



**UNIVERSIDAD MICHOACANA
DE
SAN NICOLAS DE HIDALGO**

FACULTAD DE INGENIERIA ELECTRICA

**INVERSOR PARA CONTROLAR LA VELOCIDAD
DE UN MOTOR DE INDUCCIÓN MONOFÁSICO
DE FASE PARTIDA**

TESIS

**QUE PARA OBTENER EL TÍTULO DE
INGENIERO ELECTRICISTA
PRESENTA:**

FRANCISCO TRUJILLO LEMUS

ASESOR: M.C. SAÚL CALDERÓN FERNÁNDEZ

MORELIA, MICH.

JUNIO DE 2008

AGRADECIMIENTOS

A mis padres por su apoyo incondicional en todo momento, los quiero mucho y les dedico
este trabajo.

A esta casa de estudios por el conocimiento que me ha dado y sabré aprovechar.

Gracias a mi asesor M.C. Saúl Calderón Fernández por la valiosa asesoría y paciencia.

Un agradecimiento especial al Ing. Félix Jiménez Pérez por la ayuda que siempre me
brindo en el desarrollo de este proyecto.

RESUMEN

Esta tesis trata del diseño e implementación de un inversor monofásico para motores de inducción. El sistema completo está compuesto por una etapa de control y una etapa de potencia. La etapa de control la conforman: el microcontrolador, las etapas de acoplamiento y los controladores de los transistores; mientras que la etapa de potencia está formada por un puente de transistores bipolares con un circuito de amortiguamiento.

El inversor produce una señal de c.a. que varía tanto en amplitud como en frecuencia. La amplitud está controlada por señales moduladas en anchura (PWM) generadas en el microcontrolador, estas son de un sólo ancho de pulso por cada medio ciclo. La implementación de esta técnica es sencilla y el contenido armónico que presenta es aceptable para esta aplicación.

El microcontrolador usado es el PIC16F876A de Microchip. Este es de la gama media dentro de los ofrecidos por el fabricante, es económico y popular en el desarrollo de proyectos académicos, por lo tanto fácil de conseguir.

En el algoritmo que se programó en el microcontrolador, se tomaron en cuenta los factores requeridos para poder controlar al motor en las regiones de par constante y de potencia constante.

En la región de par constante, para lograr esa característica del motor, se requiere mantener la relación voltaje/frecuencia constante, además, se requiere también un voltaje de refuerzo o adicional para contrarrestar las pérdidas en el motor a bajas frecuencias. Para la región de potencia constante se requiere que el voltaje se mantenga en 120 V, sin importar la frecuencia a la que se esté operando. Y para ambas regiones se requiere incluir, entre el semiciclo positivo y negativo de la señal de excitación, un tiempo de retardo para permitir el apagado total de los BJT y evitar cortocircuitos en el puente.

Se presentan de manera detallada todos los cálculos y factores que se tomaron en cuenta para elegir los componentes principales, tanto del puente inversor, como del circuito de amortiguamiento para ayudar en el apagado y encendido de los transistores (snubber).

Para validar la operación del inversor se llevaron a cabo ensayos en los que se midieron prácticamente todos los parámetros del motor. De manera clara y gráfica se

presenta los resultados de las pruebas hechas al motor en las regiones de par constante y potencia constante.

CONTENIDO

RESUMEN	I
CONTENIDO	III
LISTA DE FIGURAS	VI
LISTA DE TABLAS	VIII
LISTA DE SÍMBOLOS Y ABREVIACIONES	IX
Capítulo 1. Introducción.	1
1.1 Planteamiento del proyecto.....	1
1.2 Análisis bibliográfico.....	1
1.3 Objetivo del proyecto.....	5
1.4 Estructura de la Tesis.....	5
Capítulo 2. Convertidores de c.c.- c.a. (inversores)	7
2.1 Introducción.....	7
2.2 Parámetros de rendimiento.....	8
2.3 Inversores monofásicos.....	9
2.4 Control del voltaje de salida.....	10
2.4.1 Modulación de un solo ancho de pulso.....	11
2.4.2 Modulación de varios anchos de pulso.....	13
2.4.3 Modulación senoidal del ancho del pulso.....	15
2.4.4 Control por desplazamiento de fase.....	17
Capítulo 3. Motor de inducción monofásico	19
3.1 Introducción.....	19
3.2 Principios básicos de operación de un motor de inducción.....	19
3.3 Construcción del motor monofásico de inducción.....	27
3.4 Teoría del doble campo giratorio.....	27
3.5 Clasificación de los motores monofásicos.....	29

3.5.1	Motores de fase partida y arranque por resistencia.....	30
3.5.2	Motor de arranque por capacitor.....	32
3.5.3	Motor con capacitor de marcha.	34
3.5.4	Motor con capacitor de arranque y marcha.	35
3.5.5	Motor de polos sombreados.....	36
3.6	Consideraciones prácticas a tomar en cuenta para lograr el control de la velocidad de un motor monofásico de inducción.....	38
3.6.1	Voltaje de refuerzo requerido a bajas frecuencias.	38
3.6.2	Capacidad del motor de inducción abajo y arriba de la velocidad nominal.....	40
3.6.3	Región de par constante, debajo de la velocidad nominal.	40
3.6.4	Región de potencia constante, más allá de la velocidad nominal.	42
3.6.5	Impacto de la excitación no senoidal en un motor de inducción.	42
Capítulo 4. Algoritmo de control implementado en un microcontrolador PIC....		43
4.1	Introducción.....	43
4.2	Requerimientos de la señal de control.....	44
4.3	Generación de señales pwm de un solo ancho de pulso.....	45
4.3.1	Análisis de rutinas básicas.....	48
4.3.2	Diagrama de flujo del algoritmo.....	51
Capítulo 5. Implementación del inversor monofásico.....		55
5.1	Introducción.....	55
5.2	Características deseadas en los dispositivos de conmutación.....	56
5.3	Rango de corriente requerido para los dispositivos de potencia.....	59
5.3.1	Selección de los dispositivos de conmutación.....	60
5.3.2	Criterios para seleccionar los componentes principales del inversor.....	61
5.4	Circuito del puente inversor y amortiguamiento.....	61
5.5	Circuito controlador de transistores.....	62
5.6	Fuentes de alimentación para la etapa de excitación y control.....	64
Capítulo 6. Pruebas hechas con el inversor.....		65

6.1	Introducción.....	65
6.2	Circuito de pruebas implementado y resultados.....	65
6.3	Señales de entrada para el motor.....	68
Capítulo 7. Conclusiones y trabajos futuros.....		71
7.1	Introducción.....	71
7.2	Conclusiones.....	71
7.3	Trabajos futuros.....	72
 APÉNDICES		
APÉNDICE A. DIAGRAMA COMPLETO DEL INVERSOR.....		73
APÉNDICE B. HOJA DE DATOS DEL TRANSISTOR 2SC5422.....		75
APÉNDICE C. ALGORITMO DE CONTROL.....		76
APÉNDICE D. IMÁGENES DEL INVERSOR Y CONEXIONES DE PRUEBAS.....		80
BIBLIOGRAFÍA.....		82

LISTA DE FIGURAS

	Página
1.1 Curvas características par-velocidad para diversas frecuencias.	3
1.2 Curvas par-velocidad para velocidades por debajo de la velocidad base, suponiendo la variación lineal de la frecuencia.	4
1.3 Familia de curvas características par-velocidad para velocidades por encima de la velocidad base y voltaje constante.	5
2.1 Inversor monofásico.	9
2.2 Modulación de un solo ancho de pulso.	11
2.3 Perfil armónico de la modulación de un solo ancho de pulso.	12
2.4 Modulación de varios anchos de pulso.	13
2.5 Perfil de armónicas de la modulación de ancho múltiple de pulso.	14
2.6 Modulación senoidal del ancho del pulso.	16
2.7 Perfil de armónicas de la modulación senoidal del ancho de pulso	17
2.8 Modulación por desplazamiento de fase.	18
3.1 Representación por fase del motor de inducción	21
3.2 a) Característica par-velocidad. (b) Curvas par-velocidad de los dos campos magnéticos estatóricos iguales que rotan en direcciones opuestas.	28
3.3 Característica par-velocidad teniendo en cuenta la limitación de corriente sobre el campo magnético rotacional inverso, causada por el campo rotacional directo.	29
3.4 Motor de fase partida. (a) Esquemático, (b) Desfase de corrientes.	30
3.5 (a) Relación entre los campos principal y auxiliar. (b) I_A delante de I_M , rotación neta de los campos en sentido contrario de las manecillas del reloj, (c) Característica par-velocidad resultante.	31
3.6 Motor monofásico con capacitor de arranque. (a) Esquemático, (b) desfase de corrientes.	33
3.7 Característica par-velocidad de un motor de arranque por capacitor. ..	33

