivos semiconductores. Para este tipo de convertidores, los interruptores se encienden y apagan a la frecuencia de la línea, 50 ó 60 Hz.
- Convertidores conmutados, (conmutación forzada), donde los dispositivos controlados se encienden y apagan a altas frecuencias comparadas con la frecuencia de la línea. A pesar de la alta frecuencia con que operan estos convertidores, la salida del convertidor puede ser ya sea CD o CA con una frecuencia comparable a la de la línea.

La conversión que realiza cada convertidor difiere por el tipo de voltaje en entrada y el tipo de voltaje de salida que generan, estas pueden clasificarse de la siguiente manera:

- Conversión Corriente Directa-Corriente Directa (CD/CD): Este tipo de conversión básicamente es utilizada para elevar o disminuir voltaje de corriente directa.
- Conversión Corriente Directa-Corriente Alterna (CD/CA): Con este tipo de conversión se genera voltaje de corriente alterna a partir de corriente directa.
- Conversión Corriente Alterna-Corriente Directa (CA/CD): Esta conversión es comúnmente llamada rectificación, y su implementación más simple se efectúa con diodos y filtros para obtener un nivel de CD.
- Conversión Corriente Alterna-Corriente Alterna (CA/CA): Esta conversión permite controlar voltajes de CA para generar voltajes también de CA pero con diferentes características de voltaje o frecuencia.

El convertidor realizado es del tipo de conversión de CA/CD, tiene la topología puente y en la etapa de frenado se convierte en un convertidor de CD/CA cuya fuente de voltaje de CD es el voltaje generado por el motor.

2.3. Métodos de conmutación para los interruptores en un inversor de fuente de voltaje. [7]

Como ya se había dicho la topología empleada es la de tipo puente, en la figura 2.6 se muestra el esquema simplificado de este convertidor.

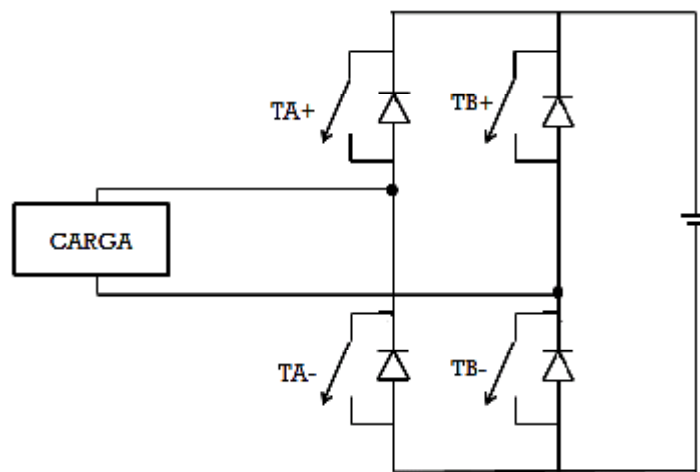


Figura 2.6. Esquema básico de la topología puente.

El convertidor consiste de 2 ramas A y B cada una tiene 2 interruptores y sus diodos en anti paralelo. Los 2 interruptores en cada rama son conmutados de tal manera que, cuando uno está en estado de corte (OFF) el otro está en estado de conducción (ON), por lo tanto, nunca estarán simultáneamente en ON, ni tampoco en OFF, aunque en la práctica hay un corto tiempo de blanqueo o también tiempo muerto para evitar un cortocircuito durante las transiciones.

En este tipo de convertidor es importante distinguir entre el tiempo de cerrado (ON) y el tiempo de conducción, debido a que los diodos en antiparalelo puede que conduzcan o no dependiendo del sentido de la corriente en la carga i_o , como se ilustra en la figura 2.7.

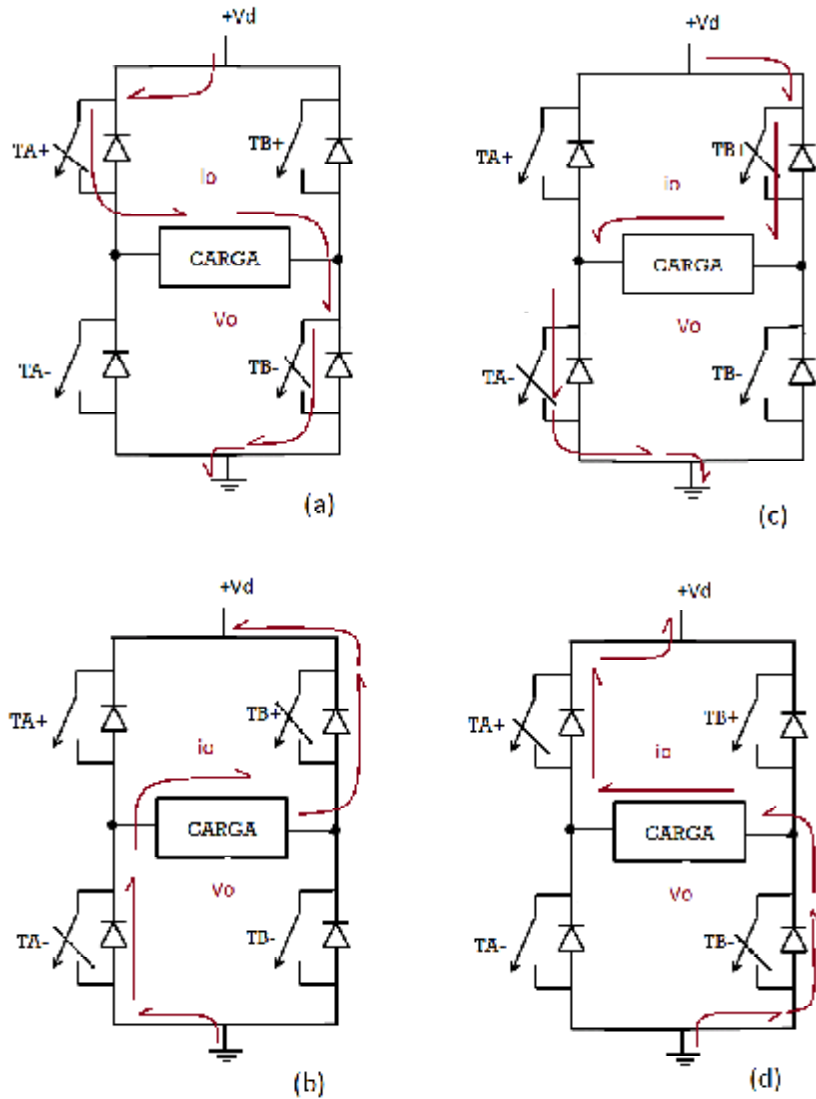


Figura 2.7. Flujo de corriente en un convertidor tipo puente.

Cuando TA+ está cerrado, independientemente de que la corriente circule por el interruptor o por el diodo se tiene:

$$V_{AN} = +Vd \text{ (Con TA+ en ON, TA- en OFF)}$$

Cuando TA- está cerrado y TA+ abierto.

$$V_{AN} = 0 \text{ (Con TA+ en OFF y TA- en ON)}$$

Por lo tanto; el voltaje promedio V_{an} será.

$$V_{AN} = \frac{Vd * t_{ON1} + 0 * t_{OFF}}{T_s} = \frac{t_{ON1}}{T_s} * Vd = D_{(TA+)} * Vd \dots (9)$$

En forma análoga tenemos.

$$V_{BN} = \frac{Vd * t_{ON1} + 0 * t_{OFF}}{T_s} = \frac{t_{ON1}}{T_s} * Vd = D_{(TB+)} * Vd \dots (10)$$

Entonces:

$$V_O = V_{AN} - V_{BN} \dots (11)$$

Existen 2 estrategias de control de los interruptores.

1. Modulación en ancho de pulso con conmutación de voltaje bipolar, donde (TA+, TB-) y (TB+, TA-) se tratan como 2 pares de interruptores; cada par es puesto en ON y en OFF simultáneamente.
2. Modulación en ancho de pulso con conmutación de voltaje unipolar, también llamada PWM doble. En esta, los interruptores de cada rama son controlados independientes de la otra rama.

2.3.1. PWM con conmutación de voltaje bipolar.

Para esta estrategia las señales de control para los interruptores se generan al comparar una onda triangular V_{tri} con el voltaje de control V_{con} :

Si $V_{con} > V_{tri}$: (TA+ y TB-) son ON; (TB+ y TA-) son OFF.

Si $V_{con} < V_{tri}$: (TA+ y TB-) son OFF; (TB+ y TA-) son ON.

El voltaje de salida es:

$$V_o = \frac{V_{con}}{\hat{V}_{tri}} V_d$$

2.3.2. PWM con conmutación de voltaje unipolar. [7]

Esta estrategia consiste en comparar una onda triangular con un voltaje $+V_{con}$ y otro $-V_{con}$, para obtener las señales para controlar los interruptores de las ramas A y B respectivamente.

El control se realiza de la siguiente manera.

Rama A

Si $+V_{con} > V_{tri}$; TA+ es ON, TA- es OFF... $V_{AN} = +V_d$

Si $+V_{con} < V_{tri}$; TA+ es OFF, TA- en ON... $V_{AN} = 0$

Rama B

Si $-V_{con} > V_{tri}$; TB+ es ON, TB- es OFF... $V_{BN} = +V_d$

Si $-V_{con} < V_{tri}$; TB+ es OFF, TB- en ON... $V_{BN} = 0$

El voltaje de salida es:

$$V_o = \frac{V_{con}}{V_{tri}} V_d \dots \dots (12)$$

2.4. Características del software utilizado. [9]

El software utilizado para la simulación del proyecto fue el Saber. Este fue desarrollado por la empresa Synopsys. Esta empresa diseña y vende software para la simulación y diseño en la industria automotriz y aeronáutica. Este software presenta un mejor desempeño que el Orcad Spice en cuanto a tiempo de simulación y consumo de recursos de la PC.

El software saber 2002 cuenta con las siguientes características y herramientas.

Herramientas:

- SaberBook. Esta herramienta presenta y explica de forma detallada cada uno de los elementos que conforman el software. Algunos de los elementos más importantes son: herramientas de diseño, herramientas de dibujo, herramienta de comandos, galería de partes, propiedades de los modelos y comandos del Saber.
- SaberSketch. Esta es la herramienta principal. Con esta se realiza el diseño y simulación de circuitos eléctricos, electrónicos o electromecánicos. Por esto se entiende que posee capacidad para trabajar con sistemas analógicos, digitales y su combinación. Posee una interfaz bien definida y clara. Los diversos componentes son presentados en diversas categorías, de acuerdo a su función y área de aplicación.

- SaberScope. Es la herramienta para el análisis gráfico de las señales obtenidas en la simulación. Esta presenta gráficas de señales contra el tiempo ya sean analógicas o digitales, puede realizar diversas operaciones matemáticas con ellas y tiene un sistema de interconexión con Matlab.

Otras características del SaberSketch son:

Entrada de diseño rápido.

SaberSketch es una interfaz de dibujo. Rápidamente se pueden crear ideas y simularlas desde su barra de menú. Se puede poner una punta de prueba o un nodo esquemático para ver los resultados. Se pueden encontrar símbolos usando la opción Saber's Part Gallery. Su caja de diálogo posee un poderoso sistema buscador que da acceso a cientos de modelos de simulación. Tiene un sistema de interconexión online para buscar el cómo usar determinado elemento del software.

Acceso a la simulación con un botón.

Después de crear el diseño, este puede ser simulado para revisar su operación bajo una variedad de condiciones. Solo es necesario un simple clic en el menú del SaberSketch para lanzar la aplicación Saber Simulator. Con esta opción se puede realizar un análisis más completo. Por ejemplo se puede optar porque la simulación solo nos presente resultados digitales o analógicos y con esto disminuir el tiempo de simulación.

La figura 2.8 muestra la interfaz principal del SaberSketch.

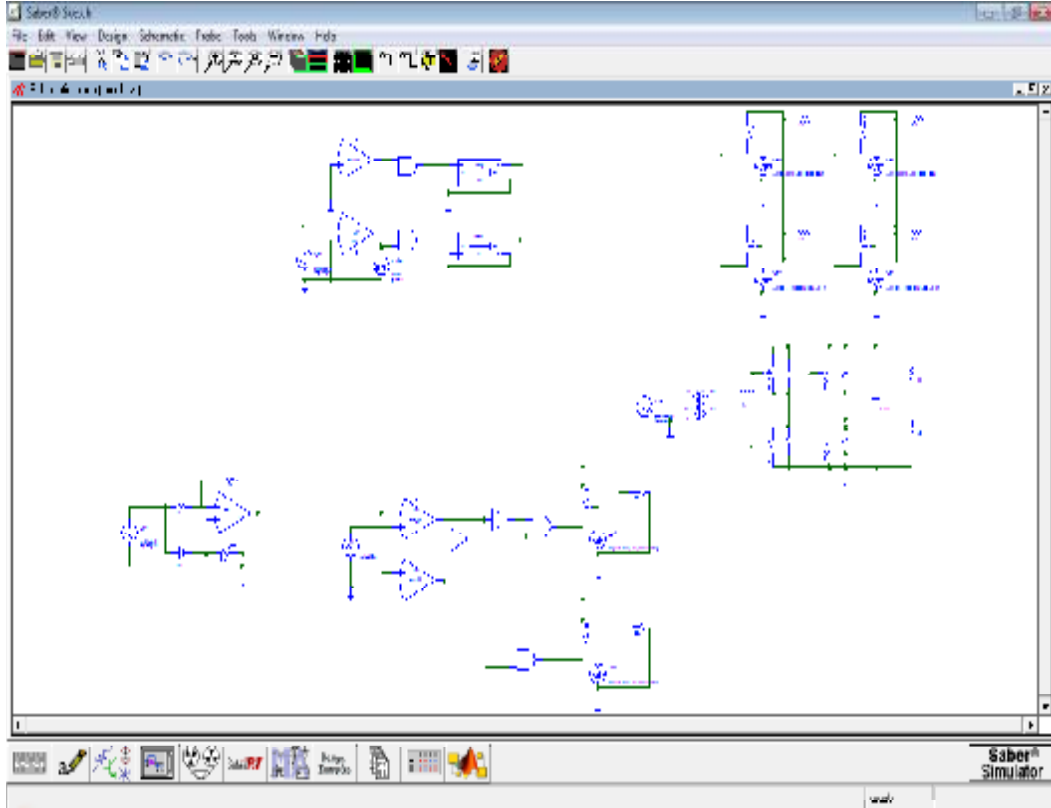


Figura 2.8. Interfaz del software SaberSketch 2002.

Como se puede observar la interfaz es bastante sencilla y amigable. Entre las opciones de simulación se encuentran las que permiten un análisis de CD o en forma transitoria. El paso de integración puede ser ajustado para disminuir el tiempo de simulación. Si se presenta un error en la simulación posee una cuadro de dialogo donde se muestra el tiempo en donde ocurrió el error y cuáles fueron las posibles causas, así como la terminal del elemento donde puede existir alguna irregularidad.

A continuación se muestra en la figura 2.9 las categorías como están ubicados los componentes en la opción Parts library. Como se puede ver, existen las categorías para casi cualquier aplicación de la ingeniería eléctrica-electrónica. Además de que cuenta no solo con componentes de diseño general sino también con componentes que se pueden encontrar de forma comercial, como pueden ser circuitos integrados o dispositivos electromecánicos como motores.

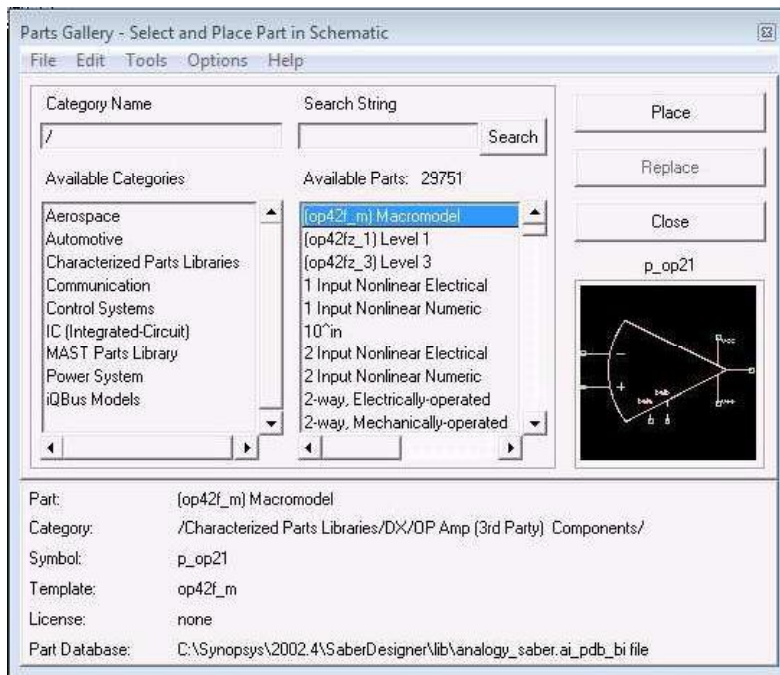


Figura 2.9. Menú Parts library.

La figura 2.10 muestra la ventana que registra el tiempo de simulación y en la que se presentan una descripción detallada del error cuando este se presenta.

SaberGuide Transcript

File Edit Analyses Extract Results Help

b	422.0344m	0	0	26u	0.031e	10.798e	0.00E+00	23.48%
x	422.965m	0	0	13n	0.016e	10.811e	1.72E-15	23.60%
	423.8206m	0	0	150n	0.016e	10.826e	1.02E-12	23.55%
x	424.8m	0	0	1n	0.031e	10.858e	2.10E-18	23.60%
	425.722m	0	0	20u	0.016e	10.873e	1.54E-09	23.65%
e	426.6807m	4				10.889e		23.70%
x	427.6m	0	0	66.2u	0.047e	10.920e	2.14E-10	23.76%
	428.4000m	0	0	752n	0.031e	10.951e	4.54E-09	23.80%
	429.3651m	0	0	130n	0.016e	10.987e	8.86E-11	23.88%
	430.322m	0	0	20u	0.031e	10.998e	5.13E-06	23.91%
e	431.2m	8				11.014e		23.96%
x	432.1m	0	0	66.6u	0.031e	11.029e	2.18E-10	24.03%
x	432.965m	0	0	13n	0.031e	11.060e	1.08E-15	24.05%
x	434m	0	0	1n	0.016e	11.076e	1.88E-18	24.11%
	434.8790m	0	0	150n	0.016e	11.092e	1.16E-13	24.16%

Figura 2.10. SaberGuide Transcript.

La figura 2.11 muestra como se presentan los resultados en la interfaz SaberScope.

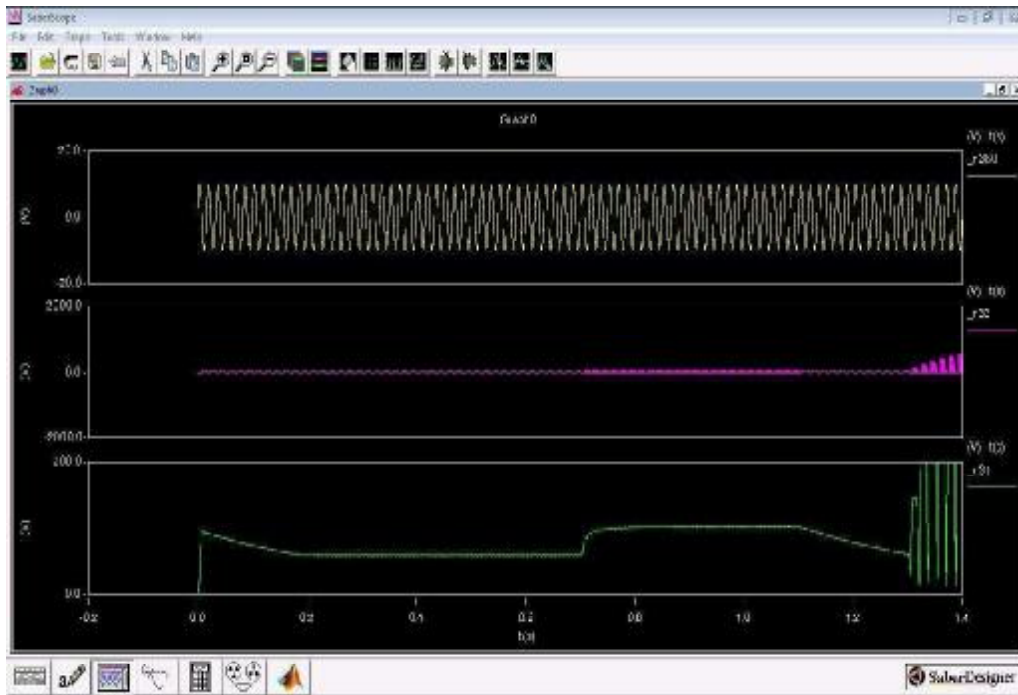


Figura 2.11. *Aspecto de la interfaz SaberScope.*

Como se observa en la figura anterior, las graficas aparecen bien definidas y delimitadas, presenta de forma clara el tiempo y la magnitud de cada señal.

Capítulo

3

Desarrollo

En este capítulo se detalla todo lo referente al diseño, planeación e implementación del proyecto. Se presentan los esquemas de los diversos elementos que lo componen. Se muestra de forma clara el diseño y funcionamiento de la etapa de potencia y de control. Los componentes electrónicos de los que consta cada una y la interconexión entre las etapas. Se explica también en esta sección la filosofía de operación del proyecto.

3.1. Características del convertidor empleado. [7]

La topología del convertidor empleado es la de un convertidor puente completo. La figura 3.1 muestra el esquema básico de esta configuración.

