



**UNIVERSIDAD MICHOACANA DE  
SAN NICOLÁS DE HIDALGO**



**FACULTAD DE INGENIERÍA  
ELÉCTRICA**

**CONTROL DE LA MÁQUINA DE CD Y SINCRONIZACIÓN  
AUTOMÁTICA MEDIANTE MICROCONTROLADOR PIC18F4550 Y  
FUENTE CONMUTADA**

**T E S I S**

**QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE  
INGENIERO EN ELECTRÓNICA**

**PRESENTA**

**C. JOSÉ MIGUEL PALMERÍN ANGUIANO**

**ASESOR DE TESIS**

**M. C. JOSÉ ALBERTO AVALOS GONZÁLEZ**

**MORELIA MICHOACÁN, MÉXICO, OCTUBRE 2011**

# Agradecimientos

Quisiera expresar mis agradecimientos a:

A mis padres que me han apoyado durante todo el transcurso de la carrera, que me han alentado día con día a seguir cumpliendo mis metas.

A los profesores de la facultad de ingeniería eléctrica por haber compartido sus conocimientos durante el transcurso de la carrera.

Al personal del laboratorio de ingeniería eléctrica por la ayuda brindada durante el desarrollo de esta tesis.

Al ingeniero Miguel Roque Vásquez Hernández que durante el transcurso de la carrera y más que nada durante el desarrollo de ésta tesis, siempre estuvo disponible para compartir conmigo sus conocimientos.

# Dedicatoria

A mis padres Ana María y Abel que me han apoyado toda la vida y que me han alentado día con día a seguir adelante.

A mis hermanos Fernando, Epigmenio, Roberto y Patricia que me han apoyado y ayudado siempre que lo he necesitado.

A mi amiga de toda la vida Verónica Bedolla Castro que ha estado conmigo en cada momento, que me ha alentado a continuar aun cuando las cosas parecen imposibles.

# Resumen

En este trabajo de tesis se presenta el diseño y construcción de un módulo para la sincronización automática a la red eléctrica de CFE de una máquina síncrona de 2 KW (220 V, 60 Hz), empleando como primomotor una máquina de Corriente Directa (CD) de la misma capacidad. Por lo tanto se involucró el diseño e implementación de dos módulos de control para la máquina de CD, donde el primero involucra el control del arranque de la máquina mediante el control del voltaje de alimentación del devanado de armadura y el segundo un control de regulación de la velocidad para controlar la frecuencia del generador síncrono, mediante el control de la excitación del devanado de campo de la máquina de CD.

El módulo tiene como base de control un microcontrolador PIC18F4550 y cuenta con 2 fuentes conmutadas para hacer el control de velocidad de la máquina de CD mencionada. Se ha decidido hacer el control mediante fuentes conmutadas puesto que se desea hacer un control más eficiente a los controles manuales clásicos, el módulo debe ser capaz de arrancar la máquina de CD disminuyendo la corriente de pico que caracteriza a los motores de CD en el estado transitorio.

El motor de CD estará acoplado al rotor de una máquina Síncrona la cual será utilizada como generador para posteriormente ser acoplada a la Red Eléctrica de manera automática. Para hacer la sincronización automática del generador con la Red Eléctrica, el módulo diseñado deberá controlar el voltaje de alimentación en el devanado de campo del generador, de esta manera se controlara el voltaje de generación. Para esto habrá que agregar una tercera fuente conmutada al sistema de control.

El objetivo final del proyecto de tesis es entonces controlar el arranque de la máquina de CD y, controlar los voltajes de alimentación de los devanados de campo tanto de la máquina de CD como de la máquina Síncrona para controlar la frecuencia y el voltaje de generación, finalmente tomando la red de CFE como red infinita, el sistema deberá acoplarse a sus condiciones para realizar la sincronización.

En esta tesis se presentan los conocimientos básicos requeridos para el proyecto, el diseño e implementación de cada sub-modulo requerido y finalmente los resultados del trabajo realizado.

# Contenido

Agradecimientos.....	ii
Dedicatoria.....	iii
Resumen.....	iv
Contenido.....	v
Lista de Figuras.....	viii
Lista de Tablas.....	xi
Lista de Símbolos y Abreviaciones.....	xii
<b>Capítulo 1. Introducción.....</b>	<b>1</b>
1.1 Antecedentes.....	1
1.2 Objetivos.....	3
1.3 Justificación.....	3
1.4 Metodología.....	4
1.5 Contenido de la tesis.....	5
<b>Capítulo 2. Fuentes Conmutadas.....</b>	<b>6</b>
2.1 Introducción.....	6
2.2 Convertidores de CD-CD.....	7
2.3 Reguladores de voltaje lineales.....	9
2.4 Convertidor reductor básico.....	11
2.5 Convertidor reductor Buck.....	12
2.6 Resumen de convertidores básicos.....	18
<b>Capítulo 3. Modelos y Condiciones para la Sincronización del Conjunto Motor de CD y Maquina Síncrona a la Red Eléctrica.....</b>	<b>19</b>
3.1 Introducción.....	19
3.2 Motor de CD.....	21
3.2.1 Acción de las escobillas y del conmutador.....	22

3.2.2 Conexión en derivación y excitación independiente.....	24
3.2.3 Motor de CD sin escobillas.....	31
3.3 Máquina Síncrona.....	31
3.3.1 Motor Síncrono.....	33
3.3.2 Generador Síncrono.....	34
3.3.3 Ángulo delta.....	38
3.4 Sincronización.....	39
3.5 Resumen.....	41
<b>Capítulo 4. Diseño e Implementación de los Módulos y Dispositivos de Control</b>	
<b>Requeridos para la Sincronización.....</b>	<b>42</b>
4.1 Introducción.....	42
4.2 Modulo de control.....	42
4.2.1 Interfaz visual.....	46
4.3 Módulos de acoplamiento óptico.....	47
4.4 Fuentes Conmutadas Diseñadas.....	49
4.4.1 Diseño del convertidor reductor.....	50
4.4.2 Fuente de alimentación principal.....	58
4.5 Módulo de Sincronización.....	60
4.5.1 Sensor para el voltaje de generación.....	64
4.6 Resumen.....	66
<b>Capítulo 5. Pruebas y Resultados.....</b>	<b>67</b>
5.1 Arranque del motor de CD.....	67
5.2 Voltaje y Frecuencia de generación.....	70
5.2.1 Voltaje generado.....	70
5.2.2 Frecuencia generada.....	73
5.3 Sincronización.....	75
5.4 Conclusiones.....	78

<b>Capítulo 6. Conclusiones</b> .....	79
6.1 Conclusiones generales.....	67
6.2 Trabajos futuros.....	81
<b>Apéndice</b> .....	82
A. Programa del microcontrolador.....	81
B. Hojas de datos.....	100
<b>Referencias</b> .....	106

# Lista de Figuras

1.1. Diagrama de bloques.....	4
2.1 Fuente de CD clásica.....	6
2.2 Diagrama de bloques de una fuente conmutada.....	7
2.3 Convertidor Elevador <i>Step up (Boost)</i> .....	8
2.4 Convertidor elevador reductor ( <i>Buck- Boost</i> ).....	9
2.5 Regulador de tensión lineal.....	10
2.6 Convertidor reductor de CD-CD básico.....	11
2.7 Señales de entrada y salida en el convertidor BUCK.....	12
2.8 Convertidor reductor de CD-CD BUCK.....	13
2.9 Señales en el inductor y capacitor.....	15
2.10 Rizado del voltaje de salida.....	15
2.11 Características del convertidor Buck manteniendo $V_s$ fijo.....	17
3.1 Motor de Inducción Monofásico de arranque por capacitor.....	20
3.2 Motor de CD con escobillas.....	21
3.3. Función de las escobillas.....	22
3.4. Diagrama del devanado de armadura.....	23
3.5. Giro de la armadura en sentido horario.....	24
3.6 Conexiones del motor de CD.....	25
3.7 Conexión en derivación.....	26
3.8 Relación par-velocidad de la máquina de CD en estado estable.....	27
3.9 Arranque clásico para motores de CD.....	28
3.10 Conexión en excitación separada.....	29
3.11 Corriente en el arranque de un motor de 5 HP.....	30
3.12 Motor síncrono de alta velocidad.....	32
3.13 Diagrama esquemático de la máquina síncrona monofásica con dos polos.....	33
3.14 Generador bipolar, tetrapolar y conexión en estrella de los devanados.....	34

3.15 Voltaje de generado por una máquina síncrona trifásica.....	35
3.16 Generador trifásico bipolar.....	36
3.17 Descripción del ángulo de carga.....	38
3.18 Módulo de sincronización.....	40
3.19 Conexión del generador.....	40
3.20 Diagrama de bloques del sistema.....	41
4.1 Microcontrolador PIC18f4550.....	43
4.2 Diagrama de bloques del módulo de control.....	44
4.3 Circuito del módulo de control.....	44
4.4 Diagrama esquemático del módulo de control.....	45
4.5 Módulo de Control.....	45
4.6 Conexiones del LCD.....	46
4.7 LCD utilizado en el módulo de control.....	47
4.8 Optoacoplador H11L1.....	47
4.9 Circuito para el aislamiento óptico.....	48
4.10 Diagrama esquemático para el acoplamiento óptico.....	49
4.11 Circuito impreso para el acoplamiento óptico.....	49
4.12 Circuito de la fuente conmutada principal.....	53
4.13 Diagrama esquemático de la fuente conmutada principal.....	54
4.14 Fuente conmutada Principal.....	54
4.15 Fuentes conmutadas secundarias.....	57
4.16 Diagramas del Diodo, IRF e IGBT de las fuentes conmutadas.....	58
4.17 Fuente de alimentación principal.....	58
4.18 Puente rectificador trifásico.....	59
4.19 Circuito sensor de diferencia de voltajes.....	60
4.20 Circuito del módulo de sincronización.....	62
4.21 Diagrama esquemático del modulo de sincronización.....	63
4.22 Módulo de sincronización.....	64
4.23 Circuito para determinar el voltaje de generación.....	65
4.24 Diagrama esquemático circuito para determinar el voltaje generado.....	65

4.25 Módulo diseñado terminado.....	66
5.1 Corriente en estado transitorio.....	68
5.2 Voltaje de alimentación en la armadura.....	68
5.3 Voltaje y Corriente en la armadura durante el arranque.....	69
5.4 Voltaje de generación a partir del establecimiento del motor de CD.....	71
5.5 Comportamiento del voltaje RMS de fase a fase generado.....	72
5.6 Frecuencia generada durante el arranque de la máquina de CD.....	73
5.7 Comportamiento total de la frecuencia.....	73
5.8 Comportamiento del voltaje y frecuencia de generación.....	75
5.9 Comportamiento de la diferencia de voltajes.....	76

# Lista de Tablas

2.1 Convertidores básicos.....	18
5.1 Valores de corriente de pico y voltajes mínimos.....	77

# Lista de Símbolos y Abreviaturas

K	kilo
M	mega
G	giga
<i>M</i>	metros
W	watts
Hz	hertz
€	euro
<i>W-h</i>	watt-hora
<i>G</i>	aceleración de la gravedad
<i>T</i>	tiempo
<i>d/dt</i>	derivada con respecto del tiempo
<i>KD</i>	ganancia derivativa
<i>KI</i>	ganancia integral
<i>KP</i>	ganancia proporcional
$\Omega$	ohms
$\delta$	ángulo de potencia
X	reactancia
R	Resistencia
<i>P</i>	potencia real
<i>B</i>	campo magnético
<i>Fcem</i>	fuerza contraelectromotriz
<i>Fmm</i>	fuerza magnetomotriz
<i>mA</i>	Miliamperios
<i>PWM</i>	modulación de Ancho de Pulso
<i>RMS</i>	raíz media cuadrada
<i>PIC</i>	prefijo usado por microchip para nombrar a su familia de microcontroladores
<i>Vll</i>	voltaje de línea
<i>Vf</i>	voltaje de fase

# Capítulo 1

## Introducción.

El control de motores tanto de inducción como de CD es un tema que ha tenido un gran auge en los últimos años. Con la aparición de dispositivos de electrónica de potencia capaces de controlar cargas elevadas a partir de corrientes o voltajes de control pequeños, se ha facilitado el manejo de motores mediante controladores electrónicos.

En éste trabajo de tesis se presenta el desarrollo de un módulo para hacer control de velocidad de un motor de corriente directa, el cual será utilizado como *primomotor* para mover el rotor de la máquina síncrona la cual será usada como generador, posteriormente el generador será sincronizado de forma automática con la red eléctrica de CFE mediante el uso del microcontrolador PIC18F4550 que controlará la frecuencia y el voltaje generados por la máquina síncrona mediante el control de velocidad de la máquina de CD y el control de la excitación de la máquina síncrona.

En éste primer capítulo se mostrara la forma en que se pretende hacer el control de la máquina de CD y la manera en que se llevara a cabo la sincronización del generador trifásico con la red de eléctrica CFE.

### 1.1 Antecedentes.

La historia de las maquinas eléctricas tiene su origen en los primeros descubrimientos de los principios de inducción alrededor de los años 1800; por Oersted, Gauss, y Faraday. Para 1820 Hans Christian Oersted y Andre Marie Ampere habían descubierto que la corriente eléctrica produce un campo magnético. En 1821 después del descubrimiento del electromagnetismo Michael Faraday realizó un experimento para demostrar, si un cable conduciendo corriente eléctrica producía realmente un campo magnético a su alrededor, en resultado obtuvo el primer motor eléctrico conocido en la historia.

Para el verano de 1831 Joseph Henry había mejorado el motor de Faraday. Henry construyó un dispositivo simple donde la parte móvil era un electroimán recto balanceado en un eje horizontal. Un año después de la demostración del motor de Henry, siguiendo esta

misma analogía, William Sturgeon inventó el conmutador y con esto el primer motor eléctrico de CD rotatorio. El motor de Sturgeon, aun cuando era simple fue el primer motor en proporcionar un movimiento rotatorio continuo y el primero en contener prácticamente todos los elementos de un motor de CD moderno.

Año con año las máquinas eléctricas han ido evolucionando de forma constante. Durante varios años los motores eléctricos han tenido gran impacto en la industria, por décadas los motores de inducción, corriente directa (CD) y síncronos han servido a las necesidades industriales. Hoy en día la máquina de CD es una de las más utilizadas en la industria a pesar de ser más costosas y necesitar un constante mantenimiento para su operación, esto debido a que el principio de control es más sencillo.

Con la aparición de la electrónica de potencia, las fuentes conmutadas y con la evolución de los dispositivos de conmutación como el Transistor de Unión Bipolar (BJT), el Transistor de Efecto de Campo (MOSFET) o el Transistor Bipolar de Compuerta Aislada (IGBT). El control de grandes cantidades de energía es cada día más sencillo y más eficiente, así mismo con la fusión de la electrónica de potencia y la electrónica digital, hoy en día el control de motores es cada vez más eficaz. El uso de microcontroladores, microprocesadores o computadoras para el control de cargas elevadas es algo común en estos días, teniendo como ventajas mayor velocidad de respuesta ante fallas, mayor precisión y suavidad en el control, así como la ventaja de almacenar directamente datos relevantes del sistema.

El desarrollo de ésta tesis es una continuación de un proyecto en el cual se trabajó en colaboración con un compañero de la carrera, el pasante de Ingeniería en Electrónica C. Alejandro Aguilar Arriaga. En el séptimo semestre de nuestra carrera intentamos hacer el control de la máquina de CD para llegar a la sincronización automática y posteriormente diseñar un “*Sincro-Fasor*” basándonos en el microcontrolador PIC18F4550 como medio de control, para aprobar la materia de Microcontroladores II. Por cuestiones de tiempo dicho proyecto no fue concluido por lo cual se ha continuado trabajando con la esperanza de ésta vez poderlo concluir.

## **1.2 Objetivos.**

El objetivo principal de esta tesis es el diseño y elaboración de un módulo para controlar el arranque y la velocidad de un motor de CD (de electroimanes) de 2 KW. Mediante el control de la máquina de CD, el módulo debe ser capaz de controlar la frecuencia y voltaje de generación de la máquina síncrona utilizada como generador y, posteriormente sincronizar de forma automática con la red eléctrica de CFE. El módulo podrá ser utilizado para fines didácticos y de investigación. Una vez concluido el sistema de control se podrá hacer un análisis más complejo, podremos medir el flujo de potencias entre nuestro generador y la red de CFE.

## **1.3 Justificación.**

En la actualidad el manejo de motores en la industria es algo cotidiano, la máquina de Corriente Directa a pesar de ser uno de los motores de mayor costo debido al constante mantenimiento que requiere, sigue siendo uno de los motores más utilizados. La razón por la cual este tipo de motor a pesar de las desventajas de los costes sigue siendo tan utilizado, es por la facilidad de controlar tanto el par como la velocidad. La forma de variar la velocidad de la máquina de CD es haciendo control directo del voltaje de alimentación en la armadura o en el devanado de campo. Sin embargo la manera cotidiana de hacer control de velocidad y arranque del motor de CD sigue siendo muy ineficiente (arranque por resistencias y variación manual del voltaje entre devanados).

Mediante la fusión entre la electrónica de potencia y la electrónica digital, es posible desarrollar fuentes conmutadas que soporten cargas de corriente muy elevadas, así como tener control de fuentes variables de valores altos de voltaje. De esta manera es posible sustituir el clásico arranque por resistencias de la Máquina de CD, por un arranque mediante una fuente de voltaje variable automática.

Otro aspecto importante es que puede darse seguimiento para hacer análisis en diferentes áreas de interés en nuestra Facultad, puesto que el módulo no solo nos proporciona el control de Motores. Este trabajo de tesis desarrolla uniendo conocimientos de distintas áreas interés para un ingeniero en electrónica, como son las ramas de Electrónica de potencia, Microcontroladores, Control, Instrumentación y Máquinas eléctricas. Sería interesante dar seguimiento al proyecto y a otros más de este tipo para dar

crecimiento al área de Electrónica de Potencia dentro de nuestra Facultad, un área interesante la cual aun deja mucho que desear dentro de la Facultad de Ingeniería Eléctrica.

## 1.4 Metodología.

El motor que se utilizara como *primomotor* para mover el rotor del generador síncrono es un motor de CD de 2 KW con una corriente nominal de 23 A. Uno de los aspectos más importantes a los que se enfrenta en este proyecto es realizar el arranque del motor de CD de una manera eficiente, puesto que teóricamente se conoce que en el arranque, un motor de corriente directa consume aproximadamente 3 veces el valor de su corriente nominal.

La manera en que se llevara a cabo el arranque de dicha máquina será mediante el diseño e implementación de una fuente conmutada (convertidor de CD-CD) que soporte los niveles de corriente que demanda dicho motor en el arranque. Nuestra fuente conmutada principal será un convertidor de CD-CD del tipo reductor al cual, al variarle el ciclo de trabajo, mediante la generación de una señal PWM con el microcontrolador PIC18F4550, nos proporcionara a la salida un valor de voltaje variable de 0 a 120 Vcd.

La conexión del motor CD será la de alimentación independiente. La manera en que se llevará a cabo el arranque del motor de CD será variando el voltaje de la armadura de 0 a 120 volts, ahora bien durante el arranque se mantendrá un voltaje fijo de 80 Vcd en el devanado de campo, esto para disminuir el pico de corriente que se demanda en la armadura al tratar de vencer la inercia. De esta manera se evitan daños tanto a la fuente principal como a la fuente conmutada y de igual forma el motor sufre menos daños al comenzar a trabajar.

Una vez que se tenga el arranque del motor de corriente directa se comenzará a hacer control de velocidad de dicho motor, controlando el voltaje del devanado de campo con otra fuente conmutada, de esta manera tendremos directamente control de la frecuencia de generación del generador síncrono. Posteriormente se implementara una tercera fuente conmutada para el control del voltaje de campo de la máquina síncrona y de esta manera tener control del voltaje de generación. La figura 1.1 muestra el diagrama de bloques básico de nuestro sistema.

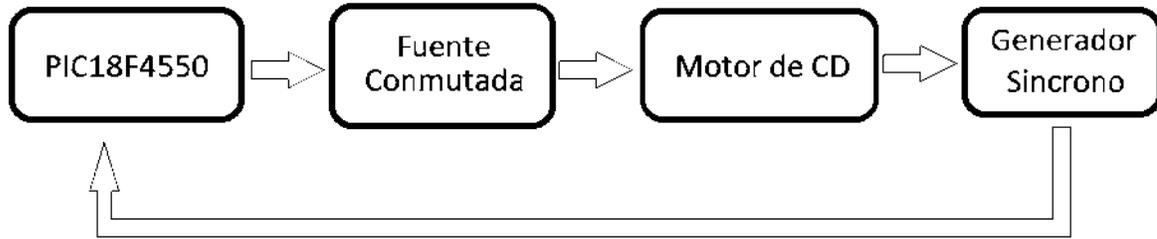


Figura 1.1 Diagrama de bloques.

## 1.5 Contenido de la tesis.

En este primer capítulo se presenta una breve introducción al contenido del proyecto de tesis, una pequeña reseña histórica de las máquinas eléctricas. Son plasmados los objetivos de la tesis y los alcances que se espera lograr, se muestran las justificaciones por las cuales sería importante dar continuidad a este proyecto. En este primer capítulo se han plasmado también los métodos en que se planea llevar a cabo el control del sistema. En capítulos posteriores se presentara una descripción detallada de los componentes utilizados en el proyecto, los módulos diseñados y del microcontrolador utilizado, una descripción más completa de los métodos empleados y los resultados finales del proyecto de tesis así como las conclusiones obtenidas.

En el capítulo 2 se presenta un resumen teórico sobre fuentes conmutadas, dando énfasis en las fuentes conmutadas reductoras puesto que este tipo de fuente será la fuente que se diseñara para el control de excitación de los motores.

En el capítulo 3 se presenta un análisis del motor de CD y los tipos de conexiones del mismo, un análisis de la máquina síncrona y finalmente algunas observaciones para llevar a cabo la sincronización.

Durante el capítulo 4 se presentan cada uno de los sub-módulos diseñados, tomando en consideración los conocimientos plasmados en los capítulos 2 y 3, se presentan los cálculos de los componentes requeridos para los módulos principales así como las explicaciones del funcionamiento de los mismos.

En el capítulo 5 se presentan las pruebas y resultados obtenidos del trabajo realizado. En el capítulo final de esta tesis se presentan las conclusiones obtenidas durante el transcurso total del proyecto así como las observaciones encontradas durante todo este desarrollo.

## Capítulo 2

# Fuentes Conmutadas

### 2.1 Introducción

Hoy en día la mayor parte de dispositivos electrónicos que encontramos en nuestros hogares, escuelas, hospitales, etc. Dispositivos de uso cotidiano que trabajan con fuentes de corriente directa (CD) dependen de una alimentación basada en la conmutación de elementos.

Con la evolución de la Electrónica de Potencia y los dispositivos de conmutación cada día es más común encontrar este tipo de fuentes ya no solo en sistemas de bajo consumo de potencia, sino también en sistemas que demandan un alto consumo de corriente, tal es el caso de inversores monofásicos y trifásicos, arrancadores de motores de corriente continua, puentes H para el control de giro de motores de CD o Sistemas de Sonido de alta potencia.

Existen diversas ventajas al utilizar fuentes conmutadas para la reducción de voltaje, sin embargo de ellas podemos considerar dos como las más relevantes:

- Disminución de la potencia de consumo de las fuentes (mayor eficiencia).
- Reducción del tamaño de las fuentes.

Hasta hace varios años la forma más común de diseñar fuentes de corriente directa (fuente de CD clásica) era reducir el voltaje tomado directamente de la línea (red eléctrica), utilizando un transformador y, posteriormente agregar un puente de diodos para rectificar la señal, tal y como se muestra en la figura 2.1.

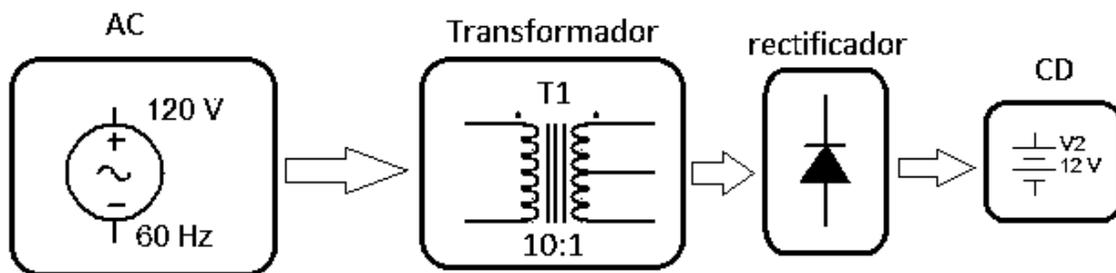


Figura 2.1 Fuente de CD clásica.

La gran desventaja de este método es que si se requiere aumentar la corriente que aporta la fuente de CD es necesario un transformador con calibre más alto tanto en el devanado primario como en el secundario, esto provoca que para altas corrientes los transformadores sean demasiado grandes. Por tanto para sistemas alto consumo de potencia las fuentes tienen un tamaño y peso muy elevados.

Otro método de hacer reductores de voltaje es hacer divisores de tensión sin embargo esta forma de reducir el voltaje es demasiado ineficiente pues las resistencias consumen demasiada potencia, en ocasiones incluso más que la carga que se planea alimentar.

## 2.2 Convertidores de CD-CD.

Los convertidores de CD-CD o CC-CC son circuitos electrónicos de potencia que convierten una tensión continua en otro nivel de tensión continua y, normalmente proporcionan una salida regulada [W. Hart, 1997]. Los circuitos descritos en este capítulo son convertidores CC-CC basados en la conmutación de elementos también denominados fuentes conmutadas de alimentación.

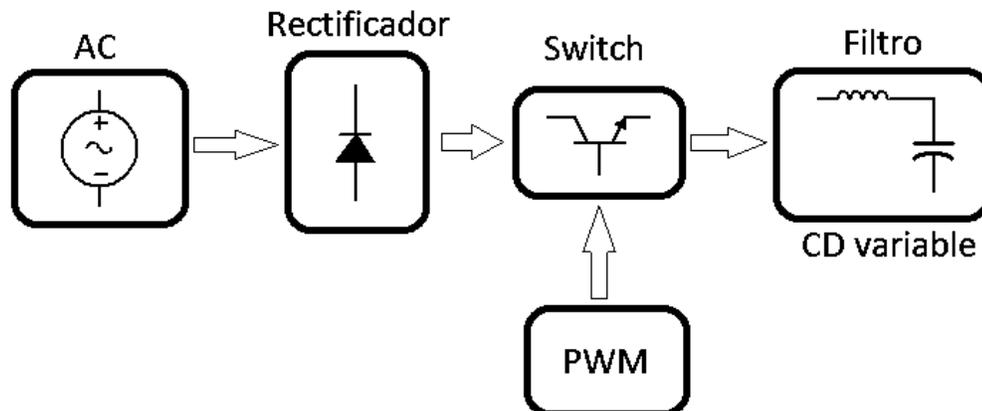


Figura 2.2 Diagrama de bloques de una fuente conmutada.

El diagrama de bloques mostrado en la figura 2.2 muestra los elementos básicos que se encuentran en cualquier fuente conmutada. La señal PWM es la señal de control, variando el ciclo de trabajo de la misma se tiene control directo del voltaje de salida, el transistor conmuta a la misma frecuencia que la señal PWM proporcionando una señal pulsante a la entrada del filtro, por último el filtro elimina la señal pulsante y nos entrega un voltaje lineal el cual es determinado por el valor RMS proporcionado a la salida del transistor.

Los tipos básicos de convertidores conmutados son los siguientes:

- Convertidor Reductor *Step-down (Buck)*
- Convertidor Elevador *Step up (Boost)*
- Convertidor Elevador/Reductor *Step-down/ Step Up (Buck- Boost)*

Como su nombre lo indica el convertidor Reductor (Buck) nos genera un voltaje de salida menor al voltaje de entrada, mientras que el convertidor Elevador nos proporciona un voltaje de salida mayor al voltaje de entrada y el convertidor Elevador/Reductor nos proporciona a la salida un nivel de tensión mayor al voltaje de entrada para un determinado ciclo de trabajo del elemento de switcheo, mientras que para otro ciclo de trabajo nos entrega a la salida un nivel de tensión menor al valor del voltaje de la entrada.

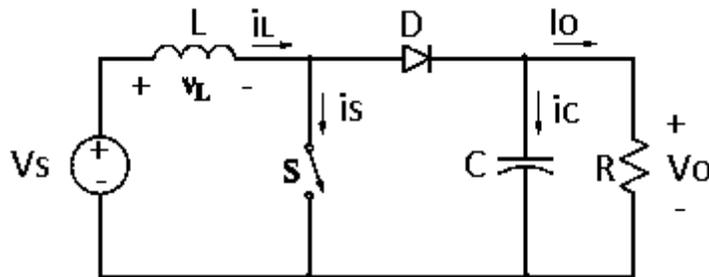


Figura 2.3 Convertidor Elevador *Step up (Boost)*

$$V_o = \frac{V_s}{1 - D} \quad (2.1)$$

La figura 2.3 muestra el circuito básico de un convertidor Elevador y la formula 2.1 nos proporciona el valor del voltaje de salida, donde D es el ciclo de trabajo de la señal PWM, es decir el porcentaje del tiempo de encendido de la señal PWM, Vs es el voltaje de entrada y Vo el voltaje de salida.

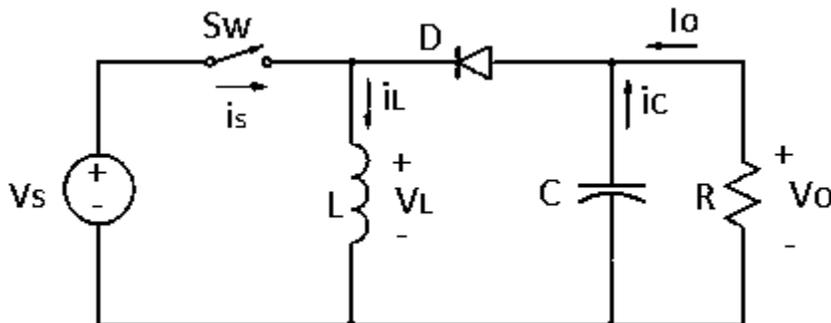


Figura 2.4 Convertidor elevador reductor (*Buck- Boost*)

$$V_o = -\frac{V_s * D}{1 - D} \quad (2.2)$$

La figura 2.4 muestra el circuito para el convertidor elevador/reductor (Buck-Boost) y la formula 2.2 muestra la forma en la que se determina el valor del nivel de la tensión de salida, donde  $V_s$  es el voltaje de entrada,  $D$  es el ciclo útil de la señal PWM y  $V_o$  es el voltaje de salida.

Posteriormente se dará una explicación más compleja del convertidor Reductor puesto que este convertidor es que se ha implementado en este trabajo de tesis tanto para hacer el arranque de la máquina de CD como para hacer control de velocidad de la misma, mientras que los otros convertidores se dejaron a manera de comentario con la explicación ya proporcionada.