3.8	Motor monofásico con capacitor de marcha. (a) Esquemático, (b) característica par velocidad.	35
3.9	Motor monofásico con capacitor de arranque y de marcha.	36
3.10	Motor de polos sombreados; construcción y característica par-velocidad.	37
3.12	Voltaje de refuerzo requerido para mantener constante el flujo de entrehierro.	40
3.13	Características y capacidad en el motor de inducción.	41
4.1	Topología del puente inversor.	45
4.2	Implementación pwm por software.	46
4.3	Diagrama de flujo principal.	52
4.4	Diagrama de flujo principal (continuación).	53
4.5	Diagrama de flujo principal (continuación)	54
5.1	Diagrama de bloques del circuito inversor.	55
5.2	Pérdidas de potencia instantánea en los transistores BJT.	57
5.3	Puente con Amortiguadores para apagado de los transistores de potencia.	61
5.4	Circuito controlador de transistores (driver).	63
6.1	Circuito implementado para la validación de las características operativas del inversor.	65
6.2	Curva frecuencia-par obtenida.	67
6.3	Curva frecuencia-potencia obtenida a partir de las pruebas.	68
6.4	Gráfica de la señal de voltaje que se aplica al motor a 35 hz.	68
6.5	Gráfica de los armónicos contenidos en la señal de 35 hz.	69
6.6	Gráfica de la señal de voltaje que se aplica al motor en 50 hz.....	69
6.7	Corriente aplicada al motor en 50 hz.	69
6.8	Potencia que suministra el inversor al motor en 50 hz.	70
6.9	Gráfica de los armónicos contenidos en 50 hz.	70

LISTA DE TABLAS

	Página
6.1 Valores obtenidos de las pruebas hechas al inversor.	66

LISTA DE SÍMBOLOS Y ABREVIACIONES

A_c	Señal portadora para la generación de las señales de excitación.
A_r	Señal de referencia usada para la generación de las señales de excitación.
B_{ag}	Distribución del flujo en el entrehierro.
BJT	Transistor de unión bipolar.
CCP (1 y 2)	Módulos del microcontrolador que pueden ser usados en modo captura, comparación y PWM.
DF	Factor de distorsión en la señal de salida del inversor.
E_{ag}	Voltaje en el entrehierro de un motor.
E_r	Magnitud del voltaje que se induce en un conductor del rotor.
f	Frecuencia de la línea (60 Hz)
f_{sl}	Frecuencia de deslizamiento.
hfe	Ganancia de un transistor.
Hf_n	Factor armónico correspondiente a la n -ésima armónica.
I_m	Corriente de magnetización en el motor.
I_s	Corriente en el estator.
L_{ls}	Inductancia de dispersión del devanado del estator.
L_m	Inductancia de magnetización.
L_{OH}	Armónica de menor orden.
M	Índice de modulación (en las técnicas PWM).
m_f	Relación de modulación de la frecuencia.
N	Número de vueltas en el devanado del estator.
P	Número de pulsos por cada medio ciclo en la técnica PWM de varios pulsos.
P	Número de polos en un motor.
P_{ag}	Potencia que cruza el entrehierro de un motor.
P_{em}	Potencia electromagnética que entrega un motor.

PIC	Acronimo de controlador de interfaz periferico. Microcontrolador de Microchip.
P_{on}	Disipación de potencia de un transistor en estado de encendido.
P_r	Pérdidas en el rotor por disipación de calor.
P_s	Potencia media disipada por un transistor cuando opera a una frecuencia f
PWM	Pulsos modulados en anchura.
$RBSOA$	Región de operación segura de un transistor en polarización inversa.
R	Resistencia del devanado del estator.
S	Deslizamiento del motor en por unidad.
$SPWM$	Técnica PWM de varios anchos de pulso en la que se genera una señal muy cercana a una senoidal.
$T_{d(on)}$	Tiempo que la transición apagado encendido de un transistor de potencia.
$T_{d(off)}$	Tiempo de apagado de un transistor de potencia.
T_{em}	Par electromagnético de un motor.
THD	Distorsión armónica total.
$TMRI$	Modulo contador/temporizador de los microcontroladores PIC.
V_o	Voltaje rms de salida del inversor.
V_{on}	Caída de tensión en un transistor en estado de encendido.
V_s	Voltaje por fase aplicado al motor de inducción.
V_s	Voltaje de corriente continua que alimenta al inversor.
β	Angulo de desplazamiento de fase.
ω_r	Velocidad del rotor.
ω_{sl}	Velocidad de deslizamiento del rotor con respecto al flujo del entrehierro.
ω_s	Velocidad sincrona en rad/s.
$\Phi_{ag.}$	Flujo en el entrehierro.
θ_r	Factor de potencia del circuito del rotor.

Capítulo 1. Introducción.

1.1 Planteamiento del proyecto.

La idea de este proyecto de tesis, nace de algunas necesidades en el área doméstica e industrial que se tienen de variar la velocidad a un motor del tipo universal, mediante variadores dimers comerciales, con resultados muy buenos. De ahí la motivación a implementar un controlador para motores monofásicos de inducción, estos son de gran aplicación en instalaciones industriales y residenciales, además de ser de construcción muy robusta, económicos y de poco mantenimiento.

Cabe señalar que en los laboratorios de la facultad no se cuenta con un dispositivo como el que se pretende implementar, por lo tanto este trabajo puede motivar a trabajos futuros para desarrollar proyectos relacionados.

1.2 Análisis bibliográfico.

Hasta la llegada de los modernos controladores de estado sólido, los motores de inducción no eran las máquinas adecuadas para aplicaciones que requerían considerable control de velocidad. El rango normal de operación de un motor de inducción típico está confinado a menos del 5% del deslizamiento y la variación de la velocidad en ese rango es prácticamente proporcional a la carga sobre el eje del motor. Aún si el deslizamiento fuera mayor, la eficiencia del motor sería muy pobre puesto que las pérdidas en el cobre del rotor son directamente proporcionales al deslizamiento del motor [Chapman 1993].

La velocidad del campo magnético del estator está dada por:

$$n_{sinc} = \frac{120f_e}{P} \quad (1-1)$$

En donde f_e es la frecuencia de línea, y P , el número de polos. Por lo tanto, las únicas formas en que se puede variar la velocidad de la máquina son: 1) cambiando la frecuencia eléctrica y 2) cambiando el número de polos de la máquina [Chapman 1993].

El método de variación polar se basa en el hecho de que el número de polos en los devanados estáticos de un motor de inducción se pueden cambiar con facilidad en relación 2:1 con solo efectuar simples cambios en la conexión de las bobinas.

La variación polar como método de control de la velocidad presenta las siguientes ventajas:

1. Elevado rendimiento a cualquier ajuste de la velocidad.
2. Buena regulación de velocidad para cualquier ajuste de la misma.
3. Reguladores de velocidad auxiliares, asociados a los motores relativamente baratos [Kosow 1993].

La variación polar se emplea, primordialmente, donde se desee obtener la versatilidad de dos o cuatro velocidades relativamente constantes que estén ampliamente separadas. Por ejemplo, en taladradoras para perforar materiales de diferente dureza y grosor [Kosow 1993].

Sus mayores inconvenientes son:

1. Se requiere de un motor especial, que posea los devanados necesarios y las terminales llevadas al exterior del estator para intercambio de polos.
2. No puede conseguirse un control gradual y continuo de la velocidad.

Si se cambia la frecuencia eléctrica aplicada al estator de un motor de inducción, la velocidad de rotación de sus campos magnéticos n_{sinc} cambiará en proporción directa al cambio de la frecuencia eléctrica. La velocidad del motor en condiciones nominales, que es la velocidad del campo magnético rotatorio del estator, se conoce como velocidad base. Utilizando control de frecuencia variable, es posible ajustar la velocidad del motor por encima o por debajo de la velocidad base, tal como se muestra en la Figura 1.1; en donde la velocidad base es de 1800 r.p.m. [Chapman 1993].

Sin embargo, cuando se opera a velocidades inferiores a la velocidad base del motor es necesario reducir el voltaje aplicado a las terminales del estator para obtener una operación adecuada.