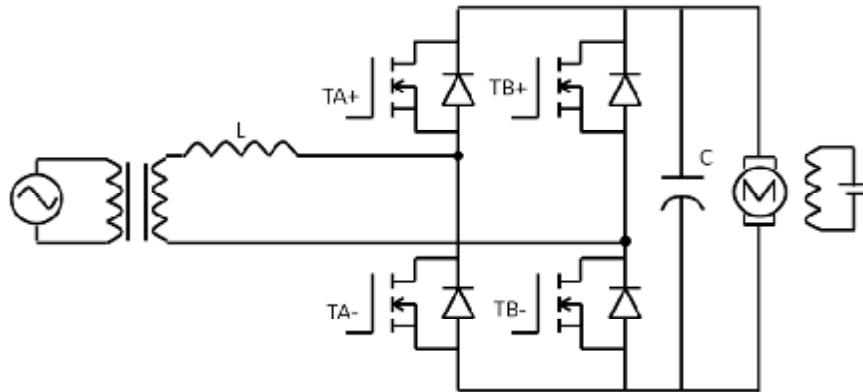


Figura 3.1. Esquema básico del convertidor empleado.

Como se aprecia en la figura 3.1, la topología empleada tiene la forma de un puente rectificador que está alimentado de la línea de CA por medio de un transformador. Tiene un inductor L en serie para poder hacer que el convertidor eleve su voltaje de salida. En paralelo con cada uno de los diodos se encuentra un transistor mosfet, el cual hace la función de interruptor. Se tiene también un filtro capacitivo en la carga. Como ya se dijo el motor usado es de CD con escobillas y la inductancia de campo L_f es excitada separadamente por medio de una fuente constante de 120 VCD.

A continuación se presentan las características más importantes de los elementos empleados.

- Transistores mosfet K790.

MOSFET son las siglas de Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor. Es un transistor de efecto de campo para aplicaciones de potencia. Su versión de baja potencia, es el transistor más utilizado en la industria microelectrónica. Prácticamente la totalidad de los circuitos integrados de uso comercial están basados en transistores MOSFET.

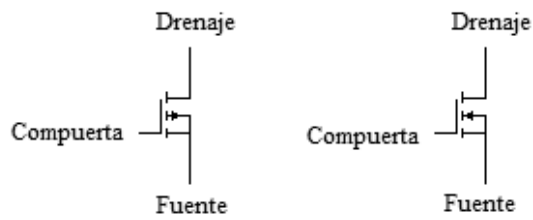


Figura 3.2. Mosfet canal P y canal N.

El transistor usado fue el K790, el cual cuenta con las características mostradas en la tabla 3.1. El criterio para su elección fue principalmente por sus características de corriente I_D y voltaje V_{DS} , además de que cuenta con un tiempo muy pequeño de conmutación, de 200 ns para ponerse en conducción y 700 ns para corte.

Tabla 3.1. Características del mosfet K790

Característica	Notación	Rango	Unidades	
Drain-Source Voltage	V_{DSX}	500	V	
Drain-Gate Voltage	V_{DGR}	500	V	
Gate-Source Voltage	V_{GSS}	+20	V	
Drain Current	DC	I_D	15	A
	Pulse	I_{DP}	60	A
Drain Power Dissipation	P_D	150	W	
Channel Temperature	T_{ch}	150	°C	

- Motor de CD.

La tabla 3.2 muestra los parámetros del motor de CD. La alimentación del campo es de 120 VCD.

Tabla 3.2. *Parámetros del motor de CD.*

Parámetro	Notación	Valor
Corriente de campo	i_f	0.391 A
Voltaje de campo	V_f	120 V
Resistencia de campo	r_f	311.999
Resistencia de armadura	r_a	7.225 Ω
Inductancia de armadura	L_{aa}	0.0653 H
Inductancia de campo	L_{ff}	14.233 H
Inductancia mutua	L_{af}	1.8857 H
Inercia	J	0.0038 kg/m ²

- Diodos de switcheo rápido.

Los diodos usados fueron el MUR1540. Este diodo es del tipo de llamado ultrarrápido. Posee un tiempo de recuperación de 35 y 60 ns. El voltaje que manejan entre ánodo y cátodo es de hasta 400 V y la corriente máxima que pueden soportar es de 15 A.

- Transformador.

El transformador usado posee varias derivaciones, con las cuales se puede obtener los siguientes voltajes en el secundario: 24, 36, 48, 60, y 82 V. esta construido para soportar una corriente de hasta 10 A.

- Inductor de entrada.

El inductor de entrada fue construido sobre una toroide de ferrita. La inductancia de este es 100 μ H.

Los dispositivos electrónicos usados para el control y correcto establecimiento de los modos de operación fueron escogidos de tal forma que todos ellos se alimentaran con un voltaje de 12 V y -12 V, esto fue para evitar que hubiera demasiadas fuentes y tener que acondicionar diferentes señales a un nivel en particular.

Los dispositivos electrónicos usados fueron:

- Amplificadores operacionales TL081.
- Manejadores de compuerta IR2110. Este circuito integrado maneja voltajes de salida del rango de 10-20 V, maneja voltajes de hasta 500V y puede dar una corriente a la salida de 2 A. El tiempo de encendido y apagado típico es de 120 y 94 ns respectivamente.
- Multiplexor analógico CD4016. Este circuito integrado CMOS maneja voltajes de salida de ± 7.5 V y posee 4 interruptores bidireccionales independientes.
- Flip-Flop JK CD4027BCN. Este circuito CMOS posee entradas Set y Reset, además de que maneja voltajes de hasta 15 V.

3.2. Especificaciones del proyecto.

En el proyecto se busca realizar un frenado óptimo de un motor de CD, regresando energía a la línea de C A cuando el motor se comporta como un generador. Para esto se utilizará la topología anteriormente descrita, la cual permite un flujo de potencia bidireccional dependiendo de la estrategia de conmutación empleada.

La figura 3.3 muestra el esquema a bloques desarrollado para la realización del proyecto. En cada uno de los bloques se tomó la decisión de cuáles serían los componentes usados para el correcto funcionamiento e interconexión con los demás bloques del sistema.

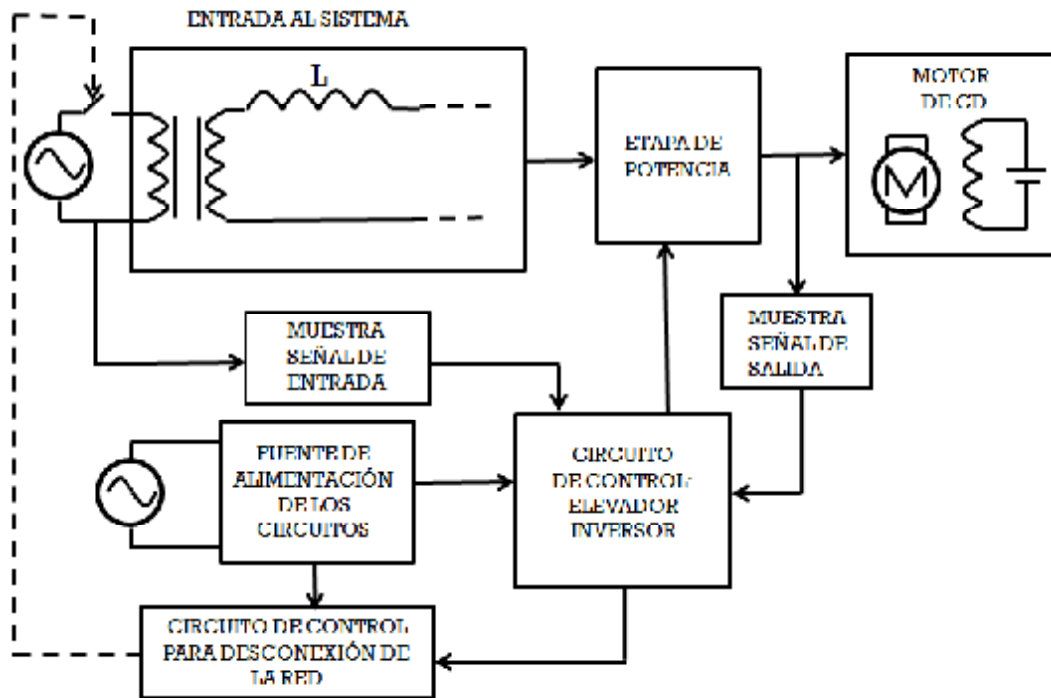


Figura 3.3. Esquema a bloques del proyecto.

A continuación se da una breve descripción de cada uno de los bloques que componen el proyecto.

3.2.1. Entrada al sistema.

Este bloque denota el voltaje de entrada al sistema, este voltaje será manipulado para alimentar el motor de CD. El voltaje es de CA y es tomado de la red eléctrica convencional. Debido a la función que debe tener el proyecto, la señal de entrada es disminuida mediante un transformador y a su vez acoplado en serie con una inductancia, la cual permite el cambio en el sentido de la corriente. La fuente alimentación de CA posee un interruptor que será controlado para protección del circuito. El transformador entrega 44 VCA a la etapa de potencia. El inductor es de 120 μ H con núcleo de ferrita.

3.2.2. Etapa de potencia.

Como el nombre lo indica es la etapa que maneja, transmite y convierte la potencia al motor. Está conformada por el arreglo puente de diodos y sus respectivos transistores mosfet en paralelo. Esta etapa entrega el voltaje de alimentación al motor de CD ya filtrado mediante un arreglo de capacitores en paralelo. Esta etapa manejará un voltaje entre 50 y hasta 120 VCD en el modo de operación rectificador y elevador respectivamente. La máxima potencia que puede manejar es de 15 A. El arreglo de capacitores da una capacitancia total de 3000 μF .

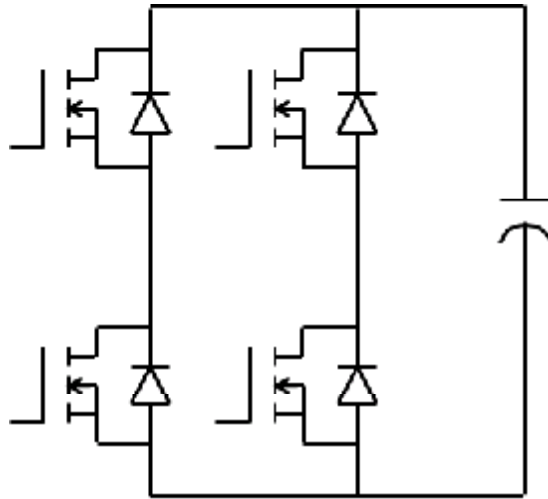


Figura 3.4. Etapa de potencia.

3.2.3. Motor de CD.

El motor utilizado es el que se encuentra en el laboratorio de la maestría en ingeniería eléctrica, es marca Labvolt, sus características son 2.8 A, $\frac{1}{4}$ HP, 120 VCD y posee terminales para alimentar dos bobinas, una en serie y otra en paralelo con la armadura. Los demás parámetros ya han sido presentados anteriormente. El motor es alimentado con un voltaje de 60 VCD en el modo rectificador y con 100 VCD en el modo elevador. La figura 3.5 muestra el motor utilizado.

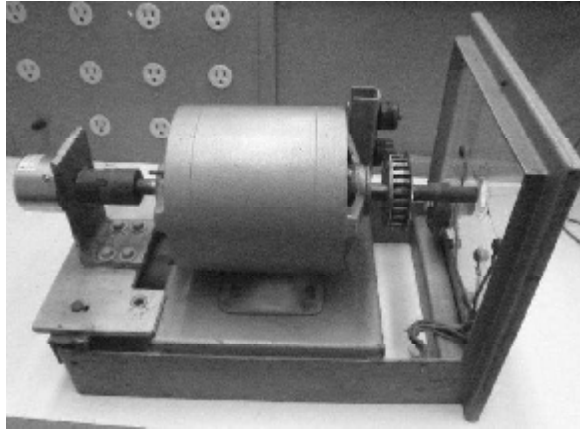


Figura 3.5. *Motor de CD utilizado.*

3.2.4. Fuente de alimentación de los circuitos.

La fuente de alimentación usada es de +12 y -12 VCD. Se buscó que todos los componentes usados funcionaran con este nivel de voltaje para así no tener que acondicionar las señales a niveles diferentes para la operación en conjunto de todos los componentes, además de solo utilizar una sola fuente de voltaje.

3.2.5. Muestra de entrada y muestra de salida.

Fue necesario tomar una señal de muestra de la alimentación de entrada para así poder sincronizar la operación como inversor del convertidor con el voltaje de línea. Esta muestra de voltaje se tomó con la ayuda de un transformador. Con este transformador y un divisor de tensión se redujo el voltaje a un nivel que fuera compatible con los circuitos y elementos utilizados.

La muestra de salida se tomó con un simple divisor de tensión. Esta muestra se tomó como referencia para el correcto funcionamiento del modo inversor así como para decidir cuando era óptimo que el circuito de control de desconexión actuara.

3.2.6. Circuito de control para los modos de operación elevador-inversor.

La función de este bloque es para definir y controlar qué forma de conmutación para los transistores será usada dependiendo de qué modo de operación se desee. También controlará la señal que será suministrada a la compuerta de los mosfet.

Este bloque está conformado a su vez, por varios bloques. La figura 3.6 muestra cada uno de estos bloques.

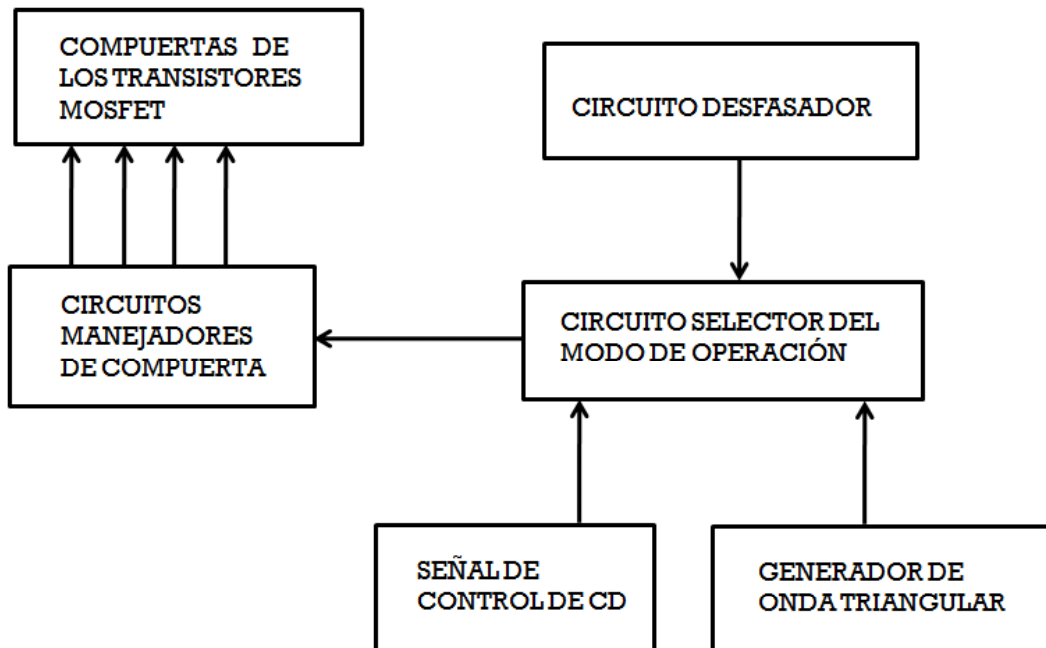


Figura 3.6. Diferentes bloques del circuito de control de los modos de operación.

Como se aprecia en la figura 3.6, existen 6 bloques básicos que sirven para controlar el proyecto. Estos bloques en conjunto determinan qué señal se proporcionará a las compuertas de los mosfet, durante cuánto tiempo cada transistor funcionará, cuál será el voltaje con que se alimentará al motor CD en el modo elevador, el ángulo de desfase en el modo inversor y también enviará la señal que determina cuando debe actuar el circuito de desconexión de la red.

3.2.7. Circuito de control para desconexión de la red.

Este bloque actúa para proteger la integridad del proyecto. Debido a que cuando la energía proporcionada por el motor se agote, el circuito aún funciona como inversor, esto hace que el circuito se comporte de forma errática debido a que durante un lapso de tiempo se comporta como rectificador y otro como inversor. Esto puede ocasionar fallas de conmutación en los transistores.

3.3. Desarrollo.

Durante los inicios del presente trabajo se estudiaba cual sería la forma óptima de provocar un frenado controlado del motor de CD tratando de aprovechar el máximo de energía que éste generaba cuando era desconectado de la fuente de alimentación. En un principio se estableció que solo habría 2 modos de operación: como rectificador y como inversor.

Para esta primera aproximación se estableció una operación individual de cada transistor mosfet. Cada uno de ellos actuaría durante medio semiciclo de la señal de alimentación al rectificador. Este método no trajo resultados satisfactorios ya que la energía regresada era mínima y por consiguiente la velocidad de frenado era muy lenta. Esto llevó a replantear los modos de operación y se llegó a incluir un modo extra que es el modo elevador. Mediante este modo la cantidad de energía regresada a la fuente de alimentación sería considerable y por lo tanto tendría una mayor rapidez de frenado. La estrategia de conmutación de los transistores se cambió a una adecuada para producir una señal senoidal en la entrada y así poder acoplarla sin problemas a la señal de CA de la red.

Dado lo anterior se planteó la secuencia de operación del proyecto. Cuando se suministra la alimentación al circuito, este actuará en modo rectificador proporcionando un voltaje de CD constante al motor. Este modo puede incluso no ser necesario. Podría iniciarse la operación directamente en el modo elevador, pero podría presentarse alguna falla de conmutación en los transistores. Ya que se encuentra en el modo rectificador,

mediante el suministro de la alimentación a los circuitos, se pone en operación el modo elevador. En este modo se proporciona un voltaje de CD constante al motor pero superior al obtenido en el modo rectificador. La estrategia de conmutación de los interruptores es por PWM. Cuando se encuentre en estado estable este modo, entonces se podrá activar el modo inversor. Mediante esta operación, el motor deja de ser alimentado y funciona como generador. Debido al funcionamiento como inversor, la energía del motor es convertida a una señal de CA desfasada respecto al voltaje de línea y regresada a la red. El desfase de la señal de CA es automático y variable, cuando llega al máximo desfase el circuito de desconexión actúa y desconecta al sistema de la red dando por terminado la operación del sistema.

A continuación se explica el tipo de manejadores de compuerta (MGD) usados y la conexión realizada con los transistores mosfet.

3.3.1. Forma de conexión de los MGD's.

Las figuras 3.7 y 3.8 muestran el tipo de manejador usado así como el modo de interconexión con los transistores mosfet. El MGD (Mosfet Gate Driver) utilizado es el IR2110, este tipo de MGD puede manejar 2 compuertas simultáneamente. También puede ser usado para conmutar IGBT's. Tiene 2 entradas (HIN, LIN) y 2 salidas (HO, LO) independientes. Las entradas y salidas están en fase. La tabla 3.3 muestra las terminales del circuito integrado IR2110.

Tabla 3.3. *Terminales del IR2110.*

No. terminal	Designación	Descripción
4,8,14	NC	No conexión.
9	V_{DD}	Fuente lógica.
10	<i>HIN</i>	Entrada lógica para la salida de lado de alta. (HO). En fase.
11	<i>SD</i>	Entrada de habilitación del C.I.
12	<i>LIN</i>	Entrada lógica para la salida de lado de baja. (LO). En fase.
13	V_{SS}	Tierra lógica.

7	V_B	Fuente flotante para el lado de alta.
6	HO	Salida hacia compuerta de lado de alta.
5	V_S	Tierra de la fuente flotante de lado de alta.
3	V_{CC}	Fuente lado de baja.
2	LO	Salida hacia compuerta de lado de baja.
1	COM	Tierra lado de baja.

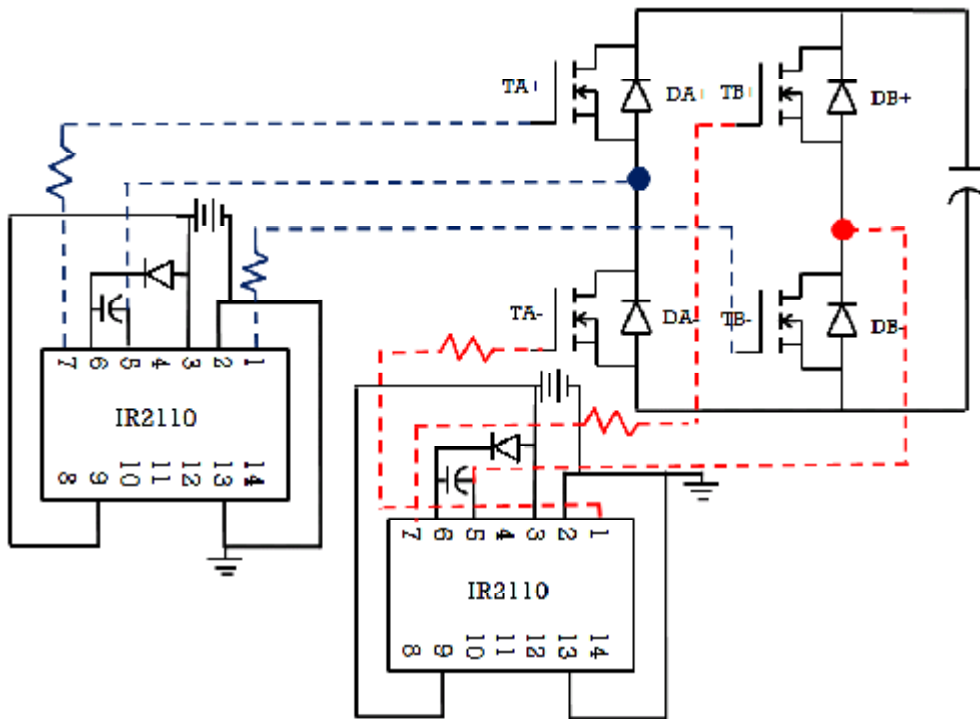


Figura 3.7. Forma de conexión manejadores de compuerta IR2110.