### 2.3 Reguladores de voltaje lineales

Antes de analizar a fondo las fuentes conmutadas reductoras es importante comprender los convertidores de CD-CD lineales, los cuales no son más que un divisor de tensión mediante el cual con un resistor variable se regula el voltaje de la carga, tal y como se muestra en la figura 2.5.

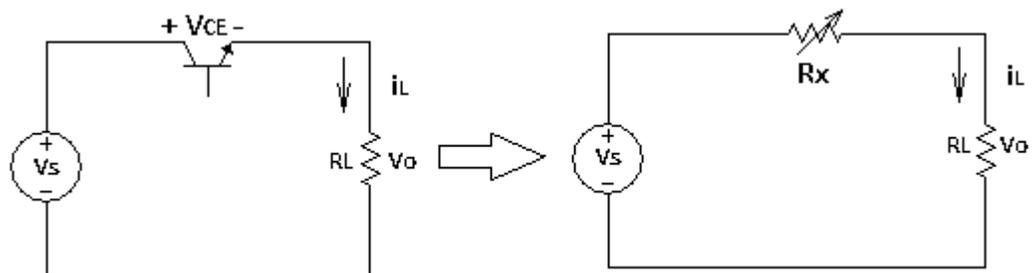


Figura 2.5 Regulador de tensión lineal.

El circuito mostrado en la figura 2.5 es uno de los medios más sencillos hacer conversión de un voltaje de corriente continua a otro valor de voltaje más bajo, donde el voltaje de salida es:

$$V_o = I_L R_L \quad (2.3)$$

La tensión de salida es regulada por el transistor, variando el valor de la corriente en la base del transistor podemos tener directamente una variación de voltaje de salida que varía entre los rangos 0 y  $V_s - V_{ce}$ . Para el caso del segundo circuito, el valor del voltaje de salida está directamente relacionado con el valor de  $R_x$ , si  $R_x$  disminuye  $V_o$  aumenta y si  $R_x$  aumenta  $V_o$  disminuye, de manera que tenemos aproximadamente la misma relación que

en el caso del transistor, es decir tenemos una variación de tensión de salida entre los rangos 0 y  $V_s$ . Como se observa en la figura 2.5 lo que se tiene es un divisor de tensión por lo tanto el voltaje de salida puede ser determinado de la siguiente manera:

$$V_0 = \frac{R_L}{R_x + R_L} * V_s \quad (2.4)$$

Este tipo de convertidores de CD-CD son conocidos como reguladores lineales, puesto que el circuito opera en una región lineal, de manera que el transistor se comporta como una resistencia variable.

Este tipo de circuitos tiene la ventaja de ser fácil de implementar pero es de muy baja eficiencia, puesto que tanto el transistor como la resistencia  $R_x$  consumen demasiada potencia. La potencia de consumo de la carga es  $V_L * I_L$  mientras que la potencia absorbida por el transistor y la resistencia  $R_x$  es  $V_{CE} * I_L$  y  $V_{R_x} * I_L$  consecutivamente. De manera que mientras más bajo es el valor de tensión de salida, más elevadas son las pérdidas provocadas por la potencia de consumo del transistor y el resistor  $R_x$ .

## 2.4 Convertidor reductor básico.

Los convertidores de CD-CD basados en la conmutación de elementos son una alternativa de mayor eficiencia, a diferencia de los reguladores lineales que consumen grandes cantidades de energía, las fuentes conmutadas consumen una potencia muy baja. En este tipo de fuentes el transistor se trabaja en corte y saturación para generar un voltaje de salida tipo PWM, posteriormente la señal es filtrada de manera que obtenemos a la salida un valor promedio de la señal PWM generada. De esta manera el voltaje de salida de la fuente no es una señal pulsante sino una señal de corriente continua lineal con un valor de rizado agregado.

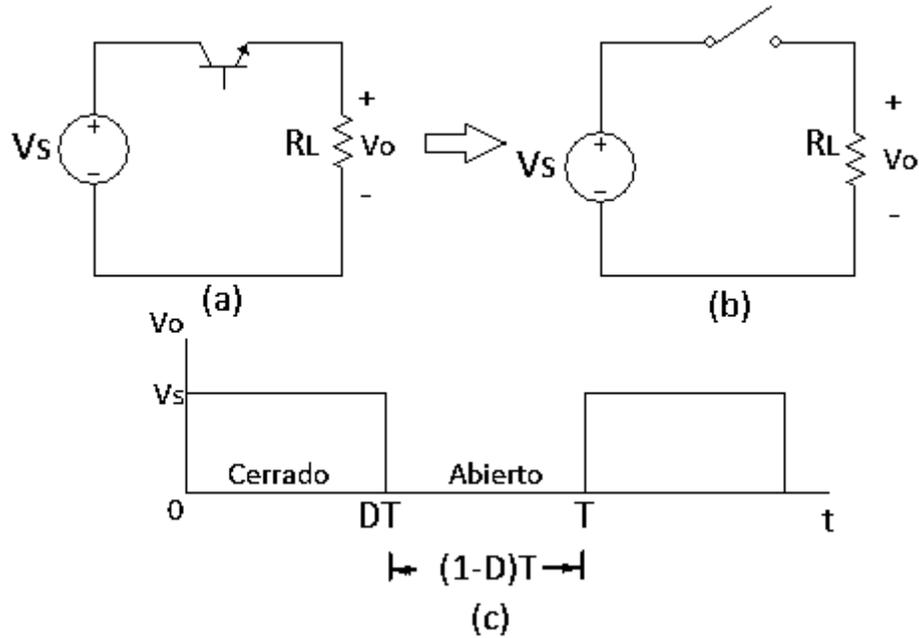


Figura 2.6 Convertidor reductor de CD-CD básico.

La figura 2.6 (a) muestra el circuito de un convertidor de CD-CD reductor básico utilizando un transistor como dispositivo de conmutación, el transistor se trabaja en corte y saturación abriendo y cerrando por completo a una determinada frecuencia, de manera que funciona como un interruptor conectando y desconectando la carga, la figura 2.6 (b) muestra el circuito equivalente de este conmutador básico. La señal de salida es mostrada en la figura 2.6(c), suponiendo que el tiempo de encendido es igual al tiempo de apagado ( $T_{ON} = T_{Off}$ ).

Éste tipo de convertidor es conocido como fuente PWM puesto que el voltaje de salida sigue siendo una señal pulsante, tal y como se observa en la figura 2.6(c). Para controlar el voltaje de salida de la fuente habrá que controlar directamente el ciclo de trabajo del transistor, de manera que el voltaje de salida puede ser menor o igual al valor del voltaje de entrada, donde el voltaje promedio de salida está dado por la fórmula 2.5.

$$V_o = D * V_s \quad (2.5)$$

Donde  $V_o$  es el voltaje de salida,  $D$  es el ciclo de trabajo del transistor y  $V_s$  es el voltaje de entrada. Aunque este tipo de fuentes ya tiene una alta eficiencia no es muy común puesto que el voltaje de salida no es un valor constante. Para obtener un voltaje constante es necesario agregar un filtro de segundo orden en un arreglo LC.

## 2.5 Convertidor reductor Buck.

En algunas aplicaciones podrá ser suficiente reproducir una señal como la mostrada en la figura 2.6(c), controlando simplemente el valor promedio de la señal de salida a base de pulsos, sin embargo en la mayoría de los casos lo que se desea es producir una señal continua pura, una señal idéntica a la de la entrada pero de un valor menor. Para esto es necesario agregar un inductor y un capacitor (filtro pasa bajas) después del transistor, de manera que el circuito equivalente de un convertidor reductor *Buck* tiene como base un convertidor conmutado básico, circuito mostrado en la figura 2.6(a).

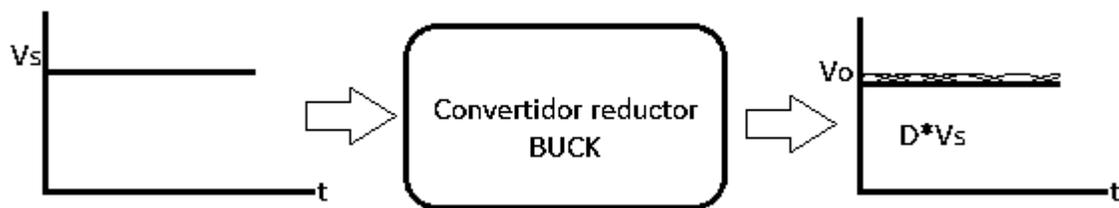


Figura 2.7 Señales de entrada y salida en el convertidor BUCK.

El convertidor *Buck* primero reduce el voltaje de entrada de la misma manera que lo hace un convertidor reductor básico, posteriormente el filtro pasa bajas nos proporciona un voltaje constante, sin embargo el voltaje no es del todo lineal, éste tiene la característica de contener un voltaje de rizado tal y como se observa en la figura 2.7.

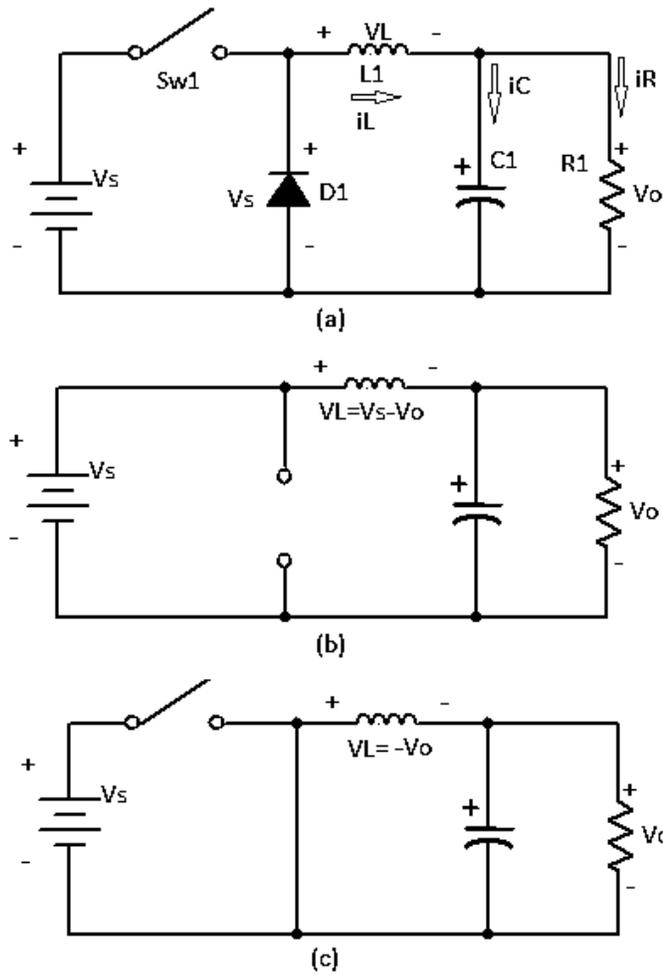


Figura 2.8 Convertidor reductor de CD-CD BUCK.

La figura 2.8 muestra el circuito equivalente para el convertidor reductor *Buck*, el equivalente del circuito cuando el interruptor está cerrado y el equivalente cuando el interruptor se encuentra abierto. Tras el switcheo del interruptor idealmente a la salida del filtro se tiene un voltaje de CD constante determinado por la fórmula 2.5, sin embargo en el circuito real se tiene un valor de corriente continua con un determinado rizado.

Para comprender mejor éste convertidor es conveniente hacer un análisis para cuando el interruptor se encuentra cerrado y otro para cuando el interruptor se encuentra abierto. Tal y como se muestra en las figuras 2.8(b) y 2.8(c).

Cuando el interruptor se encuentra cerrado el diodo se polariza en inversa y se comporta como un interruptor abierto, el circuito equivalente es el mostrado en la figura 2.8(b). Para este caso la tensión en el inductor está dada por la ecuación 2.6.

$$V_L = V_S - V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.6)$$

Para éste caso la derivada de la corriente en el inductor es una pendiente positiva y la corriente aumenta de forma lineal tal y como se muestra en la figura 2.9(b). El incremento de la corriente es:

$$\Delta i_L = \left( \frac{V_S - V_o}{L} \right) DT \quad (2.7)$$

Cuando el interruptor está abierto, el diodo se polariza directamente y deja pasar la corriente que se queda almacenada en la bobina, para este caso el circuito equivalente es el mostrado en la figura 2.8(c), para este caso la tensión en la bobina es:

$$V_L = 0 - V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.8)$$

Cuando el interruptor se encuentra abierto no hay voltaje de entrada, la pendiente de la derivada de la corriente en el inductor es negativa, la corriente en el inductor se decrementa de forma lineal como se muestra en la figura 2.9(b). El decremento está determinado por la fórmula:

$$\Delta i_L = - \left( \frac{V_o}{L} \right) (1 - D)T \quad (2.9)$$

El inductor puede ser calculado mediante la fórmula siguiente:

$$L_{min} = \frac{(1 - D)R}{2f} \quad (2.10)$$

Normalmente se define una frecuencia deseada, sin embargo cabe mencionar que mientras la frecuencia de trabajo sea mayor el tamaño del condensador e inductor tienden a disminuir, por lo tanto el tamaño de la fuente se reduce. En cuanto al ciclo de trabajo (D), éste puede ser calculado despejando de la fórmula 2.5, de manera que el ciclo de trabajo depende directamente del valor de voltaje que se desea tener a la salida.

$$D = \frac{V_o}{V_S} \quad (2.11)$$

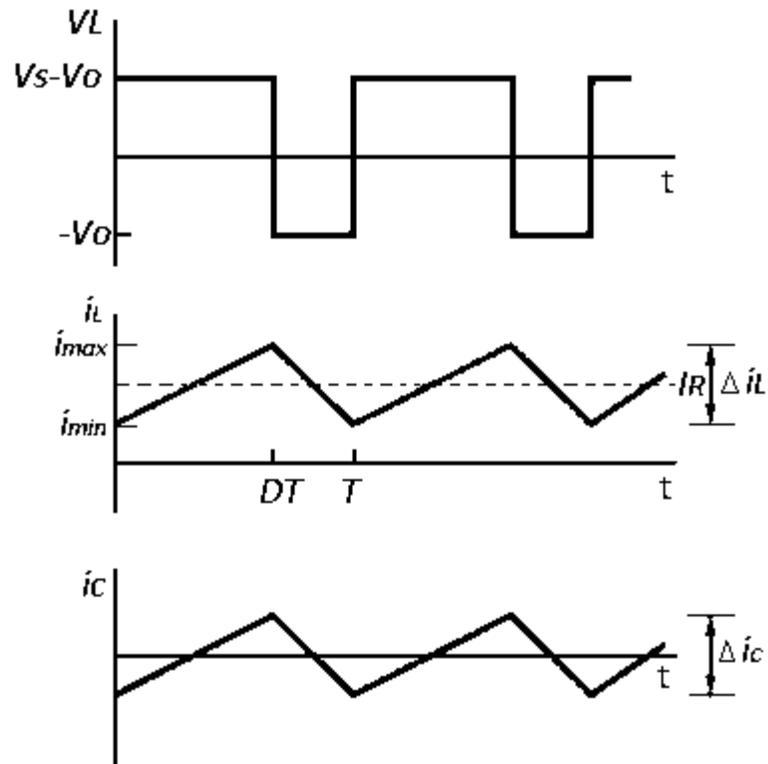


Figura 2.9 Señales en el inductor y capacitor.

Como ya se menciona anteriormente en un sistema real no se tendrá una salida con un voltaje del todo constante, sin embargo el rizado de la señal de salida puede ser controlado mediante el cálculo apropiado del capacitor.

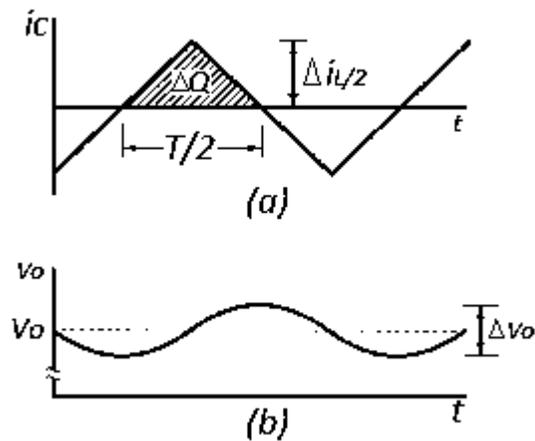


Figura 2.10 Rizado del voltaje de salida.

Haciendo un análisis de la figura 2.10 y basándonos en la definición de la capacitancia podemos determinar el valor del rizado en la señal.

$$\begin{aligned}
 Q &= CV_o \\
 \Delta Q &= C\Delta V_o \\
 \Delta V_o &= \frac{\Delta Q}{C} \\
 \Delta Q &= \frac{1}{2} \left( \frac{T}{2} \right) \left( \frac{\Delta i_L}{2} \right) = \frac{T\Delta i_L}{8} \\
 \Delta V_o &= \frac{T\Delta i_L}{8C}
 \end{aligned}$$

Sustituyendo  $\Delta i_L$  con 2.9

$$V_o = \frac{T}{8C} \frac{V_o}{L} (1-D)T = \frac{V_o(1-D)}{8LCf^2}$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1-D}{8LCf^2} \quad (2.12)$$

El rizado de la señal está determinado por la fórmula 2.12. Normalmente se define un rizado pequeño y posteriormente se calcula el capacitor para el rizado ya predeterminado.

Suponiendo que los elementos del convertidor son ideales, podemos suponer que la potencia de entrada es igual a la potencia de salida, esto es:

$$\begin{aligned}
 P_s &= P_o \\
 V_s I_s &= V_o I_o
 \end{aligned}$$

Si observamos éstas relaciones son las de un transformador en CA, de manera que un convertidor reductor *Buck* es el equivalente a un transformador en CD.

El análisis mostrado en éste capítulo es suficiente para desarrollar un convertidor reductor, sin embargo cabe mencionar que las fuentes conmutadas tienen 3 rangos de operación los cuales son:

- Modo Continuo.
- Modo Continuo – Discontinuo.
- Modo Discontinuo.

Los cálculos mostrados hasta este momento son para trabajar en un Modo continuo (fuentes fijas), la manera en que se determina el modo de operación de la fuente es con el

ciclo de trabajo, normalmente este tipo de diseños se hacen para fuentes fijas, sin embargo si se desea implementar una fuente variable, será necesario trabajar el convertidor en las 3 regiones de operación.

El modo optimo o de mayor eficiencia es el Modo continuo, trabajando en la región continua la fuente tiene un consumo bajo de potencia, al movernos entre los otros rangos de operación la fuente comienza a aumentar la potencia de consumo, de manera que lo ideal es trabajar la fuente en modo continuo. Si se requiere implementar una fuente variable es recomendable calcular el ciclo de trabajo para el valor de voltaje de salida medio (50% del valor de la variación), de ésta manera la fuente estará trabajando en modo continuo-discontinuo y no se tendrán demasiadas pérdidas por consumo de potencia. La figura 2.11 muestra el modo de operación del convertidor *Buck* manteniendo un voltaje de entrada fijo.

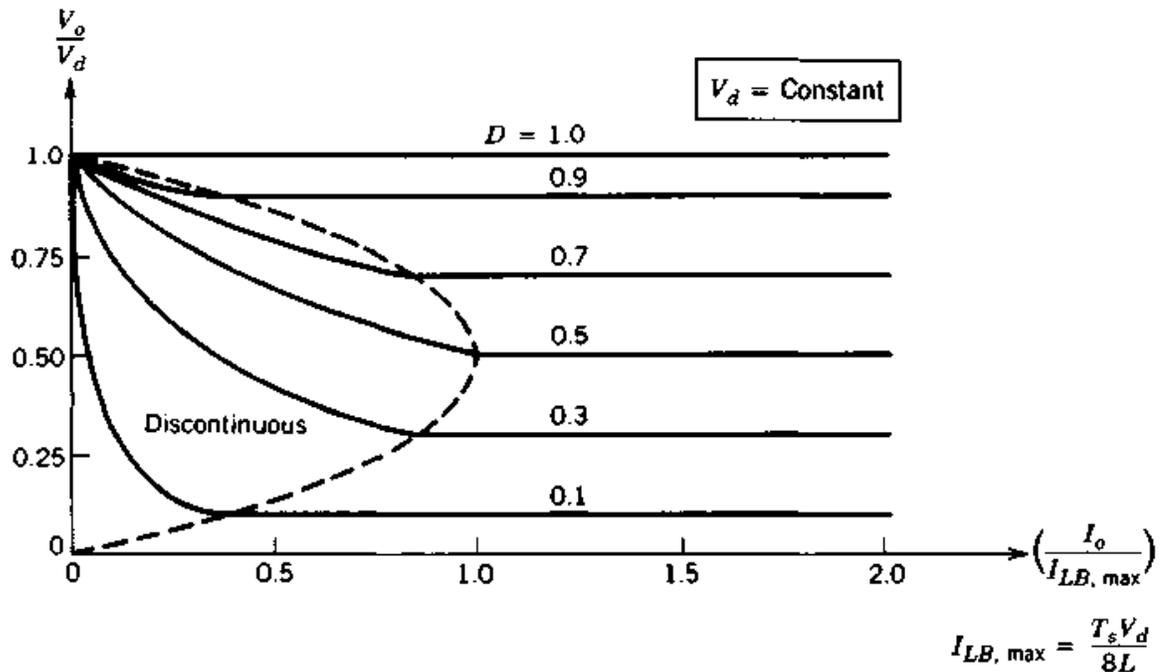


Figura 2.11 Características del convertidor *Buck* manteniendo  $V_s$  fijo.

Hoy en día existen varios tipos de convertidores de CD-CD que hacen la acción de reducir voltaje, sin embargo todos tienen como base este tipo de reductor.

## 2.6 Resumen de convertidores básicos

En el transcurso de este capítulo se han analizado los convertidores reductores de CD – CD básicos, los convertidores reductores lineales y convertidores reductores mediante la conmutación de elementos. La tabla 2.1 muestra 3 tipos de convertidores conmutados básicos; Convertidor Reductor, Convertidor Elevador y Convertidor Elevador/Reductor.

Tabla 2.1 Convertidores conmutados básicos.

Reductor	Elevador	Elevador-Reductor
$\frac{V_o}{V_s} = D$	$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1 - D}$	$\frac{V_o}{V_s} = \frac{D}{1 - D}$
$\frac{\Delta V_o}{V_s} = \frac{1 - D}{8LCf^2}$	$\frac{\Delta V_o}{V_s} = \frac{D}{RCf}$	$\frac{\Delta V_o}{V_s} = \frac{D}{RCf}$
$L_{min} = \frac{(1 - D)R}{2f}$	$L_{min} = \frac{D(1 - D)^2R}{2f}$	$L_{min} = \frac{(1 - D)^2R}{2f}$

La tabla 2.1 muestra los diagramas y las ecuaciones para el cálculo de los elementos esenciales para los 3 tipos de convertidores básicos. En éste capítulo se han analizado a fondo unicamente los convertidores reductores puesto que éste tipo de convertidor es el utilizado en el proyecto.

Dia con dia se buscan alternativas que nos proporcionen un ahorro de energia, asi como para la generacion de energía eléctrica se buscan alternativas ecologicas, por otro lado tambien se está trabajando en crear sistemas de bajo consumo de energía. Las fuentes conmutadas son sin duda una alternativa de gran eficiencia para convertidores de CD-CD, nos proporcionan un bajo consumo de potencia y un tamaño muy reducido en comparacion con los convertidores clasicos.

## **Capítulo 3**

# **Modelos y Condiciones para la Sincronización del Conjunto Motor de CD y Máquina Síncrona a la Red Eléctrica.**

### **3.1 Introducción.**

Un motor eléctrico es una máquina eléctrica rotatoria la cual transforma energía eléctrica en energía mecánica, las máquinas eléctricas tienen la característica de funcionar como generador o como motor, si se trabajan como motor proporcionan la acción ya mencionada, si se trabajan como generador toman la acción de convertir energía mecánica en energía eléctrica.

Los motores eléctricos tienen variadas ventajas en comparación con los motores térmicos de combustión. Entre las cuales cabe mencionar la eficiencia, economía, seguridad de funcionamiento, facilidad de control, limpieza, etc. Hoy en día los motores eléctricos han remplazado gran parte de los motores de combustión interna. Por décadas los motores de CD, Síncronos y de Inducción han servido a las necesidades industriales, hogares, transporte, etc.

La gran desventaja que hoy en día se sigue teniendo respecto a los motores de combustión interna es el método de almacenar la energía que hace funcionar a los motores eléctricos. Un motor eléctrico necesita forzosamente estar conectado a una batería o directamente a la red eléctrica. El problema con las baterías es que ocupan mucho espacio y además cuando se descargan necesitan de varias horas para cargarse nuevamente. En cambio los motores de combustión interna solo necesitan un tanque para almacenar el combustible y en caso de terminarse solo se necesita llenar nuevamente.

En aplicaciones de sistemas en movimiento como trenes eléctricos el problema de las baterías se ha eliminado pasando un cable por las vías, dicho cable esta directamente

conectado a la red eléctrica y sirve de fuente de alimentación para los motores que mueven el tren.

Las máquinas eléctricas de rotación tienen diversas presentaciones y se denominan mediante diferentes nombres: de corriente directa, síncronas, de imán permanente, de inducción, de reluctancia variable, de histéresis, sin escobillas, etc. Aunque dichas máquinas en apariencia son disímiles, los principios básicos que controlan su funcionamiento son muy similares. [A.E. Fitzgerald, 2004]

Podemos dividir los motores eléctricos en dos tipos básicos; Motores de Corriente Directa (CD) y Motor de Corriente Alterna (CA) de los cuales, los motores tradicionales de CA pueden ser clasificados dentro de dos categorías: Máquinas síncronas y Máquinas de inducción.

La mayor parte de motores que encontramos en nuestros hogares, son motores de CA de inducción monofásicos. La figura 3.1 muestra el diagrama de un motor de inducción monofásico de arranque por capacitor.

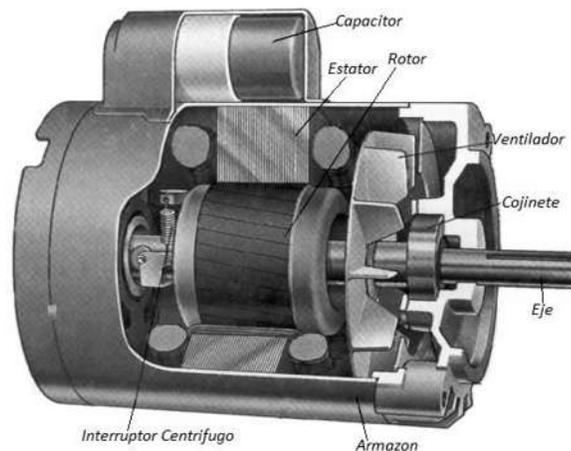


Figura 3.1 Motor de inducción monofásico de arranque por capacitor.

En este tercer capítulo se dará una explicación detallada del funcionamiento de la máquina de CD y la máquina síncrona, la razón por la cual se hace el enfoque a estas dos máquinas en especial es porque son los dos tipos de motores con los que se trabajara en el proyecto de tesis, la máquina de CD será utilizada como *primomotor* para mover el rotor de la máquina síncrona la cual será utilizada como generador.

### 3.2 Motor de CD.

Como su nombre lo indica este tipo de maquina se alimenta con corriente directa. Un motor de CD clásico necesita de un conmutador y dos escobillas con las cuales se alimenta el rotor. Posteriormente se darán explicaciones más detalladas sobre la acción de las escobillas y el conmutador. La figura 3.2 muestra el diagrama de un motor de CD convencional.

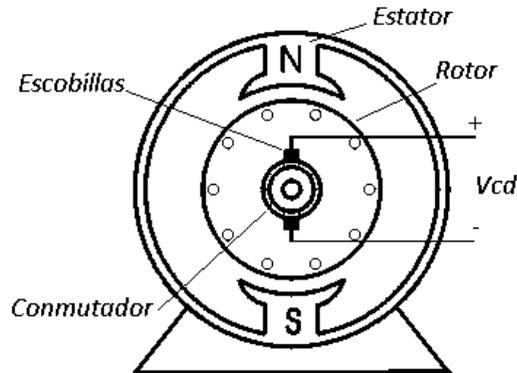


Figura 3.2 Motor de CD con escobillas.

Los motores de corriente directa son caracterizados por su versatilidad, este tipo de motor es utilizado en una gran diversidad de aplicaciones. En la actualidad podemos encontrar motores de CD en sistemas de bajo consumo de potencia como: computadoras, reproductores de CD/DVD, discos duros (HDD), ventiladores, etc. También podemos encontrar este tipo de motor en sistemas de mayor consumo de potencia; en sistemas industriales para controlar bandas transportadoras, en aviones, trenes, automóviles, barcos, etc.

Trabajar con motores de CD (de electroimanes) tiene sus ventajas y desventajas. La ventaja que se tiene con éste tipo de motor es que los sistemas de control son sencillos de implementar, es fácil controlar tanto el par como la velocidad, si se desea controlar la velocidad de un motor de CD basta con variar la tensión de alimentación en la armadura (Rotor), si se desea invertir el giro del motor habrá que invertir el sentido de la corriente en el rotor (cambiar la polaridad en la armadura).

La desventaja más grande que se tiene al utilizar motores de CD es el precio, éste tipo de máquinas son costosas y necesitan un constante mantenimiento el cual es muy laborioso. Hoy en día existen motores de CD sin escobillas los cuales no necesitan de un

mantenimiento constante, sin embargo estas máquinas no son comunes para sistemas de alta potencia y los precios se incrementan aun mas en comparación con los motores tradicionales de CD que necesitan del conmutador para funcionar.

### 3.2.1 Acción de las escobillas y del conmutador.

El motor de CD con escobillas es el motor de corriente continua clásico, como ya se mencionó con anterioridad, éste tipo de motor necesita de un constante mantenimiento tanto en el conmutador como en las escobillas. La figura 3.2 muestra su respectivo diagrama, la figura 3.3 muestra el diagrama simplificado de la acción de las escobillas y funcionamiento básico del motor.

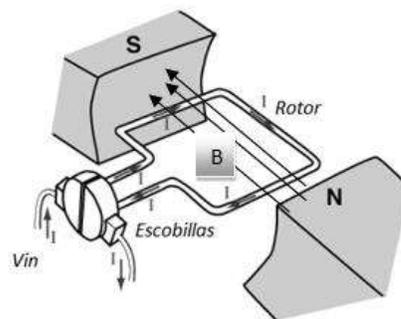


Figura 3.3. Función de las escobillas.

Como se puede apreciar en la figura 3.3, las escobillas cumplen la función de alimentar los devanados de la armadura (Rotor). En los devanados del estator (devanado de excitación) se tiene un voltaje constante de CD el cual produce un campo magnético  $B$  de igual manera constante, cuando la corriente eléctrica pasa por el devanado de armadura se produce otro campo magnético en el rotor, perpendicular al campo del de excitación.