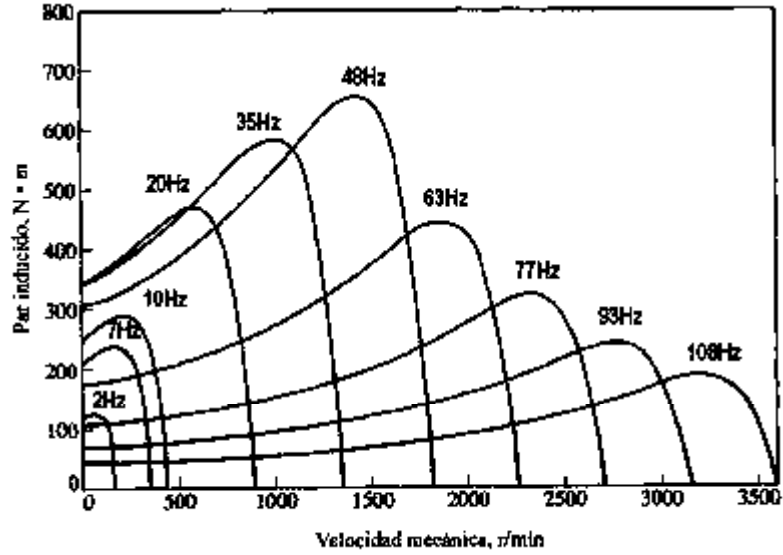


Figura 1.1 Curvas características par-velocidad para diversas frecuencias.

El voltaje aplicado en las terminales del estator deberá disminuir linealmente con la disminución de la frecuencia en el. Este proceso se llama degradación. Si esto no se hace, se satura el acero del núcleo del motor de inducción y fluirán corrientes de magnetización excesivas en la máquina [Chapman 1993]. Para entender esto, recordar que el flujo en el núcleo de un motor se puede encontrar aplicando la ley de Faraday:

$$v(t) = -N \frac{d\phi}{dt} \quad (1-2)$$

Si se aplica un voltaje $V(t) = V_M \sin \omega t$ al núcleo, el flujo Φ resultante es:

$$\phi(t) = \frac{1}{N_p} \int v(t) dt = \frac{1}{N_p} \int V_M \sin \omega t dt \quad (1-3)$$

$$\phi(t) = -\frac{V_M}{\omega N_p} \cos \omega t \quad (1-4)$$

Nótese que la frecuencia eléctrica aparece en el denominador de esta expresión (ya que $\omega = 2\pi f$). Entonces, si la frecuencia eléctrica aplicada al estator disminuye en 10%,

mientras que la magnitud del voltaje aplicado al estator permanece constante, el flujo en el núcleo del motor se incrementará cerca del 10%, al igual que la corriente de magnetización [Chapman 1993].

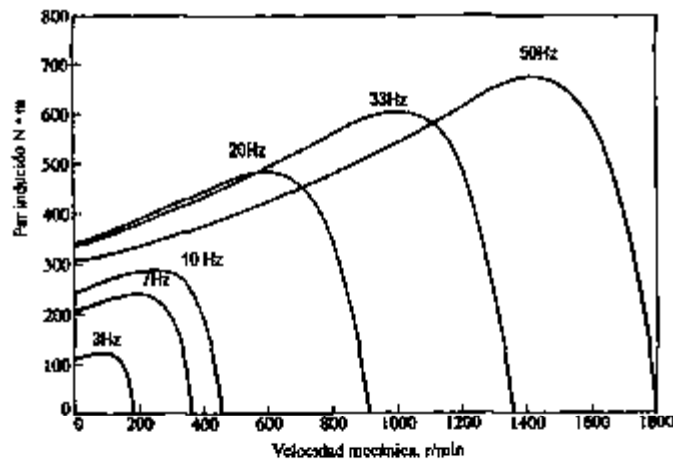


Figura 1.2 Curvas par-velocidad para velocidades por debajo de la velocidad base, suponiendo la variación lineal de la frecuencia.

Cuando el voltaje aplicado a un motor de inducción varía linealmente con la frecuencia por debajo de la velocidad base, el flujo en el motor permanece aproximadamente constante [Chapman 1993].

La Figura 1.2 muestra una familia de curvas características par-velocidad del motor de inducción para velocidades por debajo de la velocidad base suponiendo que la magnitud del voltaje del estator varía linealmente con la frecuencia [Chapman 1993].

Cuando la frecuencia eléctrica aplicada al motor excede la frecuencia nominal del motor, el voltaje del estator se mantiene constante en el valor nominal. Cuanto mayor sea la frecuencia eléctrica sobre la velocidad base, mayor será el denominador de la ecuación 1-4. Puesto que el término del numerador se mantiene constante cuando se opera sobre la frecuencia nominal, disminuye el flujo resultante en la máquina y el par máximo.

La Figura 1.3 muestra una familia de curvas características par-velocidad del motor de inducción a velocidades por encima de la nominal, si el voltaje del estator se mantiene constante [Chapman 1993].

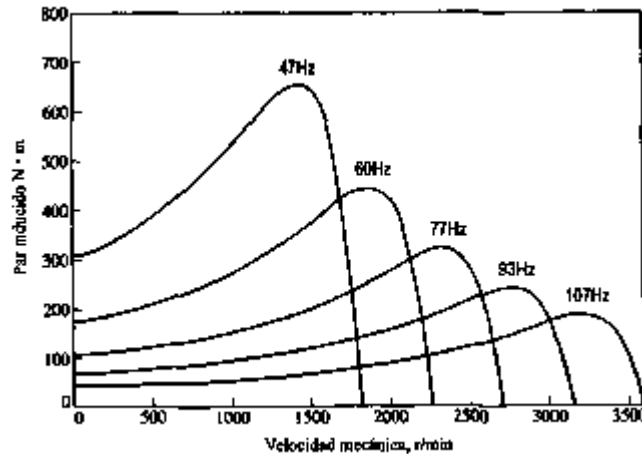


Figura 1.3 Familia de curvas características par-velocidad para velocidades por encima de la velocidad base y voltaje constante.

Por lo anteriormente visto para tener un control continuo y en un amplio rango de velocidades se requiere poder variar la frecuencia y el voltaje aplicados al estator del motor.

1.3 Objetivo del proyecto.

El objetivo primordial de este trabajo es diseñar y construir un inversor monofásico basado en un microcontrolador PIC, usando una señal PWM de un solo pulso que cambie de manera proporcional el voltaje y la frecuencia que alimentan el estator del motor monofásico de inducción. Se pretende que el dispositivo implementado además de operar a frecuencias menores que la nominal, también pueda operar al motor por encima de la nominal.

1.4 Estructura de la Tesis.

En el capítulo 1 se hace un análisis del problema, se plantea el objetivo principal del proyecto y se muestra la estructura de la tesis.

En el capítulo 2 se explican los convertidores c.d.-c.a.: su clasificación, parámetros de rendimiento, funcionamiento y tipo de señales de excitación.

En el capítulo 3, se hace un estudio detallado de los motores monofásicos y su clasificación según el método de arranque que se emplee y las consideraciones prácticas

que deberán tomarse en cuenta al controlar su velocidad por debajo y encima de la velocidad nominal.

En el capítulo 4 se presenta de manera detallada el algoritmo programado en el microcontrolador PIC, este se presenta de una manera sencilla, pero al mismo tiempo sin dejar fuera los detalles, tales como, qué registros y módulos del microcontrolador se están usando.

En el capítulo 5 se presenta la implementación del inversor monofásico: factores que se tomaron en cuenta para la elección de dispositivos de potencia, circuito de protección y cálculos necesarios.

En el capítulo 6 se presentan las pruebas que fueron hechas para validar el inversor, se analizan los resultados obtenidos y se muestran algunas gráficas de la señales en el motor.

En el capítulo 7 se presentan las conclusiones y trabajos futuros.

Capítulo 2. Convertidores de c.c.- c.a.; inversores.

2.1 Introducción.

Los inversores son circuitos que convierten la corriente continua en corriente alterna. Más exactamente, los inversores transfieren potencia desde una fuente de continua a una carga de alterna [Hart 2001].

Tanto la frecuencia de salida como el voltaje pueden ser fijos o variables. Si se modifica el voltaje de entrada del inversor y la ganancia se mantiene constante, es posible obtener un voltaje variable de salida. Por otra parte, si el voltaje de entrada de c.c. es fijo y no es controlable, se puede obtener un voltaje de salida variable si se varía la ganancia del inversor; esto por lo general se hace controlando la modulación del ancho de pulso (PWM) dentro del inversor. La ganancia del inversor se puede definir como la relación entre el voltaje de salida en c.a. y el voltaje de entrada en c.c. [Rashid 1995].