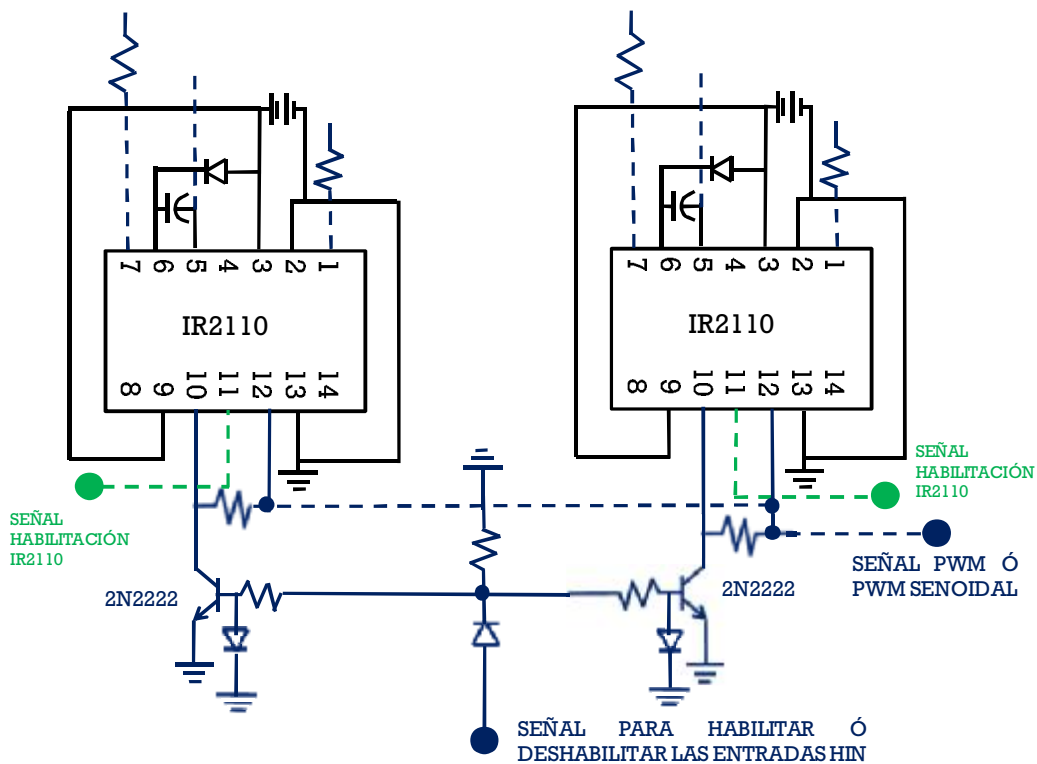


Figura 3.8. Detalle de la conexión de las entradas en los circuitos IR2110.

Como se puede observar en las figuras 3.7 y 3.8, los IR2110 manejan cada uno un transistor de cada rama. Cada IR2110 maneja simultáneamente la compuerta de un transistor del lado alto y uno en el lado bajo pero de diferente rama, es decir TA+ y TB- es manejado por uno y TB+ y TA- por el otro. La estrategia de conmutación para cuando se conmutan todos los transistores es similar a la unipolar. En el tipo de conexión realizada no fue necesaria la fuente flotante externa. A pesar de que los Mosfet K790 traen integrado un diodo de switcheo rápido se anexaron diodos adicionales para la construcción del puente rectificador. La fuente utilizada para las fuentes lógica y de lado de baja es de +12 V, por lo tanto las señales de entrada HIN y LIN en cada IR2110 también serán a este nivel de voltaje. Mediante un transistor en las entradas HIN de cada IR2110, se puede bloquear la señal que les llega. Esto es necesario puesto que para la etapa en que actúa como elevador solo es requerido que las señales en LIN de cada IR2110 estén presentes. También existe un

circuito que controla la entrada de habilitación (SD) del manejador. Este circuito es presentado en la figura 3.8. La terminal SD requiere un 0 para habilitar el circuito IR2110 y un voltaje de 12 V para deshabilitarlo. El circuito de la figura 3.9 muestra un arreglo de A.O.'s, los cuales funcionan como comparadores. La señal senoidal que entra está en fase con el voltaje de línea para el modo elevador y en forma desfasada para el modo inversor del proyecto. Como los A.O.'s funcionan como comparador, la señal suministrada a las terminales SD de cada IR2110 es cuadrada de ± 12 V. La frecuencia de esta onda es 60 Hz. Mediante unos diodos a la salida de cada A.O. se corta la parte negativa de la señal. Las señales de salida hacia las terminales SD son complementarias. Este hecho hace que los manejadores nunca estén habilitados al mismo tiempo y por consiguiente se evita que dos transistores Mosfet de la misma rama se activen al mismo tiempo y provoque un cortocircuito.

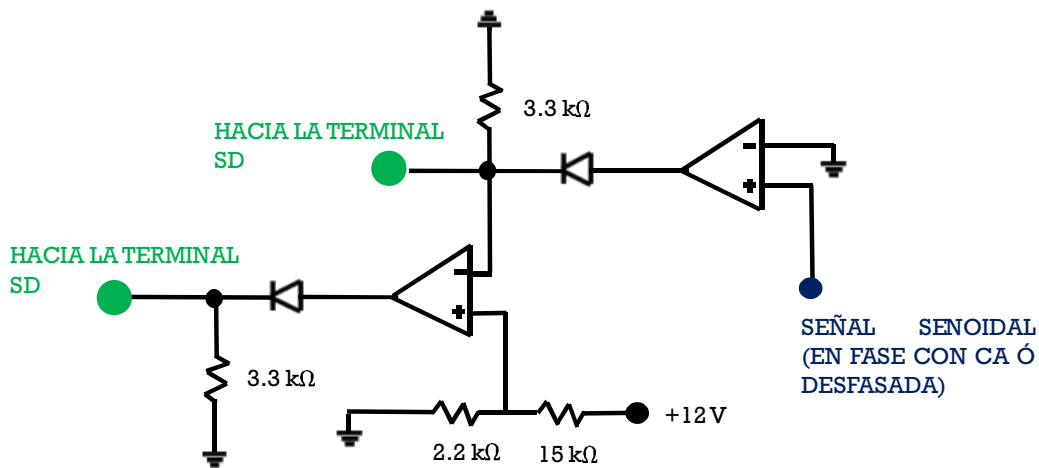


Figura 3.9. Circuito de control para la habilitación ó deshabilitación de los IR2110.

3.3.2. Circuito generador de onda triangular.

La figura 3.10 muestra el circuito usado para generar la onda triangular. Como se puede apreciar está construido solo con A.O.'s La configuración de un A.O. es como integrador y la del otro como comparador con histéresis. La señal triangular se obtiene integrando una onda cuadrada. La onda cuadrada en este caso es proporcionada por el comparador de histéresis. Debido a que la señal de salida en el integrador es

retroalimentada a la entrada no inversora del comparador, se crea un ciclo repetitivo. El potenciómetro de 20 kΩ es para ajustar la frecuencia, esta frecuencia se ajustó a 2.4 kHz. El voltaje de entrada en la entrada inversora del comparador es para ajustar la simetría de la onda triangular. El voltaje pico a pico de la onda triangular es 15 V.

Condición de oscilación:

$$R2 > R1$$

Frecuencia de oscilación:

$$f = \frac{R1}{4 * R * R2 * C}$$

La función de este circuito generador es para compararlo con una señal de CD y así poder suministrar una señal PWM a las entradas de los manejadores de compuerta. Se decidió usar este tipo de señal para que también pueda ser comparada con una señal senoidal. De esta forma se pueda suministrar una señal PWM senoidal a las entradas y así poder conmutar los transistores para que el circuito actué como inversor. La señal senoidal comparada es suministrada por el circuito desfaseador. La señal senoidal tiene una frecuencia de 60 Hz.

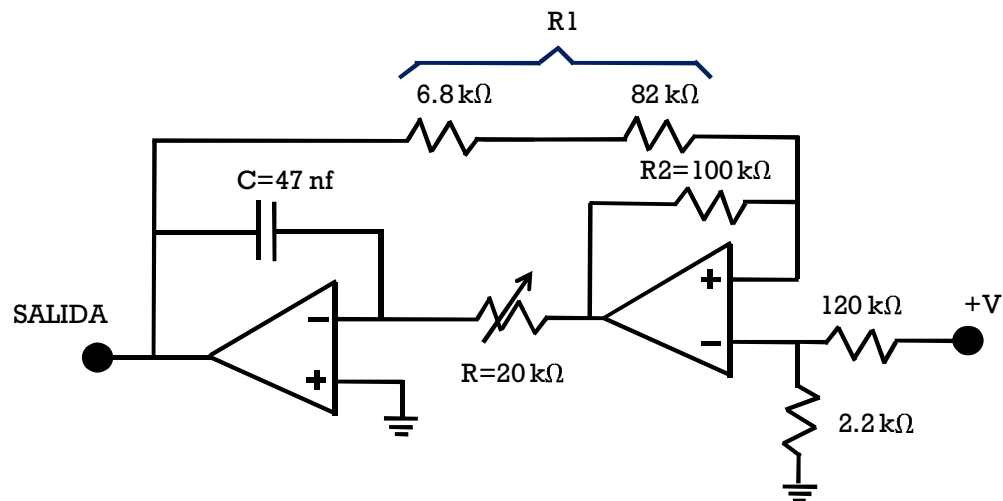


Figura 3.10. Circuito generador de onda triangular.

3.3.3. Circuito desfasador.

La figura 3.11 muestra el circuito desfasador usado. La función de este circuito es desfasar automáticamente una señal senoidal con respecto al voltaje de línea. Como se indica en la figura, una muestra de la señal de línea es suministrada mediante un transformador y disminuida mediante un divisor a una magnitud adecuada.

En una primera etapa el desfasador fue hecho mediante un A.O. con un filtro RC. La R era un potenciómetro mediante el cual se cambiaba el ángulo de desfasamiento. Pero este ángulo era fijo durante la operación del proyecto y la operación real requería un desfasamiento variable automático, por lo tanto se diseñó el circuito de la figura 3.11.

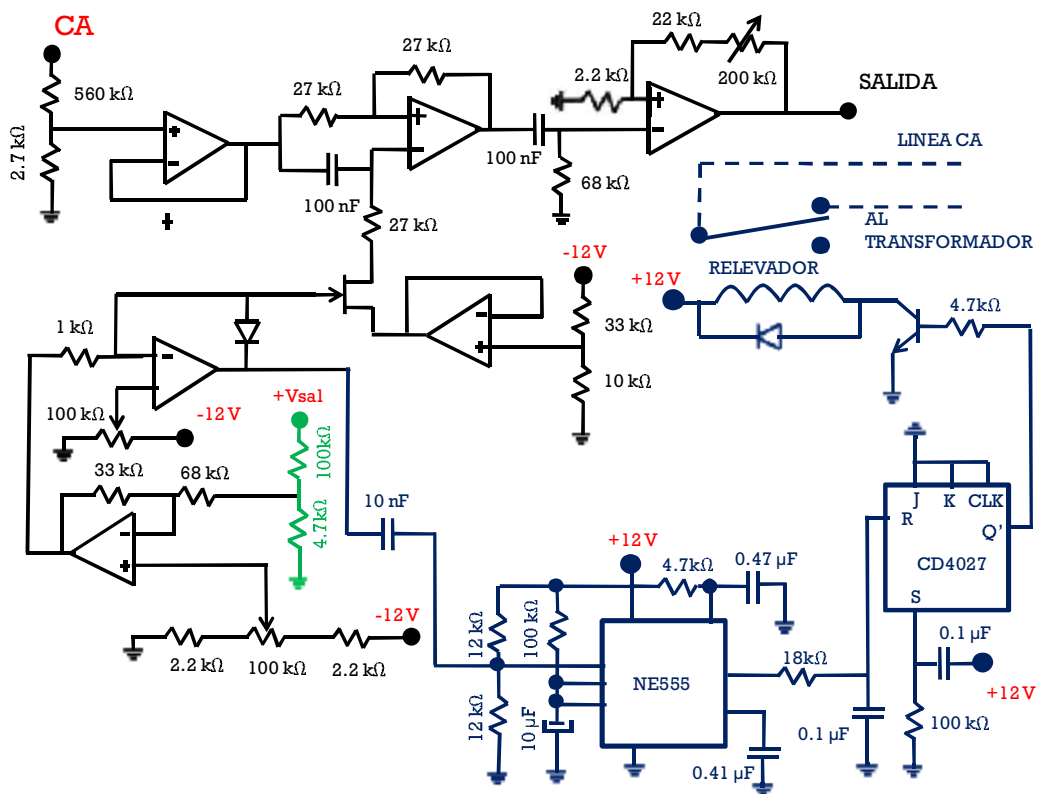


Figura 3.11. Circuito desfasador de onda senoidal.

En el circuito mostrado, el elemento que actúa como una resistencia variable es un JFET. Se usó este elemento porque polarizándolo de la forma adecuada puede comportarse como una resistencia controlada por voltaje. Debido a que presentaba una distorsión muy evidente a diversos ángulos de desfase en la salida del circuito, se determinó hacer una disminución de la señal alterna de entrada. Se pudo constatar que la señal mínima requerida para que no ocurriera esta distorsión era de al menos 100 mVpp. Esta entrada de voltaje fue suministrada por un divisor de tensión hecho por resistencias y conectadas a un seguidor de tensión hecho por un A.O. (A1) para asegurar que cuando se interconecte con otros elementos, los valores de resistencia no cambien.

En las diversas pruebas hechas al circuito se pudo ver que el cambio de resistencia era muy rápido. Mediante una muestra de la señal de salida se obtiene un voltaje proporcional a la salida de A6, el cual es manipulado para proporcionar a la compuerta G del JFET un voltaje que varía de -4.9 hasta -5.030 V. Con este ajuste se asegura que el ángulo de desfase sea de 21° a 75° aproximadamente. La variación de este ángulo es para cumplir con el arreglo de vectores representado en la figura 3.12. La salida del circuito desfasador da un voltaje de 100 mVpp, por lo tanto, se agregó una etapa amplificadora (A3). Con esta etapa se obtiene un voltaje de la señal senoidal desfasada de 14 Vpp.

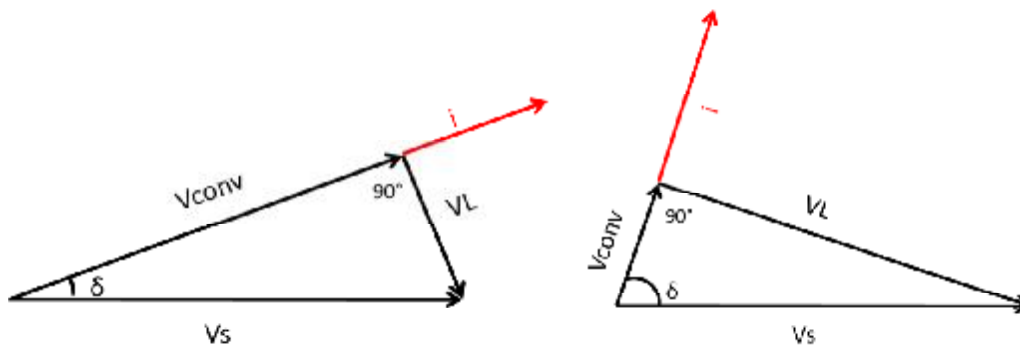


Figura 3.12. Arreglo vectorial de los diferentes voltajes presentes en la entrada a un desfase mínimo de 21° y el máximo de 75° .

Como se puede ver en la figura 3.12 existe una relación de ángulo entre el voltaje de entrada al sistema (V_s), el voltaje en la bobina (V_L) y el voltaje del inversor (V_{conv}). Esta relación de voltajes se cumple con el desfase (δ) propuesto. Más adelante se explica en detalle este sistema de vectores así como sus correspondientes magnitudes.

El circuito de la figura 3.11 tiene un A.O. (A5) que actúa como un detector de voltaje. La salida de este A.O. se va a 0 cuando la variación de voltaje en la compuerta del JFET llega al máximo. Esta bajada a 0 es detectada por un C.I. timer NE555 en configuración monoestable. Con esta configuración se envía un nivel alto a la terminal Reset de un flip-flop SR (CD4027). La salida \bar{Q} del flip-flop acciona un relevador por medio de un transistor. El relevador sirve como el interruptor para la desconexión de la etapa de potencia de la red eléctrica. Debido a la configuración empleada en el flip-flop, inicialmente la salida \bar{Q} está en nivel alto, esto permite que el transistor esté conduciendo y por lo tanto el relevador está cerrado, permitiendo la alimentación hacia el transformador que alimenta la etapa de potencia. Cuando la salida de A5 se va a cero debido a que el ángulo de desfase llegó al límite, el C.I. NE555 detecta esta bajada y manda un pulso a la salida con una duración aproximada de 1 segundo. Este pulso en la entrada Reset del flip-flop provoca que su salida \bar{Q} se vaya a cero y se mantenga en ese estado cortando la conducción del transistor y por consiguiente el relevador se abra, desconectando la alimentación al transformador. Para volver a reconectar el sistema, se desenergiza la fuente de alimentación de los circuitos, con esto el relevador se cierra y el sistema cae en el modo rectificador y al volver a reconectar, el sistema se va al modo elevador.

El cálculo de las resistencias para obtener el voltaje requerido en la compuerta con respecto a tierra, para el desfase establecido, se hizo de la siguiente forma.

Se hicieron varias pruebas para determinar qué voltajes eran requeridos para el mínimo desfase (21°) y el máximo (75°).

El voltaje para el mínimo desfase es -5.030 V.

El voltaje para el máximo desfase es -4.9 V.

Mediante el divisor de tensión puesto a la salida de la etapa de potencia se obtiene una muestra de voltaje proporcional. Se obtuvo una medición de voltaje cuando el sistema estaba en modo elevador y cuando se encontraba en modo inversor pero con el ángulo de desfase fijo en 75° .

En el modo elevador el voltaje presente en el divisor es de -4 V.

En el modo inversor el voltaje presente en el divisor es de -1.4 V.

Ya con estos datos se puede establecer una relación entre ellos mediante la ecuación de salida del A.O. llamado A6.

La relación queda como sigue:

$$(e_1 - 4) * Gan = -5.030$$

$$(e_1 - 1.4) * Gan = -4.9$$

Resolviendo el sistema de ecuaciones simultáneas nos queda:

$$Gan = 0.049$$

$$e_1 = -98.6$$

Debido a que no es posible suministrar un voltaje tan grande a la terminal inversora de A6 se acomodaron los valores planteando lo siguiente:

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

$$R_1 = 0.049 * R_2$$

Entonces suponiendo $R_2 = 68 \text{ k}\Omega$

$$R_1 = 0.049 * 68 \text{ k}\Omega = 3.332 \text{ k}\Omega \approx 3.3 \text{ k}\Omega$$

De este modo podemos establecer un arreglo de resistencias para ajustar el voltaje calculado de -98.6 V a uno menor. Mediante la colocación de estos valores de resistencia calculados en el divisor de tensión se obtiene un voltaje de -4.56 V . Este voltaje es en realidad el que se proporciona a la terminal no inversora de A6.

3.3.4. Circuito selector del modo de operación.

El circuito diseñado para efectuar la selección del modo de operación ya sea elevador o inversor se muestra en la figura 3.13. El C.I. usado es un multiplexor analógico CD4016. Este multiplexor cuenta con 4 interruptores independientes bidireccionales. Las terminales usadas como entradas son: 1, 4, 8 y 11. Las terminales usadas como salidas son: 2, 3, 9 y 10.

La tabla 3.4 muestra las terminales del C.I. CD4016 con la respectiva descripción de la señal que manipula.

Tabla 3.4. *Terminales de entrada y salida del circuito integrado CD4016*

Terminal	Función	Descripción
1	Entrada	Recibe una señal rectificadora de onda completa de la onda senoidal desfasada.
4	Entrada	Recibe un voltaje de CD, el cual puede ser variado de $\mp 6\text{ V}$. Esta señal es utilizada para compararse con la señal triangular y establecer una señal PWM.
8	Entrada	Recibe una onda senoidal complementaria a la usada como entrada en el circuito desfasador.
11	Entrada	Recibe la onda senoidal desfasada. Esta señal es utilizada para compararse con la onda triangular y establecer un PWM senoidal.
2	Salida	Envía una señal de voltaje ya sea de CD ó la onda senoidal rectificadora al A.O. que las compara con la onda triangular y hacer un PWM.
3	Salida	Esta salida esta interconectada con la terminal 2.
9	Salida	Envía una señal de onda senoidal en complementaria a la línea ó la onda senoidal desfasada.
10	Salida	Esta salida esta interconectada con la terminal 10.

Como se puede observar en la figura 3.13, todas las terminales del C.I. CD4016 fueron usadas. Este multiplexor realiza el direccionamiento de las distintas señales requeridas para la conmutación de los transistores Mosfet así como las que habilitan o deshabilitan los manejadores de compuerta IR2110.

