

Universidad de Costa Rica
Facultad de Ingeniería
Escuela de Ingeniería Eléctrica

**Sistema de control de velocidad y giro de
un motor de corriente continua**

Por:

Mariana Jiménez Gamboa

Ciudad Universitaria “Rodrigo Facio”, Costa Rica

Julio 2014

Sistema de control de velocidad y giro de un motor de corriente continua

Por:

Mariana Jiménez Gamboa

IE-0499 Proyecto eléctrico

Aprobado por el Tribunal:

Ing. Peter Zeledón Méndez
Profesor guía

Ing. Moisés Salazar Parrales
Profesor lector

Ing. Jorge Retana Gutiérrez
Profesor lector

Resumen

El objetivo principal de este proyecto reside en la investigación, diseño e implementación de un método adecuado para el control de velocidad y giro de un motor DC, utilizando electrónica de potencia.

Primeramente, se realizó una investigación sobre la electrónica de potencia y los dispositivos más utilizados en esta rama. Luego se estudiaron los diferentes tipos de rectificadores, o convertidores AC-DC, controlados. Y finalmente, se indagó en las características y funcionamiento del motor DC.

En la siguiente etapa se diseñaron todos los circuitos necesarios. El primer circuito diseñado fue la fuente de 5 Vdc para la alimentación de los circuitos electrónicos. El siguiente circuito que se diseñó fue un detector del semi-ciclo positivo de la onda sinusoidal de alimentación, con el fin de utilizar su señal como una entrada hacia el sistema de control y poder detectar en cual semi-ciclo se encuentra en cada instante. Luego se pasó por una etapa de programación de dicho sistema de control, el cual maneja los disparos de los tiristores del convertidor controlado, variando el ángulo α (ángulo de disparo). Se diseñó, además, una etapa de opto-acople para separar la parte electrónica de la parte de potencia y así proteger los circuitos. Finalmente, se escogió el tipo de convertidor controlado que se utilizaría para este proyecto, el cual es un convertidor monofásico completo.

Por último, se realizó la implementación del convertidor controlado y los demás circuitos diseñados, logrando variar la velocidad de un motor de 12 Vdc, por medio de la variación del ángulo de disparo α . Lo cual indica que se cumplió con el objetivo principal. Sin embargo, el diseño puede ser mejorado de manera tal que se pueda realizar un control más fino de la velocidad.

Índice general

Índice de figuras	viii
1 Introducción	1
1.1 Introducción del informe	1
1.2 Alcance del proyecto	1
1.3 Objetivos	1
1.4 Metodología	2
2 Marco teórico	3
2.1 Electrónica de potencia	3
2.2 Tiristores	7
2.3 Los rectificadores controlados	14
2.4 Motores DC	27
2.5 Propulsores monofásicos para motores DC	31
3 Diseño	37
4 Resultados	43
5 Conclusiones	49
Bibliografía	51

Índice de figuras

2.1	Símbolo del tiristor y estructura de tres uniones pn.(Rashid, 1995)	7
2.2	Circuito del tiristor y características de tensión - corriente. (Rashid, 1995)	9
2.3	Modelo del tiristor de dos transistores. (Rashid, 1995)	10
2.4	Características del TRIAC. (Rashid, 1995)	13
2.5	Tiristor de conducción inversa. (Rashid, 1995)	13
2.6	Diagrama esquemático y circuito equivalente de los MCT. (Rashid, 1995)	15
2.7	Semiconvertidor monofásico (Rashid, 1995)	17
2.8	Convertidor monofásico completo. (Rashid, 1995)	19
2.9	Convertidor monofásico dual. (Rashid, 1995)	21
2.10	Semiconvertidor monofásico de conmutación forzada. (Rashid, 1995)	23
2.11	Control de ángulo simétrico. (Rashid, 1995)	24
2.12	Control por modulación de ancho de pulso. (Rashid, 1995)	26
2.13	Control senoidal del ancho de pulso. (Rashid, 1995)	27
2.14	Conexión excitación independiente del motor dc. (Valverde, 2013b)	29
2.15	Conexión excitación serie del motor dc.(Valverde, 2013a)	29
2.16	Conexión excitación paralelo del motor dc. (Valverde, 2013a)	30
2.17	Conexión excitación compuesta del motor dc. (Valverde, 2013a)	31
2.18	Inversión del campo y de la armadura utilizando contactores. (Rashid, 1995)	32
2.19	Propulsor con convertidor de media onda monofásico. (Rashid, 1995)	33
2.20	Propulsor con convertidor monofásico completo. (Rashid, 1995)	35
2.21	Propulsor con convertidor monofásico dual. (Rashid, 1995)	36
3.1	Propulsor de dc con convertidor completo monofásico	38
3.2	Circuito fuente fija de 5 Vdc	38
3.3	Gráfica fuente fija de 5 Vdc	39
3.4	Circuito detección de onda positiva	40
3.5	Gráfica detección de onda positiva	40
3.6	Código de programación del arduino	41
3.7	Etapa de optoacople	42
4.1	Fuente DC implementada	43
4.2	Resultado detección de onda positiva	44

4.3	Resultado detección de onda positiva con señal de rectificación de media onda	44
4.4	Pulsos para los tiristores T_1 y T_2 en el semiciclo positivo	45
4.5	Pulsos para los tiristores T_3 y T_4 en el semiciclo negativo	46
4.6	Tabla de resultados de tensión DC para distintos valores de alpha y gráfica	46
4.7	Resultados de tensión DC para alpha=1, 2, 5 y 6	47
4.8	Resultados de tensión DC para alpha=8, 11, 12 y 18	48

1 Introducción

1.1 Introducción del informe

Los motores eléctricos han llegado a formar parte importante en la vida del ser humano. El simple hecho de convertir la energía eléctrica en energía mecánica, trae consigo montones de aplicaciones y facilidades. Desde cosas tan cotidianas como abrir el portón eléctrico, hasta el movimiento de las bandas en una planta de producción a nivel industrial. El manejo y control de los diversos tipos de motores ha permitido a las industrias mejorar y optimizar sus procesos.

Por dichas razones y más, para este proyecto se pretende realizar el diseño y la implementación de un sistema de control que permita el manejo de la velocidad y el giro de un motor de corriente continua. Dicho control se realizará utilizando electrónica de potencia, mediante el estudio de las diferentes técnicas para el manejo de la magnitud y la inversión de una señal de tensión eléctrica. Para ello se indagará en las características propias del funcionamiento de un motor de corriente continua.

1.2 Alcance del proyecto

Los alcances para este proyecto consisten en el estudio del control de velocidad y giro de un motor de corriente continua utilizando electrónica de potencia. Esto implica el diseño de dicho control y la implementación de este.

1.3 Objetivos

Objetivo general

Diseñar e implementar un sistema de control de velocidad y giro de un motor de corriente continua.

Objetivos específicos

Con el fin de llevar a cabo este proyecto, se determinaron los siguientes objetivos:

- Estudiar las diferentes técnicas para el control de la magnitud de una señal de voltaje por medio de electrónica de potencia.

- Estudiar las diferentes técnicas de control de inversión de polaridad en una señal de voltaje por medio de electrónica de potencia.
- Estudiar el funcionamiento de los motores eléctricos de corriente continua.
- Estudiar las diferentes técnicas para el control de velocidad y giro de un motor de corriente continua.
- Implementar el circuito de control y de potencia para el manejo de la velocidad y giro de un motor de corriente directa con los componentes disponibles en los laboratorios eléctricos de la Escuela de Ingeniería Eléctrica.

1.4 Metodología

A continuación se indica la metodología a seguir para la realización del proyecto:

1. Investigación sobre las características propias y funcionamiento del motor de corriente continua.
2. Investigación sobre las distintas técnicas de control de velocidad y giro del motor de corriente continua mediante el uso de electrónica de potencia.
3. Diseño y simulación del sistema de control.
4. Implementación del circuito de control y potencia en el laboratorio eléctrico de las Escuela de Ingeniería Eléctrica.
5. Realización de pruebas de funcionamiento.
6. Elaboración del análisis de los resultados obtenidos en el laboratorio y conclusiones.

2 Marco teórico

Debido a que el principal objetivo de este proyecto reside en el control de un motor de corriente continua por medio de la utilización de electrónica de potencia, se introducirán, primeramente, conceptos básicos referentes a esta rama (Definición, aplicaciones, dispositivos, etc.). Para luego indagar en temas más complejos como lo son el manejo de las señales de tensión y polaridad. Por último, conocer sobre el motor de corriente continua y sus características.

2.1 Electrónica de potencia

La electrónica de potencia es una rama de la ingeniería eléctrica que estudia los dispositivos, circuitos, sistemas de control y conversión de la energía eléctrica. Esto significa que se combinan el control, la electrónica y la energía para dar paso a diversas aplicaciones. La parte de control se encarga del régimen permanente y de las características dinámicas de los sistemas de lazo cerrado. La parte electrónica tiene que ver con todos aquellos dispositivos y circuitos de estado sólido, utilizados en el manejo y procesamiento de señales que ayudan a alcanzar las condiciones de control deseadas. Y la parte de energía se ocupa de los equipos de potencia estática y rotativa o giratoria. La electrónica de potencia se basa, principalmente, en la conmutación de dispositivos semiconductores de potencia. (Rashid, 1995)

Esta rama, además, ha alcanzado un importante lugar en la tecnología moderna y es utilizada en sistemas que incluyen control de calor, iluminación, fuentes de alimentación, motores, sistemas de propulsión de vehículos y sistemas de corriente directa de alto voltaje. (Rashid, 1995)

Dispositivos semiconductores de potencia

Dentro de los dispositivos disponibles a nivel comercial, se encuentran los siguientes:

1. Diodos de potencia
2. Tiristores
3. Transistores Bipolares de Juntura de potencia (BJT)
4. MOSFET de potencia

5. Transistores Bipolares de Compuerta Aislada (IGBT)
6. Transistores de Inducción Estáticos (SIT)

Además, los tiristores se pueden clasificar en los siguientes tipos:

- Tiristor de conmutación forzada
- Tiristor conmutado por línea
- Tiristor desactivado por compuerta (GTO)
- Tiristor de conducción inversa (RCT)
- Tiristor de inducción estático
- Tiristor de inducción estático (SITH)
- Tiristor desactivado con asistencia de compuerta (GATT)
- Rectificador controlado de silicio fotovoltaico (LASCR)
- Tiristores controlados por MOS (MCT)

Los **diodos de potencia** se pueden clasificar de como: de uso general, de alta velocidad (recuperación rápida y Schottky). Un diodo tiene dos terminales: ánodo y cátodo. Y conduce cuando la tensión en el ánodo es mayor que la del cátodo, de esta forma la caída de tensión directa es muy baja (0.5 V y 1.2 V). Si sucede lo contrario, que la tensión en el cátodo es mayor con respecto a la del ánodo, se dice que el diodo se encuentra en modo de bloqueo. (Rashid, 1995)

Los **tiristores** poseen tres terminales: ánodo, cátodo y compuerta. Cuando existe una pequeña corriente pasando a través de la compuerta hacia el cátodo, el tiristor conduce, siempre que la tensión en la terminal de ánodo sea mayor que la del cátodo. Cuando el tiristor se encuentra en modo de conducción, el circuito de la compuerta ya no tiene más control y el tiristor sigue conduciendo. En este modo la caída de tensión directa es muy baja (0.5 a 2 V). El tiristor se puede desactivar haciendo que la tensión en el ánodo sea menor o igual que la tensión en el cátodo. En el caso de los tiristores conmutados, estos se desactivan en razón de la naturaleza sinusoidal de la tensión de entrada y los tiristores conmutados en forma forzada se desactivan por medio de un circuito adicional llamado *circuitería de conmutación*. (Rashid, 1995)

El *tiempo de desactivación* de un tiristor se define como el intervalo de tiempo entre el instante en que la corriente principal se reduce a cero después de la interrupción externa del circuito de tensión principal, y el instante

en que el tiristor es capaz de aceptar una tensión principal especificada, sin activarse.(Rashid, 1995)

Según Rashid (1995), para la interrupción de aplicaciones de alta velocidad, especialmente tracción, se utilizan los GATT y los RCT. Los LASCR son útiles para sistemas de energía de alta tensión, en especial en HVDC.

Los TRIAC se utilizan para aplicaciones de corriente alterna de baja potencia, en controles sencillos de calor, iluminación, motor e interruptores de corriente alterna. Se caracterizan por ser similares a dos tiristores conectados en inverso paralelo que comparten una sola terminal de compuerta. El flujo de corriente a través de un TRIAC es bidireccional.(Rashid, 1995)

Los GTO y SITH son tiristores auto-desactivados, no requieren de ningún circuito de conmutación. Se activan mediante la aplicación de un breve pulso positivo en las compuertas. Igualmente, mediante la aplicación de un pulso corto negativo se logra la desactivación. Los GTO son muy útiles para aplicaciones de conmutación forzada de convertidores. Los SITH, son aplicados a convertidores de mediana potencia.(Rashid, 1995)

Los **transistores bipolares** son eficaces en las especificaciones de potencia de hasta 1200 V, 400 A. Estos dispositivos poseen tres terminales: base, emisor y colector. Generalmente, operan como interruptores en la configuración de emisor común. Tomando en cuenta que la unión del colector al emisor está correctamente polarizada, el transistor se mantendrá activado siempre que la base NPN esté a un potencial mayor con respecto al emisor, y la corriente de base sea lo suficientemente grande para excitar al transistor en la región de saturación. La caída de tensión directa de un transistor en conducción está dentro del rango de 0.5 y 1.5 V. Si la tensión de excitación de la base es removido, el transistor se desactivará.(Rashid, 1995)

Los **MOSFET** de potencia son utilizados en aplicaciones de convertidores de alta velocidad. Los **IGBT** son transistores de potencia controlados por tensión. Estos son más rápidos que los transistores BJT, pero no tan rápidos como los MOSFET. Los IGBT son adecuados para altas tensiones, altas corrientes y frecuencias de hasta 20 KHz.(Rashid, 1995)

Los **SIT** son dispositivos adecuados para aplicaciones de potencias y frecuencias altas (audio, VHF/ UHF, amplificadores de microondas, etc.). Tiene capacidad de potencia de bajo ruido, baja distorsión y alta frecuencia de audio. Los tiempos de activación y desactivación son muy cortos (típicamente $0.25 \mu s$). (Rashid, 1995)

Características de control de los dispositivos semiconductores de potencia

Una de las principales funciones de los dispositivos semiconductores de potencia es la de operar como interruptores, mediante la aplicación de señales de

control, ya sea en la terminal de compuerta en el caso de los tiristores o en la base en el caso de los transistores bipolares. Mediante la variación del tiempo de conducción, de dichos dispositivos de conmutación, se logra la señal de salida deseada. En el caso de los tiristores, una vez que se encuentran en modo de conducción, la señal de compuerta ya no tiene efecto alguno. Es importante saber que cuando un dispositivo semiconductor de potencia se encuentra en modo de conducción, los niveles de tensión, a través del mismo, son tan pequeños que casi se podrían considerar despreciables. (Rashid, 1995)

Tipos de circuitos electrónicos de potencia

Según Rashid (1995), para el manejo y control de la potencia eléctrica, es importante convertir la potencia eléctrica de una forma a otra. Y para ello, las características de interrupción de los dispositivos de potencia permiten la conversión necesaria. Un convertidor puede ser considerado como una matriz de conmutación. Los circuitos electrónicos de potencia se pueden clasificar de la siguiente manera:

1. Rectificadores de diodos
2. Convertidores ca-cd (rectificadores controlados)
3. Convertidores ca-cd (controladores de voltaje)
4. Convertidores ca-cd (pulsadores de cd)
5. Convertidores de cd-ca (inversores)
6. Interruptores estáticos

A continuación, una breve descripción de los distintos circuitos electrónicos de potencia:

Rectificadores de diodos: Convierte la tensión de ca a una tensión de cd fija. La tensión a la entrada del rectificador puede ser monofásica o trifásica.