En los inversores ideales, las formas de onda deberían de ser senoidales. Sin embargo, en los inversores reales no son senoidales y contienen ciertas armónicas. Para aplicaciones de mediana y baja potencia, se pueden aceptar los voltajes de onda cuadrada o casi cuadrada; pero en aplicaciones de alta potencia, son necesarias las formas de onda de baja distorsión [Rashid 1995].

El uso de los inversores es muy común en aplicaciones industriales tales como la propulsión de motores de c.a. de velocidad variable, la calefacción por inducción, las fuentes de respaldo y las fuentes de poder [Rashid 1995].

Los inversores se pueden clasificar por el número de fases: (1) inversores monofásicos y (2) inversores trifásicos [Rashid 1995]. Y también se clasifican por el tipo de rectificador usado en: inversor con fuente de voltaje e inversor con fuente de corriente. Como su nombre lo indica, en el inversor de fuente de voltaje la entrada de corriente directa aparece como una fuente de voltaje al inversor; en el de fuente de corriente, dicha entrada aparece como una fuente de corriente ideal al inversor. En la actualidad los inversores con fuente de corriente solo son usados en aplicaciones de rango de potencia elevados.

2.2 Parámetros de rendimiento.

La salida de los inversores reales contiene armónicas. La calidad de un inversor por lo general se evalúa en términos de los siguientes parámetros de rendimiento [Rashid 1995].

Factor armónico de la enésima componente, HF_n (*Harmonic Factor n component*). El factor armónico correspondiente a la enésima armónica, es una medida de la contribución armónica individual y se define como:

$$HF_n = \frac{V_n}{V_1} \quad (2-1)$$

Donde V_1 es el valor rms de la componente fundamental y V_n es el valor rms de la enésima componente armónica.

Distorsión total armónica THD (*Total Harmonic Distortion*). La distorsión armónica total, es una medida entre la similitud entre la forma de onda y su componente fundamental, se define como:

$$THD = \frac{1}{V_1} \left(\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} V_n^2 \right) \quad (2-2)$$

Factor de distorsión DF (*Distortion Factor*). El factor de distorsión indica la cantidad de distorsión armónica que queda en una forma de onda particular, después de que las armónicas de esa forma de onda hayan sido sujetas a una atenuación de segundo orden (es decir divididas por n^2). Por lo tanto este valor, es una medida de la eficacia en la reducción de las componentes armónicas no deseadas, sin necesidad de especificar valores de un filtro de carga de segundo orden y se define como:

$$DF = \frac{1}{V_1} \left[\sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n^2} \right)^2 \right]^{1/2} \quad (2-3)$$

El DF de una componente armónica individual (o de orden n) se define como:

$$DF_n = \frac{V_n}{V_1 n^2} \quad (2-4)$$

Armónica de menor orden LOH (*Low Order Harmonic*). La armónica de menor orden es aquella componente cuya frecuencia es la más cercana a la fundamental, y cuya amplitud es mayor que o igual al 3% de la componente fundamental.

2.3 Inversores monofásicos.

Un inversor monofásico aparece en la Figura 2.1. Está formado por cuatro semiconductores de potencia. Cuando los transistores Q_1 y Q_2 se activan simultáneamente, el voltaje de entrada V_s aparece a través de la carga. Si los transistores Q_3 y Q_4 se activan al mismo tiempo, el voltaje a través de la carga se invierte y adquiere el valor $-V_s$. La forma de onda para el voltaje de salida se muestra en la Figura 2.1b [Rashid 1995].

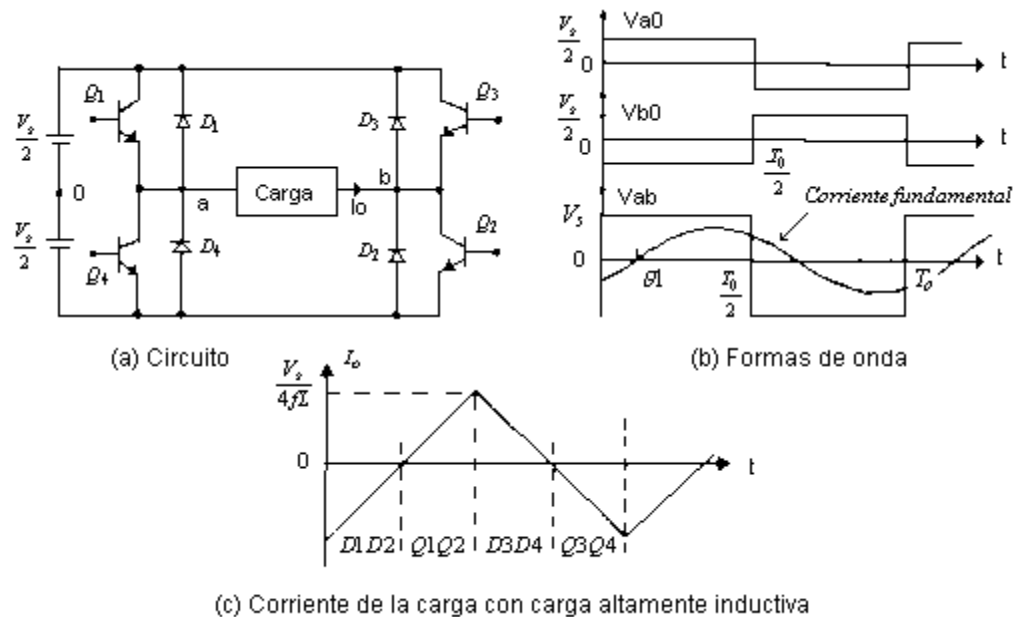


Figura 2.1 Inversor monofásico.

El voltaje rms de salida se puede determinar a partir de:

$$V_0 = \left(\frac{2}{T_0} \int_0^{T_0/2} V_s^2 dt \right)^{1/2} = V_s \quad (2-5)$$

La ecuación (2-5) se puede extender para que exprese el voltaje de salida instantáneo en una serie de Fourier como:

$$v_0 = \sum_{n=1,3,5}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \sin n\omega t \quad (2-6)$$

y para $n = 1$, la ecuación (2-6) proporciona el valor rms de la componente fundamental como:

$$V_1 = \frac{4V_s}{\sqrt{2}\pi} = 0.90V_s \quad (2-7)$$

Cuando los diodos D_1 y D_2 conducen, se retroalimenta la energía a la fuente de c.c. por lo que se dice que D_1 y D_2 son diodos de retroalimentación. La figura 2.1c muestra la forma de onda de la corriente para una carga inductiva [Rashid 1995].

2.4 Control del voltaje de salida.

En muchas aplicaciones industriales, a menudo es necesario controlar el voltaje de salida de los inversores para hacer frente a las variaciones de entrada de c.c, para la regulación del voltaje de los inversores y para los requisitos de control constante del voltaje y la frecuencia. Existen varias técnicas para modificar el voltaje de salida del inversor, el método más eficiente es incorporar en los inversores el control de modulación del ancho del pulso (PWM). Las técnicas comúnmente utilizadas son:

1. Modulación de un solo ancho de pulso.
2. Modulación de varios anchos de pulso.
3. Modulación senoidal del ancho de pulso.
4. Control por desplazamiento de fase.

2.4.1 Modulación de un solo ancho de pulso.

En el control por modulación de un solo ancho de pulso, existe un solo pulso por cada medio ciclo, el ancho del pulso se hace variar, a fin de controlar el voltaje de salida del inversor [Rashid 1995]. La Figura 2.2 muestra las señales de excitación para los inversores monofásicos de puente completo.

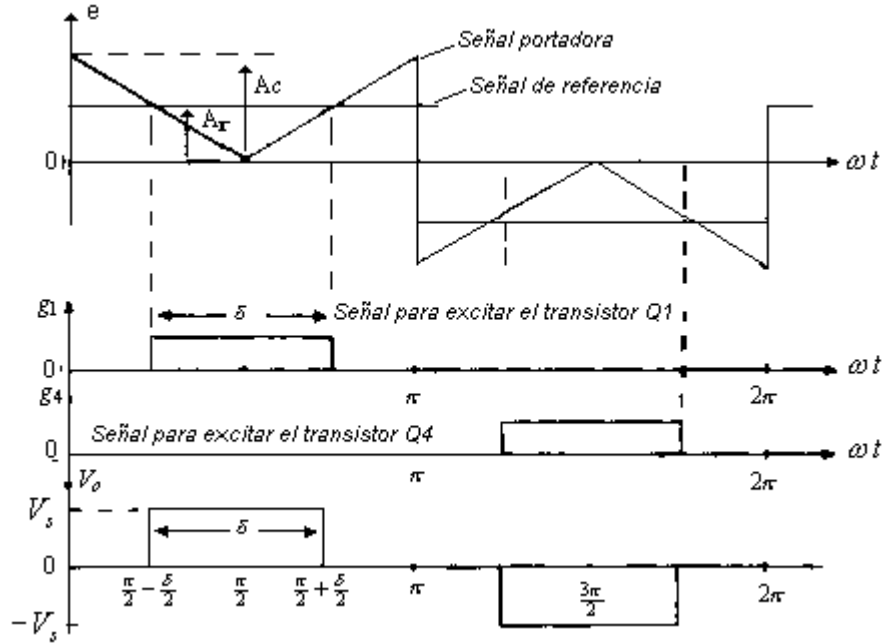


Figura 2.2 Modulación de un solo ancho de pulso.