Las conexiones de la bobina del devanado de armadura o inducido se disponen de manera que dicho devanado produzca un campo magnético cuyo eje sea vertical y, por lo tanto, perpendicular al eje del devanado de excitación (devanado de campo situado en el estator). Mientras el inducido gira, las conexiones de la bobina que van al circuito externo cambian gracias a la acción del conmutador, de manera que el campo magnético del inducido permanezca vertical, éste hecho da como resultado un par unidireccional. [A.E. Fitzgerald, 2004].

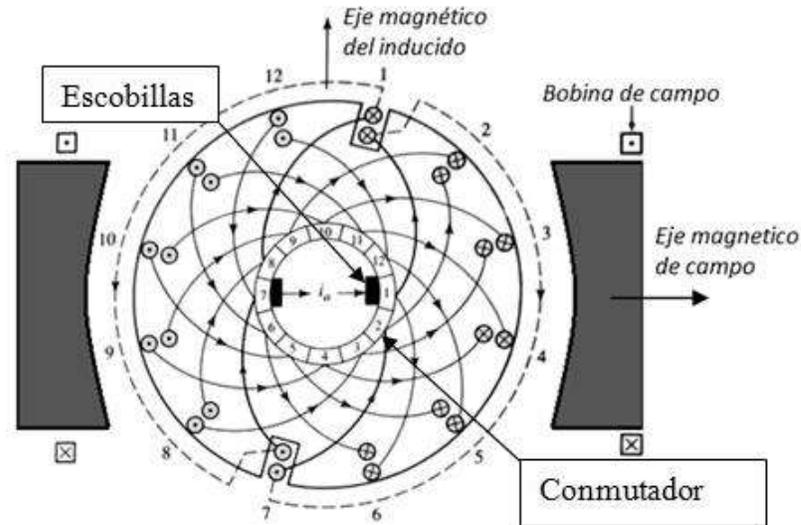


Figura 3.4. Diagrama del devanado de armadura.

La figura 3.4 muestra el diagrama del devanado de armadura de un motor de CD con escobillas, el conmutador es el círculo del centro el cual está dividido en 12 partes, las líneas indican las conexiones de las bobinas del inducido a los segmentos del conmutador.

Los segmentos del conmutador denominados delgas, están separados de forma aislada entre si y del eje del rotor, los círculos que contienen putos y marcas indican el sentido de la corriente en el cableado de las bobinas.

En la ésta figura se muestran conectadas las escobillas en las posiciones 1 y 7 del conmutador, la corriente entra por la delga numero 7 y se divide en dos trayectorias entre las bobinas 1 y 6, ambas trayectorias de la corriente terminan en el segmento número 7 del conmutador. Esta acción produce un campo magnético vertical en la armadura, el cual tendera a alinearse con el campo magnético producido de forma horizontal en el devanado de campo y se producirá un movimiento en el sentido horario.

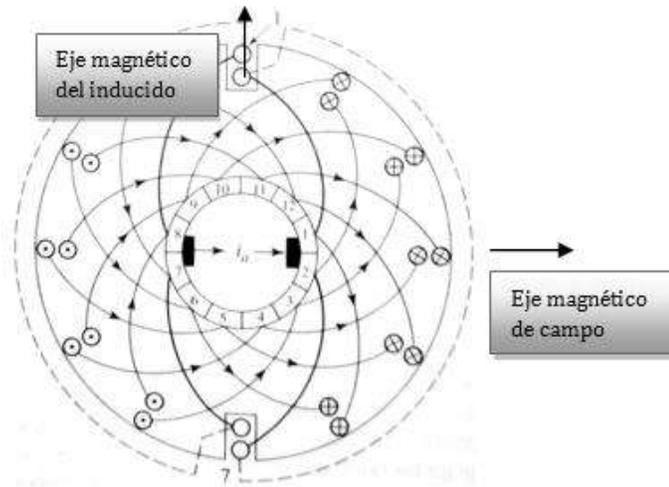


Figura 3.5 Giro de la armadura en sentido horario.

La figura 3.5 muestra la posición de las escobillas en el conmutador una vez que el rotor ha comenzado a girar en sentido horario. Como puede observarse las escobillas se encuentran conectadas en los segmentos 1,2 y 7,8. Si observamos para éste caso las bobinas 1 y 7 se encuentran cortocircuitadas por las escobillas. El resto de las corrientes es indicado mediante puntos y cruces, el resultado es nuevamente un campo magnético cuyo eje sigue siendo vertical.

Nuevamente el eje del campo magnético producido tratara de alinearse con el eje magnético del devanado en el estator. Esto producirá que el giro continúe, en esta ocasión las escobillas se conectarán en los segmentos 2 y 8 y se presentara una acción igual a la de la figura 3.4. Esto nos llevara a un ciclo el cual se repetirá continuamente mientras se mantenga el voltaje de alimentación el devanado de armadura.

### 3.2.2 Conexión en derivación y excitación independiente.

Un motor de CD con escobillas puede conectarse de diferentes maneras, interconectando las bobinas del devanado de campo con las del devanado de armadura, dependiendo del tipo de conexión se tienen diferentes funcionamientos de la misma máquina. El método de excitación influye profundamente, en las características al momento del arranque en el estado transitorio, en estado estable y en el funcionamiento dinámico de la máquina en sistemas de control.

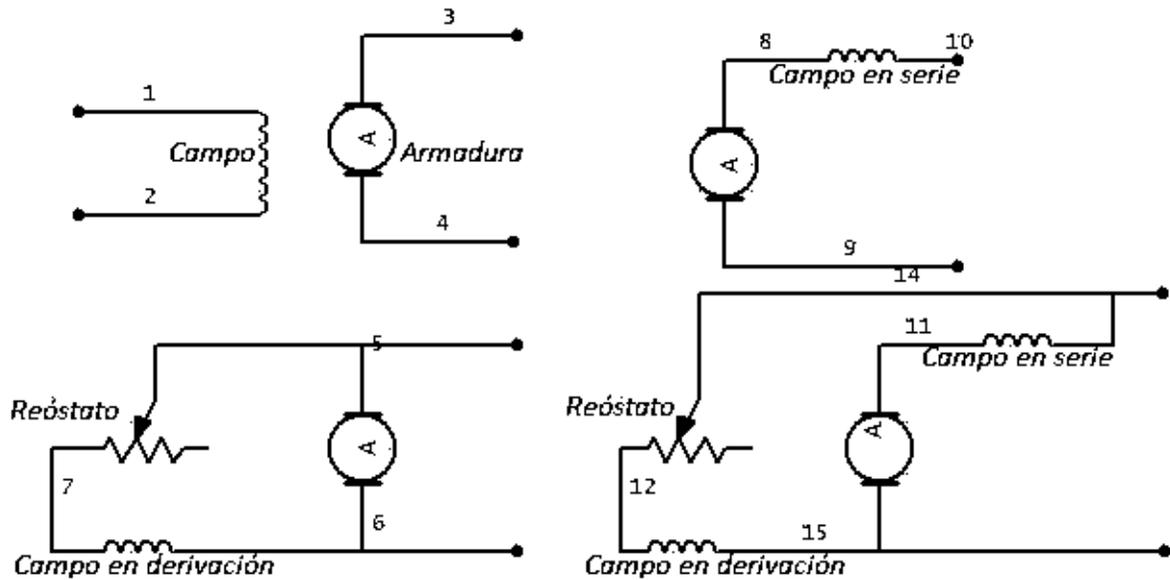


Figura 3.6 Conexiones del motor de CD.

La figura 3.6 muestra las conexiones de circuito de campo de la máquina de CD, las cuales son: Excitación independiente, excitación en serie, excitación en derivación y excitación compuesta.

En esta sección se analizarán las conexiones en derivación y excitación separada o independiente. Estos dos tipos de conexión han sido utilizadas en éste trabajo de tesis por tanto se presenta un breve explicación del comportamiento del motor para estas conexiones, mientras que los otros tipos de conexiones se dejarán a manera de comentario.

### **Conexión en derivación.**

En éste tipo de conexión se tiene conectado el devanado de campo en paralelo al devanado de armadura que a su vez se alimenta a la fuente de corriente directa. La figura 3.7 muestra la conexión en derivación de la máquina de CD.

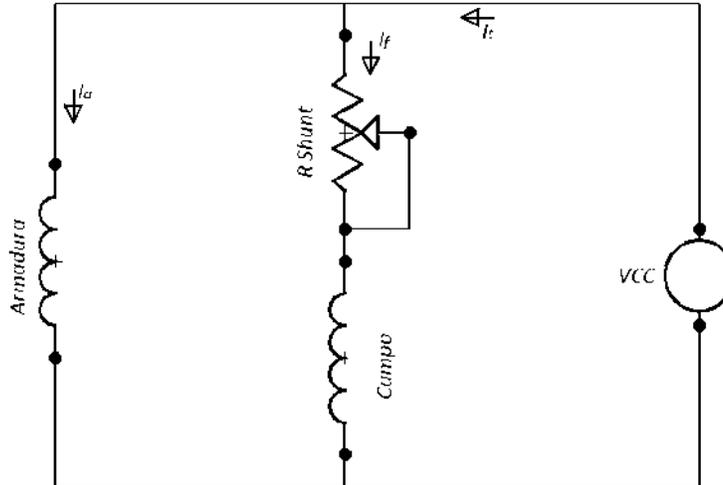


Figura 3.7 Conexión en derivación.

Las conexiones en derivación son muy utilizadas para automatizar el control de la máquina de CD, si observamos la figura 3.7 al variar el reóstato de campo (*R Shunt*) se puede controlar la corriente en el devanado de armadura de forma que si la corriente en el campo se incrementa, la corriente en la armadura disminuye, por tanto podemos tener control de la velocidad del motor de CD al reducir o incrementar la resistencia en el devanado de campo.

En aplicaciones de control una forma de variar la velocidad del motor de CD con una conexión en derivación, es cambiar la resistencia de campo por un transistor u otro sistema de conmutación, de igual manera puede conmutarse directamente la armadura. En motores de pequeña escala es común conmutar la entrada, puesto que sabemos que la velocidad de un motor de CD es proporcional al voltaje de alimentación. Sin embargo en motores de gran escala, los cuales consumen grandes cantidades de potencia es recomendable controlar el voltaje en el devanado de campo y no el de armadura.

Cabe mencionar que el embobinado del devanado de campo para la conexión en derivación es de un calibre muy delgado y contiene un número de vueltas mucho mayor al devanado de armadura, por lo tanto las corrientes que transitan por éste devanado son muy pequeñas, es por eso que para aplicaciones de control es recomendable controlar el devanado de campo y no el inducido.

Otra ventaja que se tiene con éste tipo de conexión es que el flujo de campo es casi constante. Por consiguiente el par incrementado debe ir acompañado por un aumento casi

proporcional a la corriente del inducido y por una pequeña disminución de fuerza contraelectromotriz ( $E_a$ ) para permitir el flujo de ésta corriente incrementada a través de la pequeña resistencia del inducido.

Las características de la relación par-velocidad que nos proporciona éste tipo de conexión es lo que la hace tan práctica en aplicaciones de control. La figura 3.8 muestra ésta relación en estado estable.

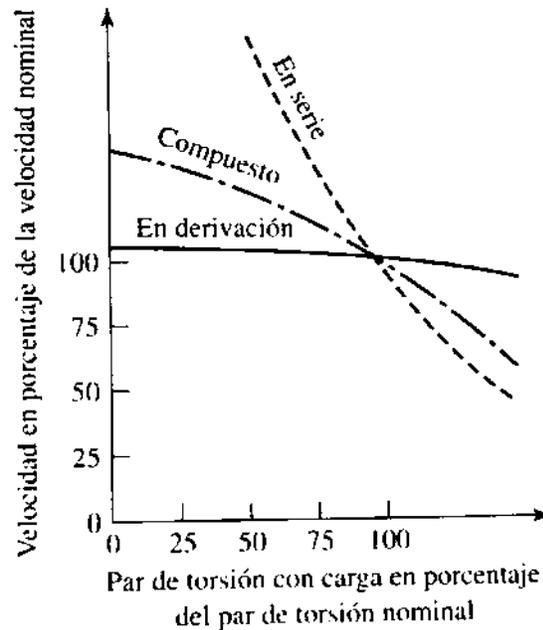


Figura 3.8 Relación par-velocidad de la máquina de CD en estado estable.

Como se observa en la figura 3.8 las características de la conexión en derivación nos proporcionan la mejor respuesta para mantener una velocidad constante aun con el incremento o decremento del par requerido.

Por las características que proporciona este tipo de conexión ésta sería la forma adecuada de hacer el control de la máquina de CD para este trabajo de tesis, sin embargo ésta conexión tiene una característica especial en el estado transitorio, con una conexión en derivación un motor de CD consume aproximadamente 3 veces el valor de la corriente nominal al momento del arranque.

La forma clásica de hacer el arranque de una máquina de CD es agregar resistencias entre la fuente de alimentación y la armadura, las resistencias se van retirando una por una hasta lograr que el motor llegue a su estado estable, de ésta manera la corriente en estado

transitorio se limita y se evitan daños tanto a la fuente de alimentación como a la misma máquina. La figura 3.9 muestra las conexiones clásicas para el arranque de la máquina de CD en conexión derivativa.

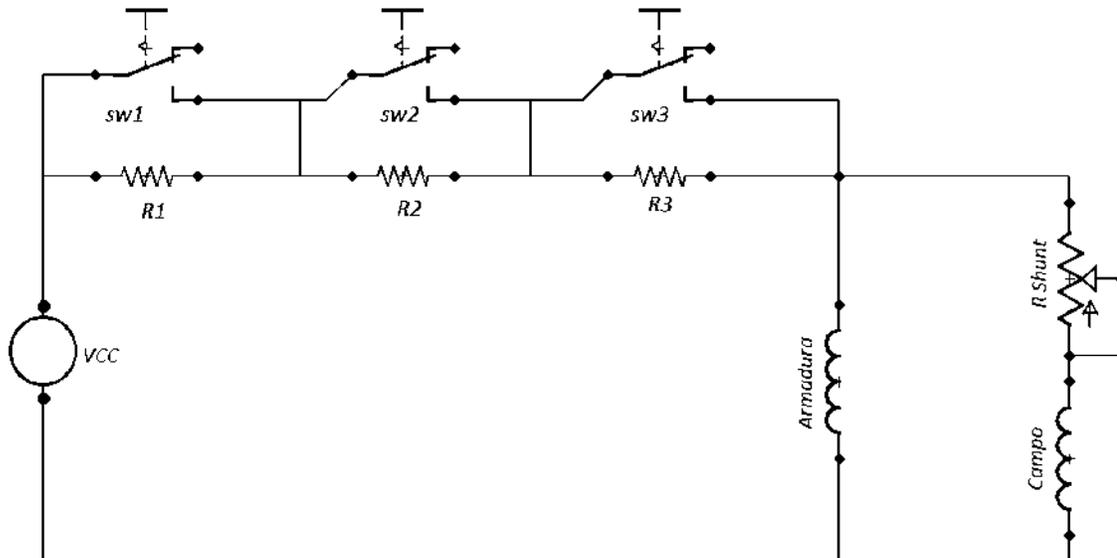


Figura 3.9 Arranque clásico para motores de CD.

Utilizando el método ya mencionado tal y como se observa en la figura 3.9 se logra hacer el arranque de motores de gran capacidad sin dañar la fuente de alimentación o la misma máquina por excesos de corriente, sin embargo el consumo de potencia en el arranque se eleva demasiado por las resistencias de arranque, esto hace que el sistema de arranque sea muy ineficiente.

En éste proyecto de tesis se realiza una propuesta de un método alternativo para realizar el arranque de la máquina de CD, utilizando una fuente conmutada del tipo reductor analizada en el capítulo 2. Utilizando el convertidor reductor *Buck* se genera un voltaje que inicia en 0 volts y se incrementa durante 10 segundos, generando una rapa hasta llegar a 120 volts de CD donde el voltaje se mantiene constante.

Aun cuando el método disminuye la corriente en el arranque del motor, no es lo suficiente puesto que la fuente de alimentación no soporta la demanda de corriente. El efecto mencionado de la corriente en el arranque se reduce al cambiar a una conexión en excitación independiente.

### Excitación independiente.

Las conexiones en derivación y excitación independiente no tienen mucha diferencia en estado estable, la respuesta mostrada en la figura 3.8 para la conexión en derivación es válida para la de excitación independiente. La diferencia radica únicamente en el momento del arranque, si se conecta directamente el devanado de campo a una fuente fija, y posteriormente se eleva el voltaje de la armadura utilizando el convertidor reductor de la forma mencionada, la corriente de arranque se reduce aproximadamente a  $\frac{1}{2}$  de la corriente nominal del motor.

El motor que se está controlando en este proyecto de tesis es un motor de 2KW el cual tiene una corriente nominal de aproximadamente 23 amperios. Utilizando una conexión en excitación independiente se ha logrado reducir el pico de corriente a menos de la mitad de la corriente nominal.

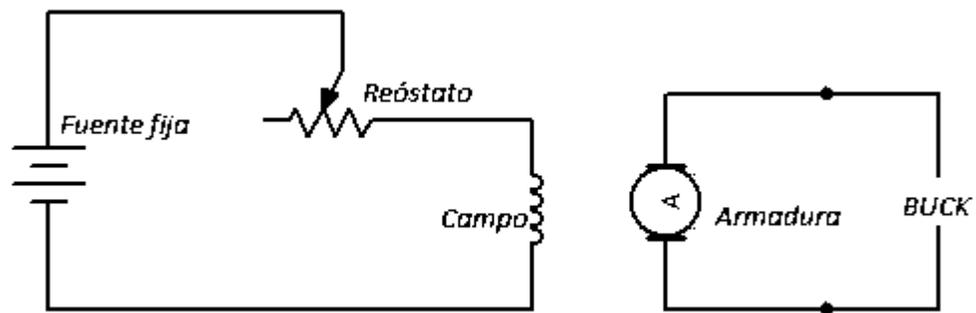


Figura 3.10 Conexión en excitación separada.

La figura 3.10 muestra el tipo de conexión para una excitación independiente, en este tipo de conexión se tiene conectada la armadura a una fuente determinada y el devanado de campo a otra fuente, las fuentes son independientes entre sí tal y como se ve en la figura 3.10, es por eso que la conexión tiene este nombre.

Cuando el devanado de campo se encuentra alimentado comienza a generar el campo magnético del estator, esto es lo que hace que la corriente no se dispare en la armadura durante el estado transitorio. Con el campo magnético del estator generado, se proporciona una fuerza magnetomotriz (fmm) inicial que favorece al movimiento mecánico inicial del rotor, de esta manera es más sencillo para la máquina vencer la inercia que se tiene al momento del arranque y, por lo tanto la corriente del estado transitorio se reduce considerablemente.

Como ya se menciono la conexión con alimentación independiente nos proporciona las mismas características que una conexión en derivación, con las ventajas de disminución de corriente en el arranque, esta última característica es la que nos ha llevado realizar esta conexión para controlar la máquina de CD. De esta manera se elimina el arranque por resistencias y nuestro sistema se hace más eficiente.

Una vez que se logra hacer el arranque del motor y se llega al estado estable, el voltaje en la armadura se mantiene constante y se comienza a variar el voltaje del devanado de campo mediante otra fuente conmutada del tipo reductor *Buck*, de esta manera se hace control de la máquina de CD y se controla al mismo tiempo la frecuencia de generación.

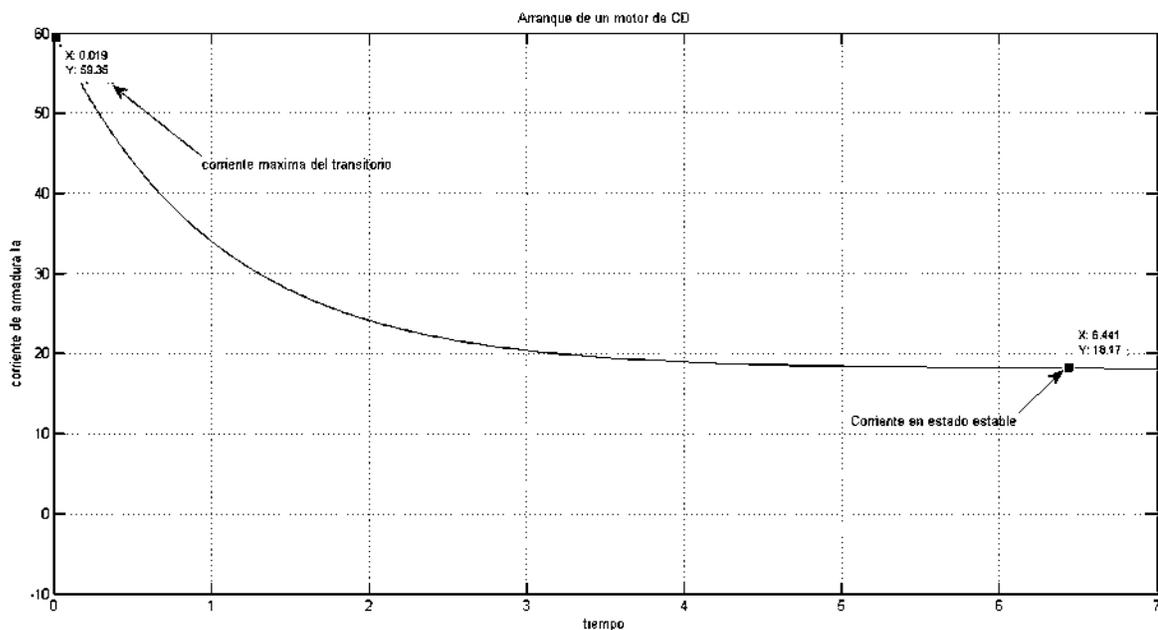


Figura 3.11 Corriente en el arranque de un motor de 5 HP.

La figura 3.11 muestra el resultado de una simulación para el comportamiento de la corriente en el arranque de un motor de CD de 5 HP (3.73 KW), el motor se conecta en excitación independiente, el devanado de campo inicia conectado a 240 volts y posteriormente se alimenta la armadura al mismo voltaje con una resistencia de 3.4 ohms en serie para reducir la corriente de arranque.

Como vemos aun con el devanado de campo inicialmente alimentado, la corriente de arranque se eleva a un valor realmente considerable, hay que considerar que la figura 3.11 corresponde a la simulación de un motor mucho mayor al nuestro y la alimentación de la armadura se da únicamente en 2 pasos, es por eso que la corriente se eleva hasta este punto.

### **3.2.3 Motor de CD sin escobillas.**

En la mayoría de equipos de oficina podemos encontrar pequeños motores de CD, en la mayoría de los casos utilizados para mover pequeños ventiladores dentro de computadoras y otros sistemas electrónicos los cuales necesitan de algún método de enfriamiento. Este tipo de motores aun cuando son de CD son distintos a los motores ya explicados puesto que estos motores no necesitan de las escobillas para su funcionamiento.

Hoy en día la mayoría de las computadoras utilizan motores de CD sin escobillas, puesto que son más limpios (sin escobillas que generen suciedad por el carbón), son pequeños y más baratos que los motores de CA, por el tamaño de éste tipo de motores, también es común encontrarlos en los vibradores de celulares, etc.

Para eliminar las escobillas en éste tipo de motores se colocan rotores hechos de imanes permanentes, de manera que no necesitan de un embobinado para generar el campo que hace girar el rotor. En el estator se colocan embobinados igual que en los motores con escobillas, al alimentar el estator se genera un campo perpendicular al ya generado en el rotor por los imanes permanentes, los campos tratan de alinearse tal y como en el caso de un motor con escobillas y esto trae como consecuencia el giro del rotor.

### **3.3 Máquina Síncrona.**

Una maquina síncrona es una máquina de corriente alterna cuya rapidez bajo condiciones de estado estacionario es proporcional a la frecuencia de la corriente que lleva en su inducido o armadura. El rotor además del campo magnético que se crea por la corriente directa de campo en él, gira a la misma velocidad, de manera sincronizada con el campo magnético de rotación que producen las corrientes del inducido, y como consecuencia se obtiene un par estacionario.[A.E. Fitzgerald, 2004]

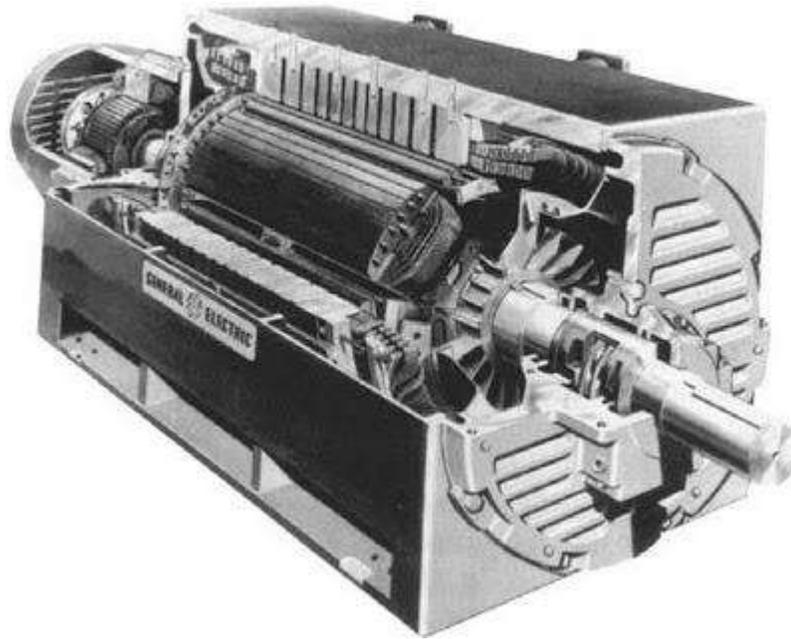


Figura 3.12 motor síncrono de alta velocidad.

Antes de comenzar con el análisis de la máquina síncrona es necesario dejar claros los conceptos de devanado de campo y devanado de armadura o inducido. En un motor de CD el devanado de campo es referido al devanado colocado en el estator y el devanado del inducido es referido al embobinado colocado en el rotor. En una máquina síncrona cuando nos referimos al devanado de campo nos referimos al devanado posicionado en el rotor, y el devanado del inducido es referido al devanado colocado en el estator. De manera contraria a los motores de CD.

El voltaje que se aplica en los devanados del inducido de cualquier motor, son voltajes de corriente alterna, en un motor de CD el conmutador tiene como efecto la generación de un voltaje alternante en el rotor, por eso este devanado se denomina devanado de inducido. En un motor síncrono el devanado de armadura es alimentado con corriente alterna y el devanado del rotor con corriente directa. Raramente un motor síncrono tiene posicionado el devanado de campo en el estator y el devanado del inducido en el rotor, sin embargo existen algunas excepciones.

De lo mencionado anteriormente, si se trabaja la máquina síncrona como motor el devanado de armadura se alimenta con corriente alterna y el devanado de campo colocado en el estator se abastece con corriente directa. Si se requiere hacer funcionar la máquina síncrona como generador es necesario alimentar el devanado de campo con CD de la misma

manera que al trabajarla como motor, posteriormente será necesario utilizar algún tipo de primomotor (turbina, sistemas eólicos, etc.) para hacer girar el rotor, como resultado obtendremos un voltaje alternante generado en las terminales del inducido.

### 3.3.1 Motor Síncrono

La característica más influyente en la máquina síncrona al ser utilizada como motor es sin duda, la relación de velocidad de salida respecto a la frecuencia de entrada de los voltajes de alimentación entre las terminales del devanado de inducido, la ecuación 3.1 muestra la relación mencionada, para la cual se toman en cuenta el número de polos del motor.

$$n = \frac{60 * f}{P} = \frac{120 * f}{p} \quad (3.1)$$

- $n$ : Velocidad de rotación del motor dada en revoluciones por minuto.
- $f$ : Frecuencia del voltaje de alimentación del inducido.
- $P$ : Número de pares de polos que tiene la máquina.
- $p$ : Número de polos de la máquina.

Si analizamos la ecuación 3.1, la velocidad de la máquina síncrona está determinada por la frecuencia de alimentación en los devanados de inducido y por el número de polos, los cuales ya son un parámetro preestablecido por la misma máquina.

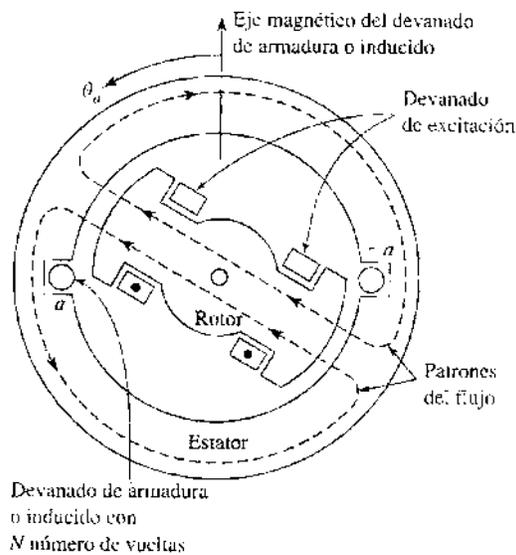


Figura 3.13 Diagrama esquemático de la máquina síncrona monofásica con dos polos.

En un motor, el par electromecánico se encuentra en dirección a la rotación y equilibra el par de torsión que se requiere para conducir la carga mecánica. El flujo que producen las corrientes en el devanado de armadura o inducido de un motor síncrono gira por delante del flujo que produce el campo de excitación, de esta manera el campo generado en el estator atrae al campo generado en el rotor produciendo el trabajo mecánico.

La máquina síncrona genera un par de torsión a la velocidad de sincronismo. Por lo general este tipo de máquina no es comúnmente utilizada como motor. Para aplicaciones donde no se desea variar el par o la velocidad del sistema, son más eficientes los motores de inducción. Por lo tanto en realidad la máquina síncrona tiene su punto fuerte usándose como generador.

En la actualidad la mayor parte de generación de energía eléctrica se hace a través de generadores síncronos, los cuales usan como primomotor turbinas o cualquier otro medio que de movimiento al rotor.

### 3.3.2 Generador síncrono.

La ventaja de utilizar una máquina síncrona como generador es que la frecuencia de generación está determinada por la velocidad a la que gira el rotor, y el voltaje de generación está prácticamente ligado únicamente al voltaje de alimentación del devanado de campo.

Los generadores síncronos se operan con facilidad en paralelo, la electricidad generada abastece sistemas de países enteros, los cuales poseen cientos de generadores que trabajan en paralelo interconectados entre sí a través de líneas de transmisión para abastecer las necesidades de un país entero.