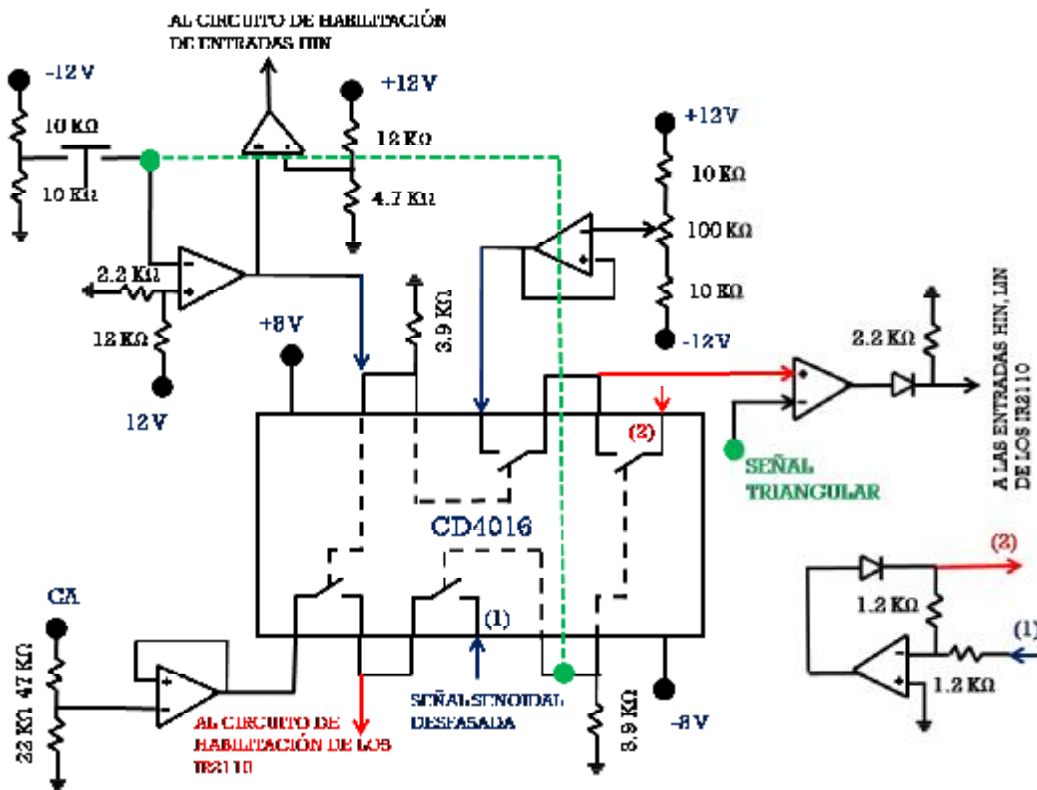


Figura 3.13. Circuito para establecer los modos de funcionamiento elevador e inversor.

Como ya se ha dicho en anteriores subtemas, las señales que manipula este multiplexor son:

- Onda senoidal complementaria al voltaje de línea. Este voltaje se toma del secundario de un transformador. Es reducida a un nivel menor a 8 VCA.
- Onda senoidal desfasada. Esta señal viene de la salida del circuito desfasador. Varía de 21° hasta 75° de desfasamiento en adelante con respecto al voltaje de línea.

- Señal de voltaje de CD. Este voltaje es suministrado por un divisor. El voltaje suministrado puede ser ajustado de -6 V hasta 6 V.
- Señal rectificadora de la onda senoidal desfasada. Es una señal rectificadora en onda completa de la señal desfasada.

Este circuito entra en operación cuando se requiere que el sistema entre en la etapa elevadora. El botón NC se acciona para entrar en el modo inversor. De forma inicial al estar el interruptor normalmente cerrado las entradas 4 y 8 se presentan en las salidas 3 y 9.

La salida 3 suministra una señal de CD, la cual se compara con la onda triangular y se genera una señal PWM. Esta señal es suministrada a las entradas HIN y LIN de cada IR2101. Esta tiene una magnitud de 0 a 12 VCD. El ciclo de trabajo puede ser ajustado mediante la variación del voltaje suministrado en la terminal 4. En este caso se hace variando un potenciómetro que forma un divisor de voltaje.

La salida 9 suministra una señal senoidal al circuito de habilitación de los IR2110. Esta señal es complementaria a la del voltaje de línea.

La figura 3.14 muestra las señales suministradas a las terminales HIN, LIN y SD de los circuitos IR2110. Las señales que recibe el circuito IR2110 que maneja los transistores TA+ y TB- se muestran en (a) y las señales que recibe el IR2110 complementario se muestran en (b). Al estar el botón normalmente cerrado envía una señal hacia el circuito de habilitación de las entradas HIN de cada IR2110, esto hace que se manden a tierra las señales de dichas entradas y la señal suministrada a ellas sea cero. Las señales que son enviadas a la terminal SD de cada IR2110 son complementarias, de esta forma se asegura que cada manejador de compuerta opere en diferente lapso de tiempo. Cada manejador estará activo durante un semiciclo de la señal del voltaje de línea.

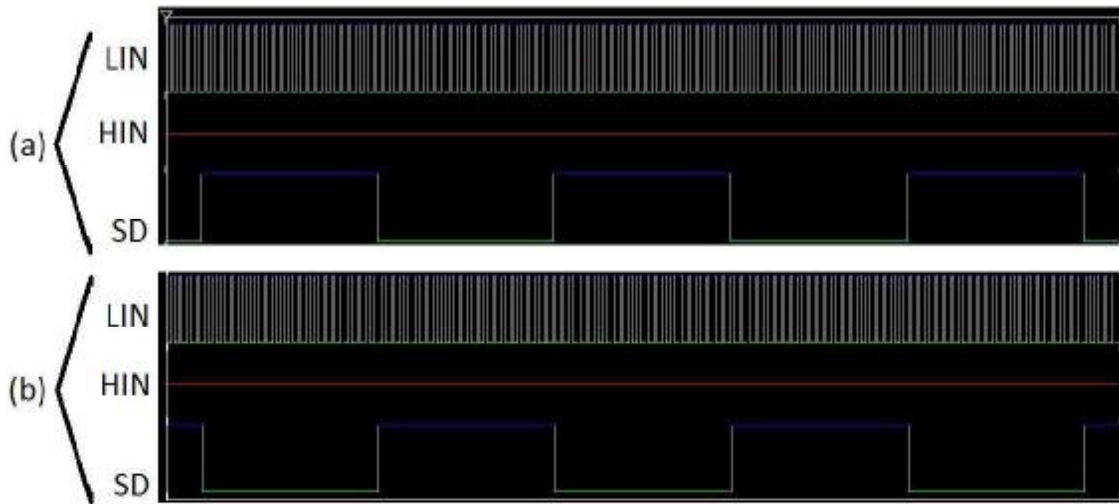


Figura 3.14. *Diferentes señales suministradas a los IR2110 durante el modo elevador.*

Cuando se requiere que el sistema entre en modo inversor se presiona el botón. Hecho esto las señales en las entradas 1 y 11 se presentan en las salidas 2 y 10. Los interruptores que las controlan se cierran y los que operaban en el modo elevador se abren.

La salida 2 suministra la onda senoidal desfasada rectificada de onda completa hacia el circuito comparador con la señal triangular. Esta señal es suministrada a las entradas HIN y LIN de cada IR2110. La magnitud de la señal va de 0 a 12 V.

La salida 10 suministra la onda senoidal desfasada hacia el circuito de habilitación de los IR2110. De esta forma cada manejador opera en diferente lapso de tiempo.

La figura 3.15 muestra las señales suministradas a las entradas HIN y LIN de cada IR2110. Las señales que recibe el circuito IR2110 que maneja los transistores TA+ y TB- se muestran en (a) y las señales que recibe el IR2110 complementario se muestran en (b). Al estar el botón NC abierto envía una señal hacia el circuito de habilitación de las entradas HIN de cada IR2110, esto hace que las señales de dichas entradas estén presentes y sean las mismas que las de la terminal LIN. Cada IR2110 estará activo durante un semiciclo de la señal desfasada.

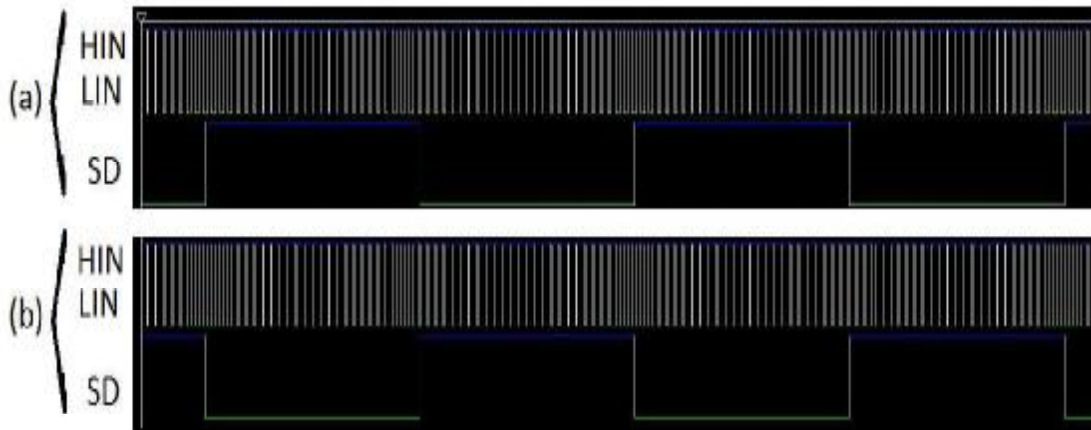


Figura 3.15. *Diferentes señales suministradas a los IR2110 durante el modo inversor.*

Como se puede observar en la figura 3.15 la señal suministrada a las entradas de cada IR2110 son las mismas. Esta señal es construida mediante la comparación de la señal triangular y la onda senoidal desfasada rectificada en onda completa. Estas señales son mostradas en la figura 3.16.

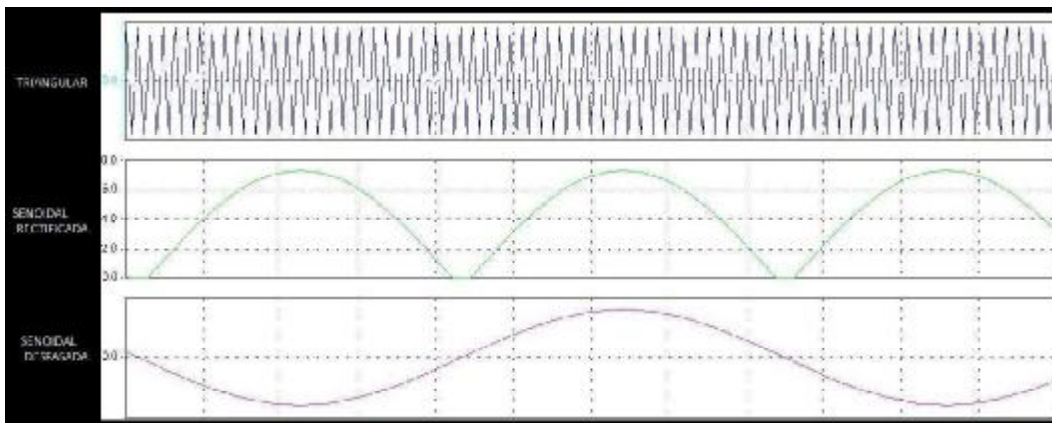


Figura 3.16. *Señales empleadas para hacer la señal PWM senoidal.*

En la figura 3.17 se muestra la onda senoidal del voltaje de línea contra la onda senoidal desfasada en el tiempo así como un acercamiento al desfase presente al inicio y al final del tiempo de operación.

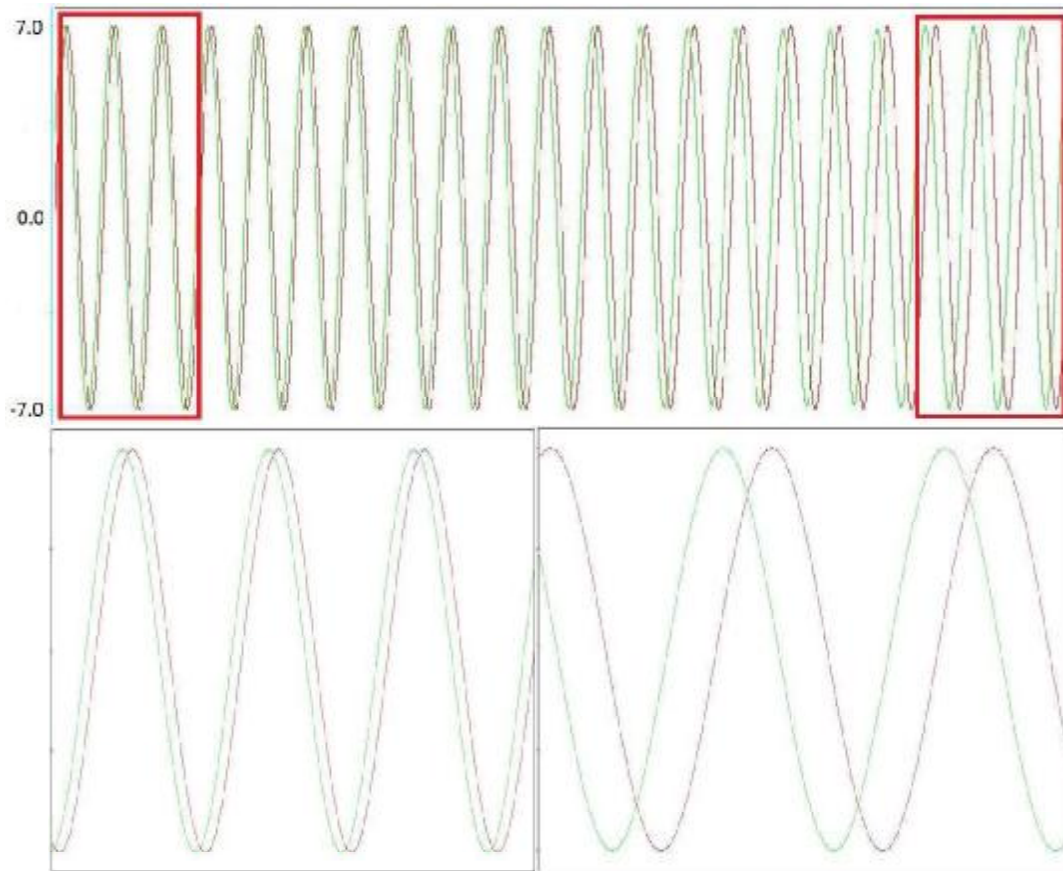


Figura 3.17. *Desfasamiento de la onda senoidal.*

3.4. Modo de operación elevador.

Para lograr que el voltaje a la salida pudiera ser aumentado, se planeó una estrategia de conmutación de los interruptores. Esta estrategia consistía en conmutar solo un transistor durante cada semiciclo del voltaje de entrada. Es decir, durante el semiciclo positivo de la señal de entrada solo un transistor de la rama A conmutaba y durante el semiciclo negativo solo un transistor de la rama B conmutaba. El transistor conmutado en la rama A es TA- y el transistor conmutado en la rama B es TB-. En la figura 3.18 se muestra la estrategia de conmutación durante el semiciclo positivo de la señal de entrada.

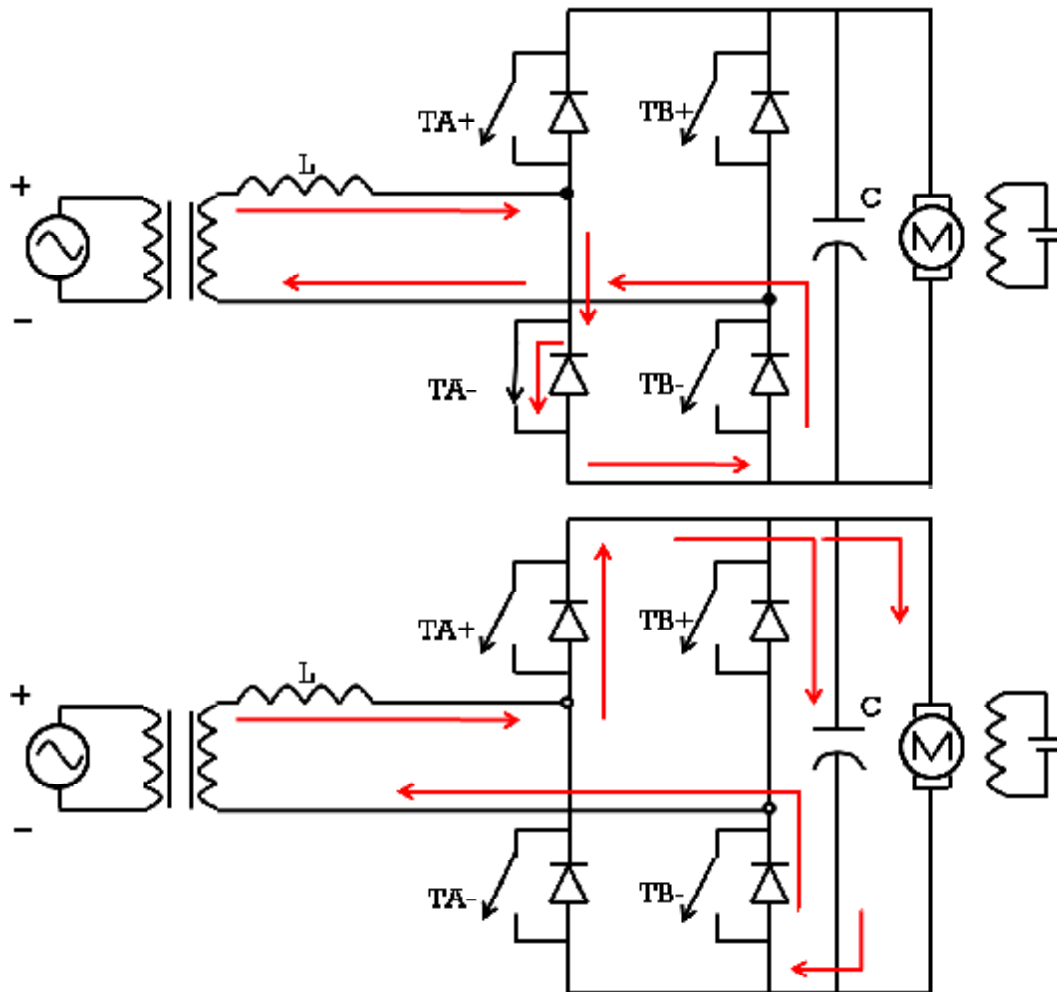


Figura 3.18. Estrategia de conmutación de TA- durante el semiciclo positivo.

Durante el tiempo que está presente el semiciclo positivo, TA- conmuta a una frecuencia de 2.4 kHz. Cuando TA- está cerrado la corriente forma un ciclo en el cual la energía fluye hacia la fuente y de esta forma la corriente en el inductor de entrada aumenta. Cuando el interruptor TA- se abre la energía almacenada en el inductor es liberada y alimenta al capacitor haciendo que el nivel de voltaje del lado de CD aumente.

La figura 3.19 muestra la estrategia de conmutación durante el semiciclo negativo de la señal de entrada.

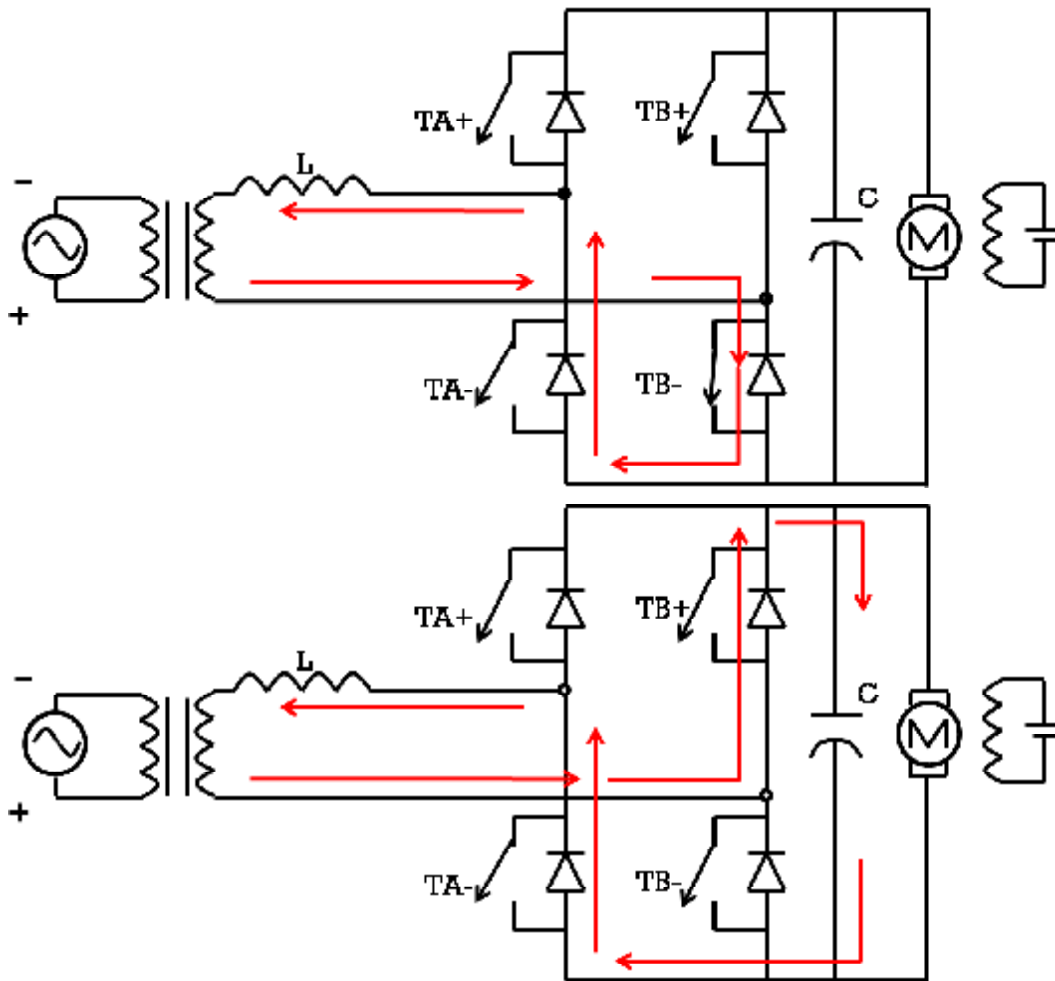


Figura 3.19. Estrategia de conmutación de $TB-$ durante el semiciclo negativo.