Las señales de excitación se generan comparando una señal rectangular de referencia de amplitud, A_r , con una onda portadora de amplitud, A_c . La frecuencia de la señal de referencia determina la frecuencia fundamental del voltaje de salida. Si varía A_r desde 0 hasta A_c , el ancho del pulso, δ , puede modificarse desde 0 hasta 180° . La relación de A_r con A_c es la variable de control y se define como el índice de modulación de la amplitud, o simplemente índice de modulación [Rashid 1995]. Cuando se usa una técnica digital para la generación de esta señal, existen varias formas de controlar la variación del ancho del pulso: fijando el borde de subida y variando el de bajada, fijando el borde de bajada y variando el de subida o variando el ancho manteniéndolo simétrico a $\pi/2$ [Sheperd et al. 2001].

$$M = \frac{Ar}{Ac} \quad (2-8)$$

El voltaje rms de salida se puede determinar a partir de

$$V_0 = \left[\frac{2}{2\pi} \int_{(\pi-\delta)/2}^{(\pi+\delta)/2} V_s^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{\delta}{\pi}} \quad (2-9)$$

Aplicando la serie de Fourier al voltaje de salida da

$$v_0(t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4V_s}{n\pi} \sin \frac{n\delta}{2} \sin n\omega t \quad (2-10)$$

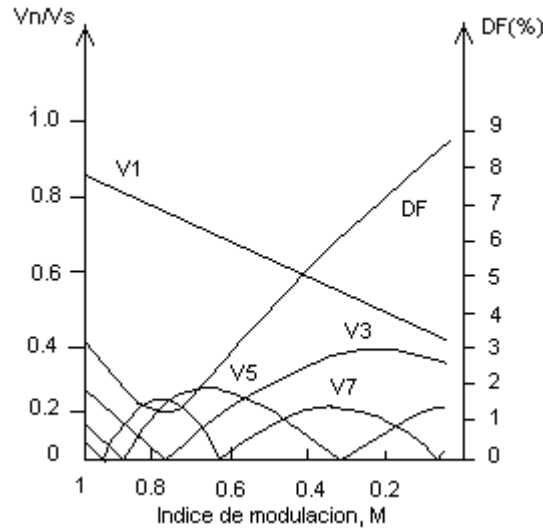


Figura 2.3 Perfil armónico de la modulación de un solo ancho de pulso.

En la grafica se puede ver como cada voltaje correspondiente a cada una de las armónicas esta presente en la señal de salida, donde V_n es la aportación de voltaje por la armónica de orden n , en la misma grafica se puede ver como aumenta el factor de distorsión cuando el índice de modulación se hace pequeño.

La implementación de esta técnica presenta relativa sencillez, sin embargo, el contenido armónico es considerable para algunas aplicaciones que requieren de bajo factor

de distorsión. **El contenido de armónicos no es un factor primordial para este proyecto, por lo que la implementación de esta técnica para operar al motor de inducción es una buena opción.**

2.4.2 Modulación de varios anchos de pulso.

Utilizando varios pulsos en cada medio ciclo de salida puede reducirse el contenido armónico. La generación de señales de excitación para activar y desactivar los transistores aparece en la Figura 2.4a, mediante la comparación de una señal de referencia con una onda portadora triangular [Rashid 1995].

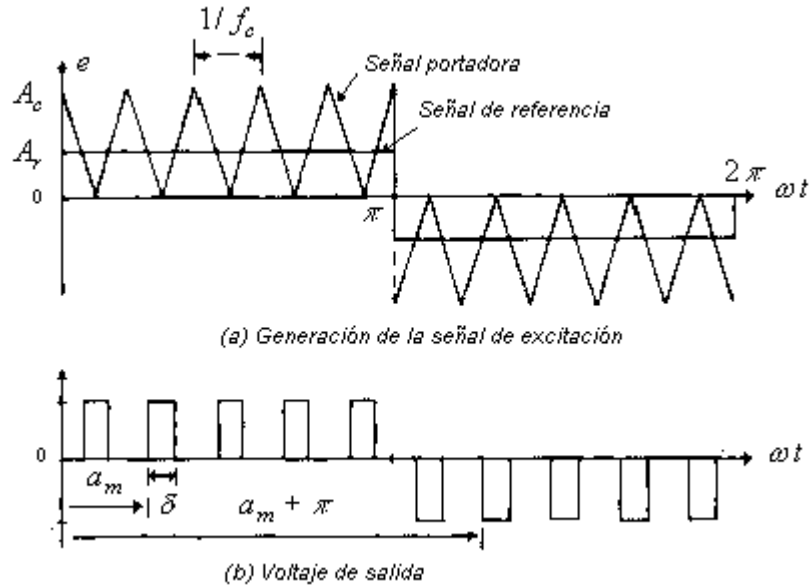


Figura 2.4 Modulación de varios anchos de pulso.

La frecuencia de la señal de referencia establece la frecuencia de salida, f_o , y la frecuencia de la portadora, f_c , determina el número de pulsos por cada ciclo p . El índice de modulación controla el voltaje de salida. El número de pulsos por medio ciclo está dado por:

$$p = \frac{f_c}{2f_o} = \frac{m_f}{2} \quad (2-11)$$

Donde $m_f = f_c / f_o$ y se define como la relación de modulación de frecuencia.

La variación del índice de modulación M desde 0 hasta 1 varía el ancho del pulso desde cero hasta π / p y el ancho del voltaje desde cero hasta V_s .

Si δ es el ancho de cada pulso, el voltaje rms de salida se puede determinar a partir de:

$$V_o = \left[\frac{2p}{2\pi} \int_{(\pi/p-\delta)/2}^{(\pi/p+\delta)/2} V_s^2 d(\omega t) \right]^{1/2} = V_s \sqrt{\frac{p\delta}{\pi}} \quad (2-12)$$

Mediante el uso de esta técnica, el orden de armónicas dominantes, es el mismo que para la de un solo ancho del pulso, mientras el contenido armónico total se reduce. Sin embargo, debido al gran número de conmutaciones de los transistores de potencia, aumentan las pérdidas por ese concepto [Rashid 1995]. Con valores de p mayores, las amplitudes de las armónicas de menor orden, serán menores pero se incrementará la amplitud de algunas armónicas de orden más alto. Sin embargo, estas armónicas de orden más alto producen componentes ondulatorios despreciables o pueden ser filtradas fácilmente [Rashid 1995].

La Figura 2.5 muestra el perfil armónico para 5 pulsos por medio ciclo

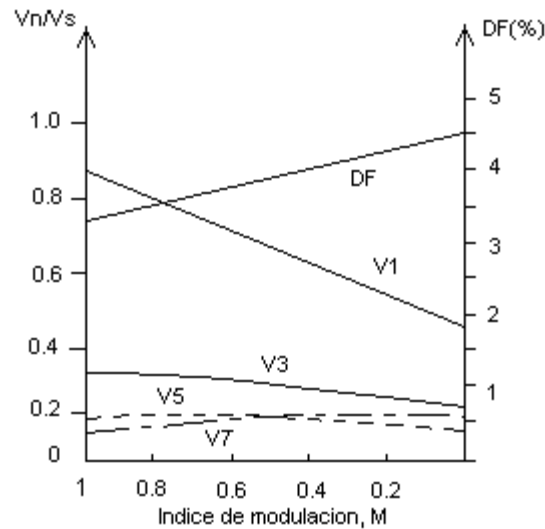


Figura 2.5 Perfil de armónicas de la modulación de ancho múltiple de pulso.