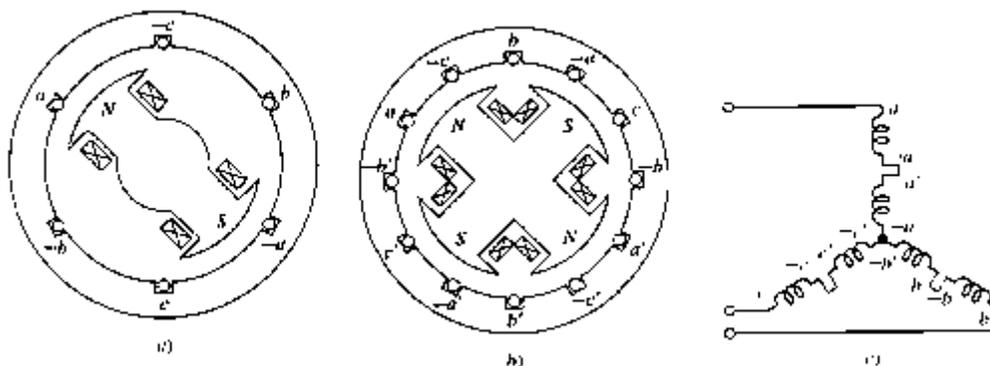


Figura 3.14 Generador bipolar, tetrapolar y conexión en estrella de los devanados.

La figura 3.14 (a) muestra el diagrama esquemático de un generador trifásico bipolar con una bobina por fase, la figura 3.14 (b) muestra el diagrama de un generador trifásico tetrapolar con un conjunto de 3 bobinas por fase, mientras que la figura 3.14 (c) muestra la conexión de los devanados de armadura o inducido de los cuales se obtiene el voltaje generado. La mayor parte de generadores síncronos tiene más de dos polos, sin embargo el análisis de un sistema bifásico es válido para uno polifásico. La figura 3.15 muestra las señales generadas mediante un generador trifásico.

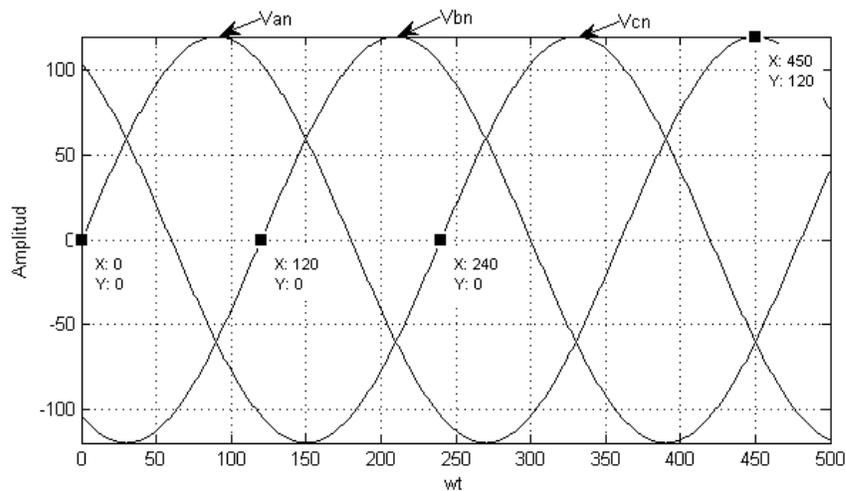


Figura 3.15 Voltaje de generado por una máquina síncrona trifásica.

La ecuación 3.1 es válida para el generador síncrono, entonces despejando  $f$  de 3.1 podemos obtener 3.2.

$$f_e = \left(\frac{\text{polos}}{2}\right) \frac{n}{60} \text{ Hz} \quad (3.2)$$

Donde  $f_e$  Es la frecuencia del voltaje generado.

Para el caso del voltaje generado, la amplitud del mismo está directamente relacionada con el voltaje de alimentación en el devanando de campo, por consiguiente controlado el voltaje del campo podemos controlar el voltaje de generación, mientras que para la frecuencia habrá que mantener una velocidad determinada por el primomotor que se utilice. De 3.2 podemos observar que dicha velocidad nos determinara la frecuencia de generación.

## Generador bipolar.

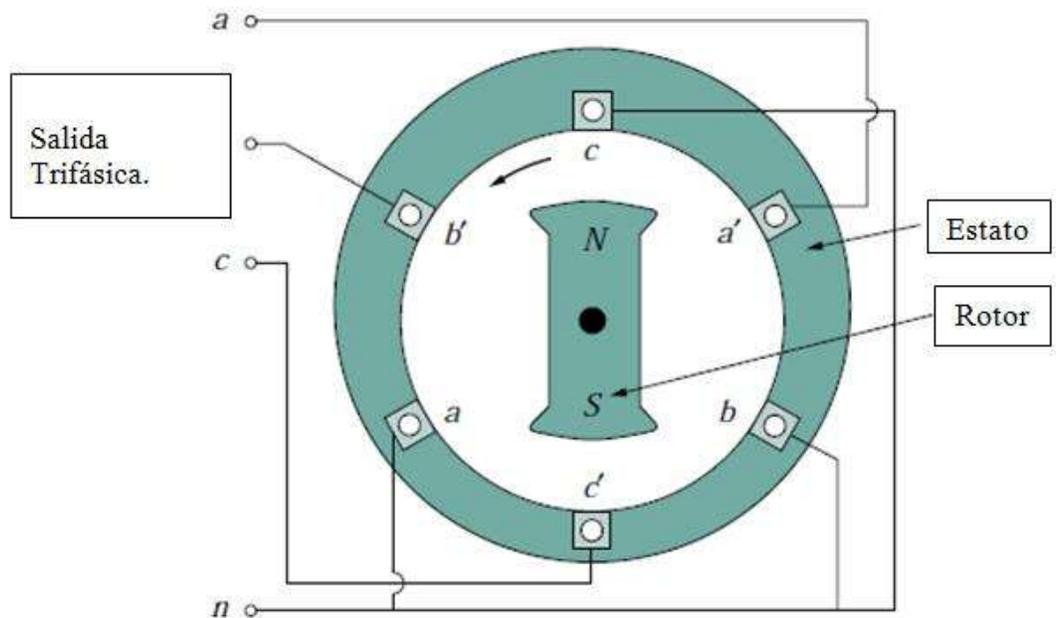


Figura 3.16 generador trifásico bipolar.

Puesto que las terminales del devanado de armadura se alimentan con un voltaje senoidal, podemos asumir que las líneas de flujo en éste devanado tendrán la misma forma, ahora bien suponiendo que las líneas de flujo son de esta manera y que se tiene una velocidad constante en el rotor, el voltaje generado en las bobinas del estator será un voltaje senoidal con respecto al tiempo como se muestra en la figura 3.15.

La frecuencia de generación para la máquina bipolar en ciclos por segundo (Hz) es la misma que la velocidad del rotor en revoluciones por segundo, significa que la frecuencia eléctrica se sincroniza con la frecuencia mecánica del rotor, esta es la razón por la cual éste motor se le es designado el nombre “máquina síncrona”. Una máquina síncrona bipolar deberá girar a una velocidad 3600 revoluciones/min para generar una frecuencia de 60 Hz.

$$f_e = \left(\frac{\text{polos}}{2}\right) \frac{n}{60} = \left(\frac{2}{2}\right) \left(\frac{3600}{60}\right) = 60 \text{ Hz}$$

Anteriormente se menciono que cuando la máquina síncrona está funcionando como motor, el campo generado en el rotor sigue al campo magnético rotatorio generado en el estator. Para el caso del generador síncrono ocurre exactamente lo contrario, de manera que el campo rotatorio en la armadura intentara alcanzar al campo del rotor.

También se menciona que los generadores síncronos son comúnmente conectados en paralelo para abastecer las demandas de electricidad en países enteros, sin embargo hay que hacer varias consideraciones para cuando un generador trabaja de forma conjunta en paralelo con otro sistema.

Cuando un generador síncrono se conecta a un enorme sistema de interconexiones el cual contiene muchos otros generadores síncronos, el voltaje y frecuencia de generación se fijan a los valores del sistema de mayor y potencia. Un ejemplo es lo que se planea hacer en ésta tesis, una vez que el generador se interconecta con el sistema de CFE, nuestro generador se tendrá que acoplar y someter a las condiciones que CFE otorgue, la razón es que CFE es un sistema de una potencia y capacidades mucho mayor a nuestro generador.

De manera que si un generador acoplado a un sistema de ésta magnitud sufre algún tipo de perturbación, éste no modificara o afectara el funcionamiento el sistema en sí, sin embargo habrá que analizar qué efectos tienen los disturbios no en el sistema completo sino en nuestro generador en particular. Para esto se supondrá que el voltaje que otorga CFE es un voltaje constante con una frecuencia constante el cual podrá ser denominado bus infinito.

En un generador el par del primomotor se encuentra en la misma dirección que el del rotor, por lo tanto actúa a favor del rotor. En consiguiente la fuerza magnetomotriz del rotor se posiciona por delante del flujo del entrehierro resultante. Ésta acción produce que el par electromecánico del generador se opone a la rotación, acción totalmente contraria a un motor síncrono, donde el par electromecánico favorece a la rotación.

$$T = \frac{\pi}{2} \left( \frac{polos}{2} \right)^2 \varphi_R F_f \sin(\delta_{RF}) \quad (3.3)$$

Donde:

$\varphi_R$  = flujo resultante del entrehierro por polo.

$F_f$  = fmm del devanado de campo.

$\delta_{RF}$  = ángulo de fase eléctrico entre los ejes magnéticos de  $\varphi_R$  y  $F_f$ .

De acuerdo con la ecuación 3.3 podemos deducir que las variaciones en el par electromecánico traen como consecuencia variaciones del ángulo de carga  $\delta_{RF}$  también denominado ángulo delta.

### 3.3.3 Ángulo delta.

La ecuación 3.3 es mostrada de forma gráfica en la figura 3.17, la parte negativa de la figura es atribuida al motor síncrono y la parte positiva al generador síncrono.

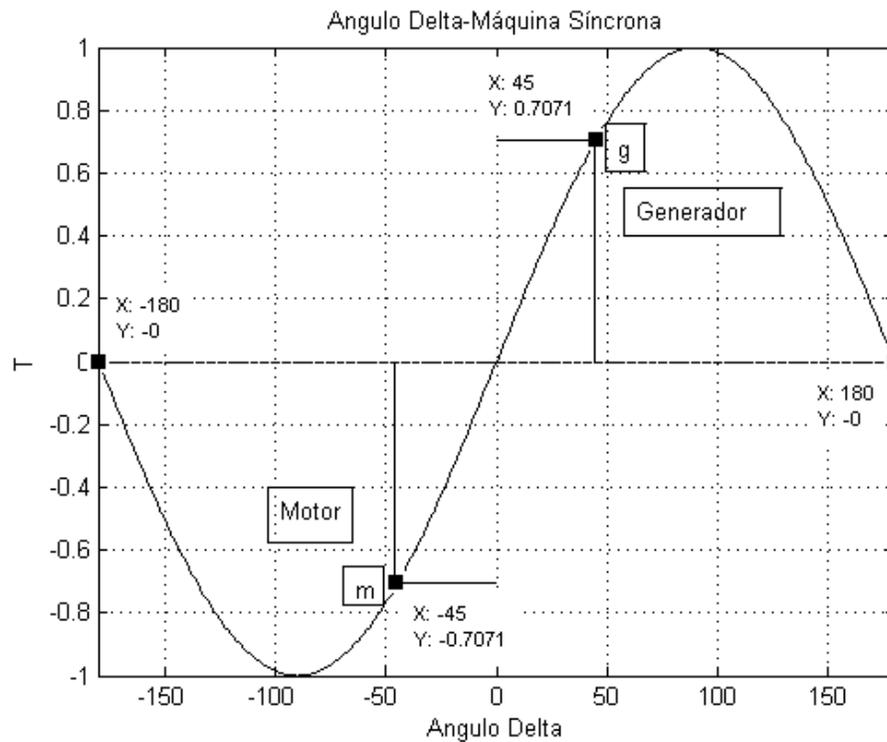


Figura 3.17 Descripción del ángulo de carga.

Para la figura 3.17 se suponen valores de  $\varphi_R$  y  $F_f$  constantes. Podemos observar que a medida que el par se incrementa, la magnitud del ángulo de carga también se lo hace.

Tomando en cuenta que el incremento del par dará como resultado un incremento en el ángulo de carga. Cuando  $\delta_{RF}$  alcanza los  $90^\circ$ , el par electromecánico obtiene su valor máximo, el cual es denominado par crítico.

Cualquier incremento del par del motor en esta posición no podrá equilibrarse por medio de incremento de par electromecánico, éste efecto traerá como consecuencia el no

poder conservar la sincronía, esto provocara una aceleración excesiva del rotor. Éste fenómeno se le denomina pérdida de sincronismo o desincronización.

En sistemas de generación de alta capacidad, el ángulo de carga es sentido consecutivamente, cuando el ángulo de carga se aleja demasiado de un valor estable, los sistemas de protección desconectan las cargas acopladas al generador, de esta manera el generador se desconecta de la red evitando daños a motor apagándolo con rapidez.

La forma de llegar al par crítico es aumentando la corriente de excitación en el devanado de campo o el flujo del entrehierro. Para éste trabajo de tesis el voltaje y corrientes del devanado de campo se mantienen prácticamente constantes, sin embargo se controla la velocidad del primomotor y por consiguiente se tendrá una variación de flujo en entrehierro en el generador. De manera se tendrá que observar el comportamiento de dicho ángulo para evitar daños al motor una vez que se haya dado la sincronización.

### **3.4 Sincronización.**

El termino sincronización es referido a la acción de conectar un generador con otro sistema eléctrico, para nuestro caso CFE. Para nuestro caso CFE será tomado como una fuente invariante con una frecuencia y voltajes constantes, será nuestro *bus infinito*. Cabe mencionar que la red eléctrica de CFE a pesar de ser un sistema de gran escala tiene pequeñas variaciones tanto de voltaje como de frecuencia, por lo tanto es necesario sensar estos parámetros en la red eléctrica para evitar fallas al momento de la sincronización.

Para que la sincronización se realizada se deben tener ciertas consideraciones:

- Igualdad de voltajes entre ambos sistemas.
- Igualdad de frecuencia.
- Igualdad de fases.
- Igualdad de secuencia de fases.

En éste proyecto de tesis el módulo deberá realizar la verificación de tres de los parámetros mencionados los cuales son; voltajes entre ambos sistemas, frecuencia de fases e igualdad de fases. La secuencia de fases será verificada manualmente.

Como primomotor se utiliza la máquina de CD la cual se controla desde el arranque y hasta llegar a la velocidad de sincronismo. Nuestro sistema debe ser capaz de realizar las acciones que normalmente se hacen de forma manual utilizando módulos de sincronización.

Un módulo de sincronización se utiliza para verificar de forma visual: la secuencia de fases, el voltaje de generación y la frecuencia de generación. Normalmente un generador se acopla un sistema ya estable, de manera que por lo general al momento de realizar una sincronización se tiene parámetros ya definidos por otro sistema, para nuestro caso CFE, el cual tiene un voltaje constante de 208 Vll y una frecuencia fija de 60 Hz, sin embargo nuestro sistema debe ser capaz de detectar cambios en el sistema. La figura 3.18 muestra el diagrama de un módulo de sincronización, por otro lado la figura 3.19 muestra la conexión del generador síncrono que se utilizara en éste proyecto de tesis.

Posteriormente en la figura 3.20 se muestra el diagrama de bloques de todo el sistema de nuestro proyecto de tesis.

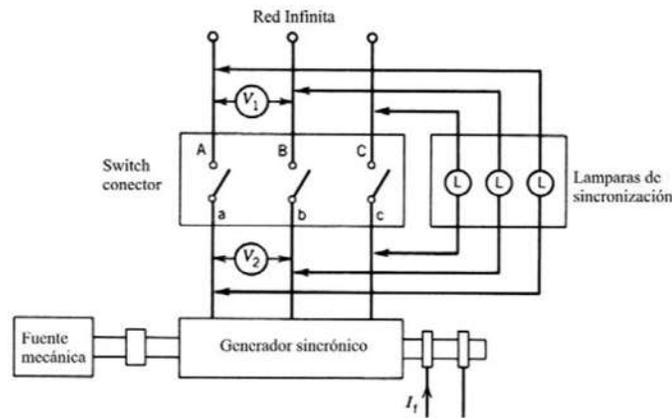


Figura 3.18. Módulo de sincronización.

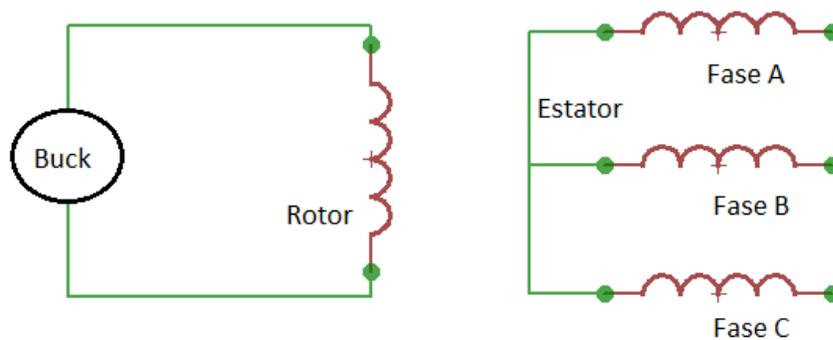


Figura 3.19. Conexión del generador.

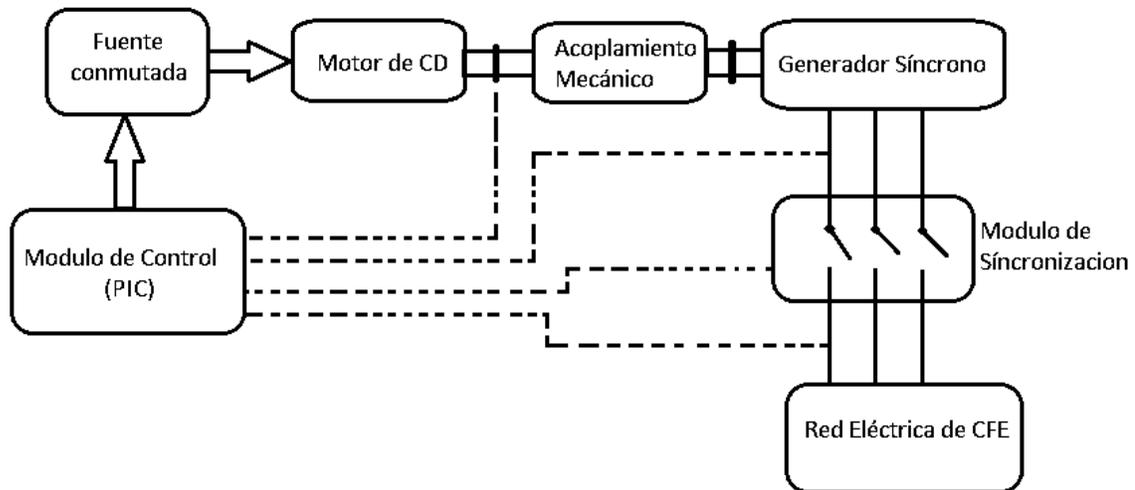


Figura 3.20 Diagrama de bloques del sistema.

### 3.5 Resumen.

Un motor de CD con escobillas es el tipo de motor más común para sistemas donde se requiere tener control de una velocidad constante, éste tipo de motor tiene una gran facilidad de control y diversas formas de llevar a cabo el mismo (cambiando el tipo de conexión), sin embargo es realmente costoso pues necesita de un mantenimiento constante tanto en el conmutador como en las escobillas.

La máquina síncrona es pocas veces utilizada como motor, las características de funcionamiento de esta máquina son la razón por la cual en la mayoría de los casos se utiliza como generador. Los generadores síncronos son comúnmente conectados en paralelo y utilizados para abastecer sistemas energéticos a gran escala.

Un aspecto muy importante que hay que tener en cuenta una vez realizada la sincronización, es el efecto que tiene el ángulo de carga en nuestro sistema individual, como se analizó en la sección 3.3.3 la variación de este ángulo no ocasiona grandes disturbios al sistema de CFE, pero sin embargo si puede ocasionar graves daños a nuestro generador si éste alcanza el ángulo crítico. Lo cual nos llevaría a perder sincronía con CFE.

## **Capítulo 4**

# **Diseño e Implementación de los Módulos y Dispositivos de Control Requeridos para la Sincronización.**

### **4.1 Introducción.**

En los capítulos anteriores se dio una introducción a los temas de fuentes conmutadas, motores de CD y motores síncronos, éstos temas son esenciales para éste trabajo de tesis, el análisis hecho en los capítulos 2 y 3 es utilizado en éste capítulo para determinar el control de la máquina de CD y posteriormente llevar a cabo la sincronización automática del generador síncrono con la red eléctrica de CFE.

En éste capítulo se retoma el análisis mostrado en el capítulo 2 para determinar las fuentes conmutadas que serán necesarias en cada etapa de nuestro sistema. Durante el transcurso de éste capítulo se mostraran cada uno de los módulos diseñados para realizar la sincronización, desde el sistema de arranque de la máquina de CD hasta el módulo de sincronización diseñado.

### **4.2 Módulo de control.**

El módulo de control diseñado tiene como base un microcontrolador PIC18F4550 de la marca microchip, durante los últimos años microchip ha desarrollado una serie de microcontroladores los cuales han sido imprescindibles en el mercado actual. Los PIC's tienen diversas ventajas:

- Tienen una gama extensa, una gran variedad de familias lo cual otorga al usuario una amplia gama para seleccionar el microcontrolador que mejor se adapte a las necesidades de una aplicación.
- Herramientas de desarrollo comunes.

- Gran variedad de puertos periféricos; *Timers*, salidas PWM, Comparadores, Convertidores Analógico a Digital (ADC), comunicación SPI, comunicación Serial (EUSART), comunicación USB, etc.
- Microchip otorga manuales muy completos sobre cada microcontrolador.
- Precios muy accesibles.

El microcontrolador utilizado para éste caso es un PIC de la serie 18, el cual cuenta con comunicación USB, Serial, SPI, puertos entrada salida, Temporizadores (*Timers*), Salidas PWM y convertidor analógico a digital (ADC) por mencionar algunas de las características. La figura 4.1 muestra el diagrama del PIC18F4550.

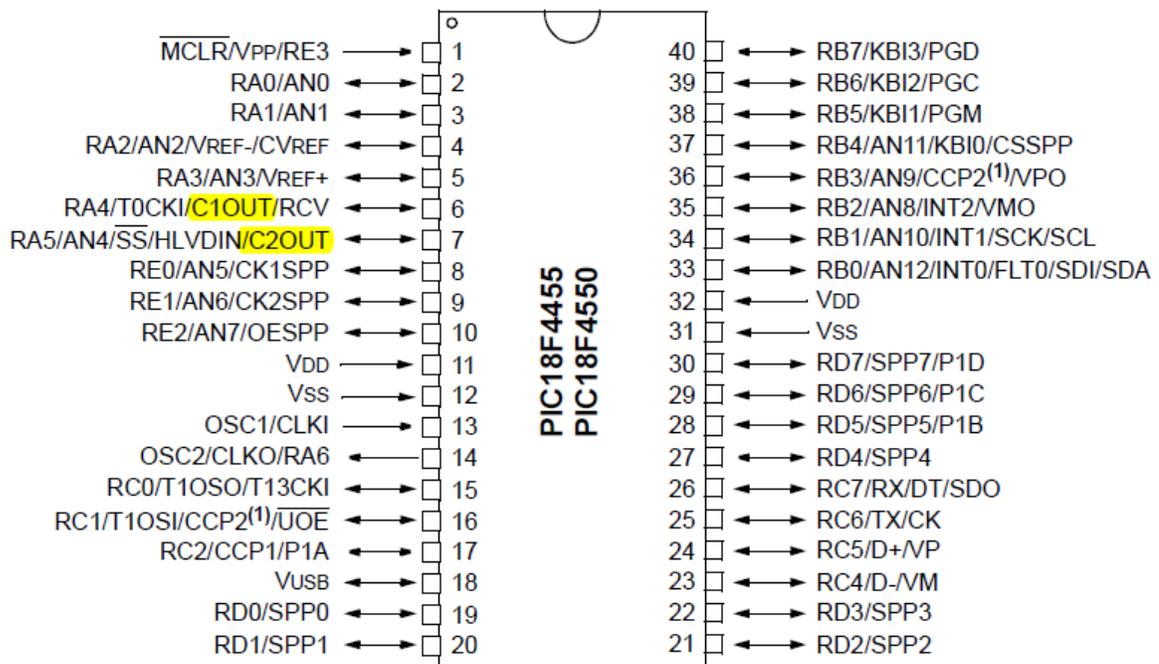


Figura 4.1 Microcontrolador PIC18f4550.

La ventaja de utilizar un microcontrolador para éste tipo de proyectos es que son de precios accesibles, consumen bajos recursos energéticos, tienen amplia capacidad de memoria y en caso de ser necesario puede realizarse una interfaz de comunicación entre el microcontrolador y un computador. El módulo de control diseñado utiliza solo algunos de los periféricos del PIC, los cuales son principalmente los Puertos entrada/salida, ADC, Salidas PWM y *Timers*.

En el módulo se utiliza el convertidor analógico a digital para sensar señales externas las cuales son de nuestro interés (velocidad del motor, voltajes de generación, etc.), después los datos de interés son mostrados en un LCD el cual es utilizado como una interfaz visual. Posteriormente dependiendo del tipo de señal adquirida, el microcontrolador toma las decisiones necesarias para controlar el sistema. La figura 4.2 muestra el diagrama de bloques del módulo de control.

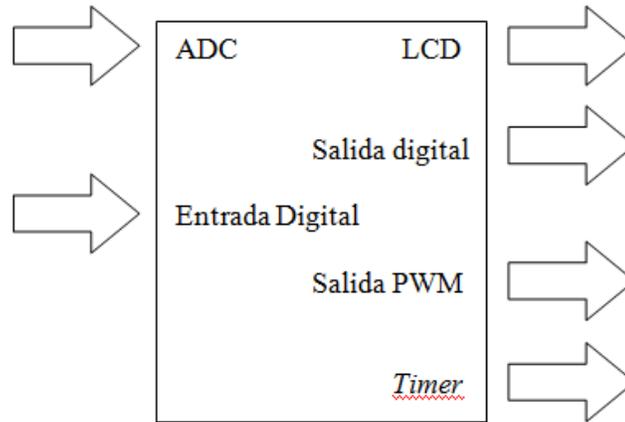


Figura 4.2. Diagrama de bloques del módulo de control.

En la figura 4.3 se muestra el circuito del módulo de control diseñado en base al diagrama de bloques de la figura 4.2.

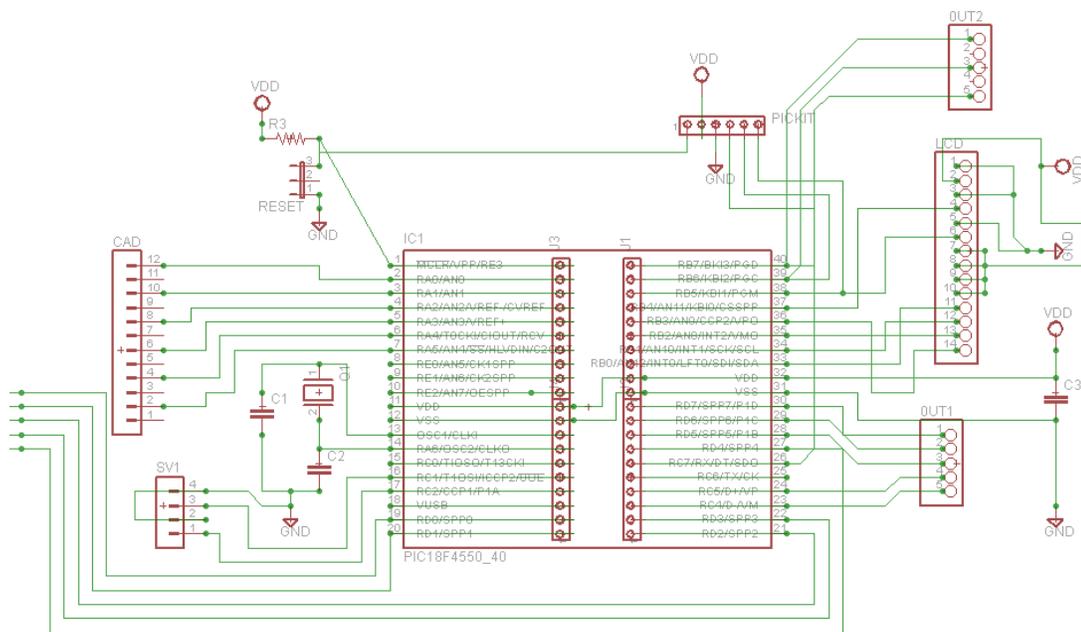


Figura 4.3 Circuito del módulo de control.



La figura 4.5 muestra el módulo de control diseñado en circuito impreso. Como podemos observar el módulo cuenta con una entrada de alimentación, cuenta con 6 canales de conversión A/D, 5 botones que pueden ser usados como entradas digitales, el LCD mencionado para mostrar datos al usuario, salidas PWM y puertos Entrada/Salida los cuales pueden ser utilizados como salidas o entradas digitales. Cabe mencionar que el módulo cuenta con una conexión para comunicación con el programador, de manera que el microcontrolador puede ser programado desde el módulo de control sin la necesidad de ser retirado.

#### 4.2.1 Interfaz Visual

Como interfaz visual se utiliza una pantalla LCD la cual proporciona al usuario la facilidad de verificar lo que está ocurriendo en el sistema, el LCD se encuentra conectado al puerto B, tal y como se muestra en la figura 4.6.

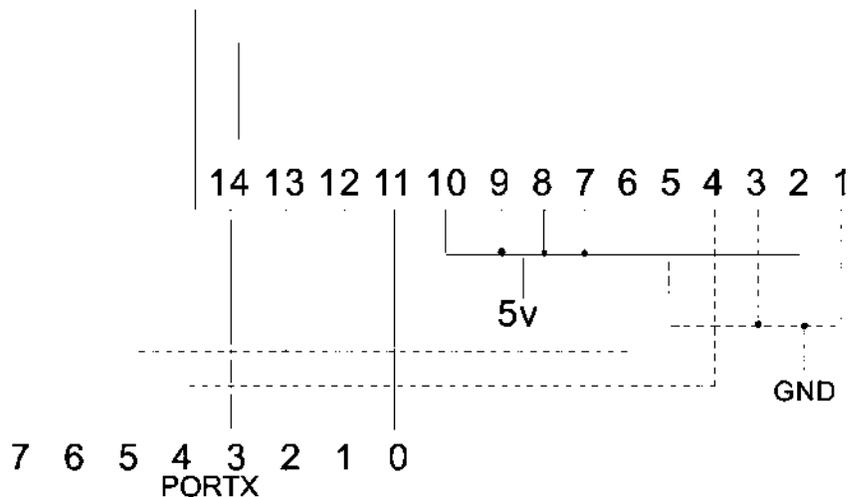


Figura 4.6 Conexiones del LCD.