Convertidores de ca-cd: Convierte la tensión de ca a una tensión de cd variable. La tensión de entrada puede ser monofásica o trifásica.

Convertidores ca-ca: Utilizados para obtener una tensión de salida de ca variable a partir de una tensión de ca fija.

Convertidores cd-cd: Se encargan de convertir una fuente de poder de corriente directa de tensión fija a una fuente de tensión variable. También conocidos como *pulsadores* o *reguladores de conmutación*.

Convertidores cd-ca: También conocidos como inversores. Son utilizados para obtener una tensión de corriente alterna a partir de una señal de corriente directa.

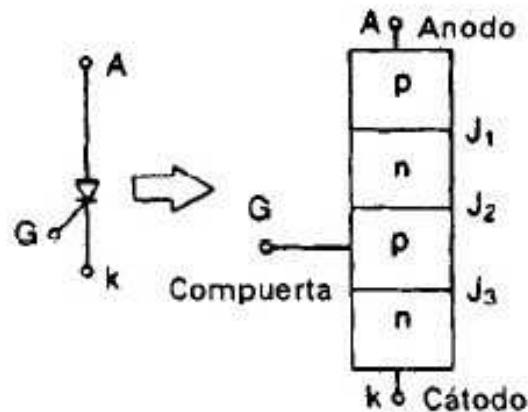


Figura 2.1: Símbolo del tiristor y estructura de tres uniones pn. (Rashid, 1995)

Interruptores estáticos: Constan de uno o más elementos semiconductores que conforman el contacto, y un circuito de mando que determina la posición del contacto. Este puede ser abierto (los semiconductores en alta impedancia) o cerrado (impedancia nula).

2.2 Tiristores

Los tiristores son muy utilizados en los circuitos de potencia debido a su característica de conmutadores biestables, que les permite pasar de un estado de conducción a uno de no conducción.

Características y conceptos importantes

A continuación se presentarán las características y los conceptos más importantes sobre los tiristores. (Rashid, 1995)

- Posee cuatro capas de estructura *pnpn* con tres uniones *pn*. Esto se puede apreciar en la figura 2.1
- Este dispositivo tiene tres terminales: ánodo, cátodo y compuerta.
- Según Rashid (1995), cuando la tensión del ánodo se hace positivo con respecto a la tensión en el cátodo, las uniones J1 y J3 tienen polarización directa o positiva. La unión J2 tiene polarización inversa y sólo fluirá una

corriente muy pequeña de fuga del ánodo hacia el cátodo. En este caso el tiristor está en *condición de bloqueo directo* o *estado desactivado*. En este caso se denomina a la corriente de fuga *corriente de estado inactivo* I_d .

- Si la tensión ánodo a cátodo V_{AK} aumenta a un valor lo suficientemente grande, la unión J2 entrará en ruptura (ruptura por avalancha) y la tensión correspondiente se llama *tensión de ruptura directa* V_{BO} . Y debido a que las uniones J1 y J3 tienen polarización directa, existirá un movimiento libre de portadores a través de las tres uniones, que provocará un gran paso de corriente a través del dispositivo. Entonces el dispositivo se encontrará en *estado de conducción o activado*.
- En estado de conducción, la caída de tensión, a través del dispositivo, será muy pequeña y se deberá a la caída óhmica de las cuatro capas, por lo general 1 V.
- Para mantener la cantidad requerida de flujo de portadores a través de la unión, la corriente del ánodo debe ser mayor que la *corriente de enganche* I_L . Si no es así, al reducirse la tensión V_{AK} , el tiristor volverá al estado de bloqueo.
- Según Rashid (1995), la *corriente de enganche*, es la corriente del ánodo mínima requerida para mantener el tiristor en estado de conducción inmediatamente después de que se ha activado y se ha retirado la señal de compuerta.
- Cuando el tiristor ya se ha activado, este se comporta como un diodo en conducción y ya no existe control sobre el dispositivo. Aún así, si se reduce la corriente directa del ánodo a un valor menor que la *corriente de mantenimiento* I_H , el tiristor entrará en estado de bloqueo.
- Según Rashid (1995), la *corriente de mantenimiento* I_H , es la corriente del ánodo mínima para mantener al tiristor en estado de régimen permanente. Esta es menor que la corriente de enganche y ronda en el orden de los miliamperios. En la figura 2.2 se pueden observar las características de corriente y tensión del tiristor.
- Si la tensión del cátodo es positivo con respecto al ánodo. El tiristor se encontrará en estado de bloqueo inverso y una corriente de fuga inversa (*Corriente inversa* I_R), fluirá a través de él.
- Otra manera de activar el tiristor es aumentando la tensión directa V_{AK} más allá del V_{BO} , pero esta manera resulta destructiva. Normalmente, a nivel práctico, la tensión directa se mantiene por debajo de V_{BO} y el

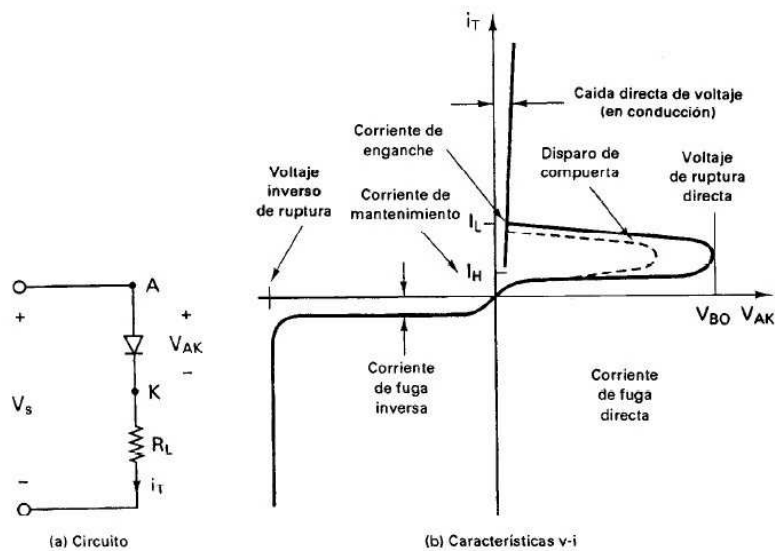


Figura 2.2: Circuito del tiristor y características de tensión - corriente. (Rashid, 1995)

tiristor se activa mediante la aplicación de una tensión positiva entre la compuerta y el cátodo.

Modelo del tiristor de dos transistores

De acuerdo con Golcher (2013), un tiristor puede ser considerado como dos transistores complementarios, uno *pnp* Q_1 y otro *nnp* Q_2 . Cuando se aplica un pulso positivo a la compuerta, el transistor *nnp* comienza a encenderse y electrones son inyectados a la región de compuerta p desde el cátodo. Estas cargas se difunden a través de la región de compuerta y se barren hacia el colector del *nnp*, donde suplen la corriente base del transistor *pnp*. Entonces el transistor *pnp* comienza a encenderse y de este modo, huecos son inyectados desde el ánodo hacia la región n-b. Estos huecos se difunden y son barridos hacia la compuerta del *nnp* y tienen el mismo efecto que corriente positiva de compuerta. En la figura 2.3 se puede ver el modelo del tiristor de dos transistores.

Activación del tiristor

Para lograr la activación del tiristor existen diversas formas de hacerlo, aunque algunas son más recomendadas que otras. (Rashid, 1995)

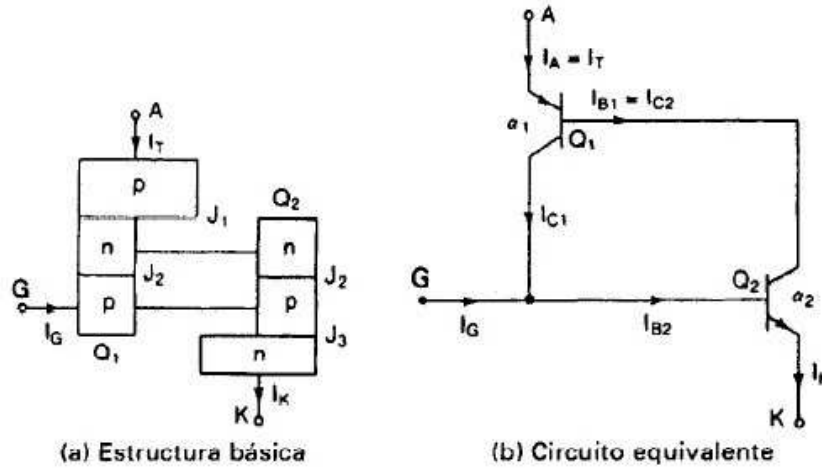


Figura 2.3: Modelo del tiristor de dos transistores. (Rashid, 1995)

Activación térmica: Si la temperatura en el dispositivo es alta, existirá un aumento de pares electrón- hueco, lo que aumentará la corriente de fuga y debido a la acción regenerativa que existe en el tiristor este puede activarse. Este tipo de activación se evita, por lo general, ya que puede causar fuga térmica.

Activación por luz: Si se permite que la luz llegue a las uniones del tiristor, aumentarán los pares electrón-hueco y el tiristor se activará. Esta activación se logra si la luz llega a los discos de silicio.

Activación por aumento de tensión: Si la tensión ánodo a cátodo V_{AK} es mayor que la tensión de ruptura V_{BO} , entonces fluirá una corriente de fuga suficientemente grande para iniciar una activación regenerativa. Este tipo de activación es poco común ya que puede resultar destructiva.

Activación por corriente de compuerta: Si el tiristor está directamente polarizado, la inyección de una corriente de compuerta al aplicar una tensión positiva entre la compuerta y el cátodo, activará al tiristor. Conforme aumenta la corriente en la compuerta, la tensión de bloqueo directo se reduce.

Para el diseño del circuito de control por medio de compuerta, se deben tomar en cuenta los siguientes puntos:

1. Después de activado el tiristor, la señal de compuerta debe eliminarse. Una señal continua de compuerta aumentaría la pérdida de potencia en la unión de la compuerta.
2. Mientras el tiristor esté con polarización inversa, no debe haber señal de compuerta. De lo contrario, el tiristor puede fallar por una corriente de

fuga incrementada.

3. El ancho del pulso de la compuerta t_G debe ser mayor que el tiempo que se requiere para que la corriente del ánodo se eleve al valor de la corriente de mantenimiento I_H .

Desactivación del tiristor

Una vez el tiristor está activado este se puede desactivar reduciendo la corriente directa a un nivel por debajo de la corriente de mantenimiento I_H durante un tiempo lo suficientemente largo. O por medio de un pulso negativo en la compuerta para el caso de los dispositivos que tienen desactivación por compuerta.

Tipos de tiristores

De acuerdo con la construcción física y del modo de activación y desactivación, los tiristores se pueden clasificar de la siguiente manera:

1. Tiristores de control de fase (SCR)
2. Tiristores de conmutación rápida (SCR)
3. Tiristores de desactivación por compuerta (GTO)
4. Tiristores de triodo bidireccional (TRIAC)
5. Tiristores de conducción inversa (RCT)
6. Tiristores de inducción estática (SITH)
7. Tiristores controlados por FET (FET-CTH)
8. Tiristores controlados por MOS (MCT)

Tiristores de control de fase: También conocidos como *tiristores convertidores* o *rectificador controlado de silicio* (SCR). Opera a la frecuencia de línea y se desactiva por conmutación natural. El tiempo de desactivación t_q , se encuentra entre los 50 y 100 μs , lo cual es un tiempo adecuado para aplicaciones de baja velocidad. La tensión en estado activo (V_T), varía desde 1.15 V hasta 2.5 V. (Rashid, 1995)

Tiristores de conmutación rápida: También conocido como *tiristor inversor*. Utilizados para aplicaciones de conmutación de alta velocidad con conmutación forzada. Su tiempo de desactivación es corto, entre los 5 y 50 μs . La tensión en estado activo varía, aproximadamente, en función inversa del

tiempo de desactivación t_q , pero por lo general para un tiristor de 2200 A a 1800 V es de 1.7 V. (Rashid, 1995)

Tiristores de desactivación por compuerta (GTO): De igual manera que los SCR, estos tiristores pueden activarse mediante la aplicación de una señal positiva de compuerta. Pero, a la vez, se puede desactivar utilizando una señal negativa de compuerta. Los GTO tienen las siguientes ventajas sobre los SCR: (Rashid, 1995)

- Se eliminan los componentes auxiliares en la conmutación forzada, esto implica menos costo, peso y volumen.
- Se reduce el ruido acústico y electromagnético debido a la eliminación de bobinas de inducción en la conmutación.
- Tiempos de desactivación más cortos, lo que permite frecuencias de conmutación más altas.
- Convertidores más eficientes

Tiristores de triodo bidireccional: También llamados TRIAC, estos pueden conducir en ambas direcciones. El TRIAC se puede considerar como dos SCR conectados en antiparalelo con una conexión de compuerta común. Identificar las terminales del TRIAC como ánodo y cátodo no es posible, ya que este es un dispositivo bidireccional. De acuerdo con la figura 2.4, si la terminal MT_2 es positiva con respecto a la terminal MT_1 , el TRIAC se activará al aplicar una señal de compuerta positiva entre la compuerta G y la terminal MT_1 . Por otro lado, si la terminal MT_2 es negativa en comparación con la terminal MT_1 , el TRIAC se activará aplicando una señal negativa en la compuerta, entre la terminal G y la terminal MT_1 . (Rashid, 1995)

Tiristores de conducción inversa: Rashid (1995) establece que un RCT puede considerarse como un tiristor con un diodo antiparalelo incorporado. Se conoce también como *tiristor asimétrico* (ASCR). El diodo antiparalelo permite un flujo de corriente inversa debido a una carga inductiva y mejora el requisito de desactivación en un circuito de conmutación. Dicho tiristor se puede apreciar en la figura 2.5

Tiristores de inducción estática: Un SITH es muy similar a un MOS-FET. Generalmente, es activado mediante una señal de tensión positiva en la compuerta, como los tiristores normales, y desactivado por medio de una tensión negativa en la compuerta. Este es un dispositivo de portadores minoritarios, por lo tanto tiene una baja resistencia en estado activo y una baja caída de potencial. Tiene velocidades de conmutación muy rápidas, el tiempo de conmutación es del orden de 1 a 6 μs . Las especificaciones de tensión pueden alcanzar hasta 2500 V y la corriente está limitada a 500 A. (Rashid, 1995)