Durante el tiempo que está presente el semiciclo negativo, $TB-$ conmuta a una frecuencia de 2.4 kHz. Cuando $TB-$ está cerrado la corriente forma un ciclo en el cual la energía fluye hacia la fuente y de esta forma la corriente en el inductor de entrada aumenta. Cuando el interruptor $TB-$ se abre la energía almacenada en el inductor es liberada y alimenta al capacitor haciendo que el nivel de voltaje del lado de CD aumente.

El fenómeno visto en este modo de funcionamiento, es que se elevó el voltaje de 60 VCD en el modo rectificador a 98 VCD en el modo elevador. El ciclo de trabajo de la señal

de conmutación de cada transistor usado fue del 37%. La figura 3.20 muestra las señales de conmutación presentes en cada transistor. Estas señales son proporcionadas por las salidas LO de cada manejador de compuerta IR2110.

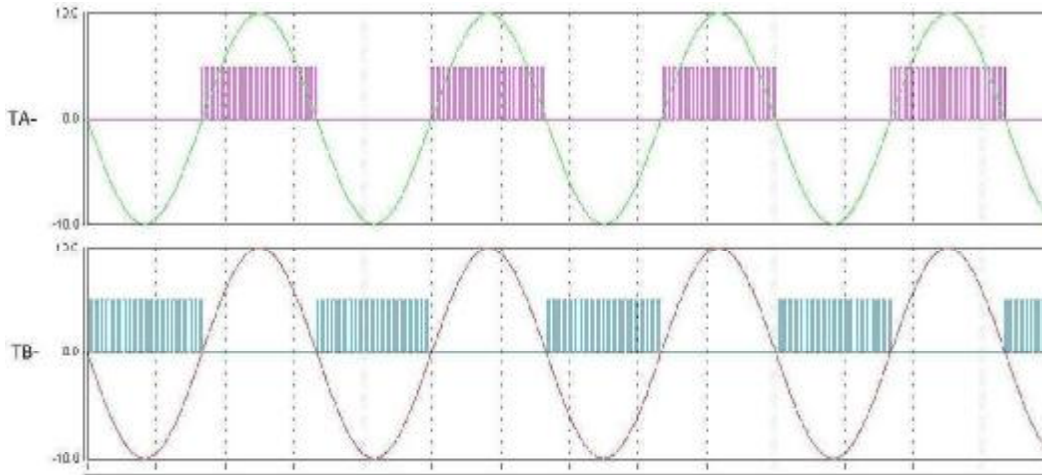


Figura 3.20. Señales de conmutación hacia los transistores TA- y TB-.

Como se aprecia en la figura 3.20, nunca un transistor opera al mismo tiempo que su contraparte. La imagen es a manera de ejemplo ya que el nivel de voltaje proporcionado por los IR2110 es de 12 V. La tabla 3.5 muestra los diferentes voltajes obtenidos a la salida con diferentes ciclos de trabajo.

Tabla 3.5. Voltajes a diferentes ciclos de trabajo en el modo elevador.

CICLO DE TRABAJO	VOLTAJE A LA SALIDA
20%	75 V
25%	80.5 V
30%	87 V
35%	94.5 V
37%	98 V
40%	103 V
45%	112.5 V
47%	116 V
RECTIFICADO	60 V

3.5. Modo de operación inversor.

Estando el sistema operando en modo elevador y cuando el voltaje sea estable se procede a oprimir el botón (véase fig. 3.13) y con esto el sistema entra en modo inversor. El sistema entonces deja de actuar como elevador, por lo tanto, la operación como motor de la máquina de CD termina y opera entonces como generador de CD. Por medio de la conmutación de los transistores la energía suministrada por el motor es regresada a la línea en forma de onda senoidal. Para convertir el voltaje de CD proporcionado por el generador se utiliza una conmutación del tipo PWM senoidal con una estrategia de conmutación unipolar. De esta forma se obtiene una señal adecuada para el regreso a la línea. La señal construida tiene la forma de la figura 3.21.

La figura 3.21 expresa la señal ideal de un inversor, pero para el caso de la operación del sistema, este voltaje no va a ser constante. Como la máquina de CD dejó de comportarse como motor ya no recibe energía sino que la dona, pero solo lo hace hasta que su inercia se lo permite. El tiempo que tarda en detenerse la máquina actuando como generador en vacío es de aproximadamente 3 segundos.

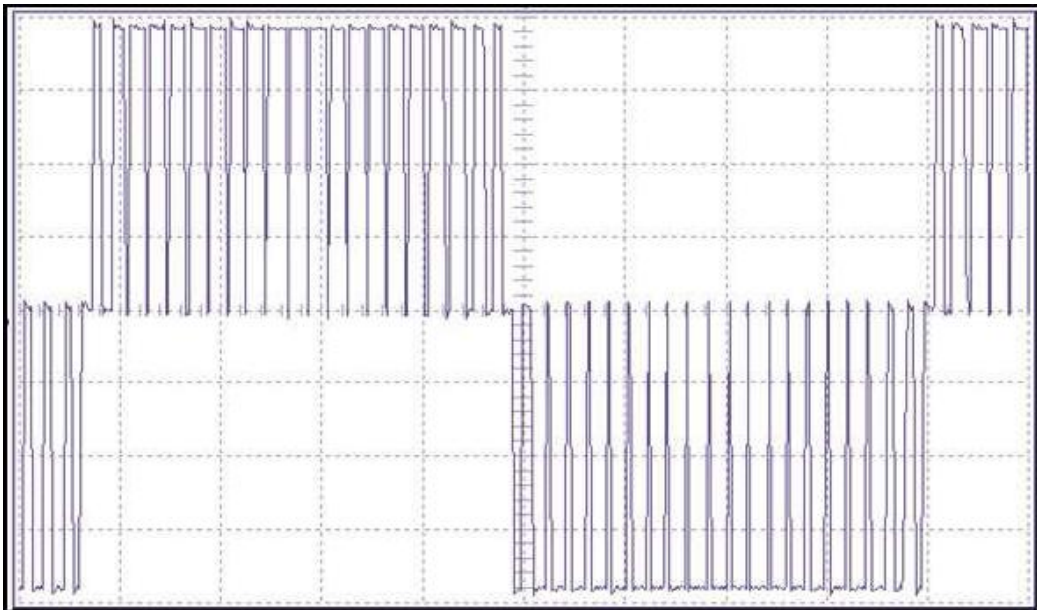


Figura 3.21. Señal construida en el modo inversor.

Las figuras 3.22 y 3.23 muestran cómo es el ciclo de conmutación de los transistores para la operación en el modo inversor. Durante el lapso de cada semiciclo de la señal desfasada operan simultáneamente un transistor en cada rama. En el semiciclo positivo de la señal desfasada operan TA+ y TB-. En el semiciclo negativo son TB- y TB+ los que operan.

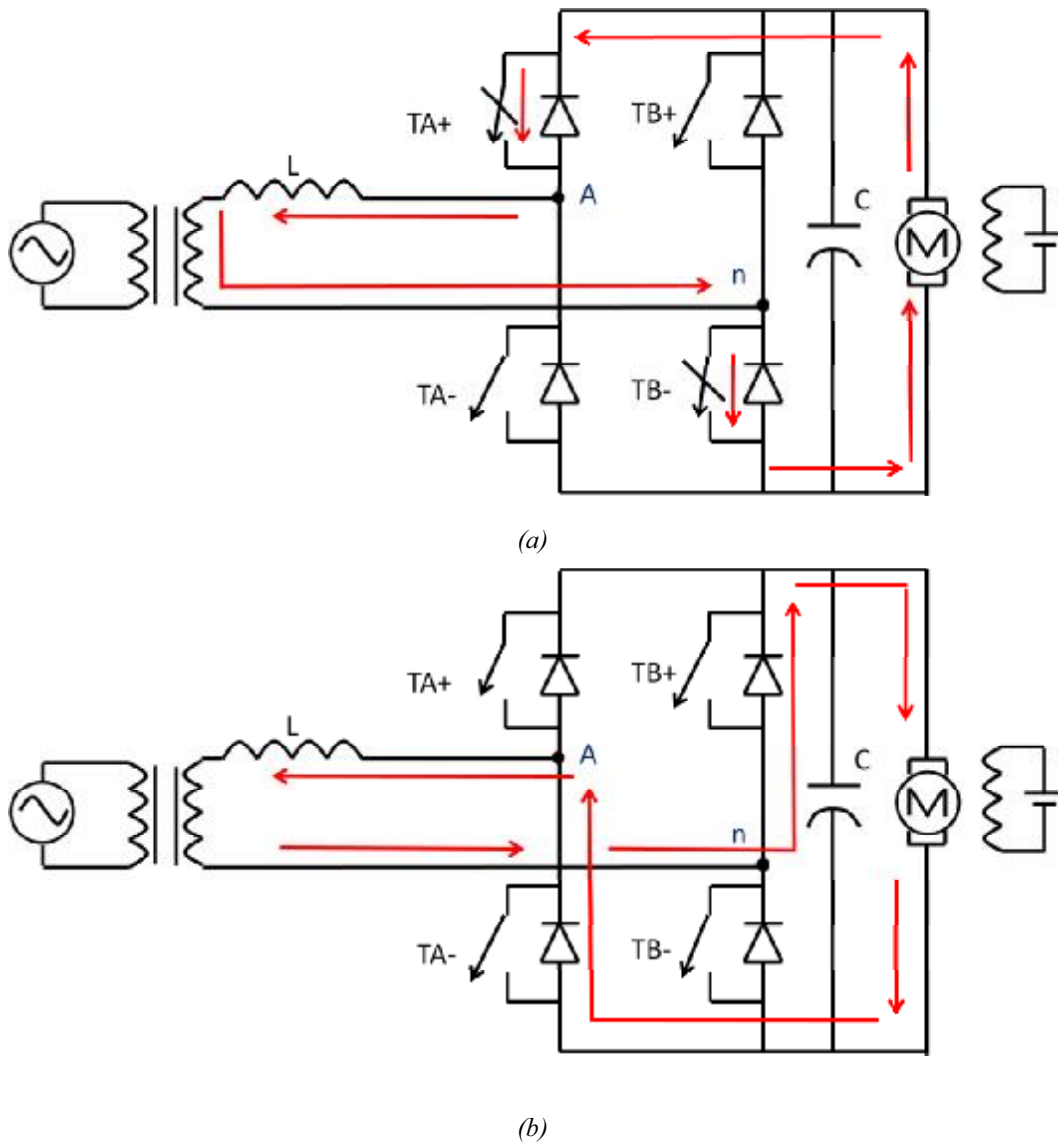


Figura 3.22. Flujo de corriente en el modo inversor durante el semiciclo positivo.

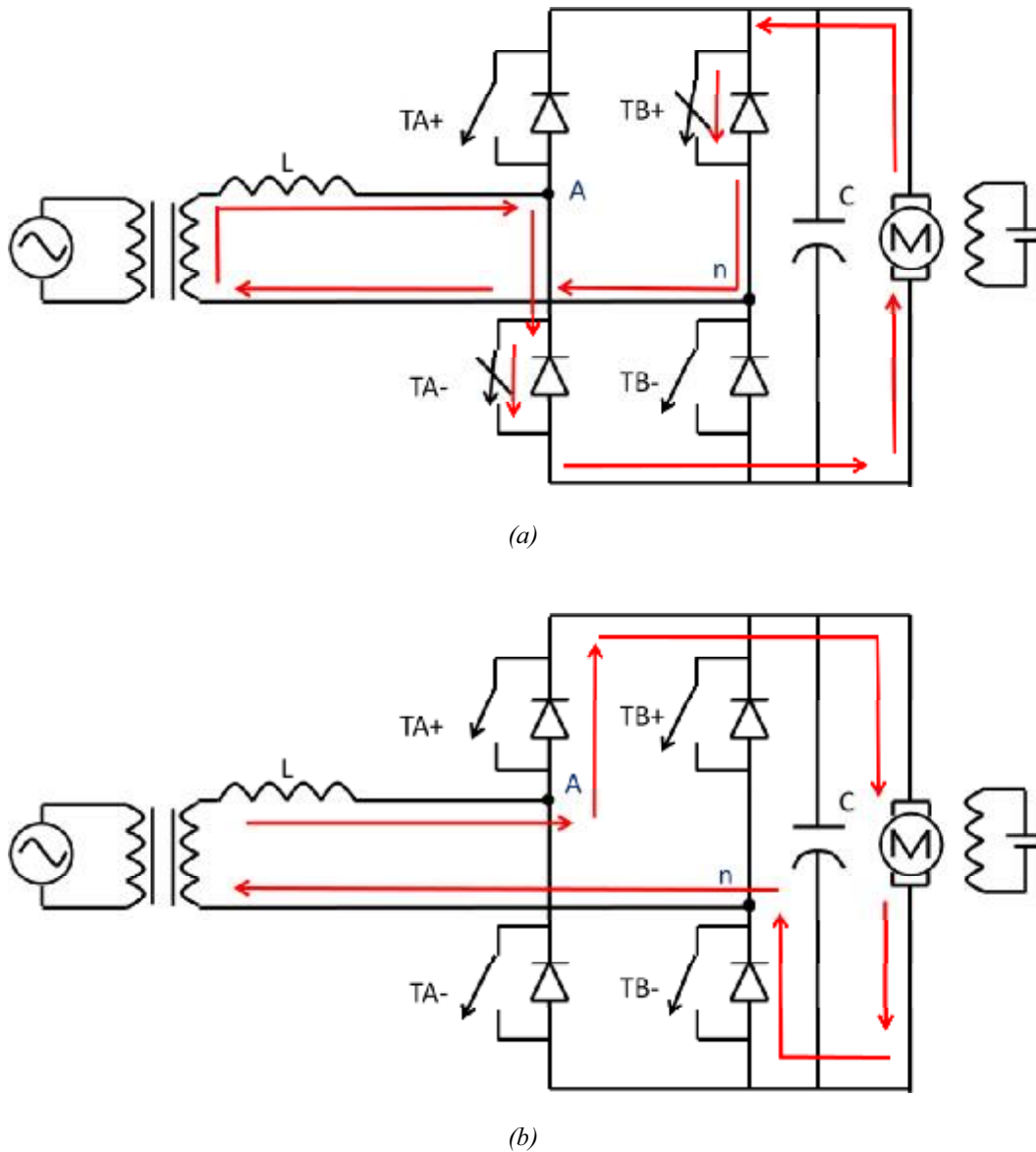


Figura 3.23. Flujo de corriente en el modo inversor durante el semiciclo negativo.

La figura 3.24 muestra las señales usadas para conmutar los transistores en el modo inversor. Igual que en el modo elevador; se usa la señal triangular con frecuencia de 2.4 kHz para compararla con la señal senoidal desfasada.

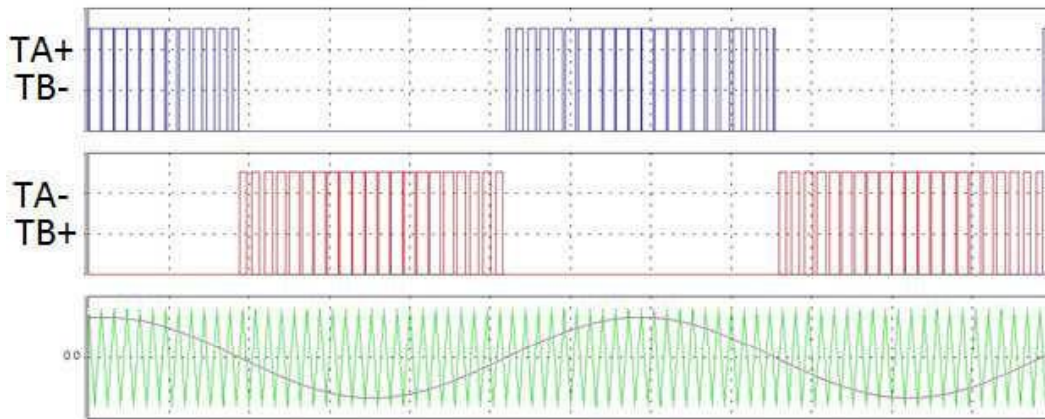


Figura 3.24. Señales de conmutación de los transistores en el modo inversor.

La magnitud de la señal senoidal creada en el modo inversor es calculada de la siguiente forma.

$$\text{Razón de modulación de amplitud} = m_a = \frac{V_{con}}{V_{tri}} = \frac{7V}{10V} = 0.7$$

$$\text{Razón de modulación de frecuencia} = m_f = \frac{F_s}{F_1} = \frac{2.4 \text{ kHz}}{60 \text{ Hz}} = 40$$

La estrategia de conmutación durante los semiciclos positivo y negativo de la onda senoidal desfasada es como sigue:

Semiciclo positivo

$$V_{con} > V_{tri}, T_{A+}, T_{B-} = ON \quad T_{A-}, T_{B+} = OFF; V_{An} = V_d$$

$$V_{con} < V_{tri}, T_{A+}, T_{B-} = OFF \quad T_{A-}, T_{B+} = OFF; V_{An} = -V_d$$

Semiciclo negativo

$$V_{con} > V_{tri}, T_{A-}, T_{B+} = ON \quad T_{A+}, T_{B-} = OFF; V_{An} = -V_d$$

$$V_{con} < V_{tri}, T_{A-}, T_{B+} = OFF \quad T_{A+}, T_{B-} = OFF; V_{An} = V_d$$

El voltaje que proporciona el convertidor en modo inversor para el ciclo de trabajo de 37% es:

$$\hat{V}_{An} = m_a * V_d = 0.7 * 98V = 68.6V$$

3.6. Resultados.

A continuación se muestran los resultados obtenidos en las diferentes etapas de funcionamiento del sistema.

MODO RECTIFICADOR.- En la figura 3.25 se muestra la forma de onda de la corriente en la entrada durante el modo rectificador. Como se puede ver tiene una forma alternada. Durante el tiempo en que está presente V_{max} del voltaje de entrada, la corriente presenta una cresta positiva y durante $-V_{max}$ presenta una cresta negativa.

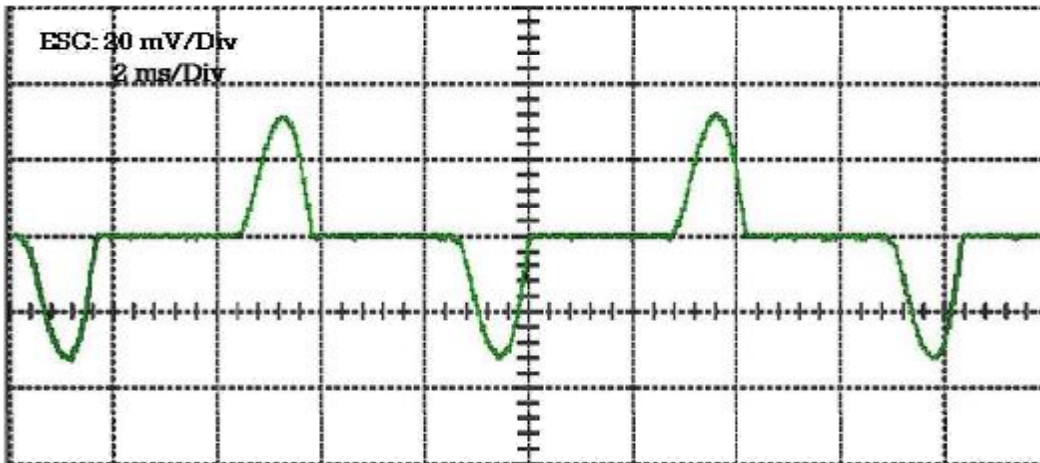


Figura 3.25. Forma de onda de la corriente de entrada en el modo rectificador.

Como ya se ha dicho, el voltaje a la salida del convertidor en el modo rectificador es de 60 VCD y debido al filtrado no presenta alteraciones de voltaje que puedan ser de consideración.

MODO ELEVADOR.- Cuando el sistema opera en el modo elevador la corriente de entrada presenta la forma de onda mostrada en la figura 3.26. Se puede observar en la figura el efecto de la señal de conmutación PWM usada. El voltaje a la salida del convertidor es mostrado en la figura 3.27, en ella se puede observar la transición del modo rectificador al elevador.

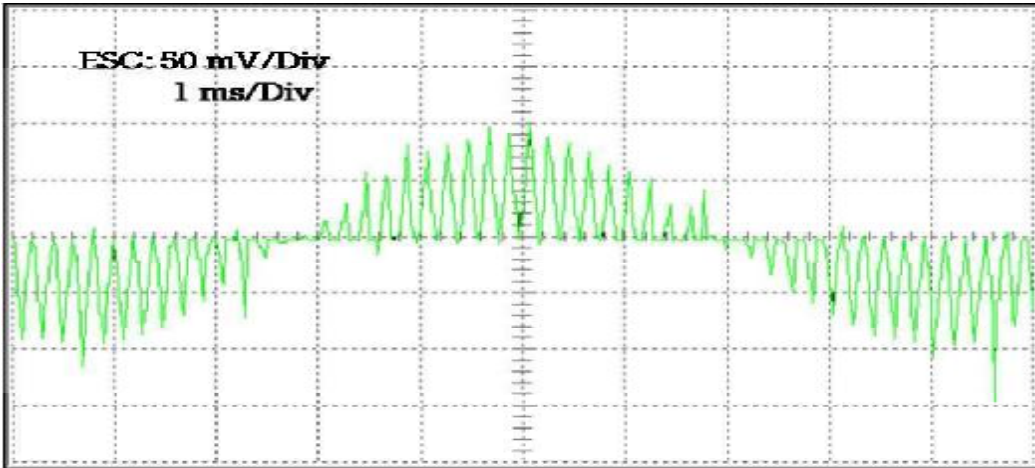


Figura 3.26. Forma de onda de la corriente de entrada en el modo elevador.