La figura 4.6 mostrada anteriormente contiene el diagrama de conexiones del LCD para cualquier puerto del microcontrolador, la razón por la cual se decidió utilizar el puerto B es por la posición que tiene éste puerto, a diferencia del resto de los puertos que tienen distribuidos los bits en todo el microcontrolador, éste puerto se encuentra en su totalidad en un mismo punto, los bits del puerto RB se encuentran en los pines 33 a 40 del microcontrolador, esto facilita las conexiones al momento de diseñar el circuito impreso. La figura 4.7 muestra el LCD utilizado.



Figura 4.7 LCD utilizado en el módulo de control.

### 4.3 Módulos de acoplamiento óptico.

En todo tipo de trabajo donde se requiere combinar sistemas de potencia con sistemas digitales, es de suma importancia agregar una etapa de optoacoplamiento, esta parte del sistema nos ayuda a unir ambas partes aislando ópticamente la parte de control con la etapa de potencia. Los optoacopladores nos ayudan a proteger la parte de control en caso de que ocurriese una falla en la parte de potencia, de esta manera si se ocasionara un corto por ejemplo, estamos asegurando que el microcontrolador no sufrirá daños y seguirá funcionando sin problema, de igual manera se puede conectar un computador ya sea a través del pic18f4550 o por medio de una tarjeta de adquisición de datos (DAQ) y en caso de fallas estaremos seguros que el sistema de control (computador, microcontrolador, etc.) estará protegido.

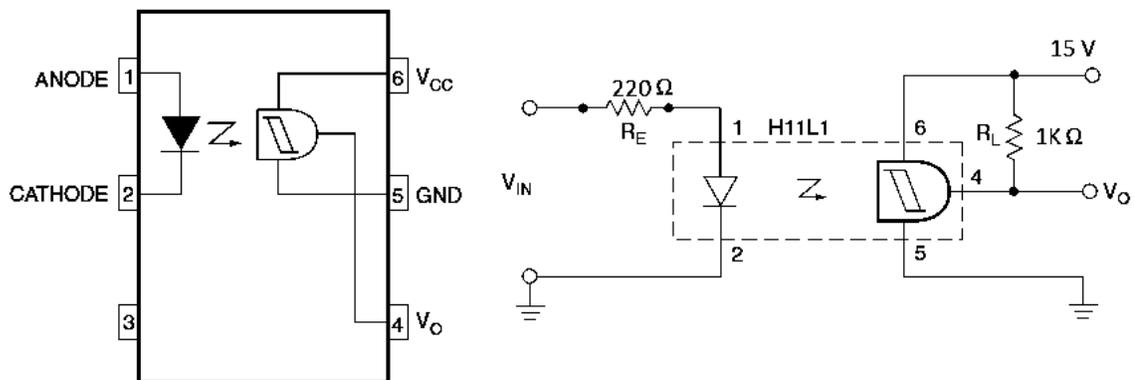


Figura 4.8. Optoacoplador H11L1.

La figura 4.8 muestra el diagrama del optoacoplador utilizado [Apéndice B1], éste circuito integrado tiene la característica de proporcionar una salida tipo TTL y soportar frecuencias muy elevadas. Para nuestro caso necesitamos reproducir una señal PWM a 25

KHz la cual es una señal digital de 0's y 1's, por lo tanto se decidió utilizar éste optoacoplador, sin embargo este optoacoplador nos entrega una salida negada, esto significa que cuando nuestra señal PWM se encuentra en “Alto” a la salida éste circuito presenta el estado contrario “Bajo”, éste problema se puede eliminar de dos formas, una de ellas es cambiar la programación en el microcontrolador y la otra es agregar una compuerta “Not” entre el microcontrolador y el optoacoplador.

En éste caso se decidió agregar la compuerta *Not*, de esta manera si el microcontrolador no manda ninguna señal, a la salida tendremos siempre un estado en “bajo”, esto es de suma importancia pues de lo contrario si se inicia el sistema y el microcontrolador se encuentra desenergizado, el motor podría estar directamente conectado 120 volts y esto ocasionaría un pico de corriente muy elevado lo cual podría dañar tanto nuestro sistema de potencia como nuestra fuente de alimentación principal.

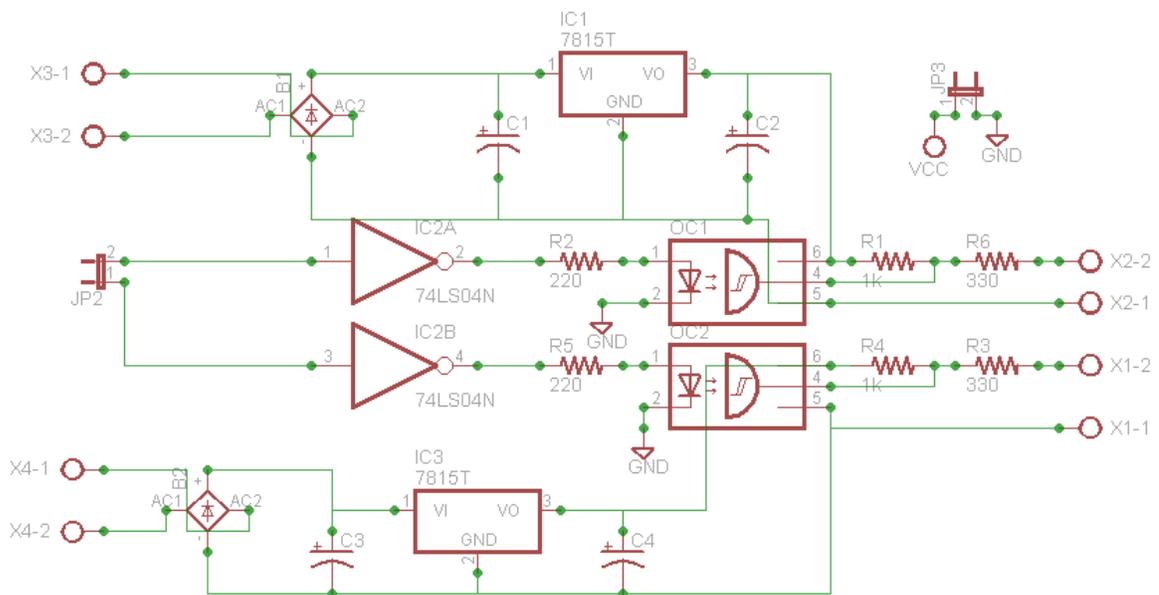


Figura 4.9. Circuito para el aislamiento óptico.

La figura 4.9 muestra el diagrama del circuito implementado para aislar ópticamente las señales de control con la parte de potencia, por otro lado la figura 4.10 muestra el diagrama esquemático, ambos esquemas fueron diseñados en el software Eagle.

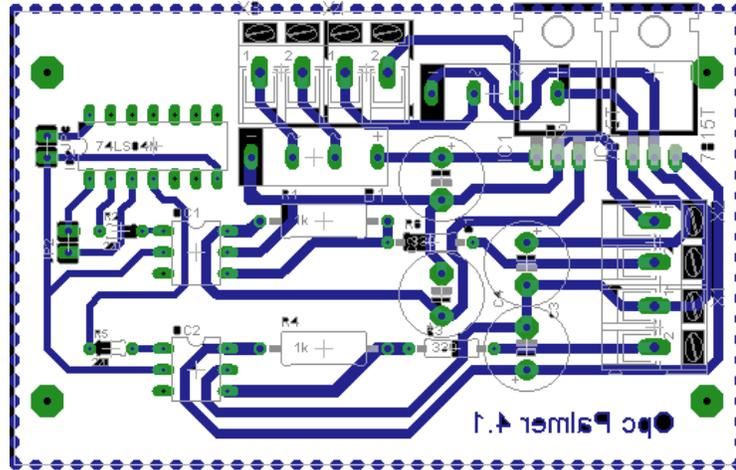


Figura 4.10 Diagrama esquemático para el acoplamiento óptico.



Figura 4.11 Circuito impreso para el acoplamiento óptico.

El circuito final para el acoplamiento óptico es mostrado en la figura 4.11, el circuito cuenta con dos entradas y dos salidas, las entradas son de 5 volts con las cuales a la salida tenemos un valor de 15 volts, se utilizaron reguladores de voltaje de 15 para obtener esta salida, la razón de aumentar el voltaje es que de esta manera podemos trabajar el transistor tipo IGBT o MOSFET en corte y saturación sin mayor problema. En el apéndice B se muestran las hojas de datos de estos dispositivos.

#### 4.4 Fuentes Conmutadas Diseñadas.

En el capítulo 2 de ésta tesis se dio una introducción a los reguladores de voltaje mediante conmutación de elementos, se analizaron los convertidores de CD-CD reductores básicos entre los cuales encontramos; convertidor reductor mediante divisores de tensión,

convertidor reductor PWM y convertidor reductor *Buck*. En ésta sección del capítulo 4 se retomaran las bases mencionadas para el convertidor reductor *Buck*.

Anteriormente se mencionó la importancia de diseñar un sistema que sea capaz de arrancar el motor de CD sin causar daños al mismo motor ó a la fuente principal de alimentación y, a la vez diseñar un sistema que no solo cumpla con éstos dos requisitos sino que también sea eficiente en términos de consumo de energía.

Hoy en día es imposible hablar de un sistema y referirse a él como bueno o adecuado sin analizar la eficiencia del mismo, en estos días cuando el gasto energético es cada día más grande, se busca diseñar sistemas que sean eficientes en cuanto al ahorro de energía.

Para éste caso se busca eliminar el clásico arranque por resistencias del motor de CD, como ya se mencionó con anterioridad éste método es el más utilizado desde hace ya varias décadas, sin embargo la eficiencia de dicho método es muy baja puesto que se logra hacer el arranque sin problemas pero se generan grandes pérdidas de energía por la carga resistiva.

#### **4.4.1 Diseño del convertidor reductor.**

El convertidor reductor diseñado para éste proyecto de tesis fue desarrollado e implementado tomando en cuenta las bases mostradas en la sección 2.5 de la tesis. Para ésta sección del capítulo 4 retomaremos dichos conceptos. Tomando como base el circuito mostrado en la figura 2.8 se prosigue a diseñar la fuente conmutada principal, la cual se encargara de arrancar el motor de CD.

Tomando en cuenta que la fuente conmutada dedicada al arranque del motor de CD deberá soportar los picos de corriente que se demanden en este punto, debemos elegir una bobina de un calibre considerable. Durante el capítulo 2 se menciona que es posible definir un valor de capacitor o de inductor al realizar los cálculos. Para éste caso se decidió tomar como valor fijo el inductor, puesto que de material reciclado se obtuvo una bobina con un calibre capaz de soportar los picos de corriente que pudiese demandar el motor.

Datos:

- $D = 0-100\%$ ..... Ciclo de trabajo.
- $F = 25 \text{ KHz}$ ..... Frecuencia de conmutación.
- $V_{in} = 120 \text{ Vcd}$ ..... Voltaje de entrada en la fuente conmutada.

- $L = 630 \mu F$  ..... Inductor.
- $V_{out} = 0-120 V_{cd}$  ..... Voltaje de salida.
- $C = ?$  ..... Capacitor.

De los datos anteriores, el ciclo de trabajo varía de 0 a 100% pues se requiere variar el voltaje de salida desde un valor 0 hasta un valor de  $V_{in}=120$ , el voltaje es de 120 pues éste es el voltaje con el que funciona la máquina de CD a controlar. La frecuencia de conmutación es definida con un valor de 25 KHz para reducir el tamaño de los componentes, como ya se menciono en el capítulo 2 mientras mayor es la frecuencia de conmutación el tamaño físico de la fuente conmutada puede reducirse considerablemente. El valor del inductor fue predefinido para posteriormente calcular el capacitor correspondiente.

Para definir el calibre de la bobina tomamos los datos nominales del motor a controlar los cuales son:

- $P = 2Kw$
- $I_{Armadura} = 23 A$
- $I_{Shunt} = 0.81 A$
- $V_{in} = 120 V_{cd}$

En el capítulo 3 se mencionó que un motor de CD consume alrededor de 3 veces su corriente nominal en el arranque, por lo tanto llevando nuestra fuente conmutada a éste extremo, se tendrá que diseñar una fuente capaz de soportar picos de alrededor de 69 amperios. Por lo tanto la bobina deberá tener un calibre considerable para resistir la corriente nominal de la armadura y los picos mencionados.

Retomando las ecuaciones mostradas en la sección 2.5 del capítulo 2 podemos determinar el valor de los dispositivos restantes.

$$L_{min} = \frac{(1 - D)R}{2f} \quad (2.10)$$

$$D = \frac{V_o}{V_s} \quad (2.11)$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1 - D}{8LCf^2} \quad (2.12)$$

Con éstas 3 ecuaciones podemos determinar el valor de los elementos que conforman una fuente conmutada reductora (*Buck*). Para éste caso se tiene conocimiento del valor de la mayor parte de los componentes, los cuales fueron mostrados anteriormente. Sin embargo para determinar el valor del capacitor es necesario definir un valor fijo para el ciclo de trabajo  $D$  y un valor de rizado ( $\Delta V_o/V_o$ ). Para el caso del rizado no se tiene mayor complicación, basta con elegir un valor de rizado muy pequeño de manera que nuestra señal de salida tenga una forma lo más constante posible, para esto tomamos el valor de rizado de un 0.5%.

$$Rizado = \frac{\Delta V_o}{V_o} = 0.5\% = 0.005 \quad (4.1)$$

Para el caso del ciclo de trabajo hay que tomar otras consideraciones, por el momento sabemos que nuestro ciclo de trabajo debe tener una variación de 0 a 100%, sin embargo para los cálculos es necesario definir un valor fijo. En el capítulo 2 se menciona que una fuente conmutada puede trabajar en 3 regiones:

- Modo Continuo.
- Modo Continuo – Discontinuo.
- Modo Discontinuo.

También se menciona que moviendo el ciclo de trabajo podemos movernos en estas tres regiones de trabajo, esto es de suma importancia pues si la fuente se trabaja en modo discontinuo, hay que asegurar que la corriente demandada por la carga en ese momento sea mínima. Cabe mencionar que si en el diseño se determina un valor de ciclo de trabajo  $D$ , ese ciclo de trabajo nos posicionara en el modo continuo, de manera que mientras más nos movamos de ese valor ya en la práctica, más nos acercaremos al modo Discontinuo.

Tomando estas consideraciones en cuenta es recomendable elegir un ciclo de trabajo cercano al valor final en el que se trabajara la fuente, esto es; para nuestro caso el ciclo de trabajo final será de 100%, entonces para realizar los cálculos hay que elegir un ciclo de trabajo cercano a éste valor, el cual se tomo del 90%, de esta manera cuando el sistema inicia ( $D=1\%$ ) comenzaremos en una región discontinua pues estamos alejados del valor calculado, con la ventaja de que al inicio el voltaje de salida es muy pequeño y por lo tanto la carga demanda un valor de corriente reducido.

Cuando el valor de D se incremente nos moveremos a la región Continua – Discontinua, y posteriormente al seguir incrementando el ciclo de trabajo nos posicionaremos en la región continua, de esta manera aseguramos que la fuente trabajara de manera adecuada y sin grandes pérdidas en el estado transitorio del motor.

$$D = 90\% = 0.9$$

Ahora bien con todos los datos proporcionados, despejando C de la ecuación 2.12 podemos determinar el valor del capacitor.

$$rizado = \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1 - D}{8LCf^2} = 0.005 \therefore C = \frac{1 - D}{8L(rizado)f^2} \quad (2.12)$$

$$C = \frac{1 - 0.9}{8(0.000630H)(0.005)(25,000Hz)^2} = 6.3492e - 006F = 6.3492\mu F \quad (4.2)$$

Los cálculos hechos hasta éste momento son para la fuente conmutada principal, la cual hará el arranque del motor de CD inyectándole un voltaje de alimentación variable en la armadura. Figura 4.12 muestra el circuito diseñado en base al de la figura 2.8 para implementar la fuente conmutada principal.

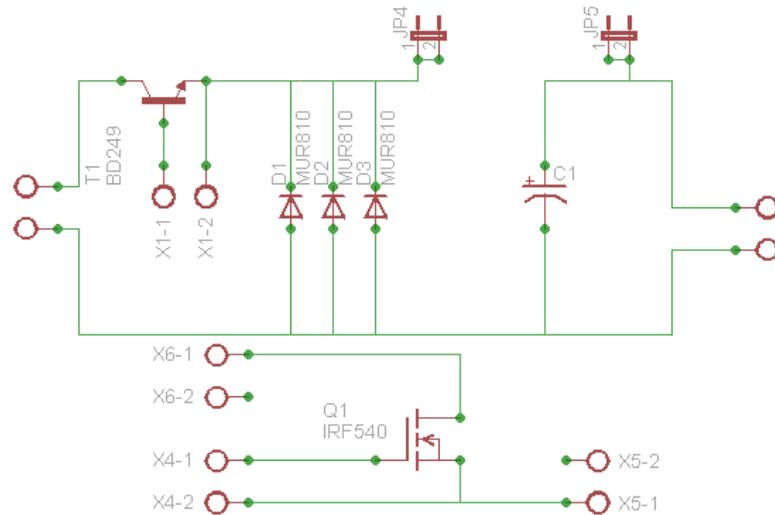


Figura 4.12 Circuito de la fuente conmutada principal.

Una vez hechos los cálculos se puede proseguir a implementar el circuito en forma real, el diagrama esquemático de la figura 4.13 corresponde al circuito de la figura 4.12, de

igual forma la figura 4.14 muestra el circuito de la fuente conmutada real pasado a circuito impreso.

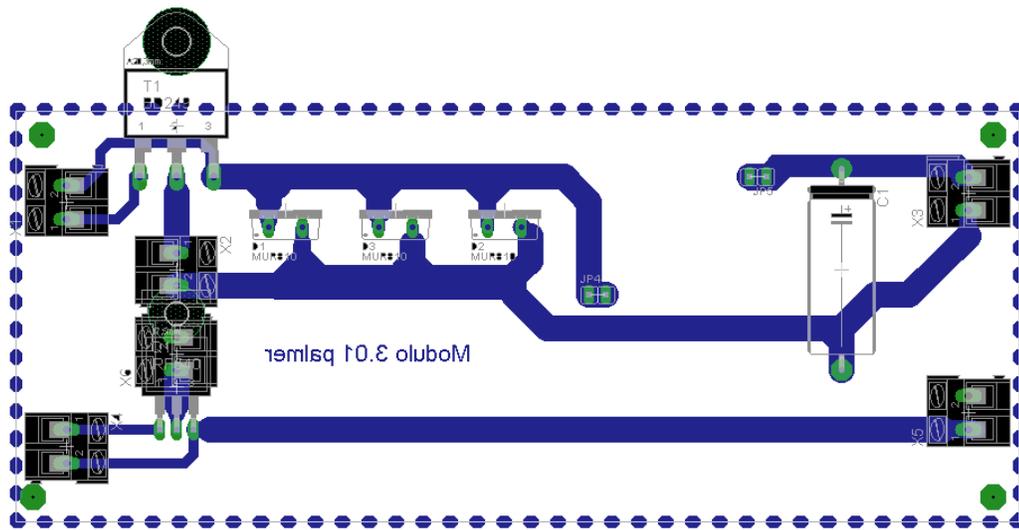


Figura 4.13. Diagrama esquemático de la fuente conmutada principal.

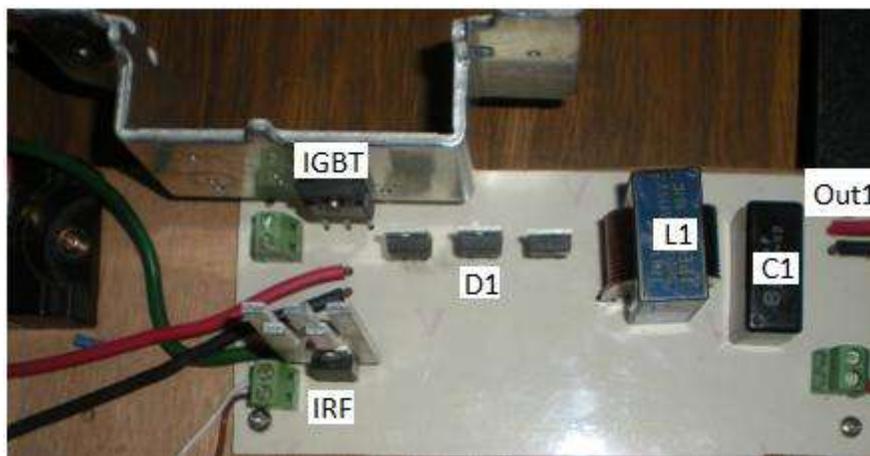


Figura 4.14 Fuente conmutada Principal.

En la sección 3.2.2 del capítulo 3 se mostraron los tipos de conexiones más comunes para hacer control de la máquina de CD, también se mencionaron las ventajas de utilizar la conexión en excitación independiente, dicha conexión es la que se decidió implementar para éste proyecto. Ahora bien una vez que se ha logrado hacer el arranque del motor de CD, se requiere controlar dos cosas para poder hacer sincronización, una de estas es controlar frecuencia de generación y la otra es el voltaje de generación.

Hasta éste momento con la fuente conmutada diseñada se puede hacer el arranque del motor pero faltan implementar dos fuentes conmutadas más para realizar el control de velocidad del motor de CD con lo cual se controlara el frecuencia de generación y, una fuente más para controlar el voltaje de campo de la máquina síncrona, con lo cual se controlara el voltaje de generación. Entonces las dos fuentes restantes deberán controlar el voltaje de alimentación en el devanado de campo de la máquina síncrona y alimentación en estator de la máquina de CD.

La ventaja que se tiene es que para éste caso las fuentes conmutadas no deben ser de gran capacidad puesto que en ambos casos la corriente nominal es de aproximadamente de 2 amperios. De manera que los dispositivos de conmutación elegidos para estas fuentes no necesitan ser de gran capacidad, a diferencia de la fuente principal donde se necesitan IGBT's, para éste caso un transistor IRF tipo MOSFET es más que suficiente.

### **Cálculos para las fuentes conmutadas secundarias.**

Nuevamente retomamos las ecuaciones mostradas en la sección 2.5 del capítulo 2 para determinar los valores de los componentes de las fuentes restantes. Comenzamos con la fuente conmutada que controlara el voltaje de alimentación del estator en la máquina de CD.

Datos:

- $F = 25\text{KHz}$
- $D = 80\%$
- $C = 330\mu\text{F}$
- $Rizado = 0.5\%$
- $L_{shunt} = ?$

Para éste caso se decidió tomar el valor del capacitor pues es más sencillo hacer la bobina, para el caso de la fuente principal se predefinió la bobina por que se ya contaba con ella. Ahora entonces de la formula 2.12 despejamos L para calcular la inductancia.

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1 - D}{8LCf^2} = 0.005 = Vr \therefore L = \frac{1 - D}{8(Vr)Cf^2}$$

$$L_{Shunt} = \frac{(1 - 0.8)}{8 * (0.005) * (330\mu F)(25 KHz)^2} = 24.242 \mu H \quad (4.3)$$

Durante el capítulo 2 se mencionó que es recomendable tomar los valores de los elementos un 20% mayor a los valores calculados, siguiendo esta recomendación tomaremos un valor de inductancia 20% mayor al valor obtenido la cual será:

$$L_{Shunt} = 24.242 * 0.2 + 24.242 = 29.09 \approx 30\mu H \quad (4.4)$$

Tomamos las mismas ecuaciones para determinar el inductor de la fuente conmutada que alimentara el devanado de campo en la máquina síncrona, tomando en cuenta los siguientes datos.

- $F = 25KHz$
- $D = 80\%$
- $C = 220\mu F$
- $Rizado = 0.5\%$
- $L_g = ?$

$$Vr = \frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{1 - D}{8LCf^2} = 0.005 \quad \therefore \quad L = \frac{1 - D}{8(Vr)Cf^2}$$

$$L_g = \frac{(1 - 0.8)}{8 * (0.005) * (220\mu F)(25 KHz)^2} = 3.636e - 5 = 36.36\mu H \quad (4.4)$$

Nuevamente tomamos un valor 20% mayor con lo que tenemos:

$$L_g = 36.36 + (36.36 * 0.2) = 43.637 \approx 44\mu H \quad (4.5)$$

La figura siguiente muestra los circuitos impresos de las fuentes conmutadas para el devanado de campo del generador y de la máquina de CD. En la figura se indica cual fuente corresponde al devanado de campo de la máquina de CD y cual al devanado de campo del generador. Como se mencionó con anterioridad, para éste caso tanto los dispositivos de conmutación como el calibre de las bobinas no necesitan ser de gran capacidad pues las corrientes para estos devanados no son muy elevadas.

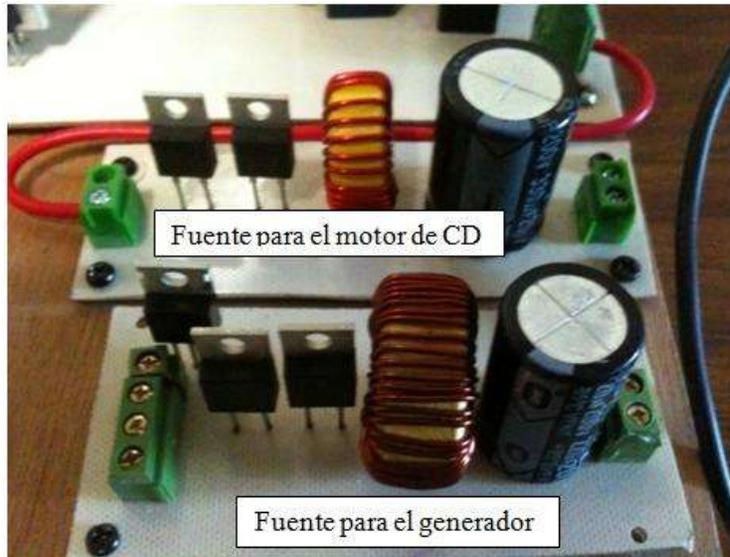


Figura 4.15 Fuentes conmutadas secundarias.

Durante esta sección se han mostrado los cálculos y diseños de las 3 fuentes conmutadas utilizadas en nuestro sistema. Dichas fuentes son mostradas en las figuras 4.14 y 4.15. Ahora bien, el dispositivo de conmutación de la fuente conmutada principal mostrada en la figura 4.14, es un IGBT base MOSFET con salida transistor de matrícula G30N60B3 [Apéndice B2], éste dispositivo soporta una corriente nominal de 60 amperios, 600 volts y un pico de corriente de 220 Amp, lo suficiente para arrancar la máquina de CD.

Los diodos volantes utilizados en esta fuente son de alta recuperación y de alta capacidad de corriente, se utilizaron 3 diodos MUR1560G [Apéndice B3] en paralelo, los cuales soportan un voltaje inverso de pico de 600 volts, 15 amperios nominales y un pico de 30 amperios, esto suma un total de 90 amperios de pico y 45 amperios de corriente nominal.

Para el caso de las fuentes conmutadas secundarias se utilizaron transistores IRF640 [Apéndice B4] como dispositivos de conmutación, los cuales soportan 18 amperios nominales, un pico de 72 amperios y 200 volts entre *Drain* y *Source*. Se utilizaron 2 diodos MUR en paralelo como diodos volantes de las mismas características que los de la fuente principal. Cabe mencionar que para trabajar en corte y saturación tanto el transistor IRF como IGBT, se utilizan 15 volts entre *Gate* y *Source* y, 15 más entre *Gate* y Emisor respectivamente. La figura 4.16 muestra los tres elementos descritos.

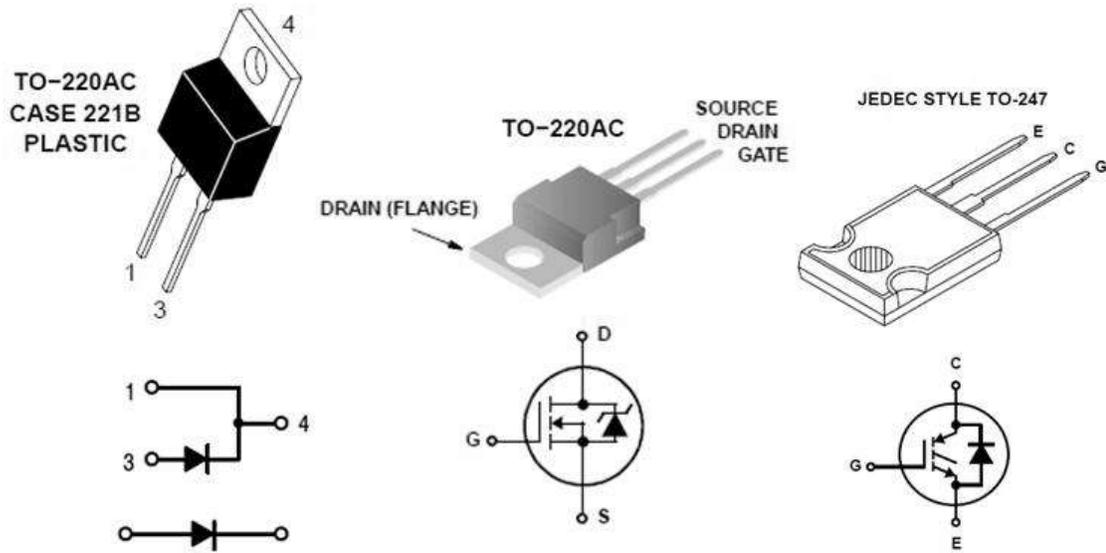


Figura 4.16 Diagramas del Diodo, IRF e IGBT de las fuentes conmutadas.

#### 4.4.2 Fuente de alimentación principal.

En la sección 4.4.1 se ha mostrado la forma en la que se han diseñado y calculado las fuentes conmutadas implementadas en éste trabajo de tesis, ahora bien nuestras fuentes conmutadas se encuentran conectadas a la salida de una fuente principal basada en un autotransformador, de manera que al hacer el arranque del motor debemos tomar en cuenta no solo la capacidad de las fuentes diseñadas sino también de la fuente de poder principal.

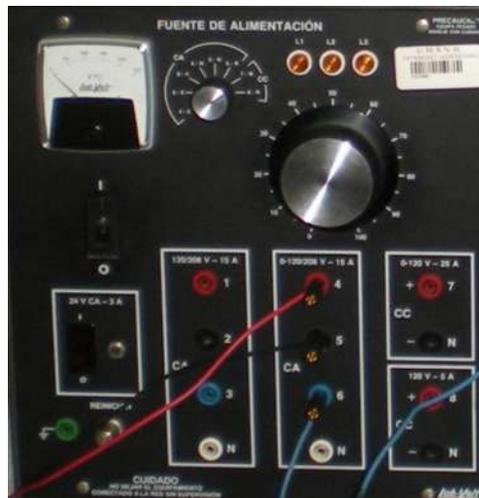


Figura 4.17. Fuente de alimentación principal.