2.4.3 Modulación senoidal del ancho del pulso.

En esta técnica, en lugar de haber un solo ancho de pulso por cada medio ciclo hay varios pulsos y el ancho de cada pulso, varía en proporción con la amplitud de una onda senoidal evaluada en el centro del mismo pulso. El factor de distorsión y las armónicas de menor orden se reducen de forma significativa. Las señales de compuerta, según se muestran en la Figura 2.6a, se generan al comparar una señal senoidal de referencia con una onda portadora triangular de frecuencia f_c . Esta técnica se abrevia SPWM (de Senoidal Pulse Width Modulation). La frecuencia de la señal de referencia, f_r , determina la frecuencia de salida del inversor, f_o , y su amplitud de pico, A_r , controla el índice de modulación, M , y en consecuencia el voltaje rms de salida, V_o . El número de pulsos por medio ciclo depende de la frecuencia portadora. Dentro de la restricción que dos transistores de la misma rama (Q1 Y Q4), no pueden conducir simultáneamente, el voltaje instantáneo se muestra en la Figura 2.6a. Las mismas señales de excitación se pueden generar utilizando una onda portadora triangular unidireccional tal y como se muestra en la Figura 2.6b.

El voltaje rms de salida puede controlarse si se varía el índice de modulación M [Rashid 1995]. Es fácil observar que el área de cada pulso corresponde aproximadamente al área bajo la onda senoidal entre los puntos medios adyacentes de los periodos inactivos de las señales de excitación. Si δ_m es el ancho de pulso de orden m , el voltaje rms de salida es:

$$V_o = V_s \left(\sum_{m=1}^p \frac{\delta_m}{\pi} \right)^{1/2} \quad (2-13)$$

Con el uso de esta técnica, el factor de distorsión se reduce bastante comparado con el de la modulación de un solo ancho de pulso por cada medio ciclo [Rashid 1995]. El perfil armónico se muestra en la Figura 2.7, para cinco pulsos por medio ciclo. El voltaje de salida de un inversor aún contiene armónicas. Esta técnica lleva a las armónicas al rango de las altas frecuencias alrededor de la frecuencia de conmutación f_c y sus múltiplos, es decir, alrededor de las armónicas mf , $2mf$, $3mf$ y así sucesivamente.

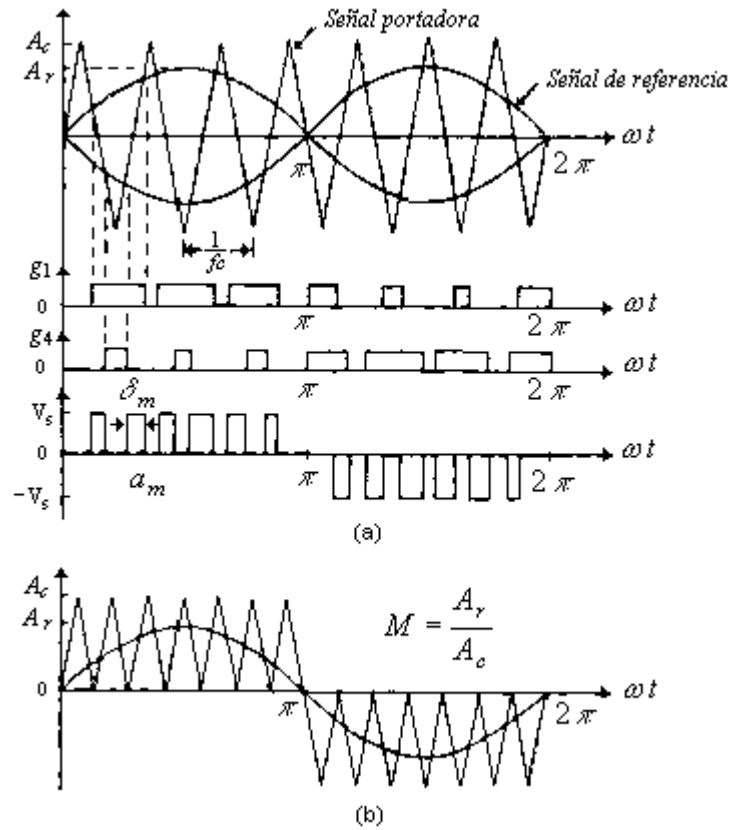


Figura 2.6 Modulación senoidal del ancho del pulso.

Las frecuencias a las cuales ocurren las armónicas de voltaje se pueden relacionar por:

$$f_n = (jm_f \pm k)f_c \quad (2-14)$$

donde la armónica de orden n se iguala a la banda lateral de orden k de j veces la relación frecuencia-modulación m_f .

$$\begin{aligned} n &= jm_f \pm k \\ &= 2jp \pm k \quad \text{para } j = 1, 2, 3, \dots \text{ y } k = 1, 3, 5, \dots \end{aligned} \quad (2-15)$$

Se puede determinar el voltaje pico aproximado de la fundamental para esta técnica como:

$$V_{m1} = dV_s \quad \text{para } 0 \leq d \leq 1.0 \quad (2-16)$$

Con $d = 1$, el voltaje fundamental de salida es el máximo como $V_{m1(max)} = V_s$. Pero, de acuerdo con la ecuación 2-6, $V_{m1(max)}$ puede ser tan alto como $4V_s/\pi = 1.278 V_s$ para una salida de onda cuadrada [Rashid 1995]. A fin de aumentar el voltaje fundamental de salida, d deberá incrementarse más allá de 1. Esta operación de d más allá de 1 se llama sobremodulación. La sobremodulación básicamente lleva a una operación de onda cuadrada y añade más armónicas.

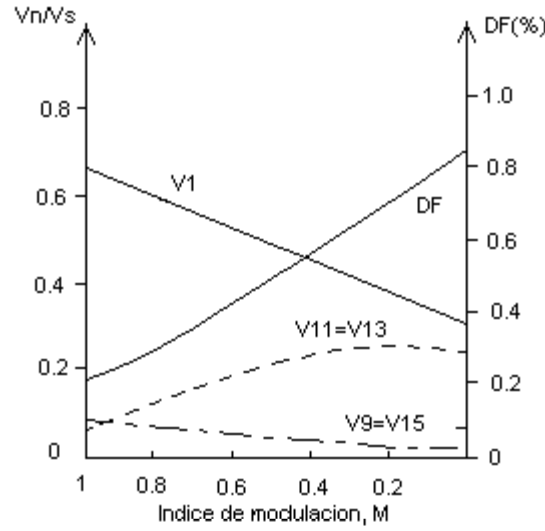


Figura 2.7 Perfil de armónicas de la modulación senoidal del ancho de pulso.

2.4.4 Control por desplazamiento de fase.

El control del voltaje se puede obtener utilizando varios inversores y sumando el voltaje de salida de los inversores individuales [Rashid 1995]. Es posible percibir un inversor monofásico de puente completo como el de la Figura 2-1a como la suma de dos inversores de medio puente. Un desplazamiento de fase de 180° produce un voltaje de salida, tal y como se muestra en la Figura 2.8c en tanto que un ángulo de retraso (o desplazamiento) β produce una salida como la que se muestra en la Figura 2.8e.

El voltaje rms de salida es:

$$V_o = V_s \sqrt{\frac{\beta}{\pi}} \quad (2-17)$$

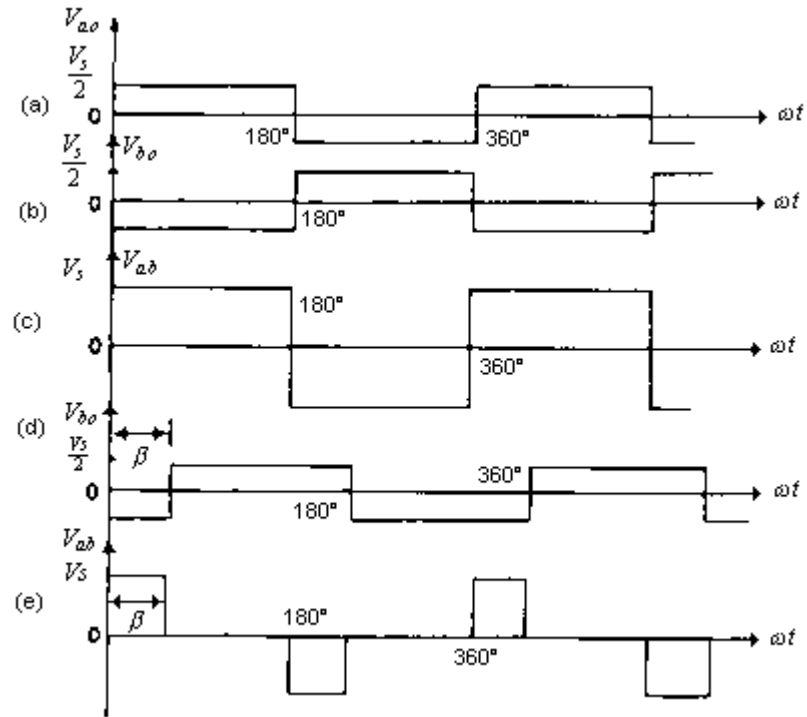


Figura 2.8 Modulación por desplazamiento de fase.