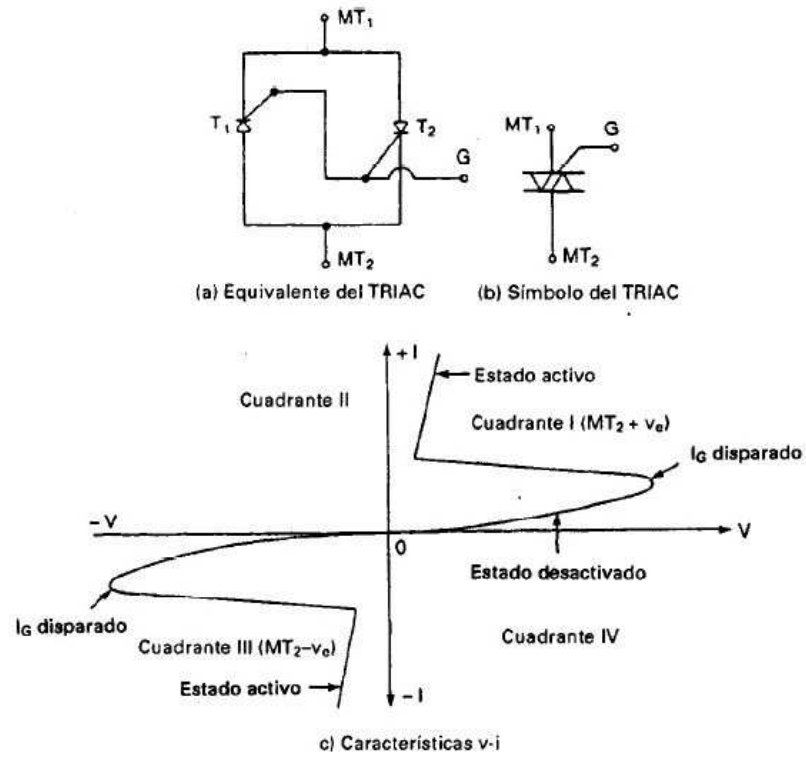


Figura 2.4: Características del TRIAC. (Rashid, 1995)

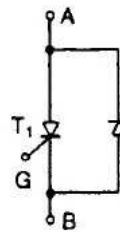


Figura 2.5: Tiristor de conducción inversa. (Rashid, 1995)

Tiristores controlados por FET: Un FET-CTH combina un MOSFET y un tiristor en paralelo. Aplicando una tensión suficiente, típicamente 3 V, a la compuerta del MOSFET, se genera internamente una corriente de disparo para el tiristor. Este dispositivo posee una alta velocidad de conmutación y se puede activar como los tiristores convencionales, pero no se puede desactivar mediante control de compuerta. (Rashid, 1995)

Tiristores controlados por MOS (MCT): Este dispositivo combina las características de un tiristor regenerativo de cuatro capas y una estructura de compuerta MOS. La estructura NPNP se puede representar por medio de un transistor NPN Q1 y un transistor PNP Q2 y la estructura de compuerta MOS se puede representar por un MOSFET de canal p M1 y un MOSFET de canal n M2. Tal y como se observa en la figura 2.6. Debido a la estructura NPNP, el ánodo sirve como la terminal de referencia con respecto a la cual se aplican todas las señales de compuerta. Este dispositivo tiene baja caída de tensión directa durante la conducción, un tiempo de activado y desactivado rápido, bajas pérdidas de conmutación, baja capacidad de bloqueo de tensión inversa y alta impedancia de entrada de compuerta. (Rashid, 1995)

2.3 Los rectificadores controlados

Los rectificadores controlados se encargan de convertir la corriente alterna ca en corriente directa cd , por este motivo se conocen también como *convertidores ca - cd* y se utilizan en aplicaciones industriales, especialmente en propulsores de velocidad variable. (Rashid, 1995)

Para obtener tensiones de salida variables y controladas, se utilizan tiristores de control de fase. Es posible variar la tensión de salida de los rectificadores controlando el retraso o ángulos de disparo de los tiristores. Un tiristor de control de fase se activa aplicándole un pulso corto a su compuerta y se desactiva por *conmutación natural* o de línea. (Rashid, 1995)

Los rectificadores controlados son sencillos, menos costosos y poseen una eficiencia superior al 95 %. Se clasifican en dos tipos dependiendo de la fuente de alimentación: **convertidores monofásicos** y **convertidores trifásicos**. Y cada tipo se puede subdividir en tres: **semiconvertidor**, **convertidor completo** y **convertidor dual**. Sin embargo, por los alcances de este proyecto se abarcarán los rectificadores controlados con alimentación monofásica solamente. (Rashid, 1995)

Antes de conocer los diferentes tipos de convertidores monofásicos, es importante saber el concepto de *ángulo de retraso* o *ángulo de disparo* α . El cual consiste en el tiempo desde que la tensión de entrada comienza a hacerse positivo hasta que se dispara el tiristor en $\omega t = \alpha$. (Rashid, 1995)

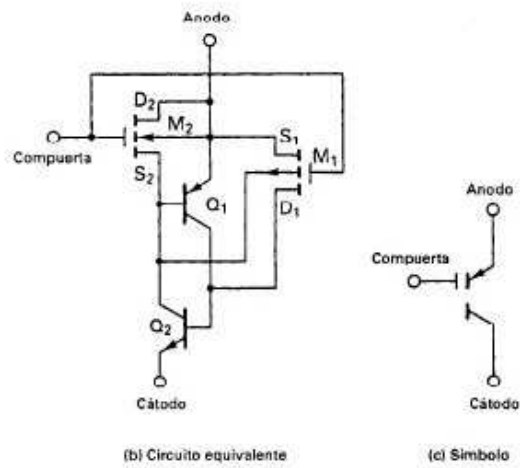
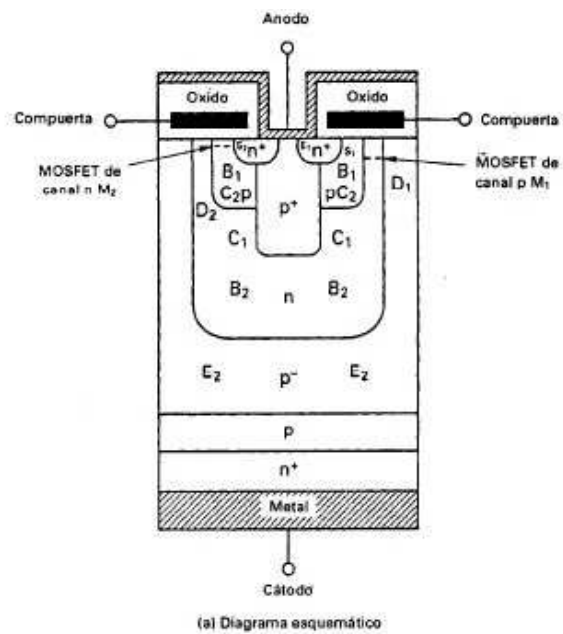


Figura 2.6: Diagrama esquemático y circuito equivalente de los MCT. (Rashid, 1995)

Semiconvertidores monofásicos

Un semiconvertidor es un convertidor de un cuadrante, lo que significa que tiene una misma polaridad de tensión y corriente de salida. En la figura 2.7 se aprecia la disposición del circuito semiconvertidor. Durante el medio ciclo positivo de la tensión de entrada, el tiristor T_1 tiene polarización directa. Luego el tiristor T_1 se dispara cuando $\omega t = \alpha$ y la carga se conecta a la alimentación de entrada a través de T_1 y D_2 durante el periodo $\alpha \leq \omega t \leq \pi$. En el periodo $\pi \leq \omega t \leq \pi + \alpha$ la tensión de entrada es negativa y el *diodo de marcha libre* D_m se encuentra polarizado directamente. Este diodo conduce con el fin de proporcionar la continuidad de corriente de la carga inductiva. El tiristor T_1 y el diodo D_2 se desactivan y transfieren la corriente de carga a D_m . Durante el medio ciclo negativo de la tensión de entrada el tiristor T_2 queda con polarización directa y es disparado en $\omega t = \pi + \alpha$, esto invierte la polarización de D_m . El diodo D_m se desactiva y la carga se conecta a la alimentación por medio de T_2 y D_1 . (Rashid, 1995)

La tensión promedio de salida se determina a partir de:

$$V_{dc} = \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{2V_m}{2\pi} [-\cos \omega t]_{\alpha}^{\pi} = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha) \quad (2.1)$$

V_{dc} puede variar desde $2V_m/\pi$ hasta cero al variar α desde 0 hasta π . La tensión promedio de salida es $V_{dm} = 2V_m/\pi$ y la tensión promedio de salida normalizada es:

$$V_n = \frac{V_{dc}}{V_{dm}} = 0,5(1 + \cos \alpha) \quad (2.2)$$

La tensión de salida rms encuentra a partir de:

$$\begin{aligned} V_{rms} &= \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m^2 \sin^2 \omega t \cdot d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = \left[\frac{V_m^2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (1 - \cos 2\omega t) \cdot d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} \\ &= \frac{V_m}{\sqrt{2}} \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \alpha + \frac{\sin 2\alpha}{2} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (2.3)$$

Convertidores monofásicos completos

Un convertidor completo es un convertidor de dos cuadrantes, esto significa que la polaridad de su tensión de salida puede ser positiva o negativa. Sin embargo, la corriente de salida del convertidor completo sólo tiene una polaridad. Durante el medio ciclo positivo, los tiristores T_1 y T_2 están polarizados

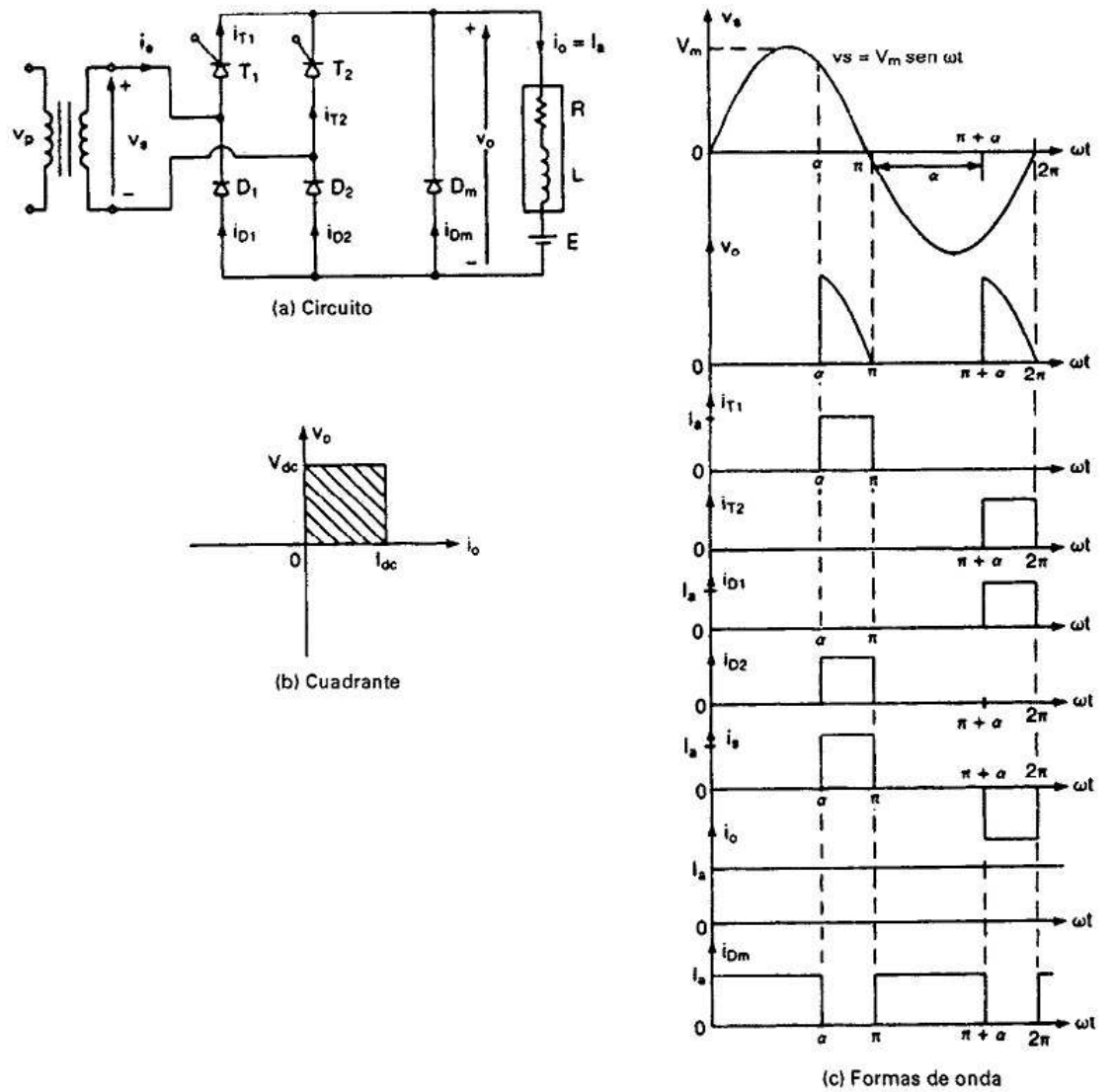


Figura 2.7: Semiconvertidor monofásico (Rashid, 1995)

directamente, en el momento que $\omega t = \alpha$ dichos tiristores se disparan simultáneamente y la carga se conecta directamente a la alimentación de entrada a través de T_1 y T_2 . Debido a la carga inductiva, los tiristores T_1 y T_2 seguirán conduciendo más allá de $\omega t = \pi$, aún cuando la tensión de entrada sea negativa. Durante el medio ciclo negativo de la tensión de entrada, los tiristores T_3 y T_4 se encuentran polarizados directamente. El disparo de los tiristores T_3 y T_4 aplicará una *tensión de bloqueo inverso* a través de los tiristores T_1 y T_2 . Gracias a la *conmutación natural o de línea*, T_1 y T_2 se desactivarán y transferirán la corriente de carga a T_3 y T_4 . (Rashid, 1995)

Se dice que el convertidor opera en *modo de rectificación*, durante el periodo que va desde α hasta π , cuando la tensión de entrada v_s y la corriente de entrada i_s son positivos, entonces la potencia fluye de la alimentación a la carga. Por otro lado, el convertidor opera en modo de inversión durante el periodo de π hasta $\pi + \alpha$, cuando la tensión de entrada v_s es negativa y la corriente de entrada i_s es positiva, existiendo un flujo inverso de potencia de la carga hacia la alimentación. Dependiendo del valor de α , la tensión promedio de salida puede ser positiva o negativa, lo que permite la operación del convertidor en dos cuadrantes. (Rashid, 1995)

La tensión promedio de salida del convertidor se puede determinar a partir de:

$$\begin{aligned} V_{dc} &= \frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{2V_m}{2\pi} [-\cos \omega t]_{\alpha}^{\pi+\alpha} \\ &= \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha \end{aligned} \quad (2.4)$$

Se puede variar V_{dc} , desde $2V_m/\pi$ hasta $-2V_m/\pi$, con sólo variar α desde 0 hasta π . La tensión promedio de salida máxima es $V_{dm} = 2V_m/\pi$ y la tensión promedio de salida normalizada es

$$V_n = \frac{V_{dc}}{V_{dm}} = \cos \alpha \quad (2.5)$$

El valor rms de la tensión de salida viene dada por:

$$\begin{aligned} V_{rms} &= \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} V_m^2 \sin^2 \omega t \cdot d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} = \left[\frac{V_m^2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} (1 - \cos 2\omega t) \cdot d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} \\ &= \frac{V_m}{\sqrt{2}} = V_s \end{aligned} \quad (2.6)$$

La figura 2.8 muestra el circuito para el convertidor monofásico completo y las formas de onda de tensión y corriente.