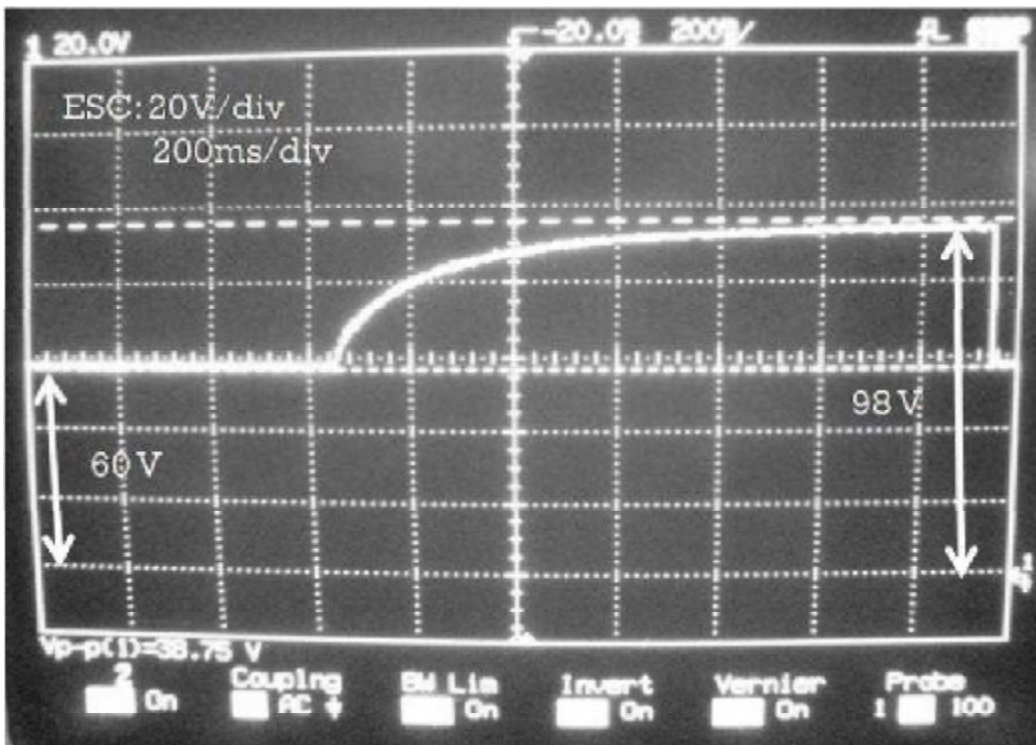


Figura 3.27. Transición en el voltaje de salida del modo rectificador al elevador.

Como se aprecia en la figura 3.27, cuando la operación del sistema cambia del modo rectificador al modo elevador el tiempo que tarda en estabilizarse es de aproximadamente 1.15 segundos. El ciclo de trabajo para alcanzar el voltaje mostrado es de 37%.

Una vez estabilizado el voltaje, se puede operar el modo inversor. Es necesario que el voltaje se haya estabilizado debido a que se muestrea el voltaje a la salida para lograr un control sobre el desfase de la señal de CA construida. Si presenta un voltaje que no se encuentra en el rango ya establecido entonces el desfase de la onda senoidal podría empezar a un ángulo diferente de 21° .

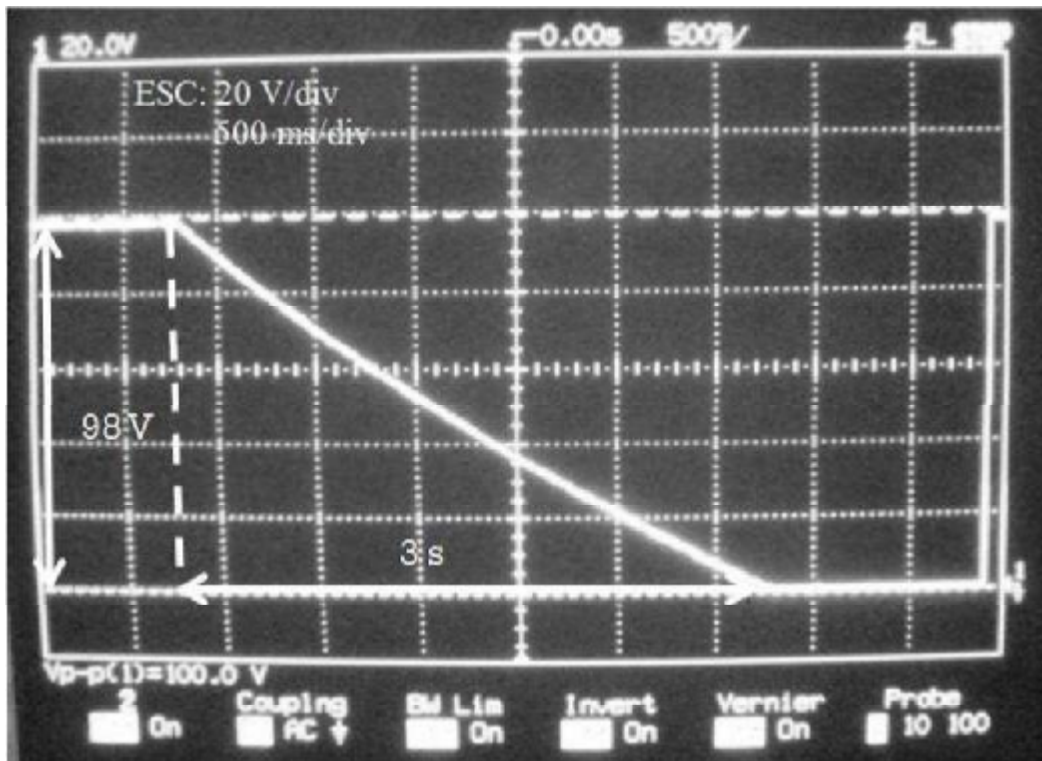


Figura 3.28. Voltaje de armadura del motor frenando en vacío.

La figura 3.28 muestra cómo es el voltaje de armadura durante el frenado en vacío del motor, es decir, es la respuesta del motor durante el frenado sin ninguna carga conectada. Esta imagen se obtuvo con el propósito de ver y comparar la respuesta del frenado en vacío contra la respuesta del frenado accionando el sistema. Como se observa, el tiempo de frenado del motor es de 3 segundos aproximadamente.

MODO INVERSOR.- Cuando se opera el sistema en el modo inversor se observa en el voltaje de salida una mayor rapidez en su disminución por lo tanto el motor se frena más rápidamente. Este efecto en el voltaje de salida se aprecia en la figura 3.29.

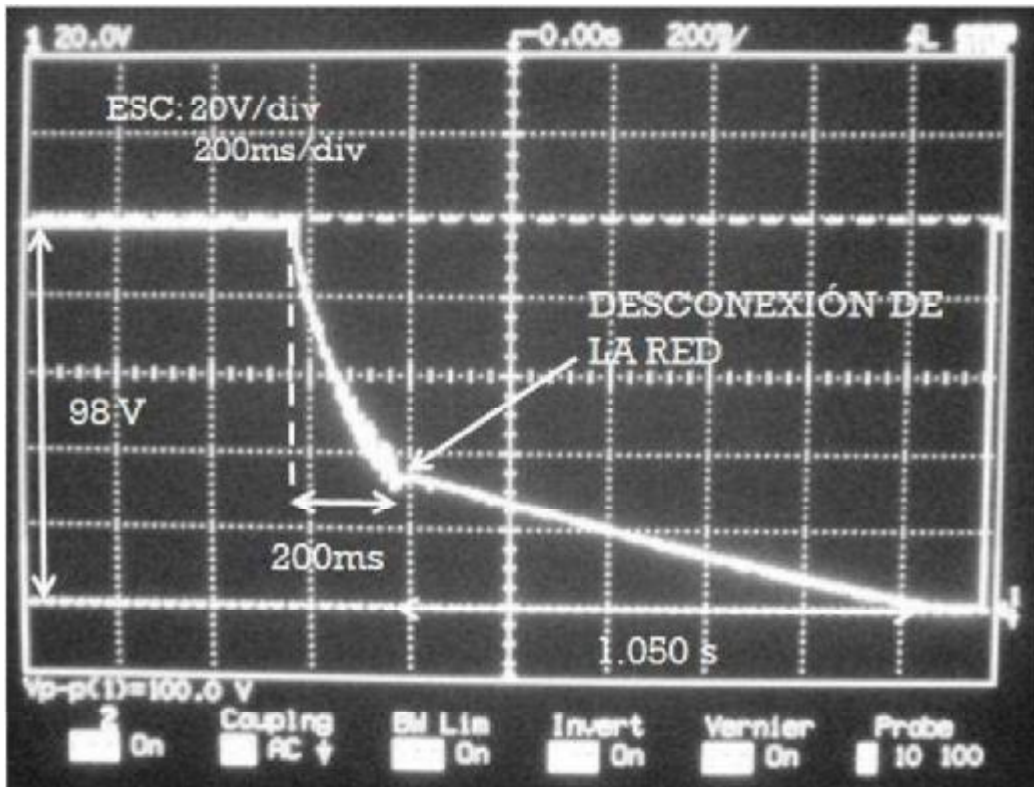


Figura 3.29. Voltaje de salida durante la operación del modo inversor.

Como se puede observar, durante aproximadamente 200 ms entra en operación el modo inversor, esto es debido a que es el tiempo que tarda el desfase de la onda senoidal en llegar al desfase máximo de 75° . Como muestra la figura 3.29, el voltaje hasta el cual disminuye llega a ser de aproximadamente 30 V. En ese momento actúa el circuito de desconexión de la red y desconecta el sistema del voltaje de línea. La disminución de voltaje que sigue después de la desconexión es la energía que le resta al motor para llegar al frenado. En total, el tiempo que tarda el motor en frenar es de aproximadamente 1.250 segundos. Durante el tiempo de 200 ms que operó el sistema en modo inversor se logró regresar a la red potencia activa, el resto de energía que aporta el motor puede ser disipada rápidamente por medio de alguna resistencia y así aumentar la rapidez en el frenado.

La figura 3.30 muestra la forma de onda de la corriente de entrada un instante antes de la desconexión. Como se puede apreciar la corriente es sinusoidal aunque tiene alguna distorsión hecha por el efecto de la variación de ángulo en el voltaje del modo inversor.

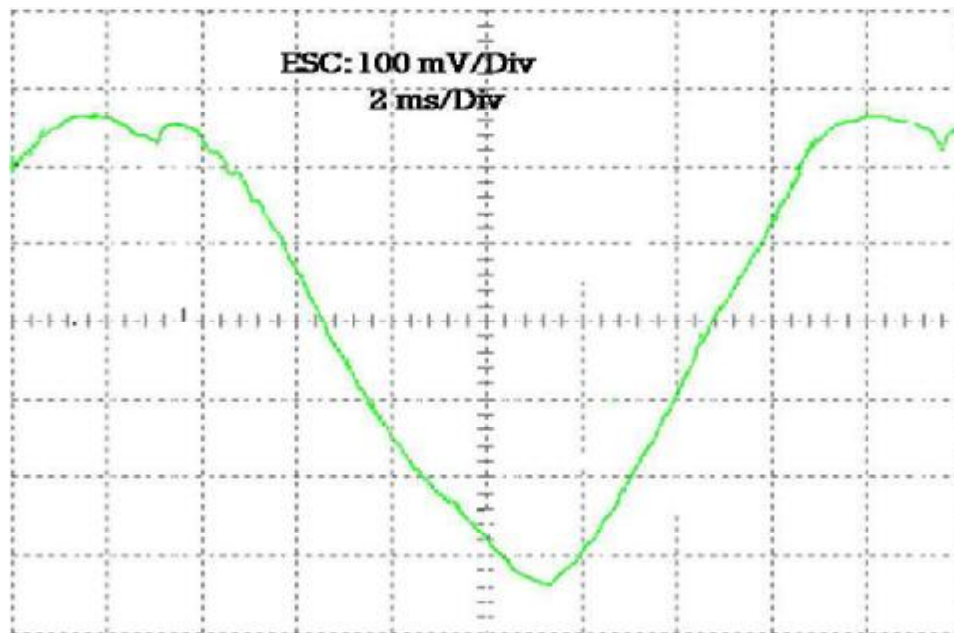


Figura 3.30. Corriente de entrada en el modo inversor.

A continuación se muestran los datos conseguidos aplicándole el voltaje nominal al motor de CD. La figura 3.31 muestra la descarga normal del motor actuando como generador. La figura 3.32 muestra el voltaje a la salida del convertidor durante la operación en el modo elevador con un ciclo de trabajo del 47%. La figura 3.33 muestra el voltaje a la salida del convertidor durante la transición del modo elevador al modo inversor. Como se puede apreciar en esta figura la diferencia entre la rapidez de frenado cuando se operaba el motor con 100 V y cuando se opera a 116 V es mínima.

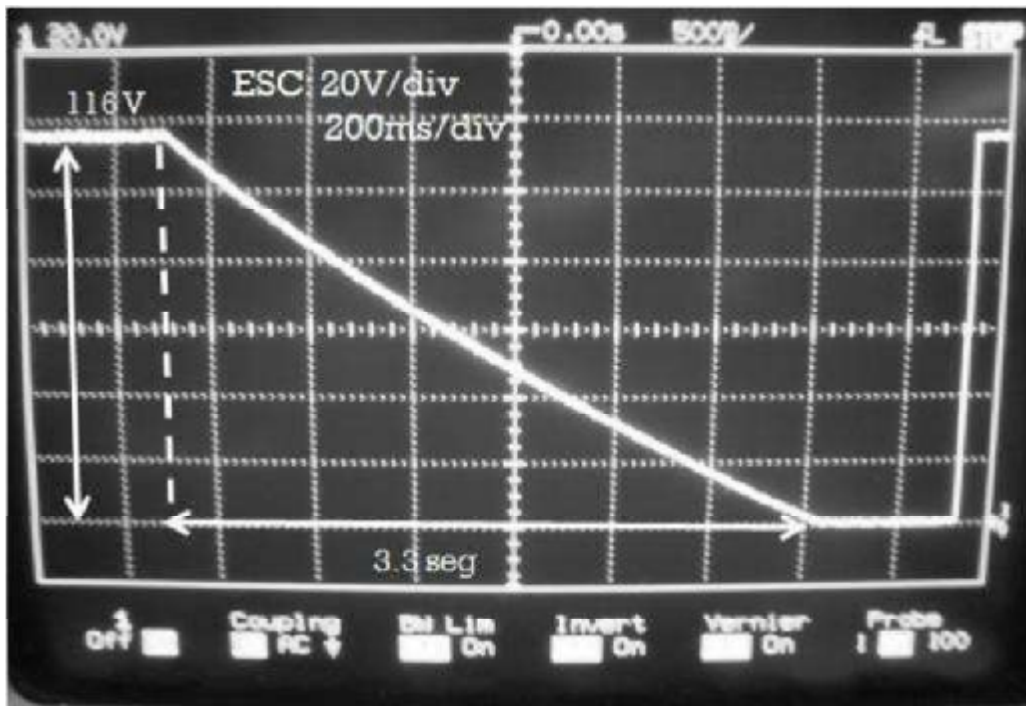


Figura 3.31. Descarga normal del motor de CD comportándose como generador.

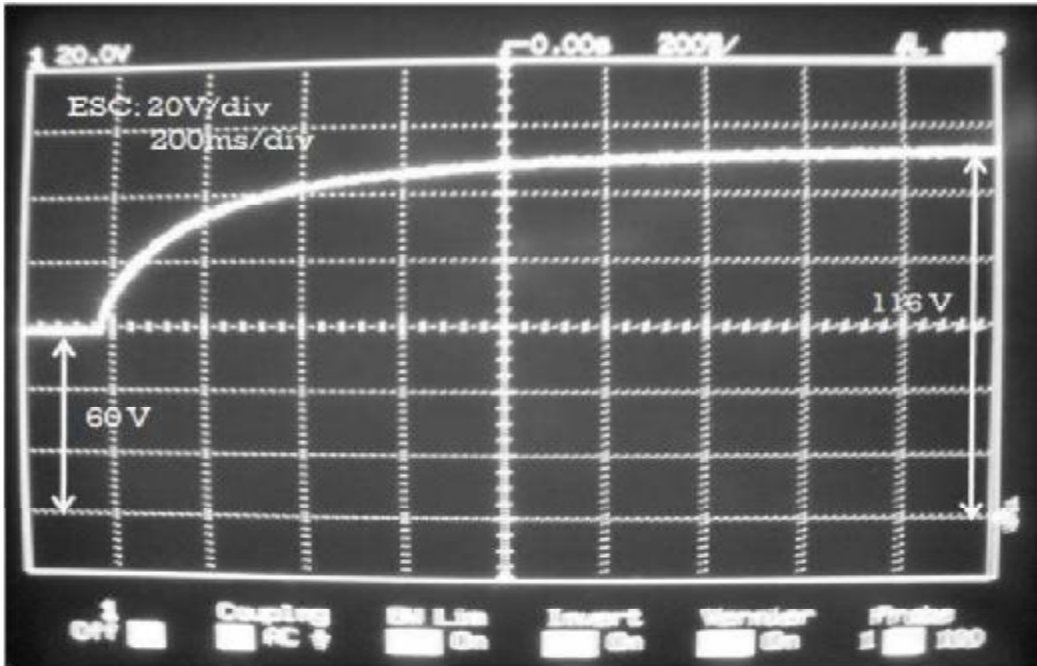


Figura 3.32. Transición del voltaje de salida del modo rectificador al elevador.

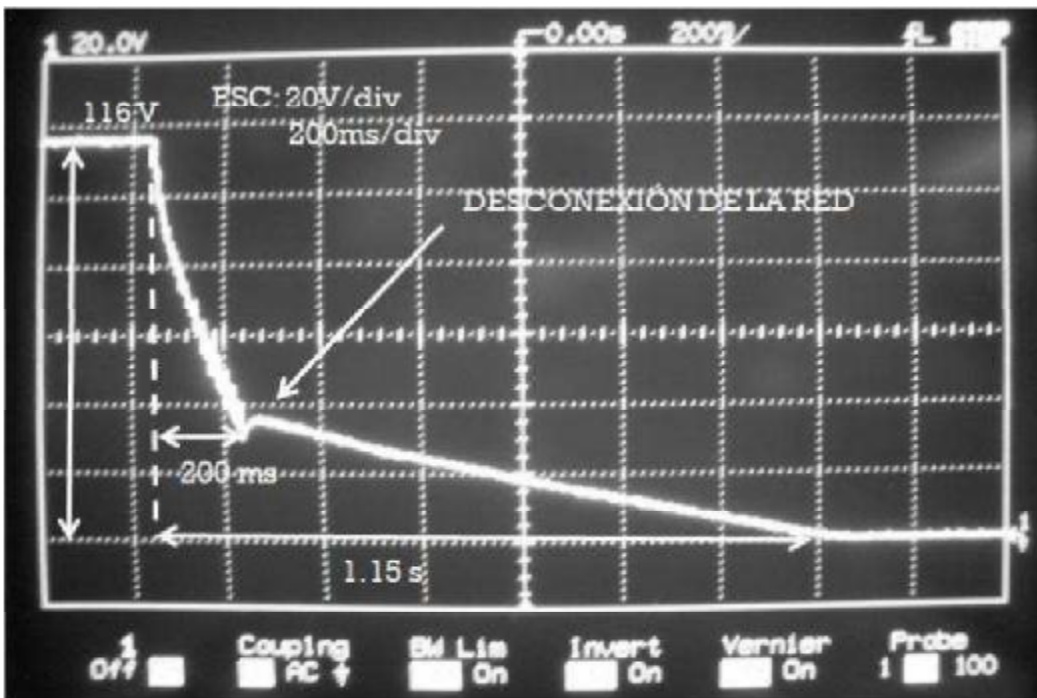


Figura3.33. Transición del voltaje de salida del modo elevador al modo inversor.

3.7. Cálculo de la energía recuperada.

Como puede observarse en las figuras 3.28 y 3.31, la forma de descarga del motor se asemeja a la de una exponencial decreciente. Haciendo una aproximación hacia esta función, la energía recuperada puede calcularse de la siguiente forma:

Expresando el voltaje del motor como una función exponencial queda:

$$v = E_0 * e^{-\frac{t}{\tau}} \dots (13)$$

Donde:

E_0 = Voltaje de salida del convertidor aplicado al motor.

Así también la corriente como tiende a decrecer de la misma forma que el voltaje puede expresarse mediante una función exponencial.

$$i = I_0 * e^{-\frac{t}{\tau}} \dots (14)$$

Donde:

I_0 = Corriente de salida cuando actúa el modo inversor.

Usando la fórmula para el cálculo de potencia nos queda:

$$P = v * i = \frac{1}{t} \int_0^t v * I_0 * e^{-\frac{2t}{\tau}} \dots (15)$$

Calculando el área de esta función podremos calcular la energía recuperada por el sistema.