Como se puede ver, el voltaje rms es el mismo que para el de la técnica de un sólo ancho de pulso. El voltaje rms del voltaje de salida de la componente fundamental es:

$$V_1 = \frac{4V_s}{\sqrt{2}} \sin \frac{\beta}{2} \quad (2-18)$$

Capítulo 3. Motor de inducción monofásico.

3.1 Introducción.

Existen muchas instalaciones, tanto industriales como residenciales a las que la compañía eléctrica sólo suministra un servicio de c.a monofásico, además, en todo lugar casi siempre hay necesidad de motores pequeños que trabajen con suministro monofásico para impulsar diversos equipos eléctricos, es el caso de máquinas de coser, taladros, aspiradoras, acondicionadores de aire, etc. [Kosow 1993].

La mayoría de los motores monofásicos son “motores pequeños” de “caballaje fraccionario” (menos de 1 HP). Sin embargo, algunos se fabrican en tamaños normales de caballaje integral: 1.5, 2, 3, 5, 7.5 y 10 HP tanto para 115V como para 230V en servicio monofásico y aun para servicio de 440V entre los límites de 7.5 a 10 HP. Los tamaños especiales de caballaje integral van desde varios cientos hasta algunos miles de HP en servicio de locomotoras, con motores de serie monofásicos de c.a. [Kosow 1993].

En este capítulo se hace un análisis de los principios básicos del motor de inducción, con el fin de explicar de manera sencilla, la interacción entre el motor de inducción y el convertidor electrónico.

Los motores monofásicos de inducción experimentan una grave desventaja. Puesto que solo hay una fase en el devanado del estator, el campo magnético en un motor monofásico de inducción no gira. En su lugar, primero pulsa con gran intensidad, pero permanece en la misma dirección. Puesto que no hay campo magnético rotacional en el estator, un motor monofásico de inducción no tiene par de arranque. Es por ello que se emplean diversos métodos para iniciar el giro del rotor, y por lo tanto existe una clasificación de los motores monofásicos basada en los métodos particulares de arranque [Kosow 1993].

3.2 Principios básicos de operación de un motor de inducción.

Cuando se aplica un voltaje de frecuencia $f = \omega/2\pi$, al estator del motor, las corrientes resultantes establecen una distribución de flujo B_{ag} en el entrehierro con las siguientes características: (1) amplitud constante, (2) gira a una velocidad constante

llamada velocidad sincrónica (ω_s), expresada en radianes por segundo. La velocidad sincrónica de p polos, alimentado por una frecuencia f , la podemos obtener como:

$$\omega_s = \frac{2\pi / (p/2)}{1/f} = \frac{2}{p} (2\pi f) = \frac{2}{p} \omega \quad [\text{rad} / \text{s}] \quad (3-1)$$

En términos de revoluciones por minuto (RPM), la velocidad sincrónica es:

$$n_s = 60 \frac{\omega_s}{2\pi} = \frac{120}{p} f \quad (3-2)$$

El flujo en el entrehierro Φ_{ag} (debido a la distribución de la densidad de flujo B_{ag}) gira a velocidad sincrónica. En consecuencia una fuerza contraelectromotriz, conocida como el voltaje del entrehierro, se induce en la fase del estator. Esto se puede ilustrar por medio de un circuito equivalente por fase, el cual se muestra en la Figura 3-1a, donde V_s es el voltaje por fase, E_{ag} es el voltaje del entrehierro, R_s es la resistencia del devanado del estator y L_{ls} es la inductancia de dispersión del devanado del estator [Mohan et al. 1989].

La componente de magnetización I_m de la corriente del estator I_s establece el flujo del entrehierro. En el análisis del circuito magnético se puede ver que:

$$N_s \phi_{ag} = L_m i_m \quad (3-3)$$

Donde N_s es el número de vueltas por fase del devanado del estator y L_m es la inductancia de magnetización, como se muestra en la Figura 3-1a.

De la ley de Faraday:

$$e_{ag} = N_s \frac{d\phi_{ag}}{dt} \quad (3-4)$$

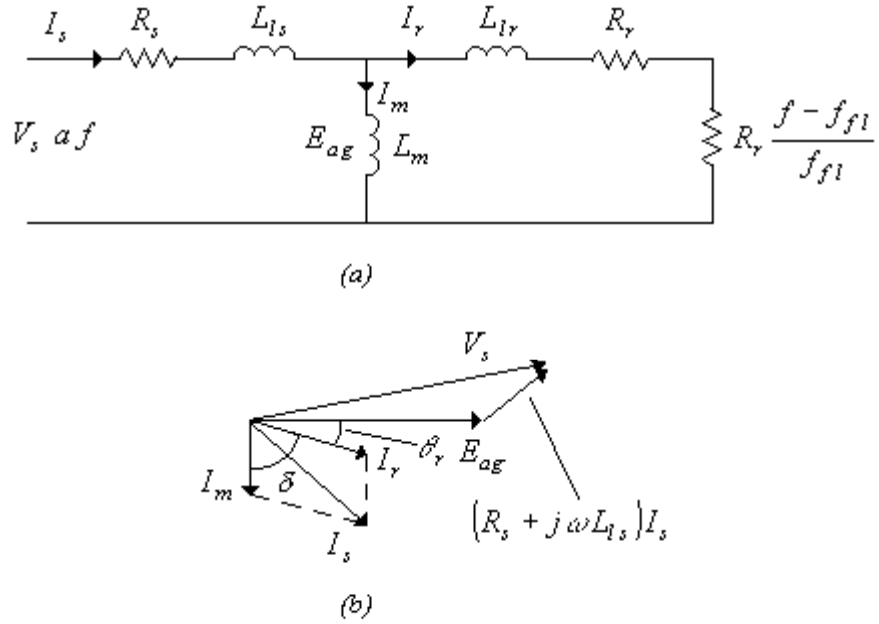


Figura 3.1 Representación por fase del motor de inducción: (a) circuito equivalente, (b) diagrama fasorial.

El flujo en el entrehierro, de acuerdo a la excitación de los devanados del estator es $\Phi_{ag}(t) = \Phi_{ag} \text{sen } \omega t$, por lo tanto, la ecuación 3-4 queda:

$$e_{ag} = N_s \omega \phi_{ag} \cos \omega t \quad (3-5)$$

el cual tiene un valor RMS de

$$E_{ag} = k_3 f \phi_{ag} \quad (3-6)$$

donde k_3 es una constante.

El par en el motor de inducción se produce por la interacción del flujo del entrehierro y el flujo que resulta de las corrientes del rotor. Si el rotor se hiciera girar a la velocidad síncrona no habría movimiento relativo entre Φ_{ag} y el rotor, por lo tanto, no existiría ni voltaje ni corriente inducida y por ende, ningún par. A cualquier otra velocidad

del rotor (ω_r), en la misma dirección de la rotación del flujo en el entrehierro, el rotor se esta “deslizándose” con respecto al flujo del entrehierro, con una velocidad llamada velocidad de deslizamiento (ω_{sl}), donde:

$$\omega_{sl} = (\omega_s - \omega_r) \quad (3-7)$$

Esta velocidad de deslizamiento normalizada por la velocidad síncrona es simplemente llamada “deslizamiento” (s).

$$\frac{\text{Deslizamiento } s}{\text{'(en por unidad)'}} = \frac{\text{Vel. de deslizamiento}}{\text{Vel. síncrona}} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (3-8)$$

De esta manera, la velocidad del flujo del entrehierro respecto al rotor es igual a:

$$\text{Vel. de deslizamiento } \omega_{sl} = \omega_s - \omega_r = s \omega_s \quad (3-9)$$