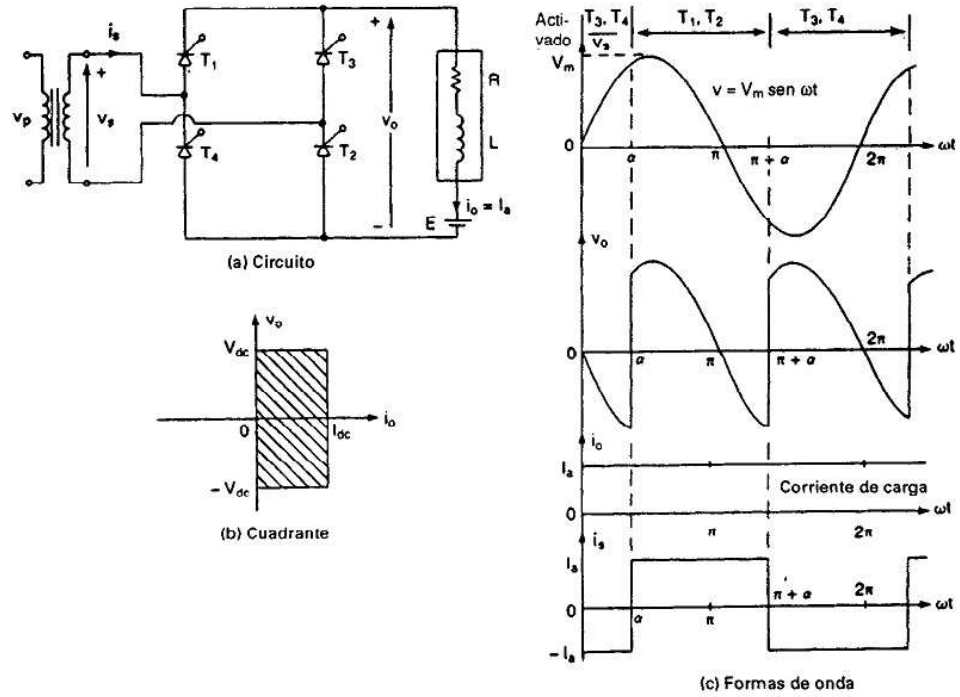


Figura 2.8: Convertidor monofásico completo. (Rashid, 1995)

Convertidores monofásicos duales

Un convertidor dual puede trabajar en los cuatro cuadrantes, esto significa que tanto su tensión como su corriente de salida pueden ser positivos o negativos. Esto se logra conectando dos convertidores completos espalda con espalda. Los convertidores duales son de uso común en propulsores de velocidad variable de alta potencia. (Rashid, 1995)

Si α_1 y α_2 son los ángulos de retraso de los convertidores 1 y 2 respectivamente, las tensiones de salida promedio correspondientes son V_{dc1} y V_{dc2} . Los ángulos de retraso se controlan de tal forma que un convertidor funciona como rectificador y el otro como inversor, pero ambos convertidores producen la misma tensión promedio de salida. (Rashid, 1995)

$$V_{dc1} = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_1 \quad (2.7)$$

$$V_{dc2} = \frac{2V_m}{\pi} \cos \alpha_2 \quad (2.8)$$

Y sabiendo que un convertidor rectifica y el otro invierte, entonces:

$$V_{dc1} = -V_{dc2} \quad (2.9)$$

$$\cos \alpha_2 = -\cos \alpha_1 = \cos(\pi - \alpha_1) \quad (2.10)$$

Y por lo tanto

$$\alpha_2 = \pi - \alpha_1 \quad (2.11)$$

Las tensiones de salida instantáneas de ambos convertidores están fuera de fase, debido a esto existirá una diferencia instantánea de tensión que dará como resultado una corriente circulante entre ambos convertidores. Dicha corriente no fluirá por la carga y estará limitada por un *reactor de corriente circulante* L_r . (Rashid, 1995)

Los convertidores duales pueden operar con o sin corriente circulante. Si se opera sin corriente circulante, sólo un convertidor trabajará a la vez llevando la corriente de carga, mientras el otro convertidor se encuentra bloqueado debido a los pulsos de compuerta. Por otro lado, si se trabaja con corriente circulante, existen las siguientes ventajas:

1. Se mantiene la conducción continua en ambos convertidores sobre todo el rango de control, independiente de la carga.
2. Como un convertidor opera como rectificador y el otro opera como inversor, el flujo de potencia es posible en cualquier dirección.
3. Al estar ambos convertidores en conducción continua, el tiempo de respuesta, para pasar de una operación de un cuadrante a otro, es más rápido.

La figura 2.9 muestra el circuito del convertidor monofásico dual y sus formas de onda.

Técnicas básicas de la conmutación forzada

El factor de potencia de los convertidores controlados por fase es generalmente bajo y depende del ángulo de retraso α . Dichos convertidores generan armónicos en la alimentación. Es por esto que las conmutaciones forzadas pueden mejorar el factor de potencia de entrada y reducir los armónicos. (Rashid, 1995)

Con los adelantos tecnológicos en dispositivos semiconductores de potencia (tiristores con desactivación por compuerta) la conmutación forzada se puede poner en operación en sistemas prácticos. En este caso, se estudiarán las técnicas básicas de la conmutación forzada para convertidores de ca a cd:

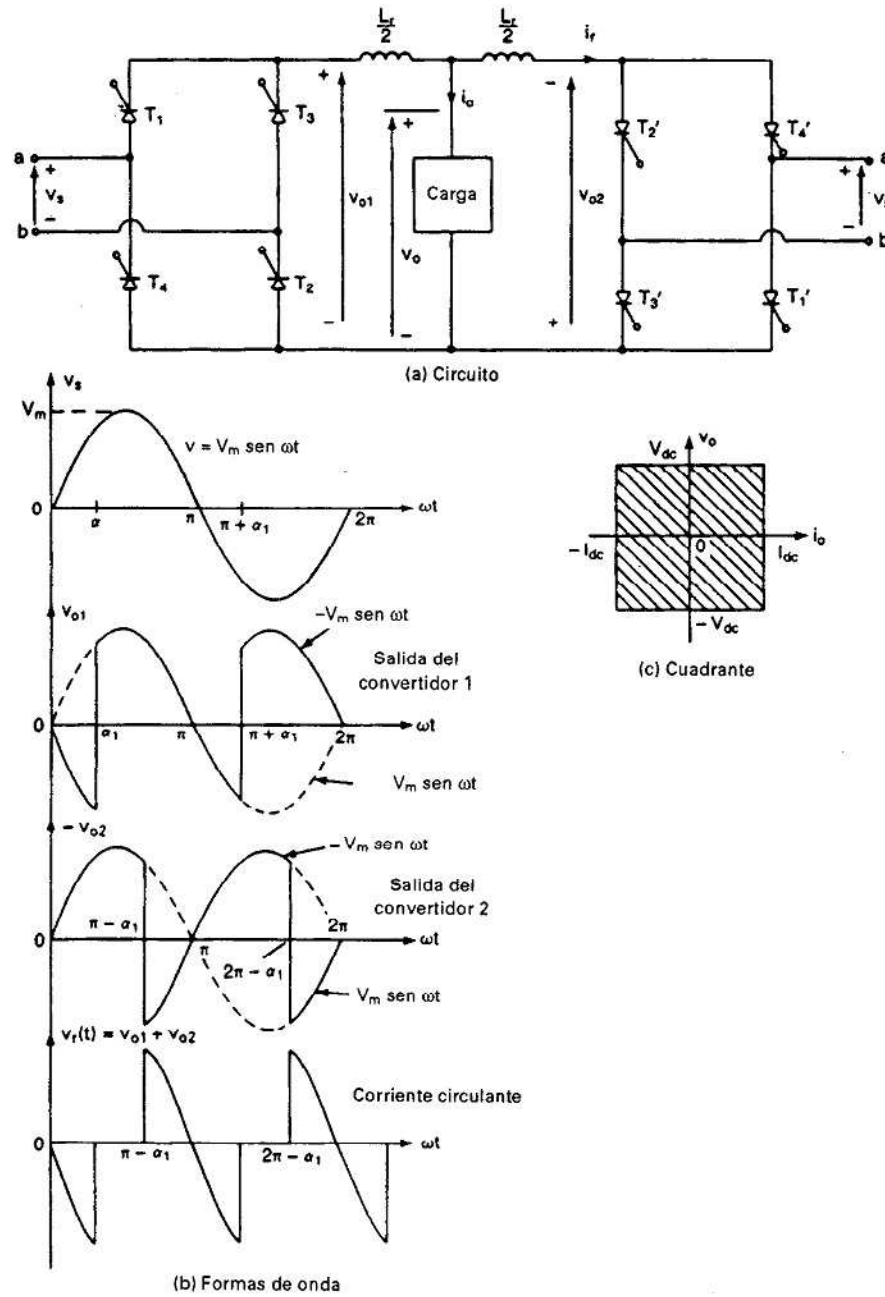


Figura 2.9: Convertidor monofásico dual. (Rashid, 1995)

Control del ángulo de extinción: En la figura 2.10 se observa un semi-conversor monofásico, en el cual los tiristores T_1 y T_2 han sido reemplazados por los interruptores S_1 y S_2 . Las acciones de conmutación de los interruptores puede llevarse a cabo por medio de tiristores de desactivación por compuerta (GTO), ya que estos dispositivos pueden activarse por la aplicación de un pulso corto positivo en la compuerta, al igual que los tiristores normales, y se pueden desactivar por medio de un pulso corto negativo en la compuerta. (Rashid, 1995)

Para el control de ángulo de extinción, el interruptor S_1 es activado en $\omega t = 0$ y desactivado en $\omega t = (\pi - \beta)$. Luego el interruptor S_2 es activado en $\omega t = \pi$ y desactivado en $\omega t = (2\pi - \beta)$. El control de la tensión de salida se da mediante la variación del *ángulo de extinción* β . (Rashid, 1995)

La tensión promedio de salida se determina de la siguiente manera:

$$V_{dc} = \frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi-\beta} V_m \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \beta) \quad (2.12)$$

V_{dc} puede variar desde $2V_m/\pi$ hasta 0, cambiando los valores de β de 0 hasta π . La tensión de salida rms está dada por:

$$\begin{aligned} V_{rms} &= \left[\frac{2}{2\pi} \int_0^{\pi-\beta} V_m^2 \sin^2 \omega t \cdot d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} \\ &= \frac{V_m}{\sqrt{2}} \left[\frac{1}{\pi} \left(\pi - \beta + \frac{\sin 2\beta}{2} \right) \right]^{\frac{1}{2}} \end{aligned} \quad (2.13)$$

Control de ángulo simétrico: Este control permite la operación en un cuadrante. Retomando el semiconversor monofásico con interruptores S_1 y S_2 de conmutación forzada. En este caso, el interruptor S_1 se activa en $\omega t = (\pi - \beta)/2$ y se desactiva en $\omega t = (\pi + \beta)/2$. El interruptor S_2 se activa en $\omega t = (3\pi - \beta)/2$ y se desactiva en $\omega t = (3\pi + \beta)/2$. La tensión de salida es controlada por la variación del *ángulo de conducción* β . Las señales de compuerta se generan al realizar la comparación de una semisenoidal con una señal dc. En la figura 2.11 se pueden apreciar las formas de onda de tensión de entrada, tensión de salida, de la corriente de entrada y las corrientes a través de los interruptores. (Rashid, 1995)

La tensión promedio de salida se obtiene a partir de:

$$V_{dc} = \frac{2}{2\pi} \int_{(\pi-\beta)/2}^{(\pi+\beta)/2} V_m \sin \omega t \cdot d(\omega t) = \frac{2V_m}{\pi} \sin \frac{\beta}{2} \quad (2.14)$$

Se puede variar V_{dc} desde $2V_m/\pi$ hasta 0, por medio de la variación del ángulo β desde π hasta 0. Además, la tensión rms de salida está dada por:

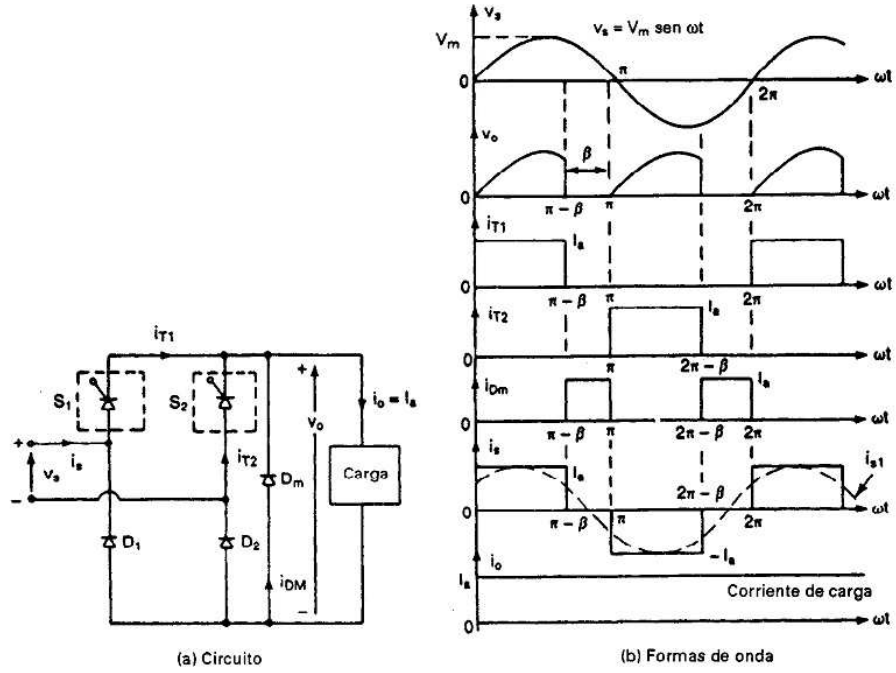


Figura 2.10: Semiconvertidor monofásico de conmutación forzada. (Rashid, 1995)

$$\begin{aligned}
 V_{rms} &= \left[\frac{2}{2\pi} \int_{(\pi-\beta)/2}^{(\pi+\beta)/2} V_m^2 \sin^2 \omega t \cdot d(\omega t) \right]^{\frac{1}{2}} \\
 &= \frac{V_m}{\sqrt{2}} \left[\frac{1}{\pi} (\beta + \sin \beta) \right]^{\frac{1}{2}}
 \end{aligned} \quad (2.15)$$

Control por modulación del ancho de pulso: En el control por modulación del ancho de pulso (PWM), los conmutadores del convertidor se cierran y abren varias veces durante cada medio ciclo, la tensión de salida se cambia variando el ancho de los pulsos. Las señales de compuerta se generan comparando una onda triangular con una señal de corriente continua. (Rashid, 1995)

Si el pulso de orden m inicia en $\omega t = \alpha_m$ y su ancho es δ_m , la tensión promedio de salida debido a un número p de pulsos se encuentra a partir de:

$$\begin{aligned}
V_{dc} &= \sum_{m=1}^p \left[\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m + \delta_m} V_m \sin \omega t \cdot d(\omega t) \right] \\
&= \frac{V_m}{\pi} \sum_{m=1}^p [\cos \alpha_m - \cos (\alpha_m + \delta_m)]
\end{aligned} \tag{2.16}$$

La corriente instantánea de entrada se puede expresar por medio de la siguiente serie de Fourier

$$i_s(t) = I_{dc} + \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \tag{2.17}$$

Debido a la simetría de la onda de la corriente de entrada, no existirán armónicas pares e I_{dc} deberá ser cero. Los coeficientes de la ecuación (2.17) son:

$$\begin{aligned}
a_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) \cos n\omega t \cdot d(\omega t) \\
&= \sum_{m=1}^p \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m + \delta_m} I_a \cos n\omega t \cdot d(\omega t) - \frac{1}{\pi} \int_{\pi + \alpha_m}^{\pi + \alpha_m + \delta_m} I_a \cos n\omega t \cdot d(\omega t) \right] = 0
\end{aligned} \tag{2.18}$$

$$\begin{aligned}
b_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} i_s(t) \sin n\omega t \cdot d(\omega t) \\
&= \sum_{m=1}^p \left[\frac{1}{\pi} \int_{\alpha_m}^{\alpha_m + \delta_m} I_a \sin n\omega t \cdot d(\omega t) - \frac{1}{\pi} \int_{\pi + \alpha_m}^{\pi + \alpha_m + \delta_m} I_a \sin n\omega t \cdot d(\omega t) \right] \\
&= \frac{2I_a}{n\pi} \sum_{m=1}^p [\cos n\alpha_m - \cos n(\alpha_m + \delta_m)] \text{ para } n = 1, 3, 5, \dots
\end{aligned} \tag{2.19}$$

Entonces la ecuación (2.17) se puede reescribir de la siguiente manera:

$$i_s(t) = \sum_{n=1,3,\dots}^{\infty} \sqrt{2} I_n \sin (n\omega t + \phi_n) \tag{2.20}$$

donde $\phi_n = \tan^{-1}(a_n/b_n) = 0$ e $I_n = (a_n^2 + b_n^2)^{\frac{1}{2}}/\sqrt{2} = b_n/\sqrt{2}$.