Como se puede apreciar en la figura 3.33, el valor máximo y mínimo del voltaje presente en el motor hasta antes de la desconexión son:

$$v = 98 \text{ V}$$

$$v = 34 \text{ V}$$

El valor máximo de I_0 es 4.1 A y el mínimo es 1.4 A en el modo inversor.

Usando la función exponencial se puede aproximar la transición de \hat{V}_{conv} e I_0 de la siguiente forma.

$$\hat{V}_{conv} = 98 * e^{-5.3t}$$

$$I_0 = 4.1 * e^{-5.3t}$$

Sustituyendo estos valores en la fórmula de potencia y resolviéndola en el lapso de 0 a 200 ms obtenemos:

$$P = v * i = \frac{1}{200ms} \int_0^{200ms} 98 * 4.1 * e^{-2(5.3)t} = 166.86 \text{ Watts}$$

Esta potencia calculada es la potencia promedio que transfiere el convertidor a la red cuando el modo inversor actúa.

3.8. Aspecto del prototipo real.

Las figuras 3.34 y 3.35 muestran la etapa de potencia indicando las terminales de salida y de entrada así como los diferentes bloques de los que consta.

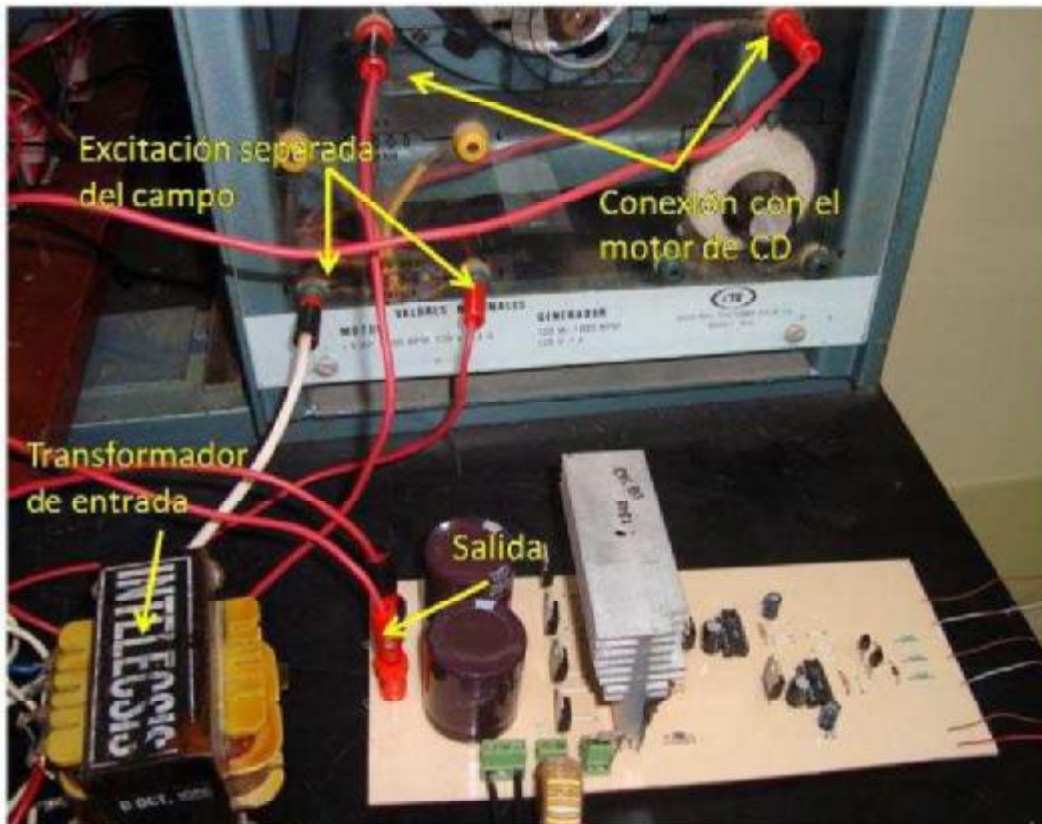


Figura 3.34. Aspecto de la etapa de potencia.

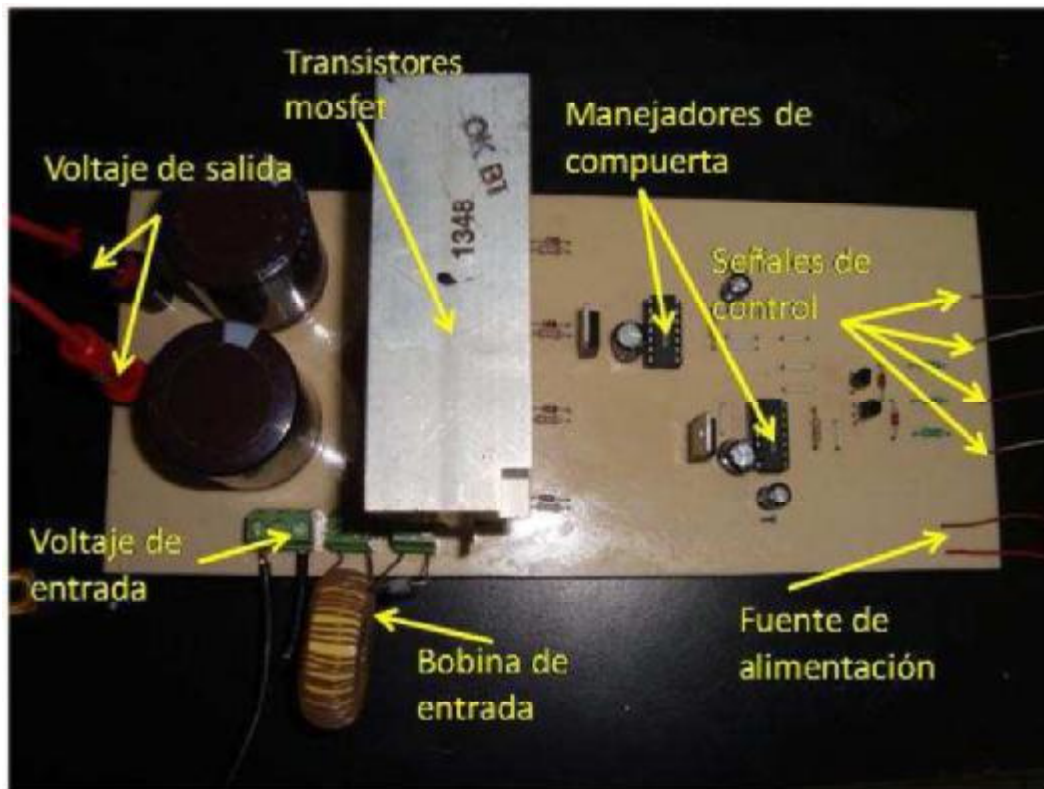


Figura 3.35. (Detalle) Aspecto de la etapa de potencia.

La figura 3.36 muestra la etapa de control. Esta etapa es la encargada de enviar las señales de conmutación a los manejadores de compuerta, generar la onda triangular necesaria para construir la señal PWM y contiene el selector del modo de operación (elevador o inversor), también envía las señales para habilitar o deshabilitar los manejadores de compuerta. Esta etapa recibe la onda senoidal desfasada hecha en la etapa de desfasamiento y desconexión.

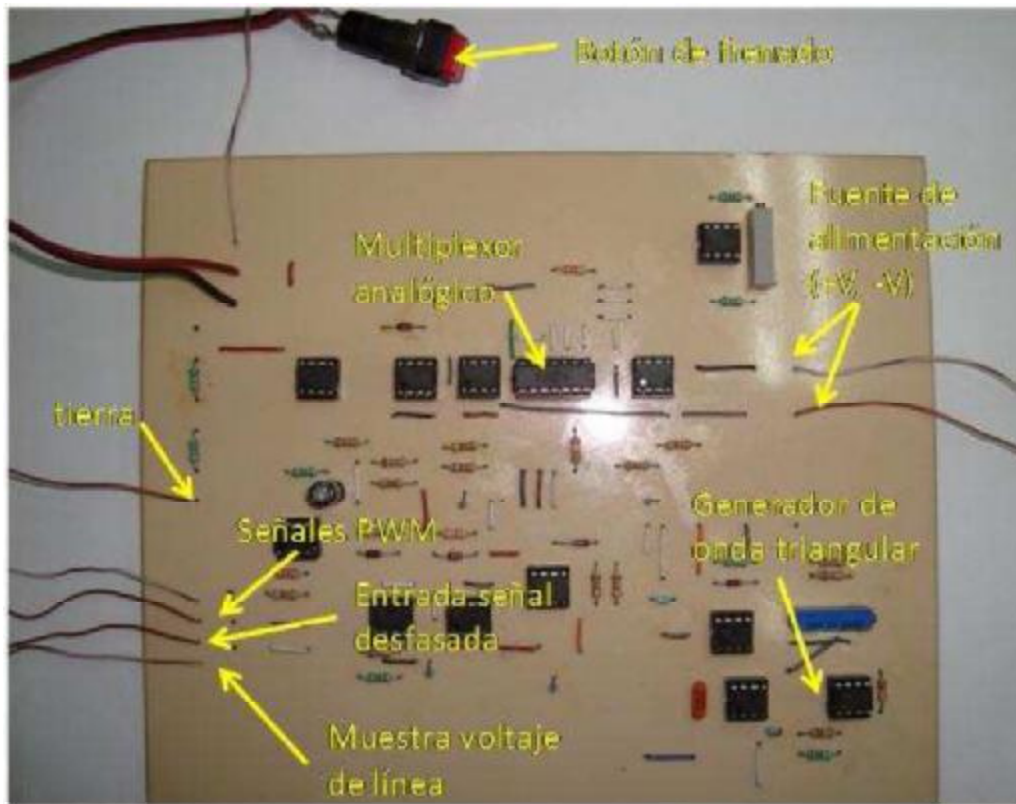


Figura 3.36. Aspecto de la etapa de control.

La figura 3.37 muestra la etapa encargada de hacer el desfase y la desconexión del circuito de la red. Esta etapa recibe una señal en fase con la entrada y es desfasada mediante un circuito equivalente al RC. Esta etapa también realiza una muestra del voltaje de salida y cuando este ha llegado al mínimo posible un circuito desconecta al sistema de la red.

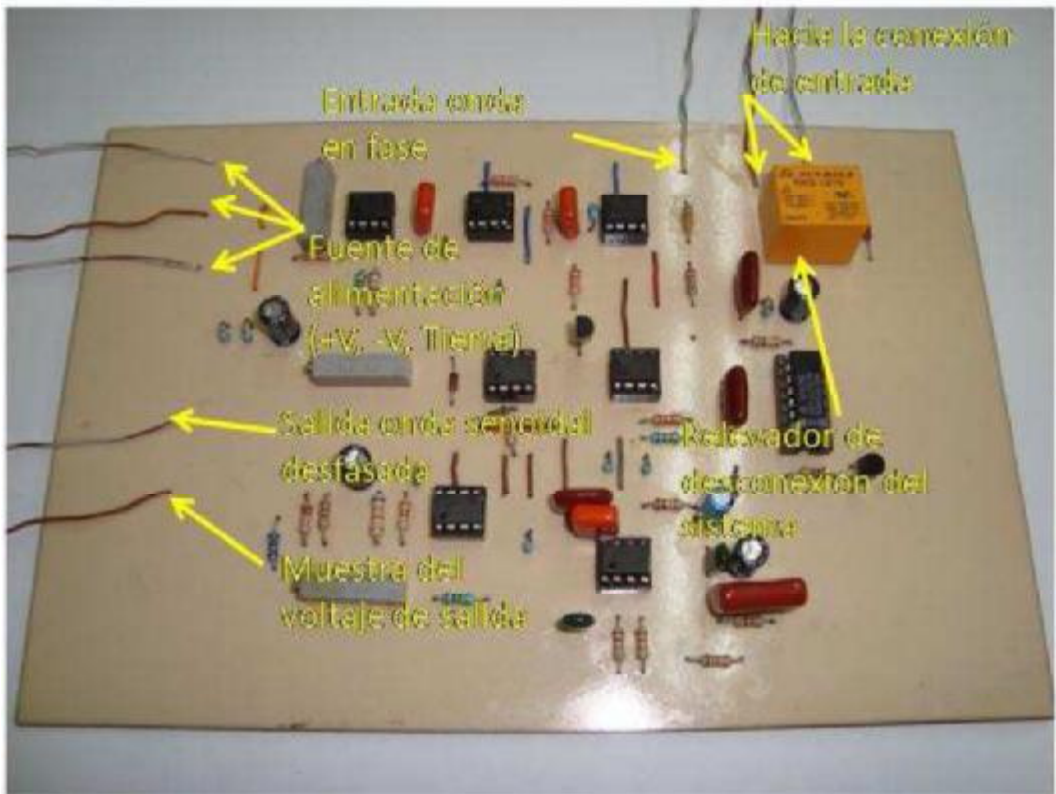


Figura 3.37. Aspecto de la etapa de desfasamiento y desconexión.

Capítulo

4

Simulación

En este capítulo se trata todo lo referente a la simulación del sistema completo. Como ya se ha dicho el software utilizado es el Synopsys Saber en su versión del 2002. Los resultados de simulación se presentan en graficas. En ellas se muestran las señales que pueden ser consideradas más importantes a la hora de validar el funcionamiento del sistema completo. Se presentan también las conclusiones a las que se llegaron al culminar la simulación.

4.1. Ejecución del software Synopsys Saber

Una vez instalado el programa se procede a ejecutar el programa SaberSketch. Este programa es donde se realiza el diseño de los circuitos y demás componentes. La interfaz que presenta es la que muestra la figura 4.1, en ella es posible apreciar las características más importantes del entorno de trabajo (pantalla principal).

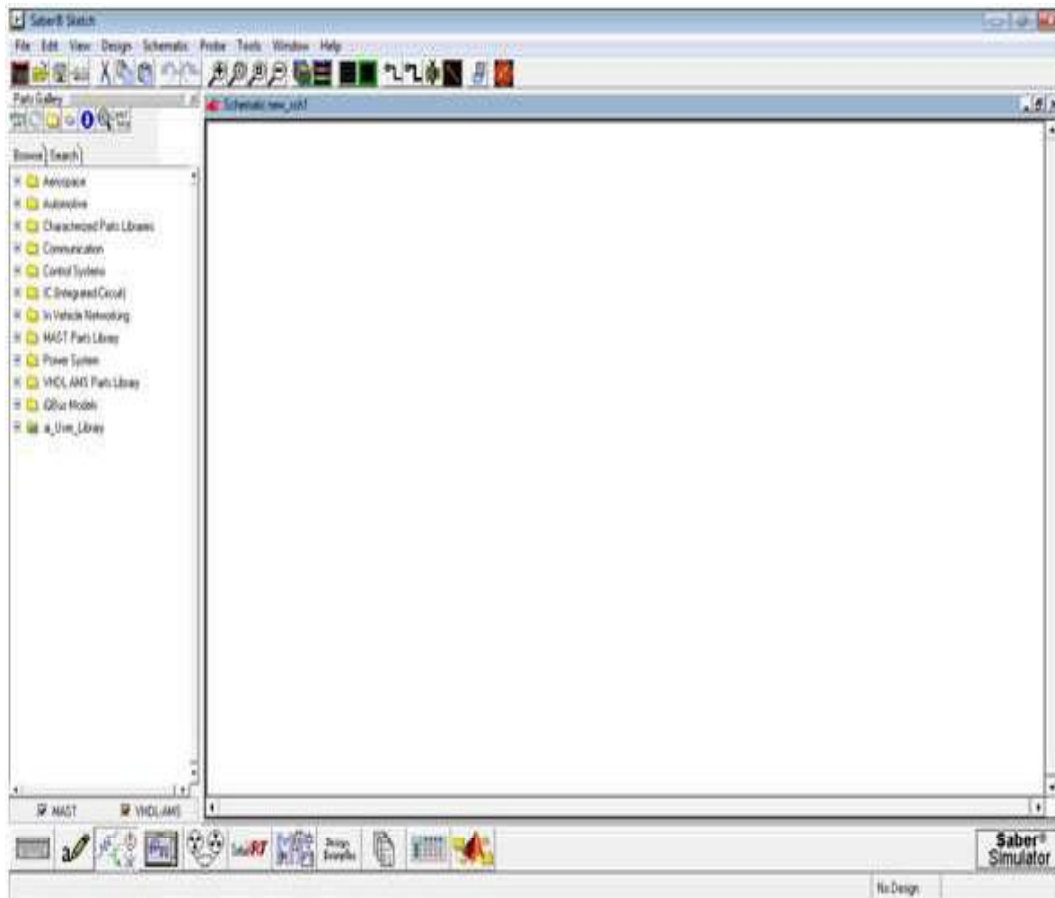


Figura 4.1. Entorno de trabajo del SaberSketch.

En esta ventana se empieza a crear el diseño del proyecto.

Las opciones más importantes en la barra de tareas son:

File: Desde esta opción se tiene acceso a las herramientas para crear nuevo proyecto, guardar proyecto o abrir un proyecto. En esta opción se puede también configurar el entorno de trabajo y establecer en qué formato guardar la pantalla.

Edit: Desde esta opción se tiene acceso a las herramientas de manipulación de componentes como pueden ser: copiar, eliminar, cortar y configurar preferencias así como establecer la definición de los gráficos.

View: Esta opción contiene todas las herramientas de visualización del entorno de trabajo, así como también si se requiere mostrar alguna escala en pantalla.

Design: Esta opción contiene las herramientas de manipulación del diseño creado. Entre estas herramientas la más importante es “simúlate” con el cual se realiza una prueba al diseño creado para comprobar que no contenga algún error que perjudique seriamente la simulación. Una vez realizada esta función se desbloquean las opciones para establecer en qué forma se va a realizar la ejecución del diseño así como también especificar tiempos de ejecución y término de este.

Schematic: Esta opción contiene las herramientas de manipulación de los componentes usados, mediante los cuales se pueden escoger los elementos que queremos así como también especificar sus atributos. También se pueden establecer propiedades y la jerarquía de los diversos componentes usados.

Probe: Contiene las herramientas para establecer el fondo o tamaño así como también se puede hacer una llamada hacia los datos de un archivo ya ejecutado anteriormente.

Tools: Contiene las herramientas que permiten dibujar, grabar la ejecución, diseñar y comunicarse con otras plataformas, como puede ser matlab.

4.2. Características de la simulación.

Como se ha visto en el capítulo 3, el sistema consta de varios módulos y etapas. Para la simulación se omitió el circuito de desconexión de la red. En lugar de transistores Mosfet se utilizaron interruptores en paralelo con diodos ideales. En algunos casos fue necesario aplicar retardos. Como en el caso del cambio de los diversos modos de funcionamiento. Como los circuitos de conmutación para cada uno de los modos de funcionamiento son diferentes se pusieron retardos entre la ejecución de cada uno de ellos para evitar que actúen al mismo tiempo. El tiempo de simulación del sistema total es de 6 segundos. Se define de forma clara por medio de graficas las señales obtenidas.

El funcionamiento es como sigue:

Durante el inicio el sistema entra directamente en el modo rectificador no controlado después de 2 segundos el sistema automáticamente cambia al modo elevador y se mantiene en ese estado durante un poco más de 3 segundos, después de este lapso el sistema entra en modo inversor. Como el tiempo de ejecución en este modo depende directamente de la velocidad de desfase el tiempo de ejecución es muy pequeño, de aproximadamente 200 milisegundos.

4.3. Desarrollo.

Como se ha dicho, en un inicio el sistema opera en modo rectificador no controlado, por lo tanto, no es requerida una señal de conmutación a sus interruptores. La figura 4.2 muestra el diseño de la etapa de potencia. La cual está conformada por un transformador de entrada y una bobina que alimenta al puente rectificador. Los diodos usados son ideales, la capacitancia total es de 8200 μF y el motor utilizado consta con los parámetros ya planteados en la tabla 3.2 del capítulo 3.

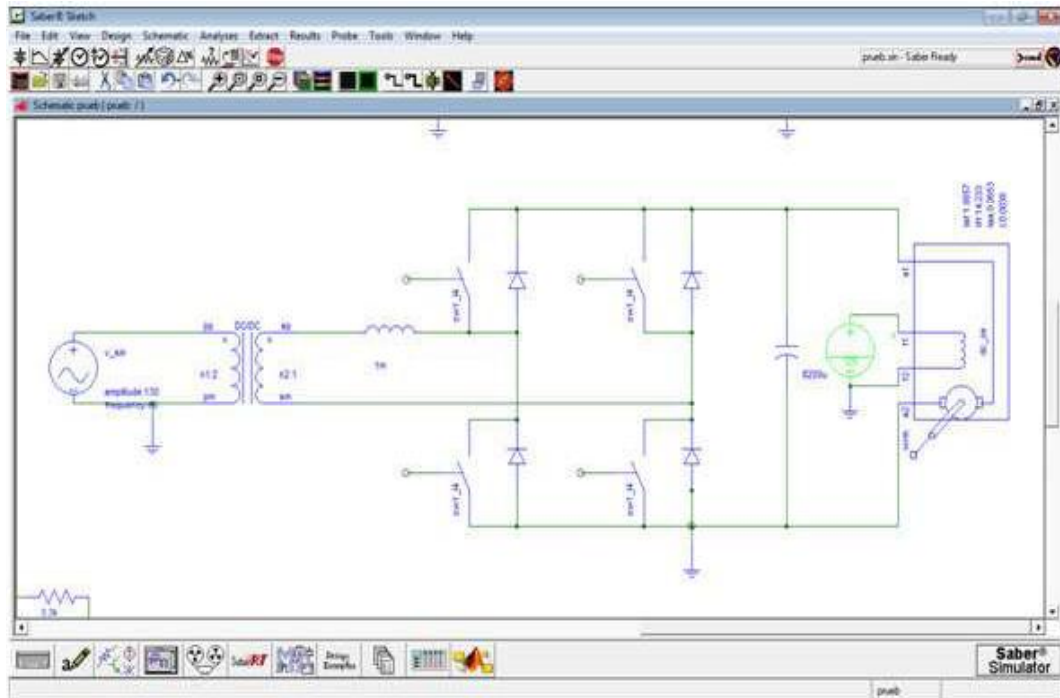


Figura 4.2. *Etapa de potencia.*

Para la operación como elevador se utilizó el circuito mostrado en la figura 4.3. En ella se aprecia que existe un retraso a la salida, esto es con el objetivo de que entre al modo elevador una vez que el voltaje de salida en el modo rectificador se estabilice.