La figura 4.17 muestra la fuente principal a la cual se encuentra conectado nuestro sistema. La fuente cuenta con 4 subdivisiones, en la primera tenemos una fuente de CA trifásica fija de 120 volts de fase y 208 volts de línea, en la segunda división tenemos una fuente variable de CA trifásica de 0-120 volts de fase y 0-208 volts de línea. En la tercera división tenemos una fuente variable de 0-120 volts de CD y en la cuarta división tenemos una salida de 120 volts de CD.

Cabe mencionar que la fuente está conectada a la red de CFE de manera que está sujeta a los valores de voltaje que suministra la red federal.

Ahora bien la fuente conmutada principal se encuentra conectada a la segunda división, para esto se toma el voltaje de las tres fases y se rectifica mediante un puente rectificador trifásico completo de manera que a la salida del puente obtenemos un voltaje de 125 volts de CD. La figura 4.18 muestra el puente rectificador utilizado.



Figura 4.18 puente rectificador trifásico.

El puente rectificador de matrícula ME501206 [Apéndice B4] soporta 100 amperios de corriente nominal y voltajes arriba de 200 volts por fase, la fuente conmutada principal nos entrega una corriente máxima de 15 amperios por fase, lo suficiente para arrancar el motor de CD. Se decidió utilizar esta fuente para conmutar la armadura del motor de CD pues es la que soporta mayor demanda de corriente, sumando la corriente que soporta cada fase tenemos 45 amperios nominales y un pico de alrededor de 90 amperios.

Para el caso de las otras dos fuentes conmutadas estas están conectadas a la fuente fija de 120 volts de CD, estas dos fuentes no necesitan una gran demanda de corriente por lo tanto se conectan directamente a la fuente fija.

## 4.5 Módulo de Sincronización.

Una vez mostrado todo el sistema de acoplamiento óptico, control y fuentes de potencia. Pasamos al diseño del módulo de sincronización, éste módulo se diseñó para sensor la diferencia de voltajes entre nuestro generador y la red de CFE. El módulo está conectado entre el generador y CFE, tiene optoacopladores que envían las señales de esta parte del sistema al microcontrolador sin riesgo de dañar la parte de control.

El módulo cuenta con 3 leds que funcionan como indicadores visuales, los leds se encienden y apagan al igual que las lámparas del módulo de sincronización clásico, de esta manera el usuario puede observar que realmente el sistema está funcionando de manera correcta. La figura 4.19 muestra el circuito diseñado y su conexión para sensor la diferencia de voltajes entre CFE y el Generador.

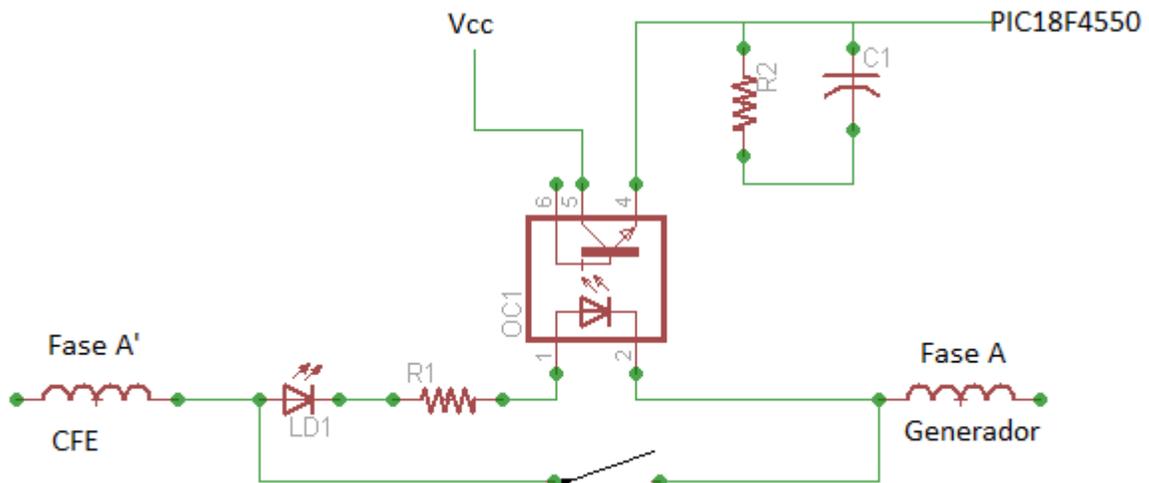


Figura 4.19. Circuito sensor de diferencia de voltajes.

El optoacoplador utilizado es el 4n29 [Apéndice B6], éste circuito integrado nos proporciona una salida tipo transistor con arreglo *Darlington*, de manera que si se incrementa el voltaje en el diodo interno, la salida se incrementará de igual manera. Se utilizó un optoacoplador con salida *Darlington* por que nos interesa sensor los voltajes mínimos entre el generador y CFE, de manera que si el voltaje entre ambas fases es muy pequeño otro tipo de optoacoplador podría no percibir la señal y proporcionar un 0 a la salida cuando aun se tengan voltajes altos entre fases.

La resistencia R1 debe ser de un valor elevado puesto que debe reducir la corriente para cuando la diferencia de voltajes es mayor a 200 volts RMS, de esta manera estamos protegiendo tanto el led externo como el led interno del optoacoplador.

$$V = I * R \quad (4.6)$$

$$Vp = Vrms\sqrt{2} \quad (4.7)$$

$$P = V * I \quad (4.8)$$

Ahora bien tomando en cuenta estas tres ecuaciones podemos pasar a calcular la resistencia del circuito para proteger los leds mencionados.

$$R = \frac{V}{I} = \frac{240\sqrt{2}}{20 \text{ mA}} = 16.791 \text{ k}\Omega \quad (4.9)$$

La resistencia calculada está determinada para dejar pasar 20 mA al momento que se tiene la diferencia de potencial más elevada (240 Vrms), sin embargo en la práctica se observo que para éste valor de resistencia el transistor del optoacoplador se satura a un voltaje menor de 37 volts RMS, esto nos genera complicaciones pues no podemos saber el voltaje real arriba de éste valor de voltaje. Para eliminar éste problema se opto por agregar una resistencia de 10kΩ para lo cual los cálculos quedan de la siguiente manera.

$$I = \frac{V}{R} = \frac{240\sqrt{2}}{26800} = 12.6645 \text{ mA} \quad (4.10)$$

Ahora se procede a calcular la potencia de las resistencias.

$$P = V * I = (240\sqrt{2}) * 12.6645 \text{ mA} = 4.2985 \text{ W} \quad (4.11)$$

En la práctica no encontramos un valor de resistencia fijo con estas características, de manera que se optó por hacer un arreglo de 3 resistencias las cuales nos proporcionen el valor más cercano al calculado. Para éste caso las resistencias del arreglo son  $R1=R2=10k\Omega$  y  $R3=6.8k\Omega$ . La ventaja que se tiene al hacer el arreglo es que la potencia del circuito se divide entre estas tres resistencias y por lo tanto el tamaño físico de las resistencias se reduce.

$$P1 = P2 = R1 * I^2 = (10k\Omega) * (12.6645 mA)^2 = 1.6039 W \quad (4.12)$$

$$P3 = R3 * I^2 = (6.8k\Omega) * (12.6645 mA)^2 = 1.0906 W \quad (4.13)$$

Para verificar estos cálculos comparamos la suma de potencias con la potencia total calculada en 4.11.

$$P_t = P1 + P2 + P3 = 1.6039 + 1.6039 + 1.0906 = 4.2985 \quad (4.14)$$

Como podemos observar es el mismo valor que el obtenido en 4.11, por lo tanto podemos concluir que nuestros cálculos son correctos y podemos proceder a la implementación del circuito para el módulo de acoplamiento de fases. La figura 4.20 muestra el circuito completo del módulo de sincronización diseñado.

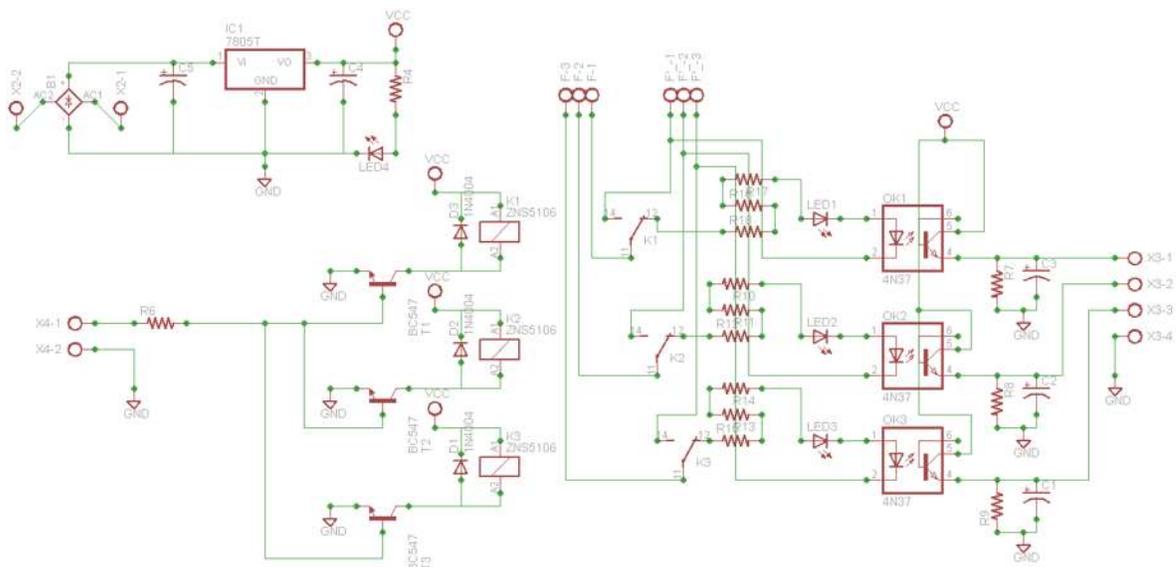


Figura 4.20. Circuito del módulo de sincronización.

Como se puede observar en el circuito de la figura 4.20, el módulo cuenta con alimentación propia para los optoacopladores, cuenta con relevadores electrónicos los cuales serán activados utilizando el microcontrolador, de esta manera éste módulo será capaz de cerrar el sistema y sincronizar nuestro generador con la red federal.

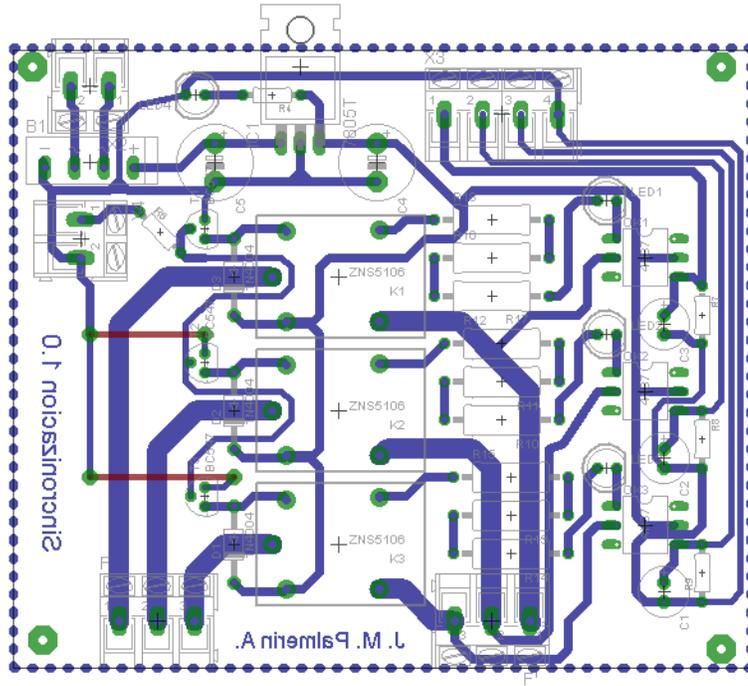


Figura 4.21 Diagrama esquemático del módulo de sincronización.

La figura 4.21 muestra el diagrama esquemático del módulo de sincronización, en esta figura ya se puede observar la posición física de los dispositivos, las líneas de mayor grosor corresponden a los puntos donde estarán conectadas las fases del generador y de CFE cuando se realice la sincronización.

La figura 4.22 muestra el circuito impreso del módulo de control, en esta figura podemos observar todos los elementos utilizados, cabe mencionar que los relevadores utilizados [Apéndice B6] soportan un voltaje de 240 volts de CA y una corriente nominal de 12 amperios, para cerrarse necesitan un voltaje de 5 volts en la bobina de control del interruptor. En el circuito los relevadores están conectados en el interruptor normalmente abierto, cada interruptor está conectado entre Fase del generador y Fase de CFE, estos se cierran únicamente cuando se cumplen las condiciones de sincronización, de lo contrario se quedarán abiertos.

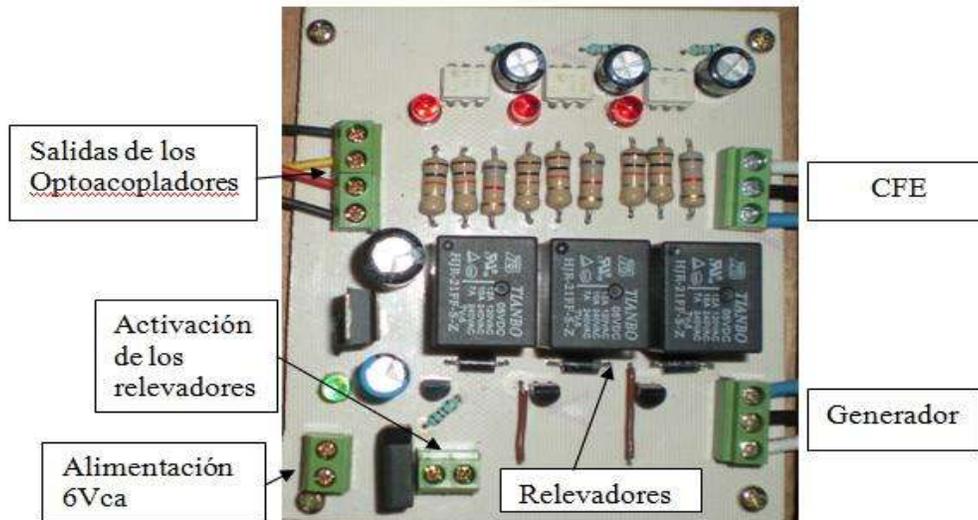


Figura 4.22 Módulo de sincronización.

El módulo de control diseñado tiene como base los módulos de control clásicos, los cuales utilizan lámparas de 240 volts para visualizar que el sistema cumpla con las características de sincronización. Como ya se menciono los tres leds mostrados en la parte superior del circuito están conectados entre las fases A y A', B y B' y entre las fases C y C', de manera que funcionan como las lámparas del módulo clásico, estos leds nos sirven como indicadores visuales, de forma que el usuario puede verificar fácilmente que el sistema está realmente funcionando. Los relevadores cierran cada una de las fases, dejando fuera tanto los leds como las resistencias al igual que el interruptor del módulo clásico.

La ventaja que se tiene con éste módulo es que toda la sincronización se realiza de manera electrónica y por lo tanto es más rápido que utilizar interruptores mecánicos.

#### 4.5.1 Sensor para el voltaje de generación.

Para determinar el voltaje de generación se utilizó un circuito basado en el del módulo de sincronización, se utilizo un optoacoplador con salida transistor, solo que para éste caso no se necesita uno con salida *Darlington* pues no nos interesan voltajes menores a 60 volts, tomando en cuenta que buscamos generar alrededor de 120 volts de CA por fase.

La figura 4.23 muestra el diagrama del circuito que se diseñó para sensar el voltaje de generación y la figura 4.24 muestra el diagrama esquemático del circuito.

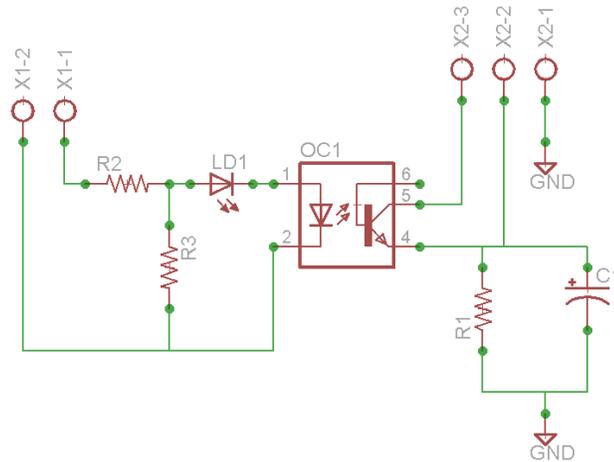


Figura 4.23 Circuito para determinar el voltaje de generación.

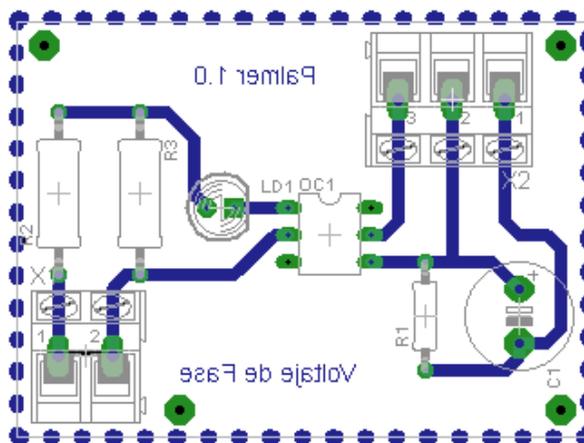


Figura 4.24 Diagrama esquemático circuito para determinar el voltaje generado.

Para éste caso se hizo un divisor de tensión utilizando una resistencia de  $8.2\text{ K}\Omega$  y una de  $1\text{ K}\Omega$  a una potencia de 5 y 2 watts respectivamente. El divisor de tensión está conectado entre Fase y Neutro del Generador, el arreglo resistivo reduce el voltaje que se inyecta en el optoacoplador.

El transistor se satura para un voltaje de entrada mayor a 135 volts de CA, esto es suficiente para determinar el voltaje de generación pues como ya se mencionó solo se necesitan generar alrededor de 120 volts de CA.

## 4.6 Resumen.

Durante los primeros 3 capítulos se trataron temas esenciales para éste proyecto de tesis, en el capítulo 2 se determinaron las formulas y condiciones necesarias para diseñar fuentes conmutadas. En el capítulo 3 se dio una introducción a los motores de CD y a la Máquina Síncrona, se mostraron las conexiones del motor de CD y se hablo de la razón por la cual es conveniente realizar una u otra. También se mostraron las características que presenta la máquina de CD durante el arranque.

Ahora bien en éste capítulo se mostraron todos los módulos diseñados para hacer el arranque de la máquina de CD, el control de la velocidad de la misma y posteriormente el control de voltaje de alimentación del devanado de campo de la máquina síncrona y por último el módulo para realizar la sincronización.

Como hemos visto toda la teoría mostrada en los capítulos anteriores ha sido de gran utilidad tanto para ver la forma de realizar el control del sistema, como para diseñar los módulos requeridos en el mismo. Cada uno de los módulos mostrados en éste capítulo ha sido diseñado y probado durante el transcurso de éste proyecto de tesis, tomando como base la teoría mostrada en un principio. La figura 4.25 muestra el Módulo completo diseñado para hacer control de la Máquina de CD y Sincronización automática mediante el microcontrolador pic18f4550.

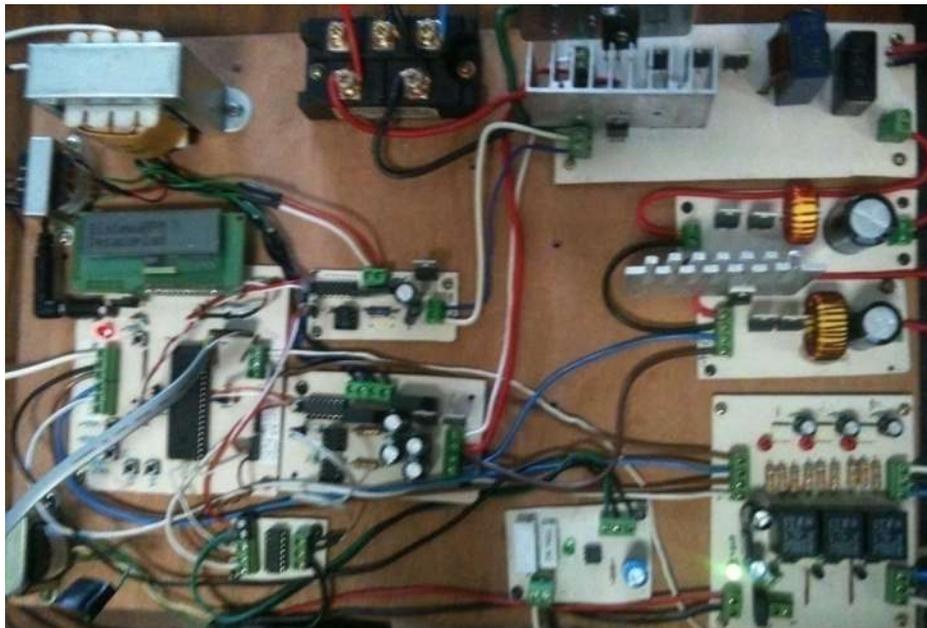


Figura 4.25 Módulo diseñado terminado.

# Capítulo 5

## Pruebas y Resultados.

Una vez terminado el módulo se realizaron diversas pruebas, de las cuales se obtuvieron graficas de corrientes y voltajes en diversos puntos del sistema. En éste capítulo se muestran los resultados de dichas pruebas y a su vez los resultados de éste proyecto de tesis.

### 5.1 Arranque del motor de CD.

Una de las etapas más importantes de éste trabajo fue sin duda hacer el arranque del motor de CD de una manera eficiente, durante los capítulos 2 y 3 se menciona que el arranque de motores de alta capacidad se realiza comúnmente mediante el método de arranque por resistencias, se menciona también que éste método es demasiado ineficiente puesto que las resistencias consumen demasiada potencia y por lo tanto hay pérdidas considerables.

Para éste caso se busco realizar un arranque automático y de una forma más eficiente, la forma más adecuada que se encontró fue hacer un arranque mediante fuentes conmutadas, tal y como se ha mencionado durante los capítulos anteriores. La figura 3.10 muestra la conexión del motor de CD utilizada en éste proyecto. La figura 5.1 muestra el comportamiento de la corriente durante el arranque del motor de CD como resultado del método que se utilizo en éste trabajo de tesis.

Si analizamos la figura 5.1 la corriente de pico registrada es de 11.4 amperios, tomando en cuenta que es un motor de 2KW y que la corriente nominal del motor es de 23 amperios, podemos deducir que nuestro sistema es eficiente pues la corriente de consumo en el arranque es menor a la mitad de la corriente nominal. Antes de realizar el arranque con nuestro sistema se realizo un arranque manual, el cual consiste en mover la perilla de la fuente principal y aumentar manualmente el voltaje de la fuente variable desde 0 hasta 120 volts, para éste caso la corriente de pico mínima registrada fue aproximadamente 19 amperios. Por lo tanto podemos nuevamente concluir que nuestro sistema es eficiente.

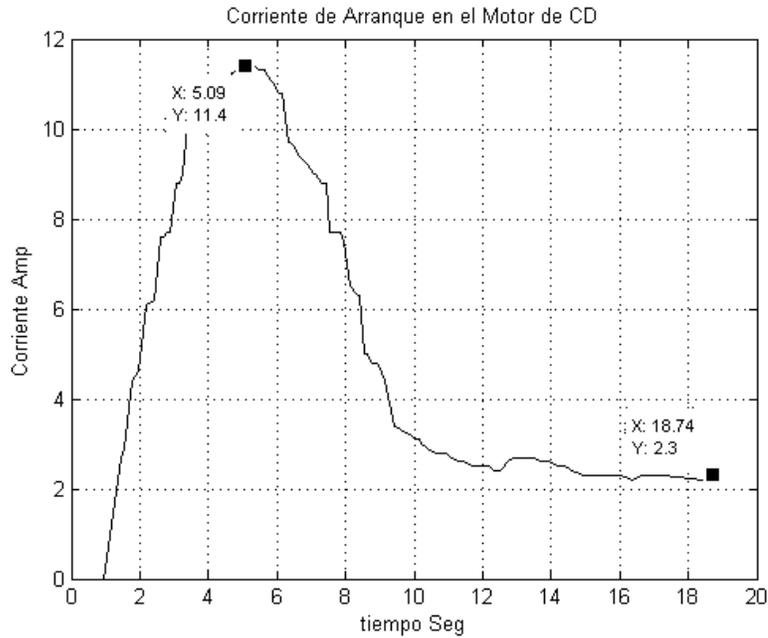
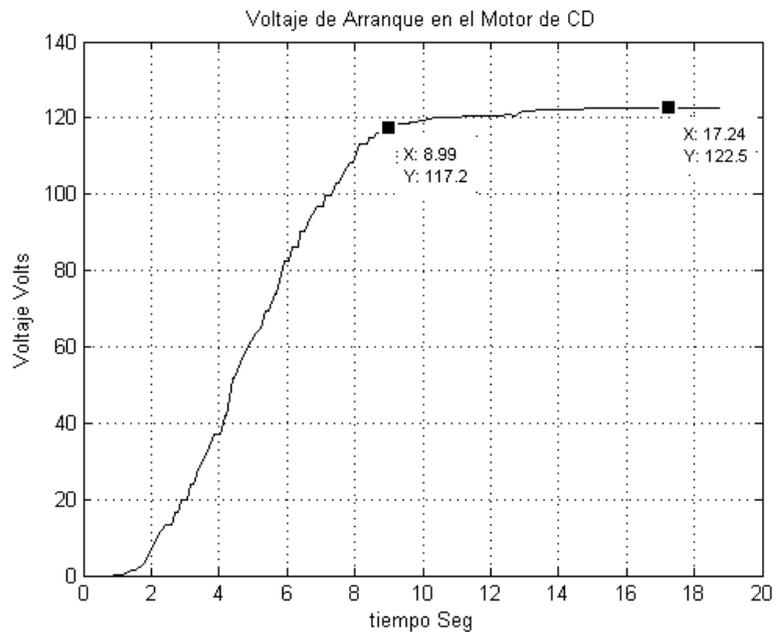


Figura 5.1. Corriente en estado transitorio.

Ahora bien de la figura 5.1 también podemos observar el que la corriente se establece en aproximadamente 2.3 amperios. El sistema puede considerarse estable a partir de los 12 segundos puesto que para éste tiempo las variaciones de corriente son prácticamente imperceptibles por el motor. La figura 5.2 muestra la rampa que se inyecta en la armadura del motor de CD, para realizar el arranque.



5.2. Voltaje de alimentación en la armadura.

Como podemos observar en la figura 5.2 el voltaje de suministro en la armadura del motor de CD tiene realmente la forma deseada, como se mencionó en capítulos anteriores, la forma en que se espera arrancar el motor de CD es variando el voltaje de un valor 0 a un valor de aproximadamente 120 Volts. Analizando esta figura también podemos concluir que nuestra fuente conmutada principal realmente funciona puesto que el voltaje registrado si lleva un incremento practicante lineal.

El voltaje comienza a incrementarse prácticamente después de 1 segundo de haber iniciado el sistema y comienza a estabilizarse en cerca de 9 segundos, aproximadamente en 117 volts de CD. Cabe mencionar que la pendiente de esta rampa puede ser modificada mediante el programa del microcontrolador, si se aumenta la velocidad del incremento de la señal PWM el tiempo de arranque se reduciría, de lo contrario si el incremento del PWM se hace más lento, el tiempo del arranque se aumentaría y por lo tanto se estaría modificando directamente la pendiente de la rampa.

Sin embargo cabe mencionar que al mover estos tiempos también movemos el pico de corriente que demanda el motor, de manera que si se aumenta o disminuye la velocidad en el arranque, la corriente podría dispararse aun más, de igual manera el pico podría ser más prolongado.

La figura 5.2 muestra el voltaje de suministro y la corriente demandada por el motor respecto al tiempo.

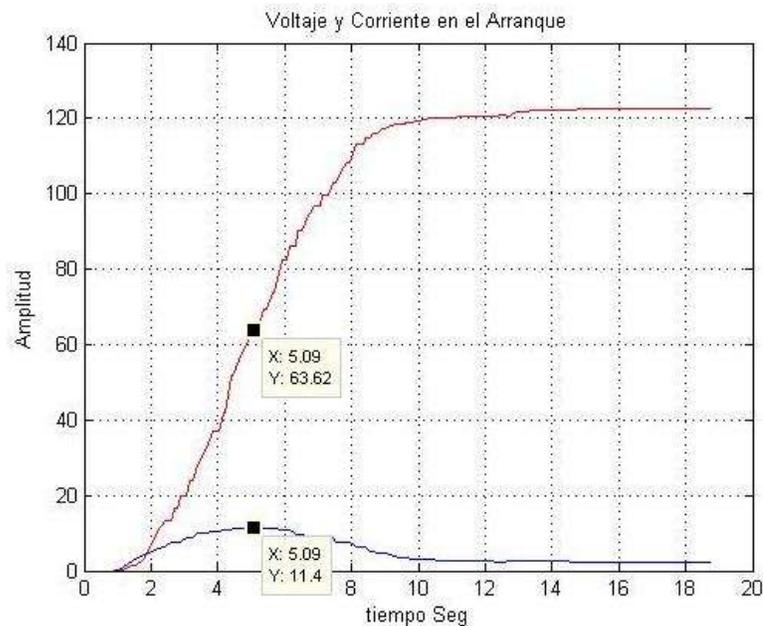


Figura 5.3. Voltaje y Corriente en la armadura durante el arranque.

Como se puede observar en la figura 5.3, el pico de corriente se presenta en alrededor de 63 volts, posteriormente la corriente comienza a disminuir hasta finalmente establecerse después de los 10 segundos. De esta figura se puede concluir que después de 5 segundos, arriba de 63 volts, el motor ha logrado vencer totalmente la inercia y por lo tanto la corriente comienza a disminuir hasta establecerse en un valor estable.

## **5.2 Voltaje y Frecuencia de generación.**

### **5.2.1 Voltaje generado.**

El módulo que se diseñó funciona en prácticamente 4 pasos:

1. Arranque del motor de CD.
2. Control del voltaje de generación.
3. Control de la frecuencia de generación.
4. Cierre del sistema, Sincronización.

En la sección 5.1 se mostraron los resultados durante el periodo de arranque del motor de CD, y se concluyó que el sistema es eficiente en éste punto. Ahora entonces pasamos al análisis de los resultados tanto del voltaje como la frecuencia de generación.

Una vez que se logra estabilizar la velocidad el motor de CD, se prosigue a controlar el voltaje de generación. Lo que se hace en éste punto es comenzar a inyectar voltaje variable de CD (0 - X voltaje) en el devanado de campo de la máquina síncrona. Al comenzar a incrementar el voltaje del devanado de campo se incremente directamente el voltaje de generación. Cuando el voltaje de generación está entre 195 y 200 VLL se deja de incrementar el voltaje del campo y se deja como fijo el valor actual para éste momento.