Modulación senoidal del ancho de pulso: Con el fin de controlar la tensión de salida se puede variar el ancho de los pulsos. Si existen p pulsos de igual ancho por cada medio ciclo, el ancho máximo de un pulso es π/p . Sin embargo, el ancho de los pulsos puede ser diferente. Es por esto que se puede

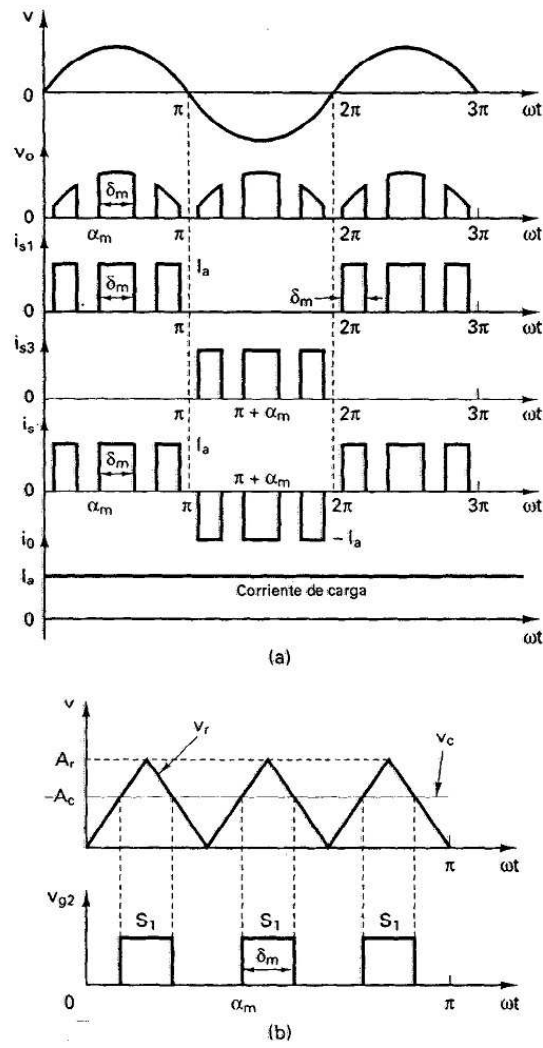


Figura 2.12: Control por modulación de ancho de pulso. (Rashid, 1995)

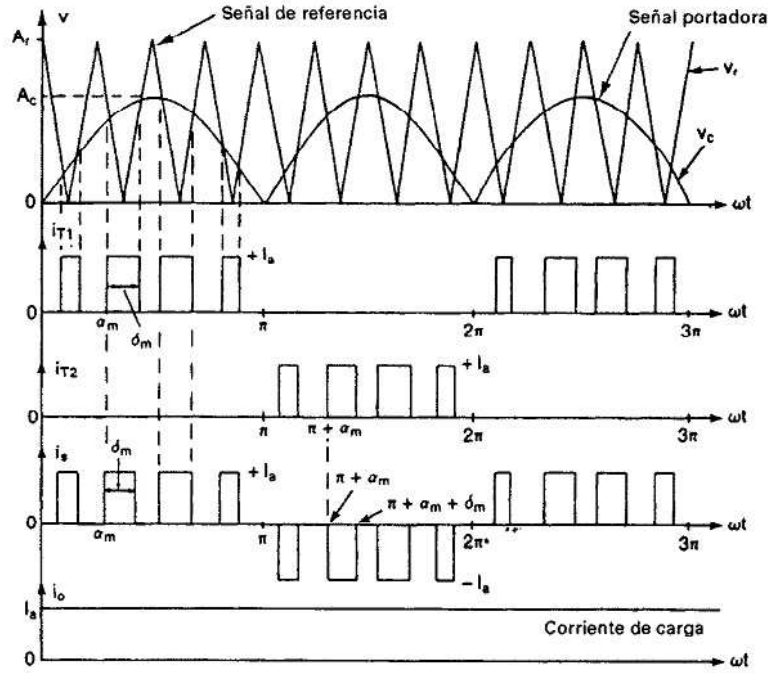


Figura 2.13: Control senoidal del ancho de pulso. (Rashid, 1995)

seleccionar el ancho de los pulsos con el fin de eliminar ciertas armónicas y para ello existen varios métodos, pero el más común es la modulación senoidal del ancho de pulso (SPWM). En el control senoidal PWM, como se muestra en la figura 2.13, los anchos de pulso son generados por medio de la comparación una tensión triangular de referencia v_r de amplitud A_r y frecuencia f_r , con una tensión semisenoidal portador v_c de amplitud variable A_c y de frecuencia $2f_s$. v_c está en fase con la tensión de entrada v_s y tiene dos veces la frecuencia de alimentación f_s . El ancho de los pulsos y la tensión de salida varía al modificar la amplitud A_c o el índice de modulación M desde 0 hasta 1. (Rashid, 1995)

El índice de modulación se define como:

$$M = A_c/A_r \quad (2.21)$$

2.4 Motores DC

Los motores eléctricos son máquinas que convierten la energía eléctrica en energía mecánica. En esta sección se estudiará, de forma general, los motores

cuya alimentación proviene de una fuente de corriente continua.

La máquina de corriente continua necesita de una corriente de campo para crear el campo magnético de excitación. Dicho devanado se llama *devanado de campo o inductor* y se encuentra en el estator para lograr un comportamiento constante. El estator es la parte fija del motor. (Valverde, 2013b)

El rotor, del motor de corriente continua, está hecho de acero laminado y está formado por el *circuito de armadura o inducido*. Aquí se encuentra el *colector* de delgas o conmutador, el cual se encarga de la acción rectificadora que permite una corriente continua entre las escobillas. Dicha rectificación es necesaria ya que dentro de la máquina circulan corrientes alternas. (Valverde, 2013c)

Según Valverde (2013a), la relación entre la tensión inducida (contra-electromotriz) y la tensión en terminales está dada por la siguiente ecuación:

$$V_a = E_a + I_a R_a \quad (2.22)$$

Además, de acuerdo con Chapman (2000), la fuerza contra-electromotriz o tensión interna es proporcional al flujo y la velocidad de rotación de la máquina, tal y como se muestra a continuación:

$$E_a = K \phi \omega \quad (2.23)$$

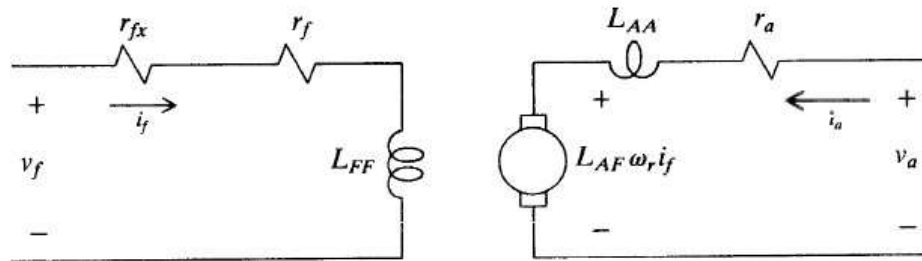
Y el par inducido desarrollado por la máquina está dado por:

$$\tau_{ind} = K I_A \phi \quad (2.24)$$

El motor de corriente continua puede conectarse en autoexcitación o excitación independiente. De acuerdo con Valverde (2013b), una máquina que provee su propia excitación, es posible sólo si sus piezas de polos de campo tienen retenido una pequeña cantidad de flujo o magnetismo remanente. Por otro lado, las máquinas con excitación independiente son aquellas en las que el circuito de armadura y el circuito de campo se alimentan de dos fuentes de energía independientes. En la figura 2.14 se puede apreciar este tipo de excitación, la cual es importante ya que esta es la forma que se utilizará para regular la velocidad del motor mediante la variación de la tensión de armadura, esto se estudiará más a detalle en la siguiente sección.

Dentro de los motores autoexcitados, se pueden encontrar las siguientes configuraciones: motores con excitación serie, paralela y compuesta.

Motor excitación serie: El devanado de campo se encuentra conectado en serie con el devanado de armadura. Por tanto, la corriente que fluye en ambos devanados es la misma. En la figura 2.15 se puede observar la conexión con excitación serie para el motor. Este tipo de motor desarrolla un par alto. Pero presenta la desventaja de variar mucho la velocidad al variar la carga



r_{fx} es la resistencia externa para controlar I_f , a esta resistencia se le conoce como reóstato de campo.

Figura 2.14: Conexión excitación independiente del motor dc. (Valverde, 2013b)

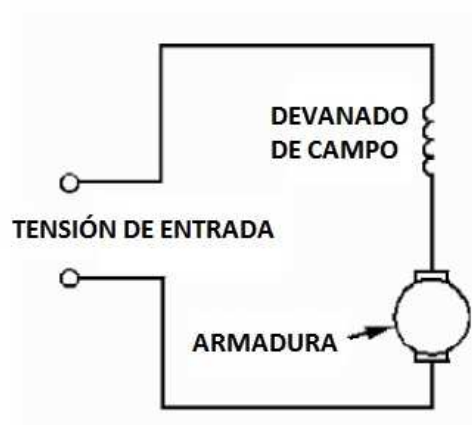


Figura 2.15: Conexión excitación serie del motor dc. (Valverde, 2013a)

mecánica. De tal forma, que cuando el motor serie no posee carga, puede llegar a velocidades muy altas que ponen en peligro el uso del motor. Es importante saber que a medida que aumenta la carga, la corriente de armadura y campo aumenta también. Lo cual implica una reducción de la velocidad, caso contrario cuando el motor está en vacío. (Valverde, 2013a)

Motor excitación paralela (Shunt): El devanado de campo se encuentra conectado en paralelo con la carga y en paralelo con el circuito de armadura. Lo que significa que la tensión de armadura es la misma que la tensión en las terminales del devanado de campo. La conexión del motor dc con excitación

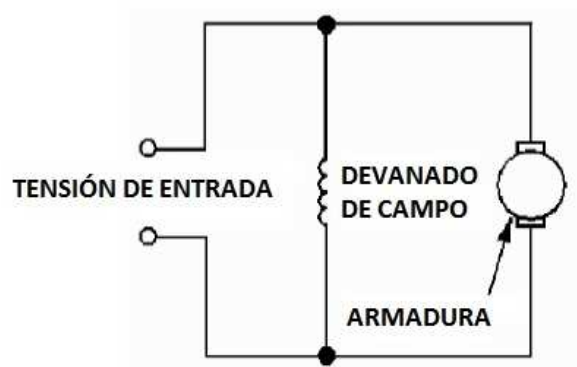


Figura 2.16: Conexión excitación paralelo del motor dc. (Valverde, 2013a)

en paralelo se puede apreciar en la figura 2.16. (Valverde, 2013a)

En esta configuración, una vez que se ajusta la velocidad, prácticamente se mantiene constante bajo condiciones de carga variables. Una tensión que es constante en el devanado de campo, hace independientes las variaciones del circuito de armadura. (Valverde, 2013a)

El aumento de carga requiere de un aumento de la corriente de armadura, lo que implica una pequeña reducción en la fuerza contraelectromotriz, la cual se da debido a la disminución de la velocidad. (Valverde, 2013a)

Motor excitación compuesta: Esta configuración posee dos bobinados inductores, uno de ellos se conecta en serie con el circuito de armadura y el otro se conecta en paralelo, tal y como se muestra en la figura 2.17. Este motor se vale del devanado paralelo para dar una velocidad casi constante, pero al mismo tiempo entrega un par alto debido al devanado serie. Las características del motor con excitación compuesta están comprendidas entre las del motor de derivación (paralelo) y las del motor en serie. (Valverde, 2013a)

Características de los motores DC

Según Aguilar (2010), los motores de corriente directa poseen características variables, pueden proporcionar un alto par de arranque y también permiten el control de velocidad en un amplio rango de valores. Por estas razones, son útiles para todas aquellas aplicaciones en las que se requiere:

- Grandes variaciones de velocidad
- Cambios o inversiones rápidas de la marcha
- Control automático de pares y velocidad

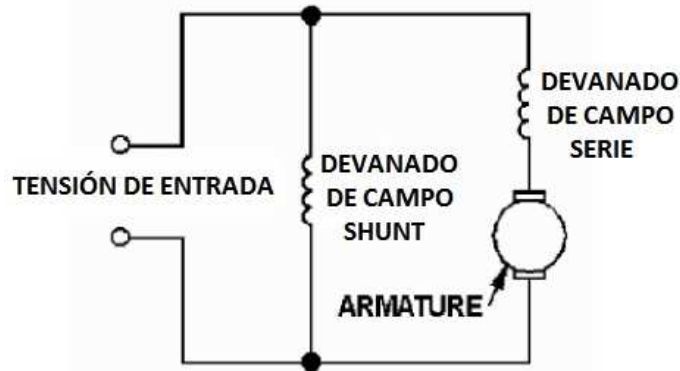


Figura 2.17: Conexión excitación compuesta del motor dc. (Valverde, 2013a)

Para este tipo de motores, los métodos de control de velocidad son más simples y menos costosos que los utilizados para los motores de corriente alterna. Sin embargo, debido a los conmutadores, los motores de cd no son adecuados para aplicaciones de alta velocidad y requieren más mantenimiento que los motores de ca.

2.5 Propulsores monofásicos para motores DC

De acuerdo con Rashid (1995), si se conecta el circuito de armadura, del motor dc, a la salida del rectificador monofásico controlado, se puede variar la tensión de armadura con sólo cambiar el ángulo de retraso del convertidor α_a . Comúnmente se conecta un inductor suavizador L_m en serie con el circuito de armadura, con tal de reducir la componente ondulatoria de la corriente a una magnitud aceptable.