El circuito mostrado cuenta con amplificadores operacionales actuando como comparadores. Cada uno recibe una señal senoidal en fase con la señal de entrada a la etapa de potencia y la compara contra tierra para hacer una señal cuadrada de frecuencia 60 Hz. Las señales de salida de cada amplificador operacional son contrarias entre sí. Cada una de las señales de salida van a una compuerta AND y es comparada contra una señal cuadrada de frecuencia 2.4 kHz. De esta forma se logra proporcionar un tren de pulsos a cada interruptor pero solo durante un semiciclo de la señal de línea. La señal de salida en la parte superior controla al interruptor bajo de la rama A y la señal de salida en la parte inferior al interruptor bajo de la rama B. De esta forma se logra que el sistema se comporte como un convertidor elevador. Este modo de operación dura aproximadamente 3 segundos.

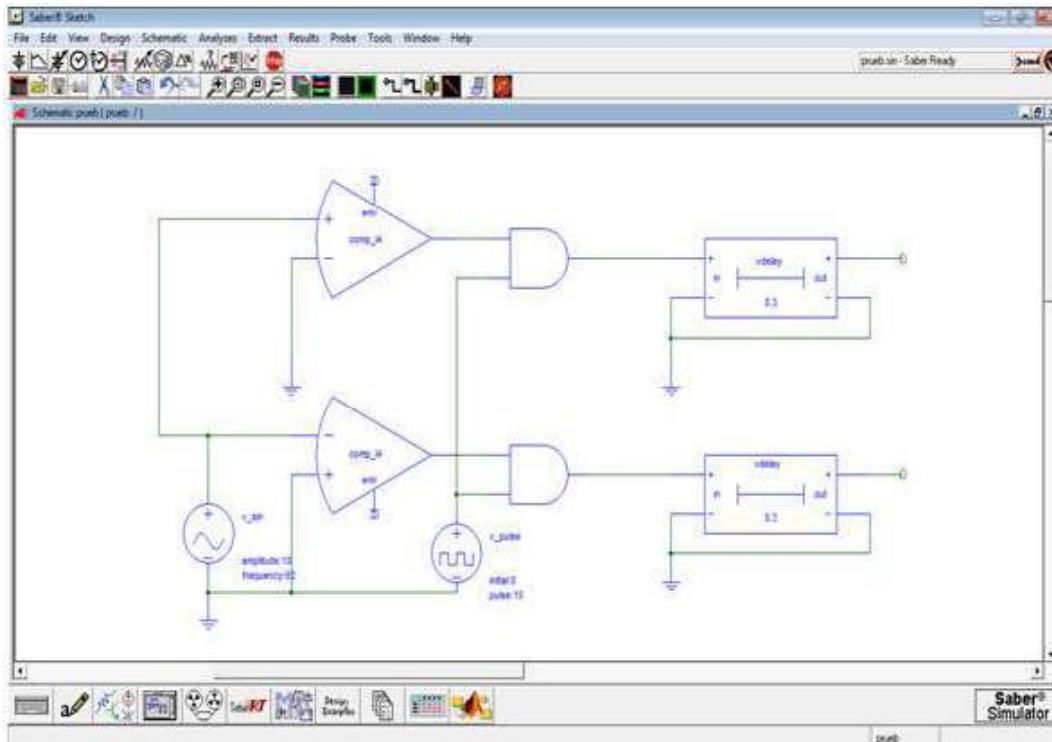


Figura 4.3. Circuito de control modo elevador.

Para lograr que el sistema entrara al modo inversor se utilizó el circuito mostrado en la figura 4.4. Este circuito está diseñado con amplificadores operacionales y compuertas lógicas.

La entrada al sistema es una señal senoidal en fase con la señal de entrada al sistema. Esta señal es retrasada mediante un filtro RC en las entradas a un amplificador operacional. La variación del desfase es automática mediante la utilización de una resistencia variable. Esta resistencia fue ajustada de tal forma que varíe su resistencia desde 120 k Ω hasta 32 k Ω . De esta forma se obtiene un desfase que inicia desde aproximadamente 21° hasta 75° y en el lapso de 200 milisegundos. Esta señal desfasada es comparada contra una señal triangular para hacer un PWM senoidal y activar los 4 interruptores que forman la etapa de potencia.

El interruptor a la salida del circuito tiene un arreglo con una fuente variable mediante la cual se controla el interruptor. De este modo es posible controlar en qué lapso de tiempo el sistema entrará en el modo inversor. El circuito desfasador envía una señal de conmutación SPWM hacia los interruptores a los 3 segundos de iniciada la operación como elevador.

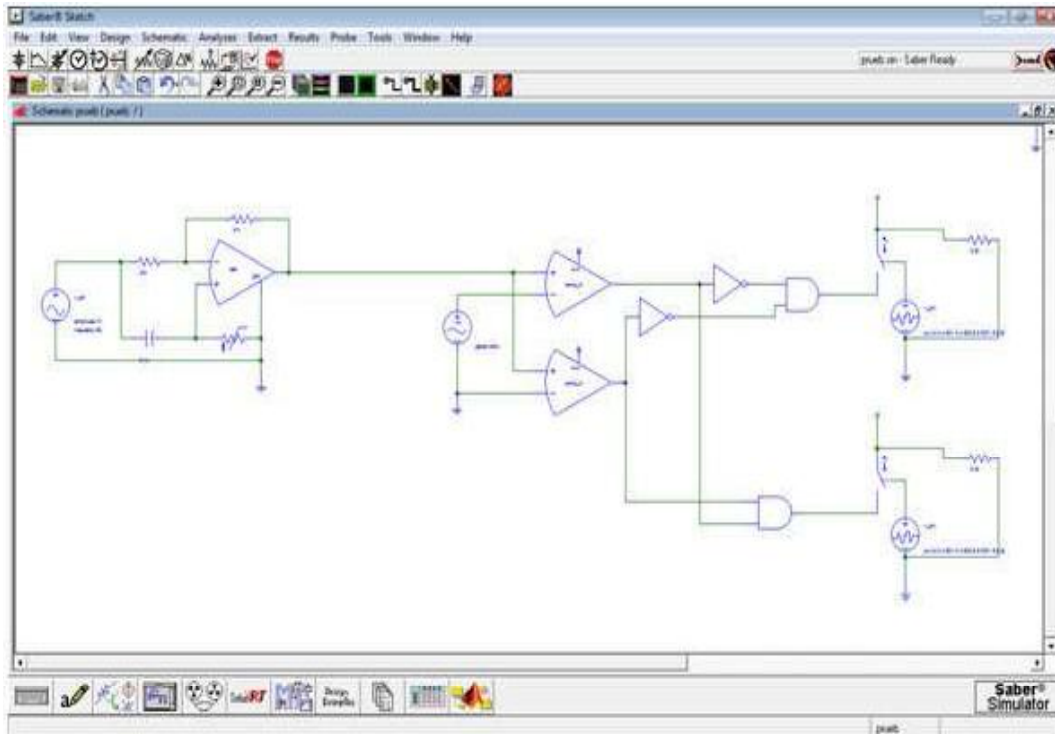


Figura 4.4. Circuito desfasador de onda senoidal.

Para poder acoplar correctamente los modos de funcionamiento se hizo un arreglo de interruptores que actuará como un multiplexor, de esta forma se puede decidir en qué tiempo debe operar como elevador y como inversor. El arreglo utilizado es mostrado en la figura 4.5. Se puede observar que los interruptores son controlados mediante fuentes de voltaje de variable.

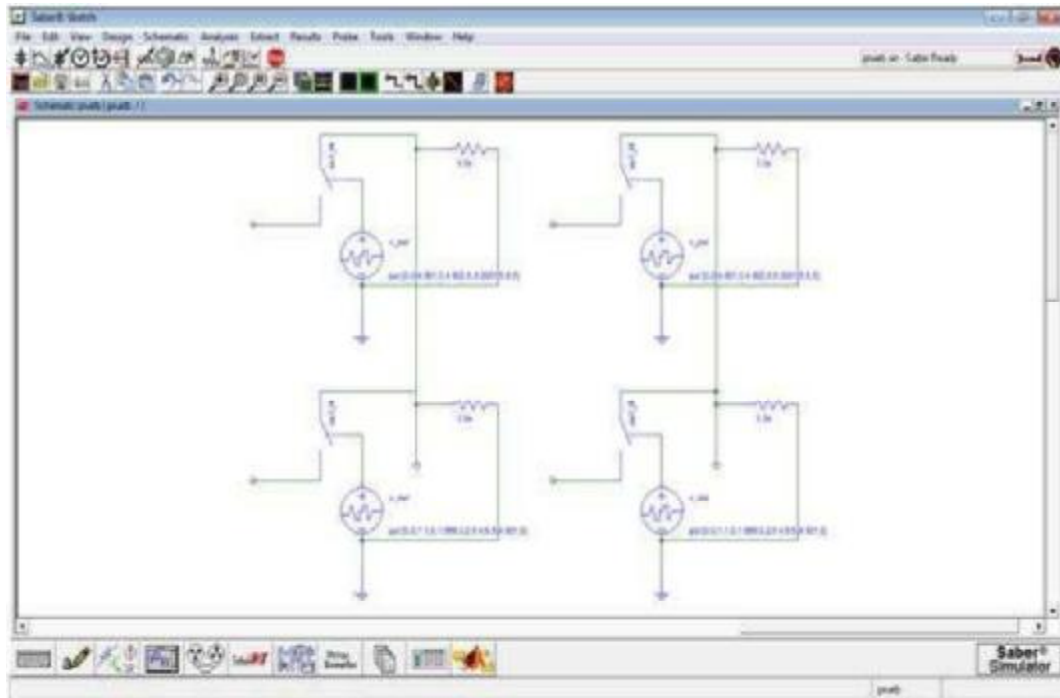


Figura 4.5. Interruptores para el control de los modos de funcionamiento.

En la figura 4.6 se muestra los resultados obtenidos. La señal vista es la del voltaje de salida del sistema, además se aprecia un acercamiento a la etapa en donde actúa como inversor. Comparando esta señal con la real se puede observar que el comportamiento es muy semejante entre ambas. En el caso de la simulación no fue posible establecer un circuito que desconectara el sistema de la red por lo tanto la operación después de que se alcanzó el máximo desfaseamiento en el modo inversor no es tomada en cuenta.

En la figura 4.6 se muestra también que el voltaje a la salida llegó hasta cero en un lapso de tiempo muy pequeño, esto es debido que el motor utilizado no presentaba un comportamiento muy cercano al motor real utilizado a pesar de utilizar los parámetros reales de la máquina. La figura 4.7 muestra como es la descarga del motor frenando en vacío. Es posible hacer una comparación de la descarga que presenta normalmente contra la que presenta con la aplicación del convertidor.

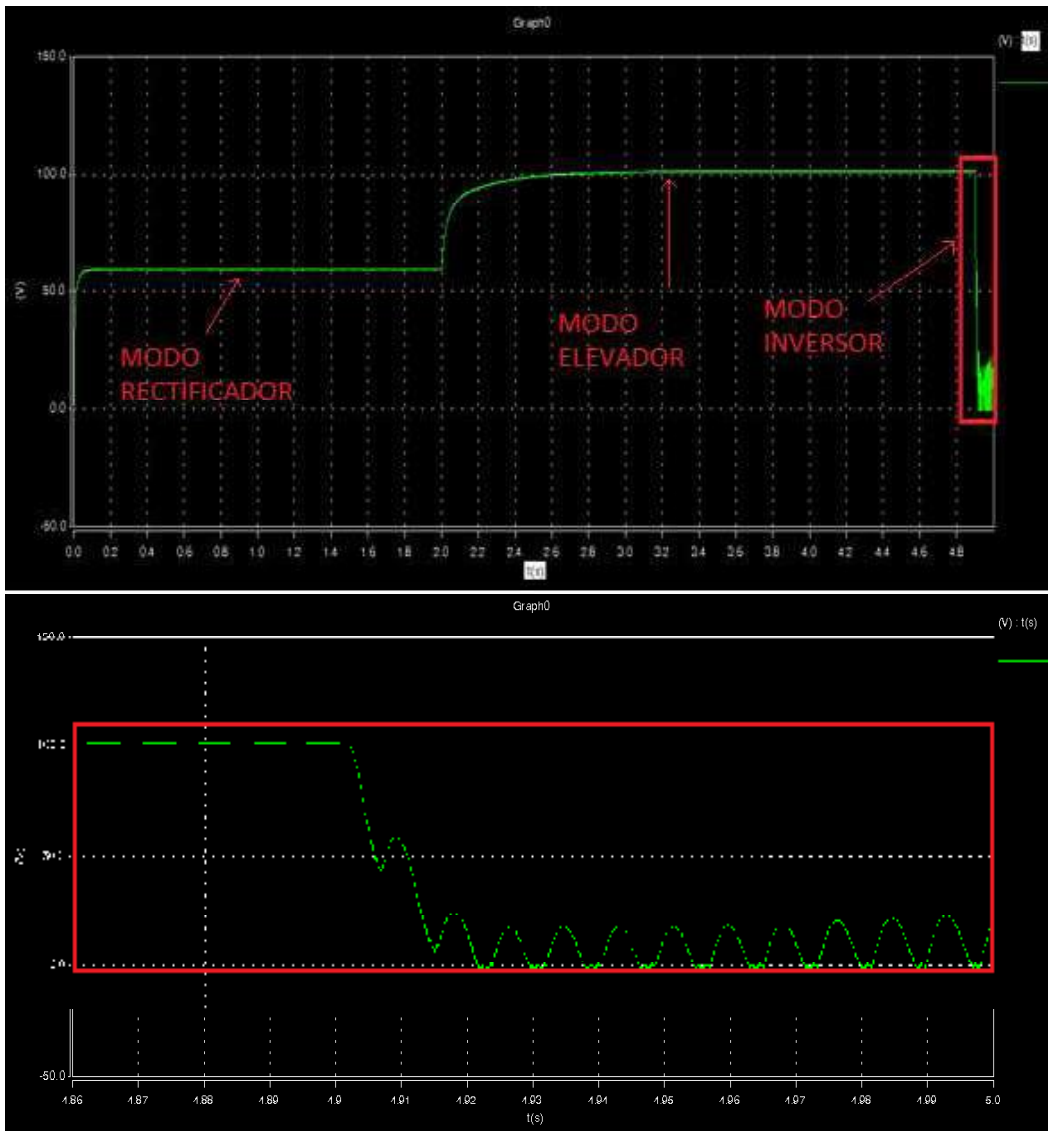


Figura 4.6. Voltaje a la salida durante los diferentes modos de funcionamiento.

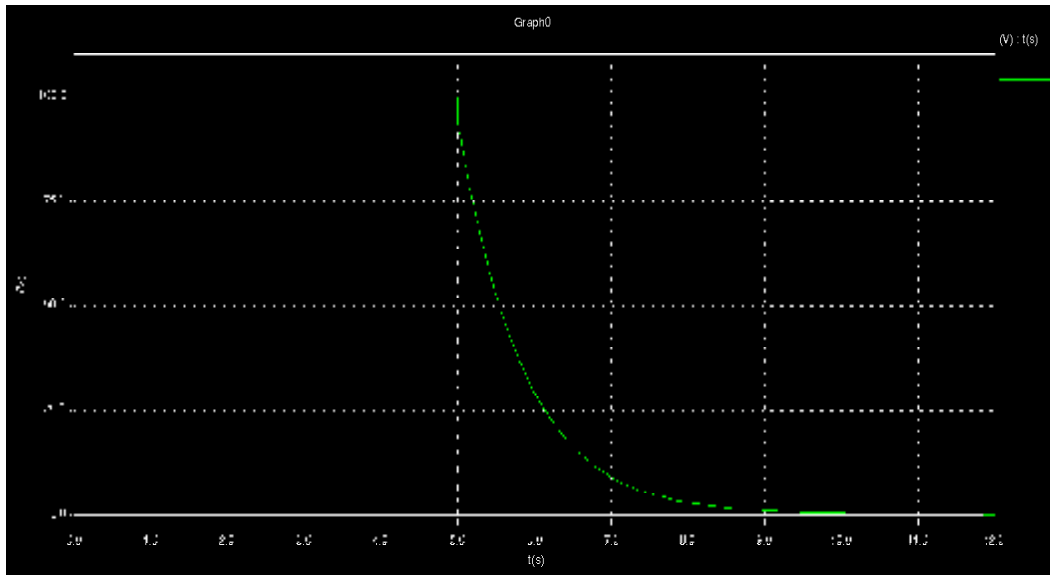


Figura 4.7. *Respuesta normal del motor de CD descargándose en vacío.*

De la comparación de las figuras 4.6, 3.25 y 3.27 se puede llegar a la conclusión de que son congruentes los resultados obtenidos. Se puede apreciar que la transición del modo rectificador a elevador es similar con el mismo ciclo de trabajo, así como también el paso del modo elevador al inversor. Aunque la simulación presenta un tiempo menor en el freno del motor es bastante aproximada a la real.

Como se ha dicho, simular la desconexión de la red no fue posible debido a que la colocación de interruptores en la entrada presentaba una distorsión en la salida y afectaba significativamente los resultados.

Capítulo

5

Conclusiones, Referencias y recomendaciones sobre trabajos futuros

En este capítulo se mencionan las conclusiones a las que se llegaron al concluir el presente trabajo, también se mencionan cuales fueron las fuentes de información requeridas para llevar a cabo este proyecto, así como también qué posibles mejoras se pueden hacer al proyecto o algún otro tema de tesis que se puede derivar de este mismo.

5.1 Conclusiones.

Como se ha visto durante el desarrollo de la tesis fue posible establecer un frenado controlado del motor de CD regresando la energía a la fuente de alimentación. Un ajuste en la rapidez de frenado es posible controlando el ángulo de desfase del voltaje producido en el modo inversor. Es por medio del ajuste de este ángulo con el cual se puede minimizar la transferencia de potencia reactiva a la red. Como se ha podido apreciar en la grafica de la figura 3.30 la corriente de entrada aunque presenta una distorsión conserva la forma senoidal y con ello minimiza la aparición de armónicos.

El convertidor realizado presenta tres modos de operación y en cada uno de ellos el convertidor funciona de manera óptima no presentando fallas de conmutación y así evitando cualquier posible cortocircuito.

La inductancia de entrada es de valor bajo ($100 \mu\text{H}$) y con ello afecta muy poco el desempeño en el modo inversor.

Una desventaja para el estudio del convertidor es que el cálculo de la potencia transferida a la red es posible solo observando las formas de onda del voltaje y corriente en el motor de CD durante el modo inversor, es decir no se pudo establecer una relación entre el voltaje y corriente que sea válida para cualquier variación del ángulo de desfase.

La simulación realizada en el software Synopsys saber fue muy parecida a la vista en la secuencia experimental con ello se puede validar que el sistema funciona de la forma en que fue idealizado.

Una posible desventaja para este convertidor es que su uso esta limitado a motores con características muy parecidas al motor utilizado.

5.2. Recomendaciones para trabajos futuros.

Como posibles mejoras del proyecto implementado se tienen:

- Diseñar e implementar el proyecto para operar con motores de alta potencia.
- Diseñar e implementar un convertidor que tenga la topología de un rectificador trifásico.
- Establecer un sistema de medición de la potencia recuperada.

5.3 Referencias.

- Artículos en memoria de congreso:
 - [1] In Gyu Park, Associate Member, IEEE, and Seon Ik Kim. “A Thyristor Phase-Controlled Voltage-Source Converter with Bidirectional Power Flow Capability”. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 34, No. 5. September/October 1998.
 - [2] Alain David, Herve Pouliquen, “Adjustable Speed Drive With an Harmonics Compensation-Braking Module”, *Proceedings of the the 27th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1996*, pp. 1575-1580.
 - [3] Tim A. Haskew, Elizabeth M. Hill, “Regeneration Mechanism in a DC Motor with an H-Bridge Inverter”, *Electric Machines and drives, 1999 International Conference, IMD '99*, pp. 531-533.

[5] José R. Rodríguez, Juan W. Dixon, José R. Espinoza, Jorge Pontt and Pablo Lezama. "PWM Regenerative Rectifiers: State of the Art". IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, No. 1. February 2005.

- Libro

[6] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins. *Power Electronics. Converters, Applications and Design*. 3rd. Edition. Jhon Wiley & sons, Inc. 2003.

- Apuntes

[7] Apuntes del curso "*Convertidores estáticos de potencia*" impartida en la maestría en ingeniería eléctrica del instituto tecnológico de ciudad madero.

- Tesis

[8] Control de un motor brushless DC con frenado regenerativo. Carlos Fernando Escobar García, José Alejandro Martínez Peña, Germán Alberto Téllez González. Pontificia Universidad Javeriana Facultad de Ingeniería Departamento de Ingeniería Electrónica Bogotá 2005

- Página de internet

[9] www.synopsys.com/saber