Recordando que el voltaje de generación está siendo sensado constantemente, de manera que en el programa se puede modificar el valor de voltaje que se desea generar. La figura 5.4 muestra la señal de salida del voltaje generado de fase a fase (VLL) a partir del punto en que se establece por completo la velocidad del motor de CD.

Cabe mencionar que nuestro sistema recibe indicaciones de un usuario externo, por lo tanto el control de voltaje de generación no depende únicamente de que se haya establecido la velocidad del motor, sino también del tiempo que el usuario tarde en dar la indicación para iniciar la generación de voltaje.

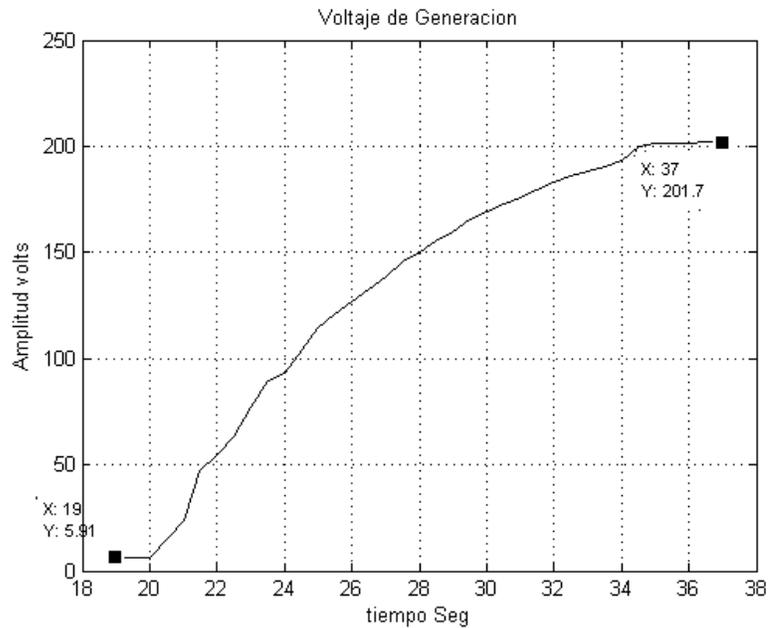


Figura 5.4. Voltaje de generación a partir del establecimiento del motor de CD.

La señal mostrada en la figura 5.4 nos muestra el comportamiento del voltaje de generación una vez que se le indica al sistema que comience a generar. Como se puede observar el voltaje inicial no es exactamente cero, significa que el motor genera un voltaje mínimo de 5 volts aun cuando el devanado de campo se encuentra sin alimentación.

El sistema tarda aproximadamente 15 segundos en llegar al valor deseado, sin embargo hay que tomar en cuenta que se está trabajando con cargas elevadas y con sistemas realmente robustos, por lo cual podemos considerar éste tiempo como aceptable, aun así es posible disminuir éste tiempo mediante el programa de control.

Ahora bien se puede observar que el voltaje se estabiliza en 201.7 volts, valor realmente cercano al deseado con un pequeño margen de error.

La figura 5.4 muestra únicamente el estado transitorio del voltaje de generación, se observa la forma en que se incrementa el voltaje durante éste tiempo, sin embargo es necesario analizar el comportamiento del voltaje de generación desde un punto anterior y hasta el momento en que se lleva a cabo la sincronización. Para esto se muestra en la figura 5.5 el comportamiento del voltaje de generación desde el arranque de la máquina de CD hasta el punto donde se realiza la sincronización.

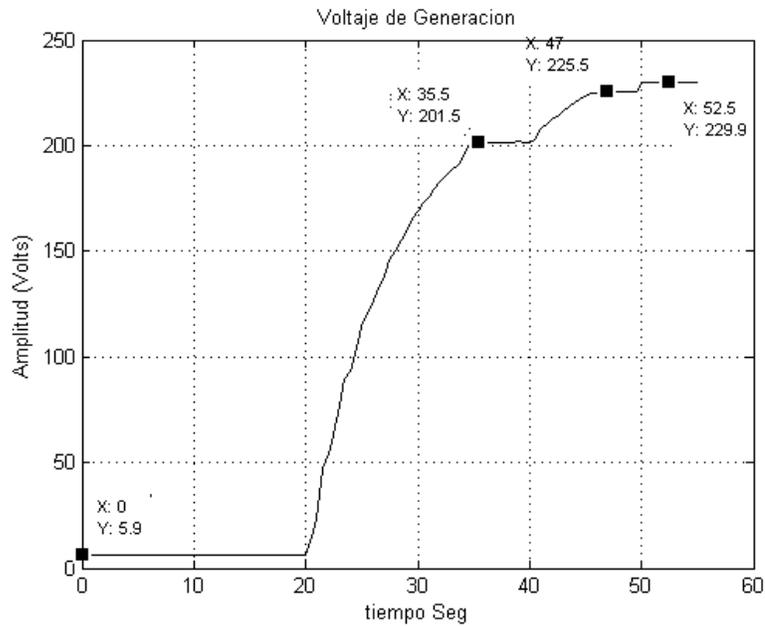


Figura 5.5. Comportamiento del voltaje RMS de fase a fase generado.

El voltaje generado en los primeros 20 segundos es prácticamente cero pues éste tiempo es el momento en que realiza el arranque del motor sumando el tiempo que el usuario tarda en indicar que ya puede el sistema comenzar a generar, posteriormente de 20 a 35 segundos es el tiempo que tarda el sistema en establecer un voltaje de generación de aproximadamente 200 volts RMS de línea.

Durante el tiempo de 35 a 40 segundos, es el tiempo que el usuario tarda en indicar que puede comenzar a controlar la frecuencia de generación, por lo tanto el voltaje se mantiene en los 200 volts. Cabe mencionar que al variar la frecuencia de generación se varía un poco el voltaje de generación, es por eso que a partir de que se comienza a controlar la frecuencia se observa un incremento en el voltaje (40 a 47 segundos). Se puede observar que al incrementar la frecuencia el voltaje de generación se ha incrementado a 225 volts RMS, esto nos coloca 4 volts por debajo del valor real de CFE el cual es 229 VLL.

Posteriormente el último pequeño incremento de voltaje se da en el momento en que se cierran los interruptores y el generador se sincroniza con la red de CFE, pasando de 225 a 229 volts, tomando CFE como una red infinita esta siempre forzara a nuestro sistema a adaptarse a él una vez realizada la sincronización.

### 5.2.2 Frecuencia generada.

Una vez analizado el voltaje generado, pasamos al análisis de la frecuencia. Las figuras 5.6 y 5.7 muestran el comportamiento de la frecuencia generada durante el arranque del motor y durante todo el proceso respectivamente.

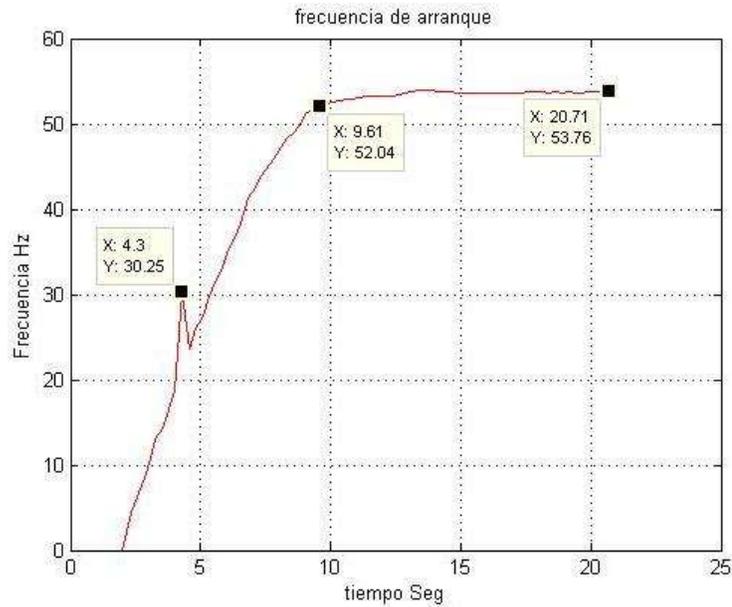


Figura 5.6. Frecuencia generada durante el arranque de la máquina de CD.

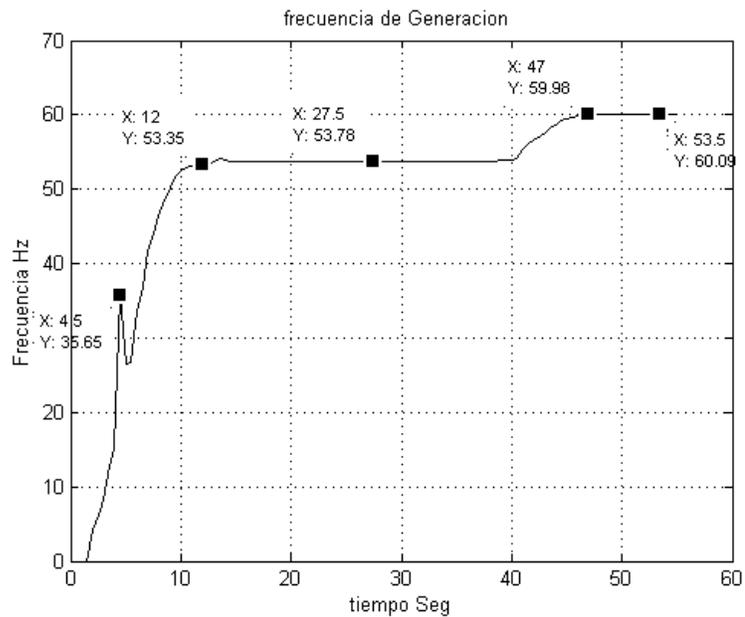


Figura 5.7. Comportamiento total de la frecuencia.

Como se puede observar en ambas graficas, la frecuencia de generación presenta un pico aproximadamente en 4.5 segundos, éste pico corresponde al momento en que se presenta el pico de corriente en la máquina de CD, se realizaron diversas pruebas del sistema y éste pico aparece en todas ellas. También podemos observar que el primer punto de establecimiento de la frecuencia ocurre cuando el motor de CD se estabiliza, esto ocurre poco después de 10 segundos y a un valor de frecuencia de aproximadamente 53 Hz.

Posteriormente el tiempo que la frecuencia permanece constante corresponde al tiempo en que se está controlando el voltaje de generación, con un tiempo agregado que corresponde al tiempo que el usuario tarda en dar las indicaciones. Ahora bien a partir de los 40 segundos es que se ha estabilizado el voltaje y se ha comenzado a incrementar la frecuencia para acercarla a los 60Hz, frecuencia a la que se encuentra la red de CFE.

El incremento de la frecuencia se hace disminuyendo el voltaje del devanado de campo de la máquina de CD, para esto se tiene un sensor que nos proporciona un valor de 0.1 volts por cada 100 revoluciones del motor de CD. Sabiendo que la velocidad síncrona es de 1800 revoluciones, lo que se hace en el programa es variar el voltaje del devanado de campo hasta que la velocidad el motor de CD esté lo más próximo posible a las 1800 RPM.

Como se puede observar en las figuras 5.6 y 5.7, el sistema de control funciona puesto que se logra establecer una frecuencia de 59.98 Hz, éste valor es realmente cercano al valor de CFE. Tomando en cuenta el tiempo desde el arranque del motor de CD podemos observar que nuestro sistema tarda aproximadamente 50 segundos en poner el voltaje y frecuencia de generación en un valor apropiado para llevar a cabo la sincronización.

Ahora bien si se elimina del programa la interacción con el usuario podría disminuir éste tiempo y lograr una sincronización por lo menos 15 segundos más rápido, sin embargo por cuestiones de seguridad se ha decidido mantener el programa tal y como se presenta ahora, de esta manera si ocurriese una falla en el sistema el usuario puede abortar sin riesgo de daños en el mismo sistema.

Aun así, si comparamos nuestro sistema con la sincronización manual, podemos decir que nuestro sistema es realmente rápido pues una sincronización manual depende más que nada de la experiencia de quien la realiza, aun personas experimentadas tardaran más de 1 minuto en verificar que los parámetros sean los adecuados.

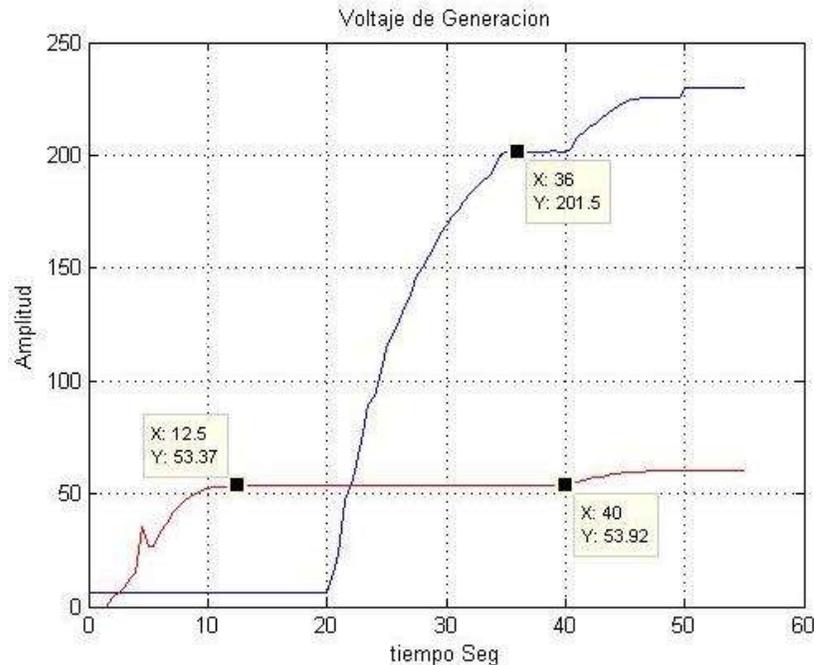


Figura 5.8 Comportamiento del voltaje y frecuencia de generación.

La figura 5.8 muestra el comportamiento del voltaje y frecuencia de generación en una sola grafica, desde el arranque del motor de CD hasta el punto en que se realiza la sincronización. En esta figura podemos observar que el sistema ralmente funciona como se explicó anteriormente. Los tiempos donde tanto frecuencia como voltaje de generación se encuentran estables, son los tiempos que tarda el usuario en dar indicaciones (10 a 20 segundos y de 35 a 40 segundos).

Como se mencionó con anterioridad el sistema de control funciona por pasos, hasta éste momento se mostraron los resultados de los primeros 3 pasos los cuales consisten en arrancar la máquina de CD, controlar el voltaje de generación y controlar la frecuencia de generación.

Ahora nos falta mostrar los resultados de las pruebas para el punto más crítico de éste proyecto de tesis; el cierre de los interruptores, la sincronización.

### 5.3 Sincronización.

Una vez que se han cumplido las primeras 3 condiciones, se procede a comparar el voltaje de CFE contra el voltaje de nuestro generador. Realmente llevar un sistema como generador a un valor exactamente igual al de CFE es un poco complicado, esto es porque

aun cuando se genere a la misma frecuencia y con el mismo valor de voltaje, para hacer que las señales inicien en el mismo punto habría que variar la frecuencia, aumentándola y disminuyéndola hasta colocarse en el mismo punto de inicio, lo cual sería complicado y tardado.

De manera que lo mas optimo para realizar sincronización es cerrar los interruptores cuando la diferencia de voltajes entre el generador y la red infinita es mínima.

Recordando la forma en la que funcionan los módulos de sincronización clásicos, manualmente el usuario cierra el interruptor cuando las lámparas se apagan, esto ocurre cuando el voltaje entre ambos sistemas es bajo, por lo tanto siguiendo éste mismo proceso nuestro sistema tendrá que ser capaz de cerrar el interruptor cuando el voltaje sea el adecuado.

La figura 5.9 muestra el comportamiento de la diferencia de voltajes una vez que los sistemas se encuentran generando a frecuencia y voltajes prácticamente iguales.

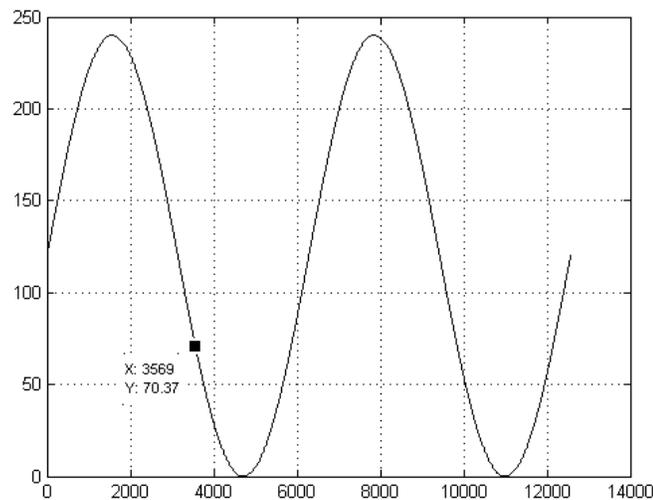


Figura 5.9 Comportamiento de la diferencia de voltajes.

El punto mostrado en la figura 5.9 es el valor al cual se apagan las lámparas en un módulo de sincronización convencional, esto significa que a partir de 70 volts ya es posible sincronizar un sistema, sin embargo a éste valor de diferencia de voltajes el sistema sincroniza muy bruscamente, esto ocasiona picos de corriente elevados entre las fases del generador y las de CFE.

El módulo de sincronización diseñado para éste caso soporta una corriente nominal de 12 amperios por fase, de manera que soportaría picos un poco mayores a éste valor, sin embargo para no arriesgar el sistema y para hacerlo a su vez más eficiente, nuestro sistema debe ser capaz de detectar los voltajes menores a 30 volts, punto para el cual los picos de corriente serían realmente reducidos.

Tomando estas consideraciones se programó el microcontrolador para cerrar el interruptor a un voltaje menor a 20 volts, con esto aseguramos que el pico de corriente durante el cierre será realmente pequeño y tanto el motor como el generador no serán forzados bruscamente.

Otra consideración que se toma es hacer el cierre en el flanco de bajada, de esta manera tenemos un tiempo mayor para realizar el cierre de los interruptores, así mismo aseguramos que el tiempo que tardan los interruptores en cerrar queda dentro del tiempo que tarda el voltaje debajo de los 20 volts. La tabla 5.1 muestra los valores de voltajes mínimos y picos de corrientes en diversas pruebas.

Tabla 5.1. Valores de corriente de pico y voltajes mínimos.

Voltaje min	Corriente pico
6.0	No detectada
6.2	No detectada
6.6	No detectada
8.4	1.1
10.2	1.1
12.68	1.2
13.5	1.3
17.3	2.9
18.5	4.9
19.5	5.7

Cabe mencionar que los valores de voltaje no corresponden al punto exacto en que se cierra el interruptor, pero sin embargo si corresponden a ese tiempo, para cuando se tiene

un voltaje de 19.5 volts se presentó el pico de corriente más elevado, la razón de éste pico es que el interruptor cierra en el flanco de subida, pues como ya se mencionó la señal de cierre se envía cuando el voltaje es menor a 20, de manera que el interruptor no se alcanza a cerrar debajo de éste voltaje y termina cerrándose un poco arriba, sin embargo no hay mucho problema pues los interruptores que se están utilizando soportan éste pico de corriente sin problema.

Igual como podemos observar para los casos en que el sistema presento los niveles de voltaje más bajos la corriente de pico no fue detectada y la razón es que la corriente fue muy pequeña por lo tanto el amperímetro detecta únicamente la corriente después del pico.

Cabe mencionar que de todas las pruebas realizadas las corrientes de pico más elevadas fueron únicamente las 3 mostradas al final de la tabla 5.1, las cuales son 2.9, 4.9 y 5.7 amperios. El resto de las pruebas presentó corrientes de pico de entre 1.1 y 1.3 amperios, de igual manera en varias ocasiones el amperímetro no detecto el pico de corriente, sino únicamente la corriente después del cierre la cual es de 0.7 amperios aproximadamente.

Ahora bien comparando nuestro sistema de sincronización con el sistema clásico manual, podemos decir que nuestro sistema es mucho más eficiente puesto que en las pruebas manuales la corriente mínima detectada fue de aproximadamente 4 amperios y la corriente máxima fue de aproximadamente 14.4 amperios al momento del cierre.

## **5.4 Conclusiones.**

Como se mencionó en la sección 5.2 de éste capítulo, para realizar la sincronización del generador con CFE se optó por dividir el control del sistema en 4 etapas, posteriormente se aplicaron pruebas por separado a cada una de ellas, una vez que se demostró que el sistema funcionaba por separado, se prosiguió a unir todo el sistema pero se continuó haciendo por partes. Después de lo mostrado en éste capítulo se concluye que hacer de esta manera el control de todo el sistema ha dado buenos resultados pues se ha logrado alcanzar el objetivo final.

Ahora bien al termino de todas las pruebas realizadas podemos concluir que se ha logrado cumplir con los objetivos propuestos en el comienzo de éste proyecto de tesis, pues nuestro módulo ha logrado sincronizar el generador con la red eléctrica de CFE y ha logrado hacer el arranque de la máquina de CD de una manera eficiente.

# Capítulo 6

## Conclusiones.

### 6.1 Conclusiones generales.

El trabajo de tesis mostrado en los 5 capítulos anteriores ha requerido la aplicación de conocimientos de diferentes áreas; Máquinas eléctricas, Electrónica de potencia, Microcontroladores, Instrumentación, Diseño etc. Durante el transcurso de éste proyecto se logró cumplir con los objetivos esperados, se logró hacer el arranque de la máquina de CD de manera eficiente, se logró posteriormente hacer el control de velocidad del mismo motor. Por otra parte se hizo control del voltaje de alimentación del devanado de campo de la máquina síncrona y por último se logró hacer la sincronización del generador trifásico síncrono con la red de eléctrica de CFE.

Una de las etapas cruciales de éste proyecto fue sin duda realizar el arranque de la máquina de CD, antes de lograr arrancar el motor de CD se tuvieron diversas complicaciones, en más de una ocasión el sistema trono y se vino abajo, sin embargo haciendo un análisis más completo del comportamiento de la máquina de CD y revisando los tipos de conexiones con las que se puede trabajar éste motor, se determino que el arranque podría ser más eficiente con la conexión en excitación independiente.

En un principio se comenzó arrancando el motor aplicando un voltaje variable tanto en el devanado de campo como en la armadura, pero esto generaba picos de corriente mayores a los 80 amperios, esto hizo tronar la fuente principal y los dispositivos de conmutación de la fuente conmutada principal en más de una ocasión. Sin embargo al cambiar a la conexión en excitación independiente se elimino éste problema y como se mostró en el capítulo 5 en la sección 5.1, el pico de corriente se disminuyó bastante.

Una vez que se logró hacer el arranque de la máquina de CD, el siguiente problema con el que nos enfrentamos fue al hacer el control la velocidad de la máquina de CD. En un principio no se tenía una fuente conmutada para el devanado de campo del motor de CD, únicamente se tenía un transistor IRF el cual conmutaba e inyectaba un voltaje RMS en el devanado de campo, esto funciono para hacer control de la velocidad sin embargo aun y

cuando la frecuencia de conmutación es de 25Khz, el motor resentía los pulsos y comenzaba a vibrar, estas vibraciones sumadas con los pulsos inyectados en el motor ocasionaban que la corriente no se mantuviera constante, de manera que presentaba una oscilación.

Aun con todo esto, se logro hacer control de la velocidad únicamente inyectando un voltaje promedio, sin embargo con los resultados obtenidos se concluyó que el sistema no era muy eficiente, por cual se decidió implementar otra fuente conmutada mas para controlar el voltaje de alimentación del devanado de campo, tal y como se hace en el devanado de armadura.

Una vez que se implementó la segunda fuente conmutada se eliminó por completo la vibración del motor de CD, la oscilación en la corriente desapareció y por lo tanto se dedujo que el sistema aumentó su eficiencia. Con los resultados obtenidos hasta éste momento con el control de la máquina de CD, se optó por diseñar una tercera fuente conmutada para el devanado de campo del generador síncrono.

Para elegir los elementos de conmutación de las fuentes conmutadas no se tuvieron muchas complicaciones, únicamente se buscaron dispositivos capaces de soportar 3 ó 4 veces el valor de las corrientes nominales de las cargas a conmutar.

El segundo punto crucial que se presento en el proyecto fue sin duda al momento de hacer el cierre de los interruptores, realmente no se tuvieron complicaciones sin embargo éste punto es sin duda de gran importancia pues es cuando el sistema cierra por completo y el proyecto concluye. Como ya se mencionó no se presentaron complicaciones y el sistema sincronizó sin problema alguno y con una rapidez elevada.

Por lo tanto podemos concluir que el sistema funcionó en su totalidad, aun y cuando en un principio se tuvieron complicaciones, estas fueron resueltas durante el transcurso del tiempo en que se trabajó con el proyecto. Se logró hacer el arranque del motor de CD de forma eficiente y se logró posteriormente sincronizar el generador síncrono con la red eléctrica de CFE.

Como ingeniero en electrónica siempre se tendrá la inquietud de controlar sistemas físicos, eléctricos o mecánicos. En éste proyecto de tesis se entro en aéreas de control de motores y electrónica de potencia. Se ha concluido que en general la unión de la electrónica de potencia con la electrónica digital produce resultados realmente favorables.

## 6.2 Trabajos Futuros.

Éste trabajo de tesis me ha dejado sin duda una gran experiencia. El trabajo a logrado ser concluido con éxito pero aun así, me he dado cuenta que puede ser mejorado en muchos aspectos, éste proyecto ha sido para mí un reto, el cual ha sido concluido. Sería realmente interesante seguir con éste proyecto e implementar mediante él un *Síncro-fasor*.

Por ahora se ha completado el trabajo haciendo la sincronización de nuestro sistema con la Red eléctrica de CFE, pero lo interesante ahora sería incrementar o disminuir el voltaje de alimentación en los devanados de campo tanto del motor de CD como del generador síncrono. Realizando estas acciones estaríamos inyectando o consumiendo reactivos de la Red eléctrica respectivamente.

Las consecuencias de inyectar o consumir reactivos se ven reflejadas en el ángulo de carga (ángulo delta). Sabemos que si el ángulo delta se mueve arriba de 45 grados el motor perdería sincronismo ocasionando graves daños al sistema. Entonces lo interesante ahora sería poder sensar el ángulo de carga, jugar con la potencia reactiva y desconectar nuestro sistema de la Red eléctrica en caso de ser necesario, posteriormente esperar un tiempo y reintegrar nuestro sistema, todo de manera automática.

También sería interesante hacer un análisis más completo de nuestro sistema, cambiar el microcontrolador por uno más veloz o por un computador, utilizando tarjetas de adquisición de datos y software dedicados a la instrumentación virtual como es el caso de Labview u otro tipo de programa como podría ser Matlab.

# Apéndice A. Programa del microcontrolador.

## A.1 Programa del microcontrolador.

```
/******
```

```
Programa del microcontrolador PIC18F4550  
Para el módulo de control de la máquina de CD  
Y Sincronización.
```

```
J. Miguel Palmerín Anguiano.
```

```
*****/
```

```
#include<p18f4550.h>
```

```
#include<delays.h>
```

```
#include<lcd_18.h>
```

```
#include<string.h>
```

```
#define SALIDA          LATB
```

```
#define CONF_PORT      TRISB
```

```
/****** PWM Configuración *****/
```

```
* 10khz a=150 PR2=74 D=50% *
```

```
* 15khz a=100 PR2=49 D=50% *
```

```
* 20khz a=74 PR2=36 D=50% *
```

```
* 25khz a=59 PR2=29 D=50% *
```

```
* 30khz a=49 PR2=24 D=50% *
```

```
* 35khz a=42 PR2=21 D=50% *
```

```
*****/
```

```
void Vgeneracion(void);
```

```
void Frecuency_control(void);
```

```
void Control_final(void);
```

```

void V_Generador_control(void);
void Sincronizacion(void);
void V_Sincrono(void);

int Voltaje_dif=0;
int Vgen=0;
int Aux12,Aux13;
int Aux22,Aux23;
int Aux32,Aux33;

void Espera(int x);
void retardo(int t);
//////////////////// Convertidor ADC y LCD //////////////////////
void init_ad(void);
void show_ADC(void);
void show_LCD(void);
void W(void);
int canal;
//////////////////// PWM //////////////////////
void Arranque(void); // funcion para el arranque del motor //
void PWM_init(void);// Inicializacion del PWM //
void PWM_A(void); // Configuracion del CCP1 SALIDA PWM 1//
void PWM_B(void); // Configuracion del CCP2 SALIDA PWM 2//

//

////////////////////

int output_buffer[5]; //
char output_buffer1[2]; //
int output_buffer2[5]; //
char output_buffer3[2]; //
int output_buffer4[5]; //

```

```

char output_buffer5[2];
int convierte_canal;
int k,j,z,t; // Contadores. //
unsigned int ADC,ADC2, ADC3; //
static const rom char cadena[]="W "; //
static const rom char cadena1[]=" RPM"; //
static const rom char cadena2[]="G "; //
static const rom char cadena3[]=" V"; //
static const rom char cadena4[]=" ";
static const rom char cadena_final1[]="Sistema";
static const rom char cadena_final2[]="Sincronizado";
static const rom char cadena_final3[]="Desacoplado";

char punto[1]={'.'}; //
int aux1,aux2,aux3; //variables auxiliares //
int Aux1,Aux2,Aux3,Aux4;
int AuxiliarX;
int Velocidad;

int AuxiliarX2; //
int AuxiliarX3; //
////////////////////////////////////
//-----bits de configuracion para el pikit 3 -----
#pragma config PLLDIV = 5 // (20 MHz input)
#pragma config CPUDIV = OSC1_PLL2
#pragma config USBDIV = 2 // Clock source from 96MHz PLL/2
#pragma config FOSC = HSPLL_HS // INTOSC_HS //
#pragma config FCMEN = OFF
#pragma config IESO = OFF
#pragma config PWRT = OFF
#pragma config BOR = ON

```

```

#pragma config BORV    = 3
#pragma config VREGEN  = ON
#pragma config WDT     = OFF
#pragma config WDTPS   = 32768
#pragma config MCLRE   = ON
#pragma config LPT1OSC = OFF
#pragma config PBADEN  = OFF
#pragma config CCP2MX  = ON
#pragma config STVREN  = ON
#pragma config LVP     = OFF

//-----
/* * * * * * * * * * * void main(void) * * * * * * * * * * */
unsigned int D_1,D_2;
unsigned char c,c2;
int contador,contador2,contador3, contador21;
int estado;

void main(void)
{
    LATD=0x00;
    PORTD=0x00;
    TRISD=0b00011111;

    PORTB=0x00;
    LATB=0x00;
    TRISB=0x00;

    SALIDA=0;
    ADCON1=0x0F;
    CONF_PORT=0x00;

```

```
LEE_P=0x00;
ESCRIBE_P=0x00;
TRIS_P=0x00;
```

```
lcd_init();
lcd_clear();
PWM_init();
```

```
convierte_canal=0;
contador=0;
contador2=120;
contador21=0;
```

```
AuxiliarX=1;
AuxiliarX2=1;
AuxiliarX3=1;
```

```
Voltaje_dif=0;
Velocidad=0;
estado=1;
PORTDbits.RD7=0;
```

```
/****** WHILE (1) *****/
```

```
while(1)
{
```

```
    switch(estados)
```

```
    {
```

```
        case 1: // Se muestra el convertidor unicamente...
```

```
            PORTBbits.RB7=0;
```

```
            PORTBbits.RB6=1;
```

```

show_ADC();
show_LCD();
Espera(10);
D_2=contador2;
PWM_B();
W();
if(contador<122&&PORTDbits.RD0==0)
{
    estado=2;
}
break;
case 2: // se hace el arranque de la máquina de CD
Arranque();
if(contador>122&&AuxiliarX==1)
{
    PORTBbits.RB6=0;
    estado=3;
}
break;
case 3: // se hace control del voltaje de generacion.
show_ADC();
show_LCD();
Espera(10);
D_1=0;
PWM_A();
if(PORTDbits.RD1==0)
{
    while(AuxiliarX2==1)
    {
        show_ADC();
        show_LCD();
    }
}

```

```
Espera(10);
V_Generador_control();
```

```
    }
}
break;
```

case 4: // caso 4, se hace control de la frecuencia de generacion.

```
show_ADC();
show_LCD();
Espera(10);
if(PORTDbits.RD2==0)
{
    while(AuxiliarX==1)
    {
        show_ADC();
        show_LCD();
        Frecuency_control();
    }
}
break;
```

case 5: // se sincroniza el sistema. conectamos las fases del generador con las de CFE

```
show_ADC();
show_LCD();
Espera(10);
if(PORTDbits.RD4==0)
{
    while(AuxiliarX3==1)
    {
        show_ADC();
```

```

        show_LCD();
        Sincronizacion();
    }
}
break;
case 6: // se abre el sistema desacoplando las fases
    show_ADC();
    show_LCD();
    if(PORTDbits.RD3==0)
    {
        estado=7;
    }
    break;
case 7: // se apaga la máquina de CD quitando la alimentacion
de la armadura.