Además, al circuito de campo también se le conecta un convertidor, para controlar la corriente de campo por medio de la variación del ángulo de retraso α_f . Para ello se puede utilizar un convertidor de medio puente o de puente completo, pero es preferible un convertidor completo, ya que puede reducir la corriente de campo mucho más rápido, debido a la capacidad de inversión de tensión. Tal y como se muestra en la figura 2.18, muchas veces para operar el motor de una manera específica, se utilizan contactores para la inversión del circuito de armadura o del circuito de campo. (Rashid, 1995)

Dependiendo del tipo de convertidor monofásico, los propulsores se clasifican en:

1. Propulsores de convertidor de media onda monofásico

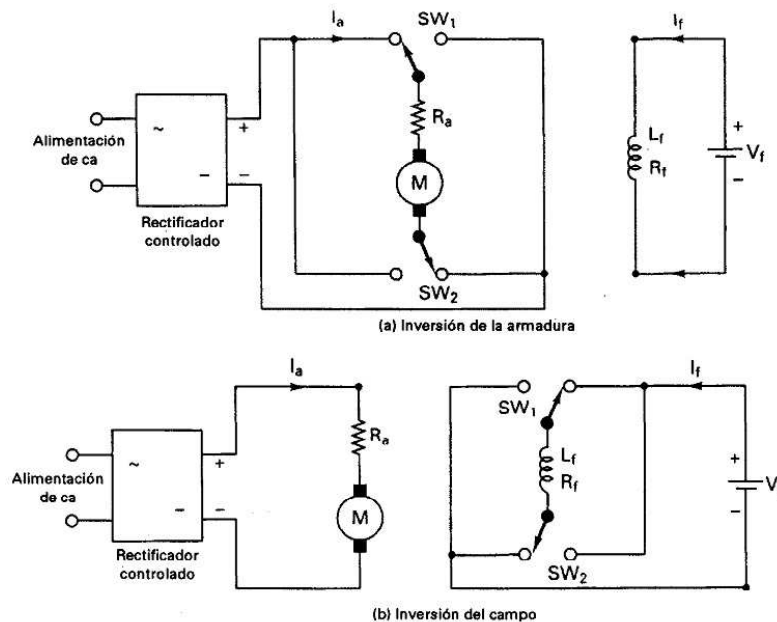


Figura 2.18: Inversión del campo y de la armadura utilizando contactores. (Rashid, 1995)

2. Propulsores de semiconvertidor monofásico
3. Propulsores de convertidor completo monofásico
4. Propulsores de convertidor dual monofásico

A continuación se indagará en los diferentes tipos de propulsores.

Propulsores de convertidor de media onda monofásico

En este tipo de propulsión se alimenta al motor dc con un convertidor de media onda monofásico, tal y como se aprecia en la figura 2.19. La corriente de armadura es normalmente discontinua a menos que el circuito de armadura se conecte a un inductor muy grande. Para un motor dc con carga y propulsión en un cuadrante, será siempre necesario colocar un diodo de marcha libre. Para este propulsor, las aplicaciones quedan limitadas a potencias de $1/2kW$. (Rashid, 1995)

El convertidor para el circuito de campo puede ser un semiconvertidor. Un convertidor de media onda en el circuito de campo aumentaría las pérdidas

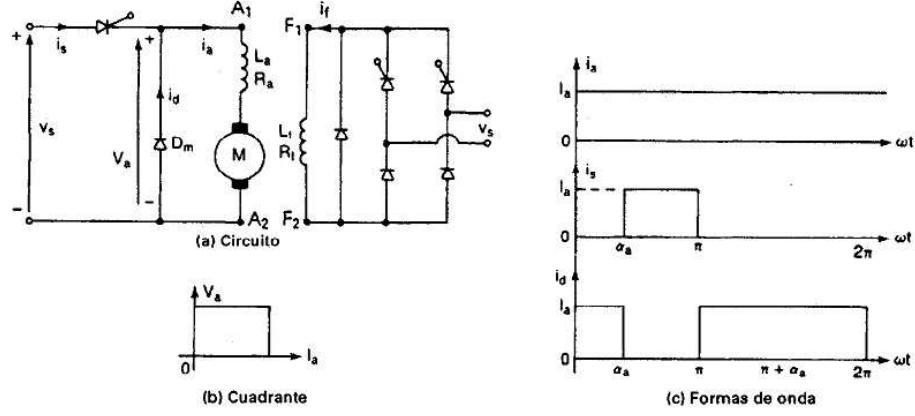


Figura 2.19: Propulsor con convertidor de media onda monofásico. (Rashid, 1995)

magnéticas del motor, a causa del alto contenido de componentes ondulatorias de la corriente de excitación. (Rashid, 1995)

Utilizando un convertidor de media onda monofásico en el circuito de armadura, la tensión promedio de armadura V_a será:

$$V_a = \frac{V_m}{2\pi} (1 + \cos \alpha_a) \text{ para } 0 \leq \alpha_a \leq \pi \quad (2.25)$$

donde V_m es la tensión pico de alimentación ac. Utilizando un semiconvertidor en el circuito de campo, la tensión promedio de campo es:

$$V_f = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha_f) \text{ para } 0 \leq \alpha_f \leq \pi \quad (2.26)$$

Propulsores de semiconvertidor monofásico

Según Rashid (1995), para este tipo de propulsión las aplicaciones están limitadas hasta los 15 kW. Es un propulsor de un cuadrante.

En el circuito de armadura se conecta un semiconvertidor monofásico, la tensión promedio de armadura es entonces:

$$V_a = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha_a) \text{ para } 0 \leq \alpha_a \leq \pi \quad (2.27)$$

En el circuito de campo se conecta un semiconvertidor. Por tanto, la tensión promedio de campo es:

$$V_f = \frac{V_m}{\pi} (1 + \cos \alpha_f) \text{ para } 0 \leq \alpha_f \leq \pi \quad (2.28)$$

Propulsores de convertidor completo monofásico

En la figura 2.20 se puede ver como la tensión de armadura se hace variar por medio de un convertidor de onda completa monofásico conectado a su circuito. Este tipo de propulsor puede trabajar en dos cuadrantes y se limita a aplicaciones de hasta 15 kW. El convertidor de armadura da $+V_a$ o $-V_a$ y permite la operación en el primer y cuarto cuadrante. Durante la regeneración para la inversión del flujo de potencia, la fuerza contraelectromotriz del motor se puede revertir si se invierte la excitación de campo. (Rashid, 1995)

El convertidor del circuito de campo puede ser un convertidor semicompleto, completo o dual. La inversión de la armadura o del campo permite la operación en el segundo y tercer cuadrante. (Rashid, 1995)

Conectando un convertidor de onda completa monofásico en el circuito de armadura, la tensión promedio de armadura es:

$$V_a = \frac{2V_m}{\pi} (\cos \alpha_a) \text{ para } 0 \leq \alpha_a \leq \pi \quad (2.29)$$

Con un convertidor completo monofásico en el circuito de campo, la ecuación para la tensión promedio de campo es:

$$V_f = \frac{2V_m}{\pi} (\cos \alpha_f) \text{ para } 0 \leq \alpha_f \leq \pi \quad (2.30)$$

Propulsores de convertidor dual monofásico

Dos convertidores de onda completa se conectan al circuito de armadura, tal y como se muestra en la figura 2.21. O el convertidor 1 opera para alimentar una tensión positiva al circuito de armadura, V_a , o el convertidor 2 opera para alimentar una tensión de armadura negativa, $-V_a$. El primer convertidor permite la operación en el primer y cuarto cuadrantes. El segundo convertidor proporciona la operación en el segundo y tercer cuadrante. Lo cual significa que esta es una propulsión en cuatro cuadrantes que permite cuatro modos de operación: potencia motora hacia adelante, frenado hacia adelante (regeneración), potencia motora hacia atrás y frenado invertido (regeneración). Este propulsor está limitado para aplicaciones de hasta 15 kW. El convertidor de campo puede ser de onda completa, un semiconvertidor o un convertidor dual. (Rashid, 1995)

Tomando en cuenta que el convertidor 1 opera con un ángulo de retraso de α_a1 , la tensión de armadura es:

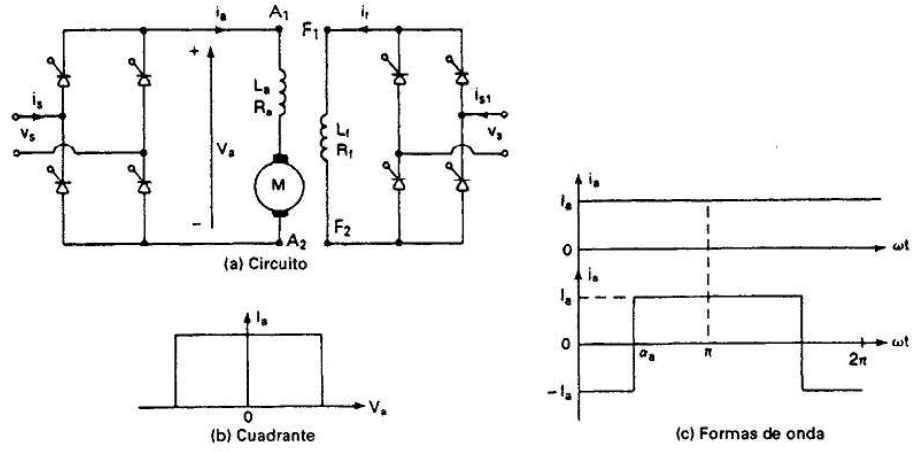


Figura 2.20: Propulsor con convertidor monofásico completo. (Rashid, 1995)

$$V_a = \frac{2V_m}{\pi} (\cos \alpha_{a1}) \text{ para } 0 \leq \alpha_{a1} \leq \pi \quad (2.31)$$

Si el convertidor 2 opera con un ángulo de retraso de α_{a2} , la tensión de armadura es:

$$V_a = \frac{2V_m}{\pi} (\cos \alpha_{a2}) \text{ para } 0 \leq \alpha_{a2} \leq \pi \quad (2.32)$$

donde $\alpha_{a2} = \pi - \alpha_{a1}$. Utilizando un convertidor completo en el circuito de campo, la tensión promedio de campo es:

$$V_f = \frac{2V_m}{\pi} (\cos \alpha_f) \text{ para } 0 \leq \alpha_f \leq \pi \quad (2.33)$$

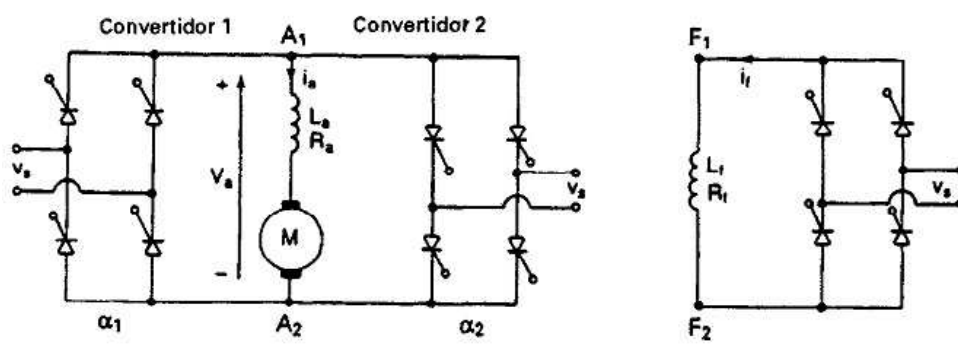


Figura 2.21: Propulsor con convertidor monofásico dual. (Rashid, 1995)

3 Diseño

En este capítulo se muestran los diseños para el control de velocidad y giro del motor DC a base de electrónica de potencia. Para tal fin, un convertidor, de corriente alterna a corriente directa, conformado por tiristores será el encargado de variar la tensión en los terminales del motor y de este modo variar su velocidad. Para poder lograr la variación de tensión, a la salida del convertidor, se deben controlar los pulsos que entran a la patilla de compuerta de cada tiristor. A continuación se muestran algunos de los aspectos importantes, considerados en el diseño, para la delimitación del mismo:

- El motor a controlar es un motor DC de imanes permanentes de 12Vdc
- La alimentación ac, a la entrada del convertidor, es monofásica y reducida de 120 Vac a 14 Vac por medio de un transformador.
- El propulsor de dc a diseñar es el propulsor de convertidor completo monofásico.

Retomando la parte teórica del convertidor completo monofásico, durante el medio ciclo positivo de la onda de entrada, los tiristores T_1 y T_2 estarán polarizados directamente y deberán recibir un disparo en sus compuertas en el momento $\omega t = \alpha$. Luego, durante el medio ciclo negativo de la tensión de entrada, los tiristores T_3 y T_4 estarán polarizados directamente y éstos deberán recibir un disparo en sus compuertas en $\omega t = \pi + \alpha$. En la figura 3.1 se puede observar como están dispuestos los tiristores en el circuito propulsor de dc.

El valor de α es el que define el momento en el que se da cada uno de los disparos en las compuertas de los tiristores y determina, además, el nivel de tensión dc a la salida del convertidor. Por este motivo, que los disparos a los tiristores se den en los momentos adecuados es de suma importancia y el punto de partida para realizar el diseño del control de velocidad y giro del motor dc.

Como primer punto, se ha diseñado una fuente fija de corriente directa de 5V para alimentar los circuitos electrónicos que lo requieran. El circuito diseñado para la fuente consiste en una rectificación de onda completa de la tensión de entrada (14 Vac, 60 Hz) y el filtrado de la misma. Para lograr una tensión fija de 5 Vdc, se utiliza un regulador de tensión. En las figuras 3.2 y 3.3, se pueden apreciar el circuito y la gráfica de resultado de la fuente fija de 5 Vdc respectivamente.

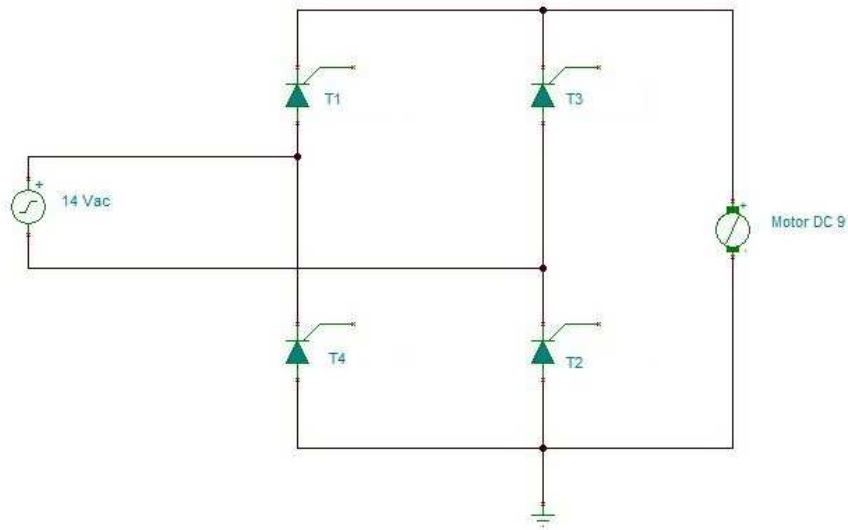


Figura 3.1: Propulsor de dc con convertidor completo monofásico

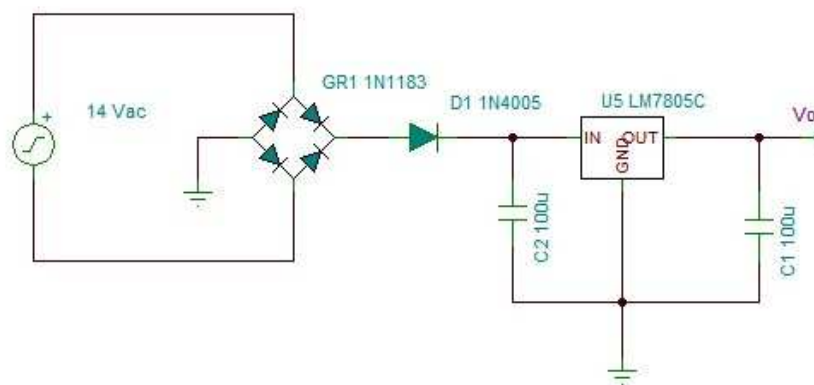


Figura 3.2: Circuito fuente fija de 5 Vdc

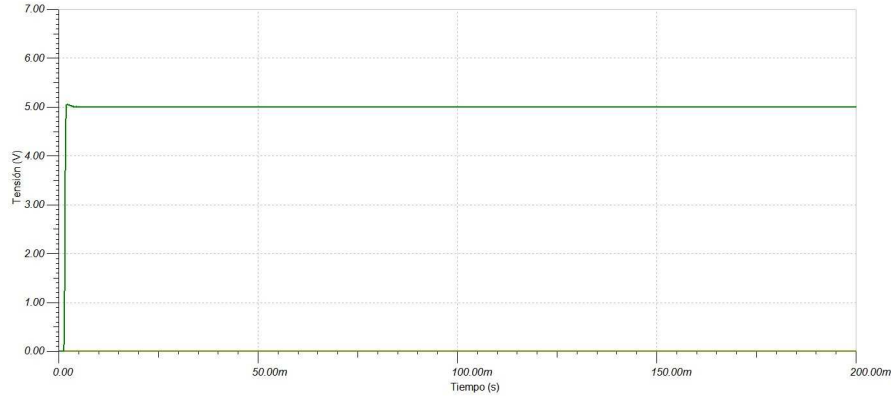


Figura 3.3: Gráfica fuente fija de 5 Vdc

Como segundo punto, se diseñó un circuito para determinar el momento del semiciclo positivo de la onda sinusoidal de entrada. Este circuito tiene a su salida una señal cuadrada, el tiempo en alto de dicha señal indica el semiciclo positivo de la onda seno de entrada. Para lograr la señal cuadrada de salida, se tomó la señal de rectificación de media onda, proveniente del puente de diodos que se encuentra en el circuito de la fuente dc, y mediante el uso de un amplificador operacional LM358, configurado como comparador, se realizó la comparación de dicha señal con un nivel tensión de referencia igual a cero. Este circuito es necesario para determinar el momento de los disparos de cada par de tiristores, ya que los tiristores T_1 y T_2 sólo deben dispararse en el semiciclo positivo y los tiristores T_3 y T_4 en el semiciclo negativo de la señal sinusoidal de entrada. Este circuito servirá como la señal de entrada en la etapa del circuito de control que se encarga de la generación de los disparos a los tiristores. En la figura 3.4 se aprecia el circuito de detección de onda positiva y en la figura 3.5 se puede ver la gráfica de detección de onda positiva y la onda sinusoidal de entrada. En ésta última se observa que el valor pico de tensión de la señal cuadrada es aproximadamente 3.5 V.

La señal obtenida para la detección del semiciclo positivo será llevada como señal de entrada a un sistema de control, el cual podrá determinar los disparos de cada par de tiristores y el ángulo α , este ángulo podrá variar de cero a π . El sistema de control a utilizar llamado Arduino, se basa en una plataforma de hardware libre que contiene un microcontrolador ATMEL AVR. Este posee puertos de entradas y salidas. En nuestro caso la entrada sería la señal de onda positiva, y las salidas serían los disparos a los tiristores.

Para realizar la programación del Arduino, se deben indicar cuáles serán sus entradas y cuáles deberán ser sus salidas de acuerdo a dichas entradas. Para este caso en específico se realizó el código presentado en la figura 3.6,

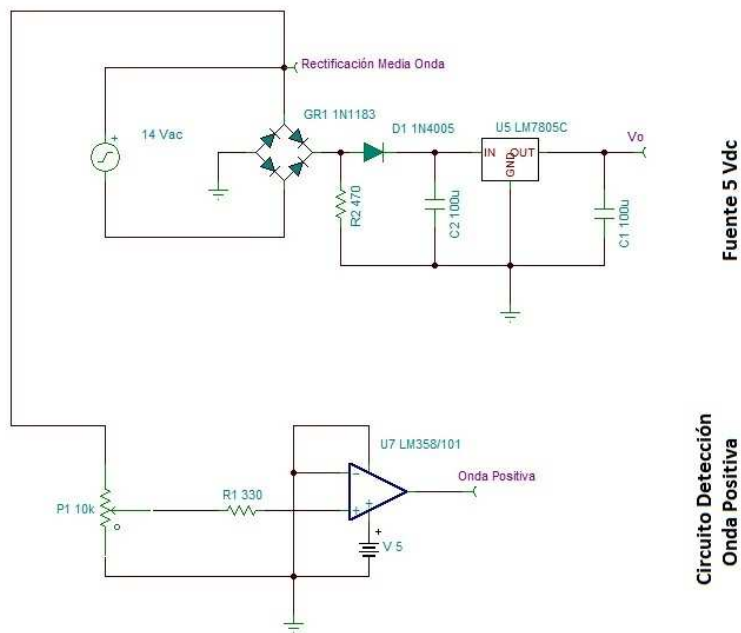


Figura 3.4: Circuito detección de onda positiva

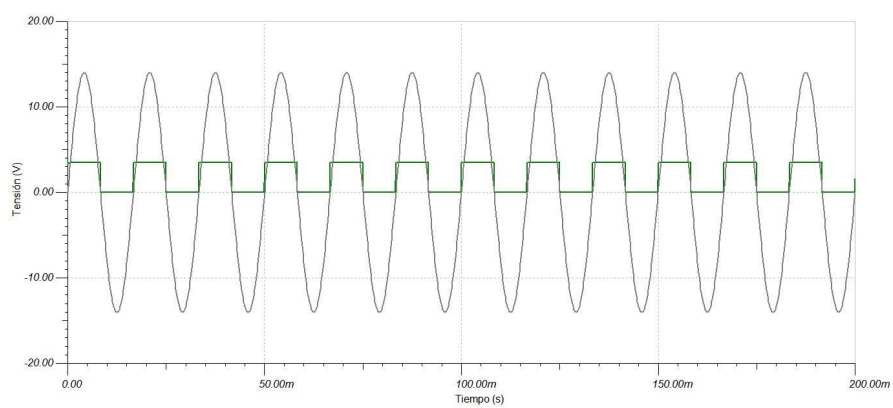


Figura 3.5: Gráfica detección de onda positiva

```

int State;
int lastState;
int Output;
float alpha=4;
int tiempo_activacion_pulso=1;

void setup() {
    pinMode(13, INPUT);
    pinMode(7, OUTPUT);
    pinMode(4, OUTPUT);
}

void loop() {
    //Lectura de señal de entrada
    State= digitalRead(13);
    //Detección de flancos en señal de entrada.
    if (State != lastState){
        if (State==HIGH){
            delay(alpha);
            digitalWrite(7,HIGH);
            delay(tiempo_activacion_pulso);
            digitalWrite(7,LOW);
        }
        if (State==LOW){
            delay(alpha);
            digitalWrite(4,HIGH);
            delay(tiempo_activacion_pulso);
            digitalWrite(4,LOW);
        }
    }
    lastState= State;
}

```

Figura 3.6: Código de programación del arduino

para el control de los disparos de los tiristores. El circuito de control recibe la señal cuadrada, proveniente del detector de onda positiva, en el puerto 13 y se encarga de detectar los flancos crecientes y decrecientes. Cuando encuentra un flanco creciente significa que se está en el semiciclo positivo de la onda seno de entrada; y por tanto, el sistema de control dispara los tiristores T_1 y T_2 por medio de un pulso enviado al puerto 7 después de un tiempo alpha. Lo mismo sucede cuando se detecta un flanco decreciente en la onda cuadrada, la única diferencia reside en que el pulso se envía al puerto 4 y es para activar los tiristores T_3 y T_4 durante el semiciclo negativo de la onda seno de entrada.

Teniendo listos los pulsos para cada tiristor a partir del circuito de control, se debe agregar una etapa de opto-acople para separar eléctricamente los circuitos electrónicos de los circuitos de potencia. En la figura 3.7 se aprecia el circuito para la etapa de opto-acople entre los circuitos electrónicos y el convertidor controlado.

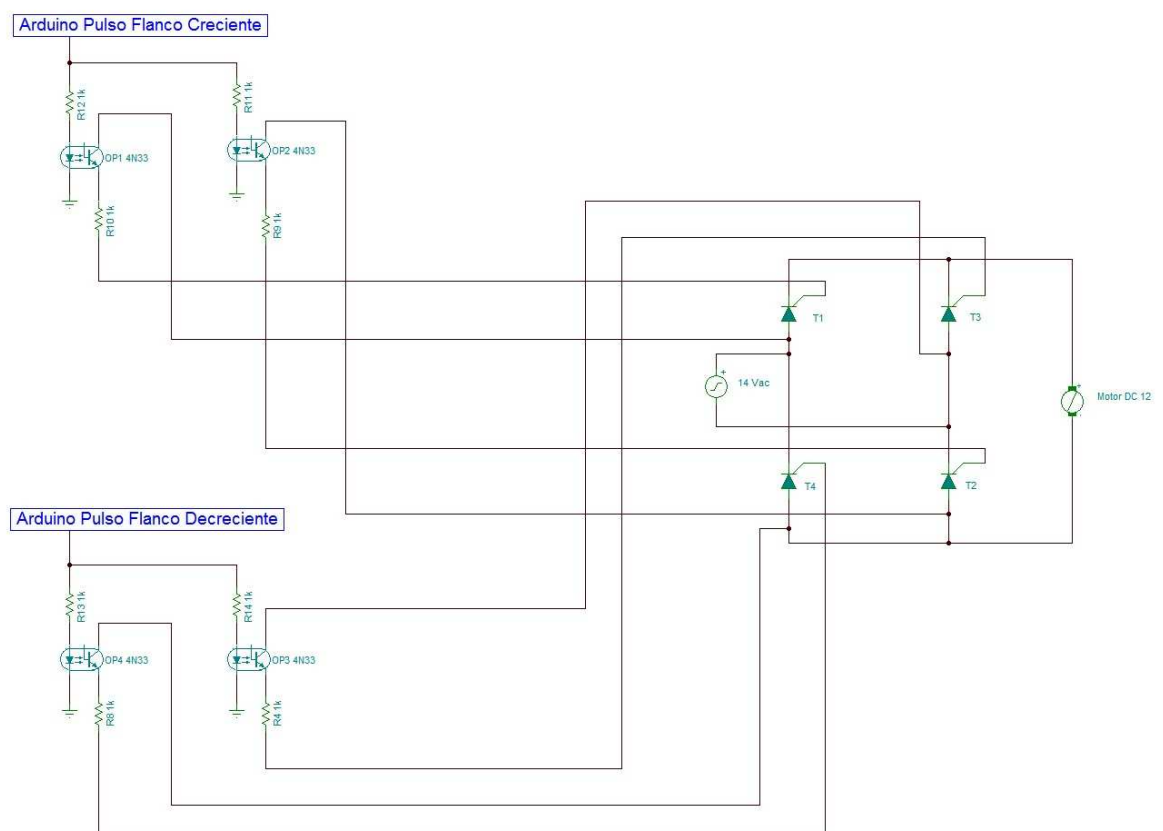


Figura 3.7: Etapa de optoacople

4 Resultados

En este capítulo se presentan los resultados obtenidos a partir de la implementación de los circuitos diseñados. El primero de ellos corresponde a la fuente de 5 Vdc. En la figura 4.1, se observa que la fuente implementada da 4.994 Vdc, el cual es un valor muy aproximado a los 5 Vdc que se deseaban obtener.

El siguiente resultado se obtiene del circuito de detección del semi-ciclo positivo de la señal de entrada. En la figura 4.2. se puede apreciar la señal obtenida, la cual corresponde a una señal cuadrada. Se puede observar que el valor pico de tensión es 3.79 V, el cual cambia un poco con respecto al valor obtenido de las simulaciones, que era 3.5 V. Para fines prácticos, esa pequeña diferencia no afecta la funcionalidad del circuito y este valor es útil para ser llevado como señal de entrada al sistema de control.

En la figura 4.3 se compara la señal del circuito de detección de onda positiva con la señal rectificada de media onda, en la cual se ha eliminado la parte negativa de la onda sinusoidal de entrada. Se puede apreciar que el circuito de detección de semi-ciclo positivo funciona correctamente.

En la figura 4.4 se pueden observar los pulsos, a la salida del Arduino (Puerto 7), para el disparo de los tiristores T_1 y T_2 , en este caso los pulsos

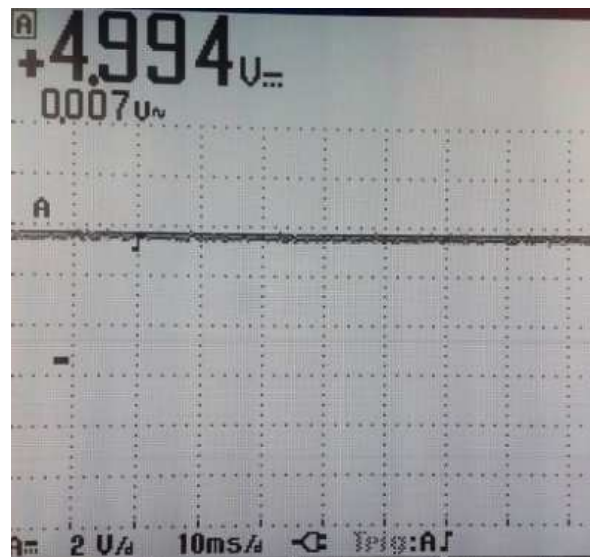


Figura 4.1: Fuente DC implementada

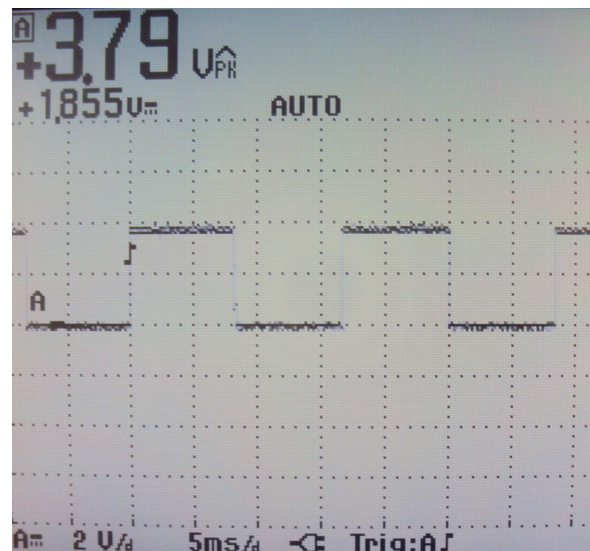


Figura 4.2: Resultado detección de onda positiva

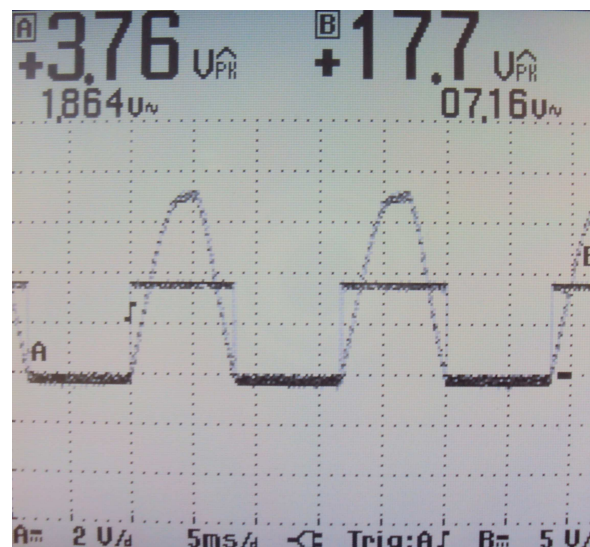


Figura 4.3: Resultado detección de onda positiva con señal de rectificación de media onda

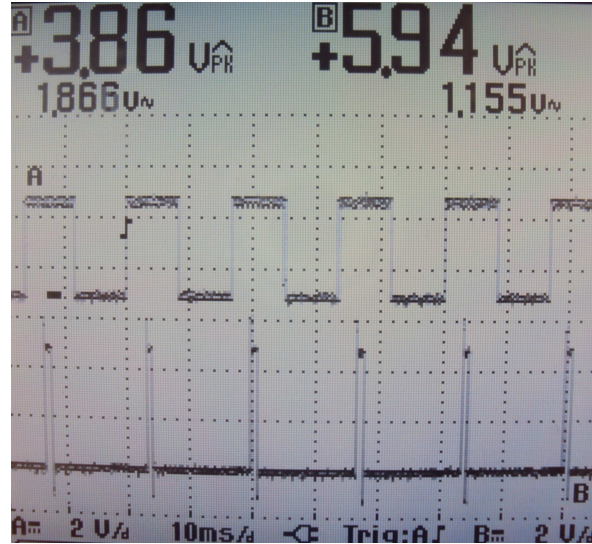


Figura 4.4: Pulsos para los tiristores T_1 y T_2 en el semiciclo positivo

son presentados con la señal cuadrada del circuito de detección de onda positiva, con el fin de que se pueda apreciar que dichos pulsos son desplegados, correctamente, durante ese semi-ciclo positivo.