```

```

    PORTBbits.RB7=0;
    retardo(2);
    lcd_goto(0x00);
    lcd_puts_rom(cadena_final1);
    lcd_goto(0x40);
    lcd_puts_rom(cadena_final3);
    retardo(2);
    D_1=120;
    PWM_A();
    Espera(5);
    PORTBbits.RB6=1;
    Espera(2);
    D_1=0;
    PWM_A();
    estado=8;
    break;

```

```

        case 8: // el sistema se queda desacoplado de manera infinita
            lcd_goto(0x00);
            lcd_puts_rom(cadena_final1);
            lcd_goto(0x40);
            lcd_puts_rom(cadena_final3);
            retardo(2);

        }
    }
}

/***** FUNCIONES DE RETARDO *****/
void retardo(int t)
{
    unsigned int j;
    for(j=0;j<t;j++)
    {
        unsigned int i;
        for(i=0; i<50; i++)Delay10KTCYx(12);
    }
}

/***** END DELAY'S FUNCTIONS *****/

void Espera(int x)
{
    unsigned int i;
    for(i=0; i<x; i++) Delay10KTCYx(1);
}

/***** FUNCIONES PWM *****/
void PWM_init(void) // se inicializa el PWM
{
    PORTC=0x00; //analiza los bits del CCP como salidas

```

```

LATC=0x00;
TRISC=0b11111001;      //RC1 y RC2 como salidas pwm
LATC=0x00;              //Analiza el portc

TMR2=0;                //inicializa el Timer 2
PIR1bits.TMR2IF=0;    //limpia bandera del timer 2
T2CON=0b00000110;
//configura y enciende Timer 2 con pre-escales de 1:16

CCP1CON=0b00001100;
//modo PWM con los bits menos significativos del pwm en 0
CCPR1L=0;              //el periodo esta desde 0x00 a 0xFF
CCPR1H=0;
//canal 1: PWM_Perio=(159+1)*4*(1/48e6)*16=2.1ms

CCP2CON=0b00001100;
//MODO PWM CON LOS DOS BITS MENOS SIGNIFICATIVOS DEL PWM EN 0
CCPR2L=0;
CCPR2H=0;              //canal 1:
PWM_Perio=(159+1)*4*(1/48e6)*16=2.1ms
}

void PWM_A(void) // función para el PWM 1, CCP1
{
    {
        PR2=29;
        if(D_1 & 01){
            CCP1CONbits.DC1B0=1;
        }
        else{
            CCP1CONbits.DC1B0=0;
        }
    }
}

```

```

    }
    if(D_1 & 02){
        CCP1CONbits.DC1B1=1;
    }
    else{
        CCP1CONbits.DC1B1=0;
    }
    c=(char)(D_1>>2);
    CCPR1L=c;
    Espera(100);
}

}

void PWM_B(void)    /// función para el PWM 1, CCP1.
{
    PR2=29;        // definimos la frecuencia a 25khz
    if(D_2 & 01){
        CCP2CONbits.DC2B0=1;
    }
    else{
        CCP2CONbits.DC2B0=0;
    }
    if(D_2 & 02){
        CCP2CONbits.DC2B1=1;
    }
    else{
        CCP2CONbits.DC2B1=0;
    }
    c2=(char)(D_2>>2);    //obtiene parte alta de los resultados
    CCPR2L=c2;
    Espera(100);
}

```

```

}
/*****END FUNCIONES PWM*****/
/*****ADC FUNCTIONS*****/
void init_ad(void) // se inicializa el CAD
{
ADCON1=0b00001101;
    //todos los puertos como analógicos y Vref+ a vdd y Vref- a Vss
ADCON2=0b10000010;
    /*justifica hacia la derecha un dato de 10 bits se elige la frecuencia focs/32
tiempo de adquisición automática comienza después de que se india la conversion*/
}

/*rutina para la conversion del A/D*/
void show_ADC(void)
{
    init_ad();                //INICIALIZAMOS CONVERTIDOR
    lcd_clear();              //limpiamos LCD

    ADCON0=0b00000000;
    //canal AN0 a convertir bits CHS3:CHS0 bists 5-2
    ADCON0bits.ADON=1;        //Habilitamos la conversion
    Delay100TCYx(2);         //esperamos a que se realice la conversion
    ADCON0bits.GO_DONE=1;    //inicia conversion
    while(ADCON0bits.GO_DONE);
    ADC=ADRES;                //Almacenamos el valor de la conversion en ADC
    ADC=ADC*49;

    for(k=5;k>=0;k--)
    //CONVERTIMOS EL VALOR CORRESPONDIENTE A ASCII
    {
        output_buffer[k] = (((int)(ADC % 10)) & 0x0F) | 0x30;
    }
}

```

```

    ADC /= 10;
}

/*****/

    init_ad();
    //INICIALIZAMOS CONVERTIDOR
    lcd_clear();                //limpiamos LCD

    ADCON0=0b00001100;
    //canal AN3 a convertir bits CHS3:CHS0 bists 5-2
    ADCON0bits.ADON=1;        //Habilitamos la conversión
    Delay100TCYx(2);          //esperamos a que se realice la conversión

    ADCON0bits.GO_DONE=1;      //inicia conversión
    while(ADCON0bits.GO_DONE);
    ADC2=ADRES;

//Almacenamos el valor de la conversión en ADC
    ADC2=ADC2*49;

    for(z=5;z>=0;z--)
//CONVERTIMOS EL VALOR CORRESPONDIENTE A ASCII
    {
        output_buffer2[z] = (((int)(ADC2 % 10)) & 0x0F) | 0x30;
        ADC2 /= 10;
    }

/*****/

    init_ad();                //INICIALIZAMOS CONVERTIDOR
    lcd_clear();              //limpiamos LCD

```

```

ADCON0=0b00000100;
//canal AN1 a convertir bits CHS3:CHS0 bists 5-2
ADCON0bits.ADON=1;    //Habilitamos la conversion
Delay100TCYx(2);    //esperamos a que se realice la conversion

ADCON0bits.GO_DONE=1;    //inicia conversion

while(ADCON0bits.GO_DONE);
ADC3=ADRES;    //Almacenamos el valor de la conversion en ADC
ADC3=ADC3*49;

for(t=5;t>=0;t--)
//CONVERTIMOS EL VALOR CORRESPONDIENTE A ASCII
{
    output_buffer4[t] = (((int)(ADC3 % 10)) & 0x0F) | 0x30;
    ADC3 /= 10;
}

}

/***** END ADC FUNCTIONS *****/
/***** LCD FUNCTIONS *****/
void show_LCD(void)
{
    lcd_goto(0x00);
    lcd_puts_rom(cadena);
    lcd_putch(output_buffer[1]);
//MOSTRAMOS EL ARREGLO CON LOS VALORES DE LA CONVERSION
    lcd_putch(output_buffer[2]);
    lcd_putch(output_buffer[3]);
    lcd_putch(output_buffer[4]);
    lcd_puts_rom(cadena1);
}

```

```

        lcd_goto(0x40);
        lcd_puts_rom(cadena2);
        lcd_putchar(output_buffer2[1]);
//MOSTRAMOS EL ARREGLO CON LOS VALORES DE LA CONVERSION
        lcd_putchar(punto[0]);
        lcd_putchar(output_buffer2[2]);
        lcd_puts_rom(cadena4);
        lcd_putchar(output_buffer4[1]);
        lcd_putchar(punto[0]);
        lcd_putchar(output_buffer4[2]);
        lcd_putchar(output_buffer4[3]);
        lcd_puts_rom(cadena3);
    }
/***** END ADC FUNCTIONS *****/
/***** FUNCIONES AUXILIARES *****/
void Frecuency_control(void) // funcion para el control de la frecuencia de generacion
{
    W();
    if(AuxiliarX==1)
    {
        if(Velocidad<1692)
        {
            contador2--;
        }
        else if(Velocidad>1704)
        {
            contador2++;
        }
        D_2=contador2;
        PWM_B();
    }
}

```

```

    PWM_B();
    if(Velocidad>1692&&Velocidad<1704)
    {
        AuxiliarX=0;
        estado=5;
        PWM_B();
    }
}
/*****/
void Arranque(void) // funcion para hacer el arranque de la máquina de CD
{
    while(contador<=122)
    {
        D_1=contador;
        PWM_A();
        Espera(15);
        show_ADC();
        show_LCD();
        contador++;
    }
}
void W(void)
{
    Aux1 = (output_buffer[1]-0x30)*1000;
    Aux2 = (output_buffer[2]-0x30)*100;
    Aux3 = (output_buffer[3]-0x30)*10;
    Aux4 = (output_buffer[4]-0x30);
    Velocidad=Aux1+Aux2+Aux3+Aux4;
}
/***** END FUNCIONES AUXILIARES *****/
void V_Generador_control(void)// funcion para controlar el voltaje de generacion.

```

```

{
    Vgeneracion();
    if(AuxiliarX2==1)
    {
        D_1=contador21;
        Espera(5);
        if(Vgen<466)
        {
            contador21++;
            Espera(3);
        }
        else if(Vgen>470)
        {
            contador21--;
            Espera(3);
        }
        D_1=contador21;
    }
    PWM_A();
    Espera(10);
    if(Vgen>466&&Vgen<470)
    {
        AuxiliarX2=0;
        PWM_A();
        estado=4;
    }
}

/*****/
void V_Sincrono(void)
{
    Aux12 = (output_buffer2[1]-0x30)*10;

```

```

    Aux22 = (output_buffer2[2]-0x30);
    Voltaje_dif=Aux12+Aux22;
}
void Vgeneracion(void)
{
    Aux13 = (output_buffer4[1]-0x30)*100;
    Aux23 = (output_buffer4[2]-0x30)*10;
    Aux33 = (output_buffer4[3]-0x30);
    Vgen=Aux13+Aux23+Aux33;
}
void Sincronizacion(void) // función para realizar la sincronización.
{
    V_Sincrono();
    if(Voltaje_dif<20)
    {
        AuxiliarX3=0;
        PORTBbits.RB7=1;
        estado=6;
    }
}
/*****/

```

# Apéndice B Hojas de datos.

## B.1 Hoja de datos del optoacoplador H11L1.

**MOTOROLA**  
SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

Order this document  
by H11L1/D



### 6-Pin DIP Optoisolators Logic Output

The H11L1 and H11L2 have a gallium arsenide IRED optically coupled to a high-speed integrated detector with Schmitt trigger output. Designed for applications requiring electrical isolation, fast response time, noise immunity and digital logic compatibility.

- Guaranteed Switching Times —  $t_{on}, t_{off} < 4 \mu s$
- Built-In On/Off Threshold Hysteresis
- High Data Rate, 1 MHz Typical (NRZ)
- Wide Supply Voltage Capability
- Microprocessor Compatible Drive
- **To order devices that are tested and marked per VDE 0884 requirements, the suffix "V" must be included at end of part number. VDE 0884 is a test option.**

#### Applications

- Interfacing Computer Terminals to Peripheral Equipment
- Digital Control of Power Supplies
- Line Receiver — Eliminates Noise
- Digital Control of Motors and Other Servo Machine Applications
- Logic to Logic Isolator
- Logic Level Shifter — Couples TTL to CMOS

**MAXIMUM RATINGS** ( $T_A = 25^\circ C$  unless otherwise noted)

Rating	Symbol	Value	Unit
<b>INPUT LED</b>			
Reverse Voltage	$V_R$	6	Volts
Forward Current — Continuous	$I_F$	60	mA
— Peak		1.2	Amp
Pulse Width = 300 $\mu s$ , 2% Duty Cycle			
LED Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ C$	$P_D$	120	mW
Derate above $25^\circ C$		1.41	mW/ $^\circ C$
<b>OUTPUT DETECTOR</b>			
Output Voltage Range	$V_O$	0–16	Volts
Supply Voltage Range	$V_{CC}$	3–16	Volts
Output Current	$I_O$	50	mA
Detector Power Dissipation @ $T_A = 25^\circ C$	$P_D$	150	mW
Derate above $25^\circ C$		1.76	mW/ $^\circ C$
<b>TOTAL DEVICE</b>			
Total Device Dissipation @ $T_A = 25^\circ C$	$P_D$	250	mW
Derate above $25^\circ C$		2.94	mW/ $^\circ C$
Maximum Operating Temperature <sup>(2)</sup>	$T_A$	–40 to +85	$^\circ C$
Storage Temperature Range <sup>(2)</sup>	$T_{stg}$	–55 to +150	$^\circ C$
Soldering Temperature (10 s)	$T_L$	260	$^\circ C$
Isolation Surge Voltage (Pk ac Voltage, 60 Hz, 1 Second Duration) <sup>(1)</sup>	$V_{ISO}$	7500	Vac(pk)

**H11L1\***

[ $I_F$ (on) = 1.6 mA Max]

**H11L2**

[ $I_F$ (on) = 10 mA Max]

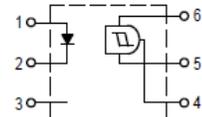
\*Motorola Preferred Device

STYLE 5 PLASTIC



STANDARD THRU HOLE  
CASE 730A-04

SCHEMATIC



- PIN 1. ANODE  
2. CATHODE  
3. NC  
4. OPEN COLLECTOR OUTPUT  
5. GND  
6.  $V_{CC}$

## B.2 Hoja de datos del IGBT G30N60B3.

### 60A, 600V, UFS Series N-Channel IGBT with Anti-Parallel Hyperfast Diode

The HGTG30N60B3D is a MOS gated high voltage switching device combining the best features of MOSFETs and bipolar transistors. This device has the high input impedance of a MOSFET and the low on-state conduction loss of a bipolar transistor. The much lower on-state voltage drop varies only moderately between 25°C and 150°C. The IGBT used is the development type TA49170. The diode used in anti-parallel with the IGBT is the development type TA49053.

The IGBT is ideal for many high voltage switching applications operating at moderate frequencies where low conduction losses are essential, such as: AC and DC motor controls, power supplies and drivers for solenoids, relays and contactors.

Formerly Developmental Type TA49172.

### Ordering Information

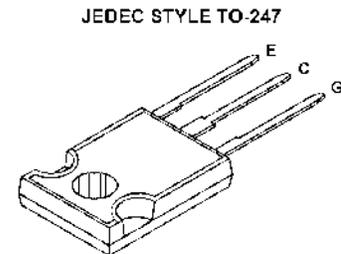
PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
HGTG30N60B3D	TO-247	G30N60B3D

NOTE: When ordering, use the entire part number.

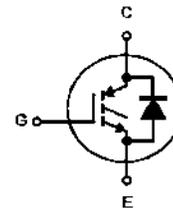
### Features

- 60A, 600V,  $T_C = 25^\circ\text{C}$
- 600V Switching SOA Capability
- Typical Fall Time . . . . . 90ns at  $T_J = 150^\circ\text{C}$
- Short Circuit Rating
- Low Conduction Loss
- Hyperfast Anti-Parallel Diode

### Packaging



### Symbol



### Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$ , Unless Otherwise Specified

	HGTG30N60B3D	UNITS
Collector to Emitter Voltage . . . . .	600	V
Collector Current Continuous		
A: $T_C = 25^\circ\text{C}$ . . . . .	60	A
A: $T_C = 110^\circ\text{C}$ . . . . .	30	A
Average Diode Forward Current at $110^\circ\text{C}$ . . . . .	25	A
Collector Current Pulsed (Note 1) . . . . .	220	A
Gate to Emitter Voltage Continuous . . . . .	+20	V
Gate to Emitter Voltage Pulsed . . . . .	±30	V
Switching Safe Operating Area at $T_J = 150^\circ\text{C}$ (Figure 2) . . . . .	60A at 600V	
Power Dissipation Total at $T_C = 25^\circ\text{C}$ . . . . .	20W	W
Power Dissipation Derating $T_C > 25^\circ\text{C}$ . . . . .	1.67	W/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range . . . . .	-55 to 150	°C
Maximum Lead Temperature for Soldering . . . . .	260	°C
Short Circuit Withstand Time (Note 2) at $V_{CE} = 12\text{V}$ . . . . .	4	µs
Short Circuit Withstand Time (Note 2) at $V_{GE} = 10\text{V}$ . . . . .	10	µs

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

### NOTES:

1. Pulse width limited by maximum junction temperature.
2.  $V_{CE}(\text{PK}) = 360\text{V}$ ,  $I_J = 125^\circ\text{C}$ ,  $R_G = 3\Omega$ .

## B.3 Hoja de datos del diodo MUR1560G.

### Power Rectifiers

These state-of-the-art devices are a series designed for use in switching power supplies, inverters and as free wheeling diodes.

#### Features

- Ultrafast 35 and 60 Nanosecond Recovery Time
- 175°C Operating Junction Temperature
- Popular TO-220 Package
- High Voltage Capability to 600 V
- Low Forward Drop
- Low Leakage Specified @ 150°C Case Temperature
- Current Derating Specified @ Both Case and Ambient Temperatures
- Pb-Free Packages are Available\*

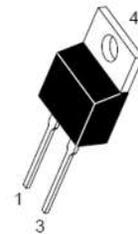
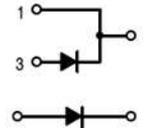
#### Mechanical Characteristics:

- Case: Epoxy Molded
- Weight: 1.9 Grams (Approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead Temperature for Soldering Purposes: 260°C Max. for 10 Seconds

ON Semiconductor®

<http://onsemi.com>

### ULTRAFast RECTIFIERS 15 AMPERES, 100-600 VOLTS



TO-220AC  
CASE 221B  
PLASTIC

### MUR1510, MUR1515, MUR1520, MUR1540, MUR1560

#### MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	MUR					Unit
		1510	1515	1520	1540	1560	
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	$V_{RRM}$ $V_{RWM}$ $V_R$	100	150	200	400	600	V
Average Rectified Forward Current (Rated $V_R$ )	$I_{F(AV)}$	15 @ $T_C = 150^\circ\text{C}$			15 @ $T_C = 145^\circ\text{C}$		A
Peak Rectified Forward Current (Rated $V_R$ , Square Wave, 20 kHz)	$I_{FRM}$	30 @ $T_C = 150^\circ\text{C}$			30 @ $T_C = 145^\circ\text{C}$		A
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions halfwave, single phase, 60 Hz)	$I_{FSM}$	200			150		A
Operating Junction Temperature and Storage Temperature Range	$T_J, T_{slg}$	-65 to +175					°C

Maximum ratings are those values beyond which device damage can occur. Maximum ratings applied to the device are individual stress limit values (not normal operating conditions) and are not valid simultaneously. If these limits are exceeded, device functional operation is not implied, damage may occur and reliability may be affected.

#### THERMAL CHARACTERISTICS

Parameter	Symbol	Value	Unit
Maximum Thermal Resistance, Junction-to-Case	$R_{\theta JC}$	1.5	°C/W

## B.4 Hoja de datos del transistor IRF640.

### 18A, 200V, 0.180 Ohm, N-Channel Power MOSFETs

These are N-Channel enhancement mode silicon gate power field effect transistors. They are advanced power MOSFETs designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. All of these power MOSFETs are designed for applications such as switching regulators, switching convertors, motor drivers, relay drivers, and drivers for high power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate drive power. These types can be operated directly from integrated circuits.

Formerly developmental type TA17422.

### Ordering Information

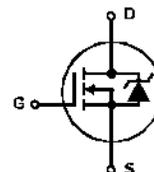
PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRF640	TO-220AB	IRF640
RF1S640	TO-262AA	RF1S640
RF1S640SM	TO-263AB	RF1S640

NOTE: When ordering, use the entire part number. Add the suffix 9A to obtain the TO-263AB variant in the tape and reel, i.e., RF1S640SM9A.

### Features

- 18A, 200V
- $r_{DS(ON)} = 0.180\Omega$
- Single Pulse Avalanche Energy Rated
- SOA is Power Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speed
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Related Literature
  - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

### Symbol



### IRF640, RF1S640, RF1S640SM

### Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$ , Unless Otherwise Specified

	IRF640, RF1S640, RF1S640SM	UNITS
Drain to Source Breakdown Voltage (Note 1) .....	$V_{DS}$ 200	V
Drain to Gate Voltage ( $R_{GS} = 20k\Omega$ ) (Note 1) .....	$V_{DGR}$ 200	V
Continuous Drain Current .....	$I_D$ 18	A
$T_C = 100^\circ\text{C}$ .....	$I_n$ 11	A
Pulsed Drain Current (Note 3) .....	$I_{DM}$ 72	A
Gate to Source Voltage .....	$V_{GS}$ +20	V
Maximum Power Dissipation .....	$P_D$ 125	W
Dissipation Derating Factor .....	1.0	W/°C
Single Pulse Avalanche Energy Rating (Note 4) .....	$E_{AS}$ 580	mJ
Operating and Storage Temperature .....	$T_J, T_{STG}$ -55 to 150	°C
Maximum Temperature for Soldering .....		
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s. ....	$T_L$ 300	°C
Package Body for 10s. See TB334. ....	$T_{pkg}$ 260	°C

CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

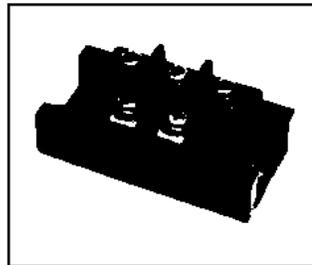
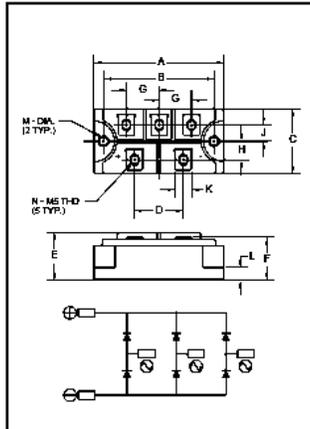
### NOTE:

1.  $T_J = 25^\circ\text{C}$  to  $125^\circ\text{C}$ .

## B.5 Hoja de datos del puente rectificador ME501206.

Powerex, Inc., 200 Hillis Street, Youngwood, Pennsylvania 15697-1800 (724) 925-7272

**Three-Phase  
Diode Bridge Modules  
60 Amperes/1200-1600 Volts**



**ME501206, ME501606  
Three-Phase Diode Bridge Modules  
60 Amperes/1200-1600 Volts**

### Description:

Powerex Three-Phase Diode Bridge Modules are designed for use in three-phase bridge application. The modules are isolated consisting of six rectifier diodes.

### Features:

- Isolated Mounting
- Planar Chips

### Applications:

- Inverters
- DC Power Supplies
- AC Motor Control Front End

**ME501206, ME501606  
Three-Phase Diode Bridge Modules  
60 Amperes/1200-1600 Volts**

### Absolute Maximum Ratings

Characteristics	Symbol	ME501206	ME501606	Units
Peak Reverse Blocking Voltage	$V_{RRM}$	1200	1600	Volts
Transient Peak Reverse Blocking Voltage (Non-Repetitive), $t < 5\text{ms}$	$V_{RSM}$	1350	1700	Volts
DC Reverse Blocking Voltage	$V_{R(DC)}$	960	1280	Volts
DC Output Current, $T_C = 103^\circ\text{C}$	$I_O$	60	60	Amperes
Peak One-Cycle Surge (Non-Repetitive) On-State Current (60Hz)	$I_{FSM}$	600	600	Amperes
Peak One-Cycle Surge (Non-Repetitive) On-State Current (50Hz)	$I_{FSM}$	545	545	Amperes
$I^2t$ (for Fusing), 8.3 milliseconds	$I^2t$	1500	1500	$\text{A}^2\text{sec}$
Storage Temperature	$T_{STG}$	-40 to 125	-40 to 125	$^\circ\text{C}$
Operating Temperature	$T_J$	-40 to 150	-40 to 150	$^\circ\text{C}$
Maximum Mounting Torque M6 Mounting Screw	—	26	26	in.-lb.
Maximum Mounting Torque M5 Terminal Screw	—	17	17	in.-lb.
Module Weight (Typical)	—	220	220	Grams
V Isolation	$V_{RMS}$	2500	2500	Volts

## B.6 Hoja de datos del optoacoplador 4N29.

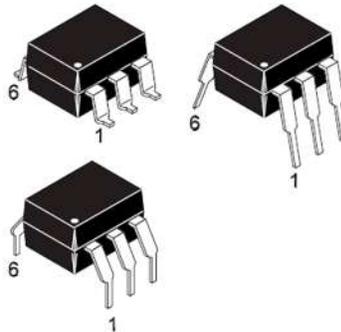
### DESCRIPTION

The 4N29, 4N30, 4N31, 4N32, 4N33 have a gallium arsenide infrared emitter optically coupled to a silicon planar photodarlington.

4N29 4N30 4N31 4N32 4N33

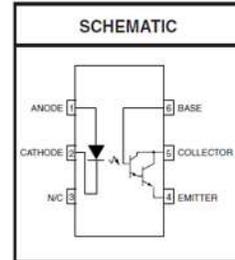
### FEATURES

- High sensitivity to low input drive current
- Meets or exceeds all JEDEC Registered Specifications
- VDE 0884 approval available as a test option
- add option .300. (e.g., 4N29.300)



### APPLICATIONS

- Low power logic circuits
- Telecommunications equipment
- Portable electronics
- Solid state relays
- Interfacing coupling systems of different potentials and impedances.



### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (T<sub>A</sub> = 25°C Unless otherwise specified.)

Parameter	Symbol	Value	Units
<b>TOTAL DEVICE</b>			
Storage Temperature	T <sub>STG</sub>	-55 to +150	°C
Operating Temperature	T <sub>OPR</sub>	-55 to +100	°C
Lead Solder Temperature	T <sub>SOL</sub>	260 for 10 sec	°C
Total Device Power Dissipation @ T <sub>A</sub> = 25°C	P <sub>D</sub>	250	mW
Derate above 25°C		3.3	mW/°C
<b>EMITTER</b>			
Continuous Forward Current	I <sub>F</sub>	80	mA
Reverse Voltage	V <sub>R</sub>	3	V
Forward Current - Peak (300 μs, 2% Duty Cycle)	I <sub>F(pk)</sub>	3.0	A
LED Power Dissipation @ T <sub>A</sub> = 25°C	P <sub>D</sub>	150	mW
Derate above 25°C		2.0	mW/°C
<b>DETECTOR</b>			
Collector-Emitter Breakdown Voltage	BV <sub>CEO</sub>	30	V
Collector-Base Breakdown Voltage	BV <sub>CBO</sub>	30	V
Emitter-Collector Breakdown Voltage	BV <sub>ECCO</sub>	5	V
Detector Power Dissipation @ T <sub>A</sub> = 25°C	P <sub>D</sub>	150	mW
Derate above 25°C		2.0	mW/°C
Continuous Collector Current	I <sub>C</sub>	150	mA

# Referencias

## Libros:

[W. Hart, 1997]

Daniel W. Hart, *Electrónica de Potencia*, Prentice Hall, 1997.

[A.E. Fitzgerald, 2004]

A. E. Fitzgerald, *Máquinas Eléctricas*, McGraw Hill, 2004.

[K. Alexander, 2006]

Charles K. Alexander, *Fundamentos de Circuitos Eléctricos*, McGraw Hill, 2006.

[Mohan, 2003]

Ned Mohan, *Power Electronics and drives*, Minneapolis: MNPERE, 2003.

[H. Rashid, 2001]

Muhammad H. Rashid, *Power Electronics Handbook*, Academic Press, 2001.

## Internet:

[HyperPhysics 2011]

HyperPhysics Georgia State University. Página principal. Estados Unidos. 10 de marzo de 2011. <http://hyperphysics.phy-astr.gsu.edu/hbase/magnetic/motdc.html>.

[Solarbotics 2011]

Solarbotics. Página principal. Estados Unidos. 10 de marzo de 2011.  
[http://www.solarbotics.net/starting/200111\\_dcmotor/200111\\_dcmotor2.html](http://www.solarbotics.net/starting/200111_dcmotor/200111_dcmotor2.html)

[Physclips 2011]

Physclips. Electric motors and generators. 11 de marzo de 2011.  
<http://www.animations.physics.unsw.edu.au/jw/electricmotors.html>

[Electrical Energy Tecnology 2011]

Electrical Energy Tecnology. Synchronous Machines. 11 de marzo de 2011.  
[services.eng.uts.edu.au/cempe/subjects\\_JGZ/eet/eet\\_ch6.pdf](http://services.eng.uts.edu.au/cempe/subjects_JGZ/eet/eet_ch6.pdf)

[onesmartclick 2011]

Onesmartclick. Electrical machines notes. 11 de marzo de 2011.  
<http://www.onesmartclick.com/engineering/electrical-machines.html>

[Fairchild 2011]

Fairchild Semiconductor. Página principal. Estados Unidos. 18 de mayo de 2009.  
<http://www.fairchildsemi.com/>.

[Microchip 2009]

Microchip Technology Inc. Página principal. Estados Unidos. 18 de mayo de 2009.  
<http://www.microchip.com>.