Para el disparo de los tiristores T_3 y T_4 , en la figura 4.5 se pueden apreciar los pulsos, a la salida del Arduino (Puerto 4). Dichos pulsos se deben dar durante el semi-ciclo negativo para que el convertidor controlado funcione correctamente, por este motivo los pulsos son presentados en conjunto con la señal cuadrada de detección de semi-ciclo positivo, para comprobar que se están dando en los momentos adecuados.

Por otro lado, es importante saber que los valores de α que se ingresan al programa del Arduino para desplegar los pulsos hacia los tiristores, se pueden interpretar de manera porcentual y no como el valor del ángulo en sí. Por ejemplo, el valor de α durante el semi-ciclo positivo puede variar de $\alpha=0$ a $\alpha=7$, donde 0 representa el 0% y 7 representa al 100% de ese semi-ciclo. Por tanto, si se escoge $\alpha=3.5$ estaríamos tratando con el 50

En la figura 4.6 se presenta una tabla con distintos valores de α , que fueron ingresados al programa del Arduino, y los respectivos resultados de tensión DC a la salida del convertidor controlado. También se puede apreciar la gráfica de dichos resultados. Es importante recordar que la tensión a la salida del convertidor varía con respecto a una función que depende del coseno del ángulo α . En la gráfica se aprecia como la tensión trata de comportarse de esa manera, sin embargo no lo cumple fielmente.

Finalmente, en las siguientes figuras 4.7 y 4.8, se pueden apreciar algunos

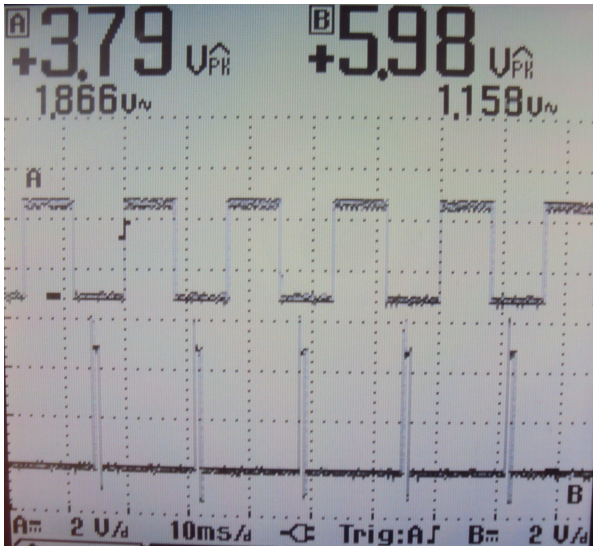


Figura 4.5: Pulsos para los tiristores T_3 y T_4 en el semiciclo negativo

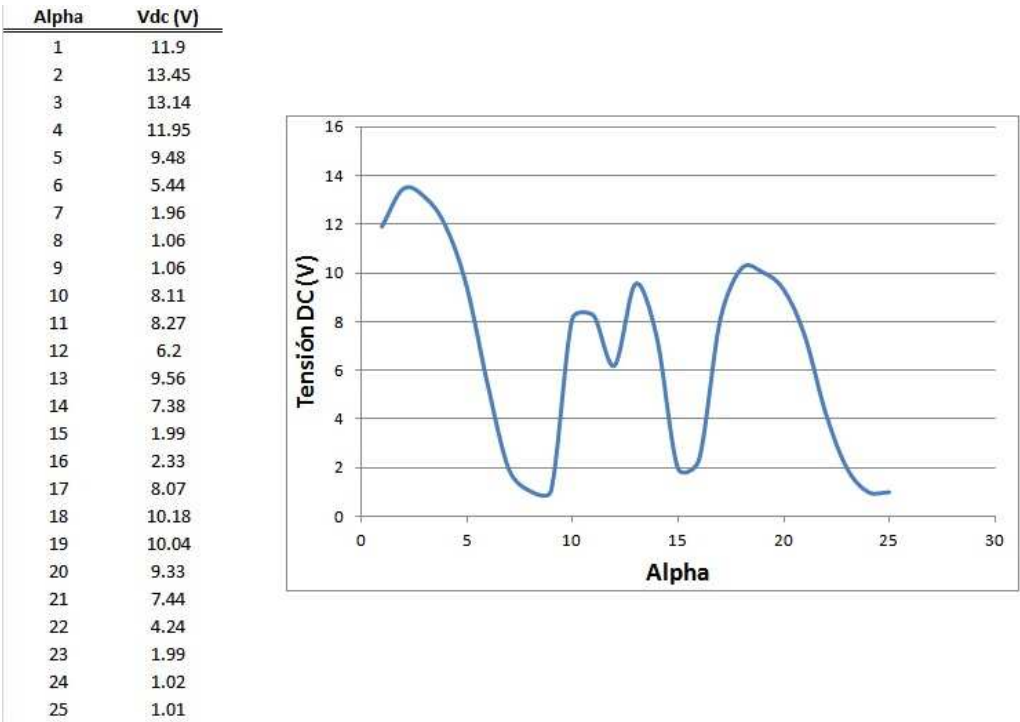


Figura 4.6: Tabla de resultados de tensión DC para distintos valores de alpha y gráfica

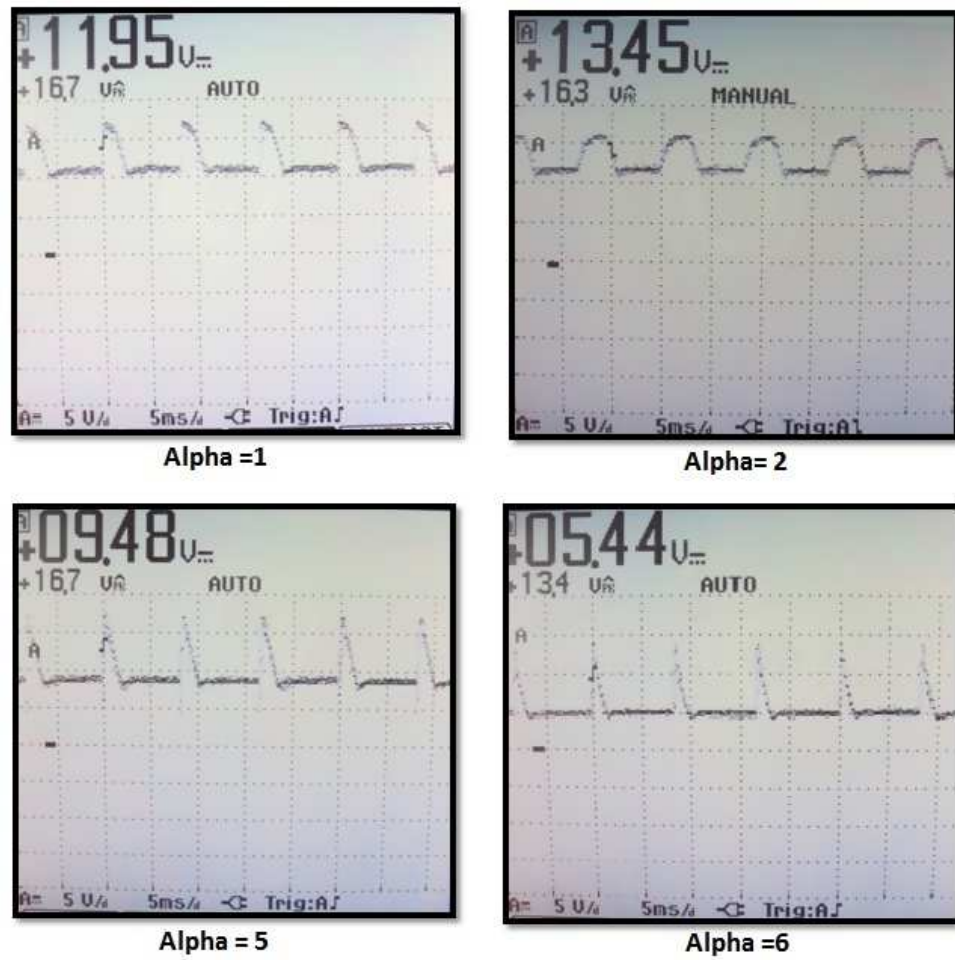


Figura 4.7: Resultados de tensión DC para $\alpha=1, 2, 5$ y 6

de los resultados de tensión DC a la salida del convertidor controlado para distintos valores de α .

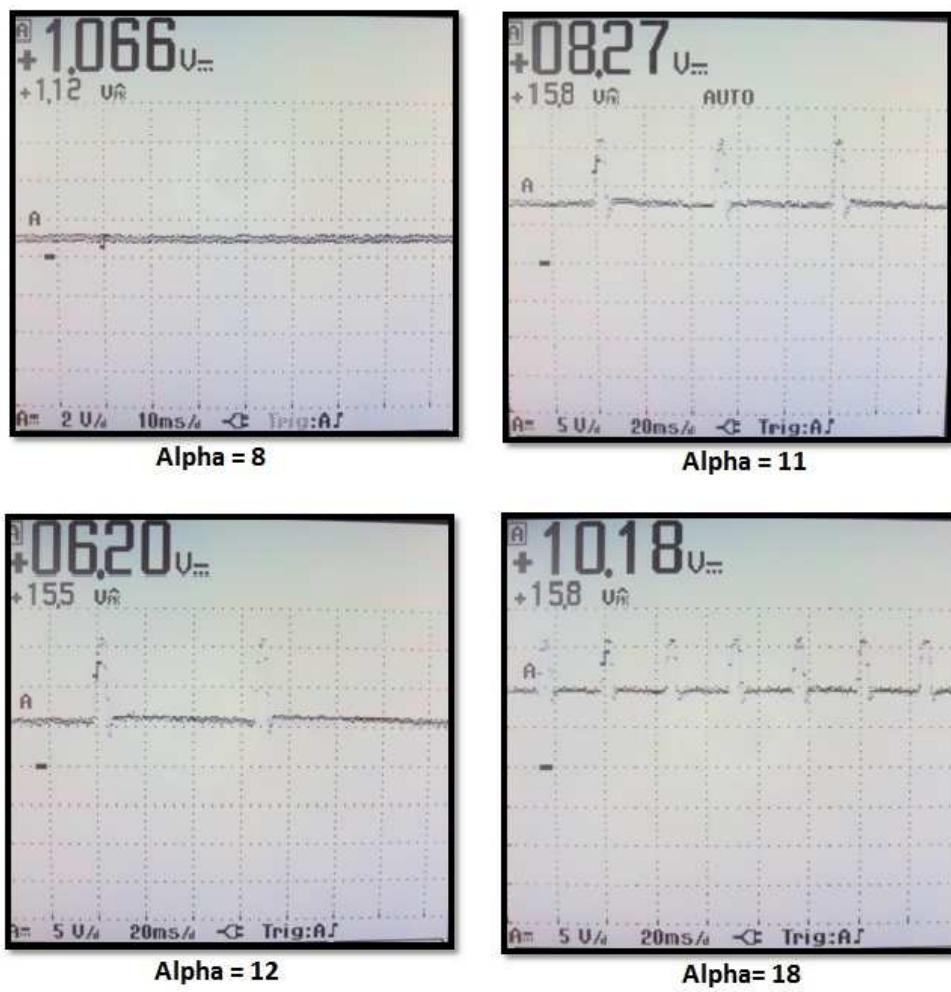


Figura 4.8: Resultados de tensión DC para $\alpha=8, 11, 12$ y 18

5 Conclusiones

- Se estudiaron las diferentes técnicas para el control de la magnitud de una señal de tensión por medio de electrónica de potencia. En este caso, se implementó el propulsor de tensión dc con convertidor monofásico completo.
- Para la inversión de polaridad se encontró que algunos de los convertidores monofásicos trabajan en dos cuadrantes, al igual que el convertidor implementado (Convertidor monofásico completo), puede trabajar con tensión positiva y negativa. A pesar de eso, la corriente siempre es positiva.
- Se comprendió, de acuerdo a las características del motor dc, que para variar la velocidad de éste se debe modificar la tensión de armadura (dentro de los límites permitidos por el motor). Y para cambiar el sentido de giro, se debe cambiar la polaridad de dicha tensión.
- Dentro de las técnicas para el control de velocidad del motor dc, se comprendió que por medio de la variación del ángulo de disparo α , se varía el nivel de tensión y polaridad a la salida del convertidor, variando, de este modo, la velocidad y sentido de giro del motor. Por este motivo, generar los pulsos para cada tiristor en el momento adecuado es de suma importancia para el buen funcionamiento del convertidor controlado.
- Siempre es importante en este tipo de sistemas de control de velocidad de motores, utilizar una etapa de opto-acople para proteger los circuitos electrónicos.

Bibliografía

- Aguilar, A. (2010). Curso para ahorro de energía en motores eléctricos. México DF.
- Chapman, S. J. (2000). *Máquinas eléctricas*. Mc Graw Hill, 3 edición.
- Golcher, L. (2013). Electrónica industrial: Cuaderno de curso. San José, Costa Rica.
- Rashid, M. (1995). *Electrónica de potencia: Circuitos, dispositivos y aplicaciones*. Prentice Hall Hispanoamericana, Naucalpan, México, 2 edición.
- Valverde, G. (2013a). Guía de laboratorio de máquinas eléctricas 2: El motor cc.
- Valverde, G. (2013b). Guía de laboratorio de máquinas eléctricas 2: La máquina cc con excitación independiente.
- Valverde, G. (2013c). Máquinas corriente continua parte 1.