Los voltajes inducidos en el circuito del rotor se encuentran a una frecuencia de deslizamiento (f_{sl}), la cual es proporcional a la velocidad de deslizamiento:

$$f_{sl} = \frac{\omega_{sl}}{\omega_s} f = s f \quad (3-10)$$

La magnitud E_r del voltaje que se induce en cualquiera de los conductores del rotor, se pueden obtener de una manera similar a la de los voltajes inducidos en el estator. El mismo flujo Φ_{ag} que enlaza los conductores del rotor es el mismo que enlaza los del estator. Sin embargo, la distribución de la densidad de flujo en el entrehierro gira a la velocidad de deslizamiento ω_{sl} respecto a los conductores del rotor [Mohan et al. 1989]. Por lo tanto, se puede obtener la fuerza electromotriz inducida, si se remplace f en la ecuación 3-6, por la frecuencia de deslizamiento f_{sl} . Si además se supone que el rotor en jaula de

ardilla se puede representar como un devanado en cortocircuito con el mismo número de vueltas N_s a su equivalente en el estator:

$$E_r = k_3 f_{sl} \phi_{ag} \quad (3-11)$$

donde k_3 es la misma que en la ecuación 3-6. Como el rotor está en cortocircuito, estos voltajes inducidos resultan en una corriente del rotor I_r a la frecuencia de deslizamiento f_{sl} :

$$E_r = R_r I_r + j2\pi f_{sl} L_{lr} I_r \quad (3-12)$$

donde R_r y L_{lr} son respectivamente, la resistencia y la inductancia de dispersión equivalente por fase del rotor. Las corrientes del rotor producen un campo que gira a la velocidad de deslizamiento con respecto al rotor, en consecuencia, a la velocidad síncrona con respecto al estator (ya que $\omega_{sl} + \omega_r = \omega_s$). La interacción de Φ_{ag} y el campo producido por las corrientes del rotor producen un par electromagnético. Las pérdidas en el rotor son:

$$P_r = 3 R_r I_r^2 \quad (3-13)$$

Multiplicando ambos lados de la ecuación 3-12 por f/f_{sl} y de las ecuaciones 3-6 y 3-11

$$E_{ag} = \frac{f}{f_{sl}} E_r = f \frac{R_r}{f_{sl}} I_r + j2\pi f L_{lr} I_r \quad (3-14)$$

como se muestra en la Figura 3-1a, donde fR_r/f_{sl} se representa como una suma de R_r y $R_r(f-f_{sl})/f_{sl}$. En la ecuación 3-14, todas las cantidades son referidas a N_s (numero de vueltas del estator). Multiplicando ambos lados de la ecuación 3-14 por I_r , la potencia que cruza el entrehierro P_{ag} , se puede obtener como:

$$P_{ag} = 3 \frac{f}{f_{sl}} R_r I_r^2 \quad (3-15)$$

De las ecuaciones 3-15 y 3-13, la potencia electromagnética P_{em} es:

$$P_{em} = P_{ag} - P_r = 3R_r \frac{f - f_{sl}}{f_{sl}} I_r^2 \quad (3-16a)$$

y

$$T_{em} = P_{em} / \omega_r \quad (3-16b)$$

De las ecuaciones 3-7, 3-15, 3-16a y 3-16b

$$T_{em} = P_{ag} / \omega_s \quad (3-16c)$$

En el circuito equivalente de la Figura 3-1a, las pérdidas en la resistencia del rotor y la potencia electromecánica por fase, se muestran repartiendo la resistencia $f(R_r/f_{sl})$ de la ecuación 3-14 en R_r y $R_r(f - f_{sl})/f_{sl}$.

La corriente total I_s consumida por el estator es la suma de la corriente de magnetización I_m y la corriente equivalente del rotor I_r .

$$I_s = I_m + I_r \quad (3-17)$$

El diagrama fasorial de los voltajes y corrientes del estator se muestra en la figura 3.1b. La corriente de magnetización I_m , la cual produce Φ_{ag} , atrasa al voltaje del entrehierro por 90° . I_r que es la que produce el par, atrasa E_{ag} un ángulo θ , que es el factor de potencia del circuito del rotor:

$$\theta_r = \tan \frac{2\pi f_{sl} L_{lr}}{R_r} = \tan \frac{2\pi f L_{lr}}{R_r f / f_{sl}} \quad (3-18)$$

De la teoría electromagnética, el par producido es:

$$T_{em} = k_4 \phi_{ag} I_r \sin \delta \quad (3-19)$$

Donde:

$$\delta = 90^\circ - \theta_r \quad (3-20)$$

es el ángulo del par entre la corriente de magnetización I_m , la cual produce Φ_{ag} e I_r representa el campo del rotor. El voltaje aplicado al estator V_s es:

$$V_s = E_{ag} + (R_s + j 2\pi f L_{ls}) I_s \quad (3-21)$$

En la mayor parte de los motores de inducción de diseño normal, a bajos valores de f_{sl} se observa que:

$$2\pi f_{sl} L_{sl} \ll R_r \quad (3-22)$$

Así θ_r , en la ecuación 3-18, es casi cero, el ángulo del par δ en la ecuación 3-20 es de 90° . De esta manera la ecuación 3-19 resulta:

$$T_{em} \approx k_4 \phi_{ag} I_r \quad (3-23)$$

De las ecuaciones 3-11 y 3-12, usando la aproximación de la ecuación 3-22

$$I_r \approx k_5 \phi_{ag} f_{sl} \quad (3-24)$$

Combinando las ecuaciones 3-23 y 3-24

$$T_{em} \approx k_6 \phi_{ag}^2 f_{sl} \quad (3-25)$$

La aproximación en la ecuación 3-22, también permite que la ecuación 3-17 resulte en:

$$I_s = \sqrt{I_m^2 + I_r^2} \quad (3-26)$$

Para un motor de parámetros normales, excepto para valores bajos de la frecuencia de operación f , en la ecuación 3-21

$$V_s \approx E_{ag} \quad (3-27)$$

Usando las ecuaciones 3-6 y 3-27:

$$V_s \approx k_3 \phi_{ag} f \quad (3-28)$$

En las ecuaciones 3-13 y 3-16a, la proporción entre las pérdidas en el rotor y la salida de potencia electromecánica P_{em} es:

$$\%P_r = \frac{P_r}{P_{em}} = \frac{f_{sl}}{f - f_{sl}} \quad (3-29)$$

De las relaciones anteriores, para un motor de inducción, se pueden hacer las siguientes observaciones [Mohan et al. 1989]:

- 1.– La velocidad síncrona se puede variar al modificar la frecuencia f del voltaje aplicado.
- 2.– Excepto a valores bajos de f , las perdidas en el rotor son pequeñas, solo si f_{sl} es pequeña.
- 3.– Con f_{sl} pequeña, excepto a bajos valores de f , el deslizamiento s es pequeño y la velocidad del motor varía, de forma casi lineal, con la frecuencia f del voltaje aplicado.

- 4.—Para mantener el par igual al nominal, a cualquier frecuencia, Φ_{ag} se debe mantener constante e igual a su valor nominal. Esto requiere que V_s se pueda variar proporcionalmente a f .
- 5.—Ya que I_r es proporcional a f_{sl} , para restringir la corriente del motor I_s de que exceda su valor nominal, la frecuencia de deslizamiento, en estado estable, f_{sl} no debe sobrepasar su valor nominal.

Con estas observaciones, se concluye que la velocidad del motor de inducción se puede variar, controlando la frecuencia y el voltaje aplicado para mantener constante el flujo en el entrehierro, en otras palabras variando el voltaje aplicado en proporción a f .

3.3 Construcción del motor monofásico de inducción.

En cuanto a la construcción del motor monofásico de inducción, hay que señalar que el rotor de cualquier motor monofásico de inducción es intercambiable con algunos polifásicos de jaula de ardilla. No hay conexión física entre el rotor y el estator, y hay un entrehierro uniforme entre ellos.

Debido a que los motores monofásicos de inducción no generan por si solos par de arranque, se tienen dos devanados: el de marcha o principal; y el auxiliar o de arranque, cuya finalidad es producir el giro del rotor.

Tanto el devanado principal como el auxiliar, están distribuidos en ranuras espaciadas uniformemente alrededor del estator; sin embargo el ultimo se encuentra alojado en ranuras con orientación desplazada 90° en el espacio eléctrico con respecto a las del devanado principal.

3.4 Teoría del doble campo giratorio.

Esta teoría establece que un campo magnético giratorio estacionario pulsante se puede transformar en dos campos magnéticos rotacionales de igual magnitud pero de direcciones opuestas. El motor de inducción responde a cada uno de los campos magnéticos por separado y el par neto en la maquina será la suma de los pares debido cada uno de los dos campos magnéticos [Chapman Sthepen].

Un motor de inducción monofásico responde a cada uno de los dos campos magnéticos presentes en él, en consecuencia, el par inducido neto es la diferencia entre las dos curvas par-velocidad (Figura 3.2). Nótese que a velocidad cero no hay par neto; por lo tanto, el motor no tiene par de arranque.

La característica par-velocidad de la Figura 3.2 no es una descripción muy exacta del par en un motor de inducción monofásico, ya que está formada por la superposición de dos características trifásicas; y además ignora el hecho de que ambos campos magnéticos están presentes simultáneamente en el motor monofásico [Chapman Stephen].

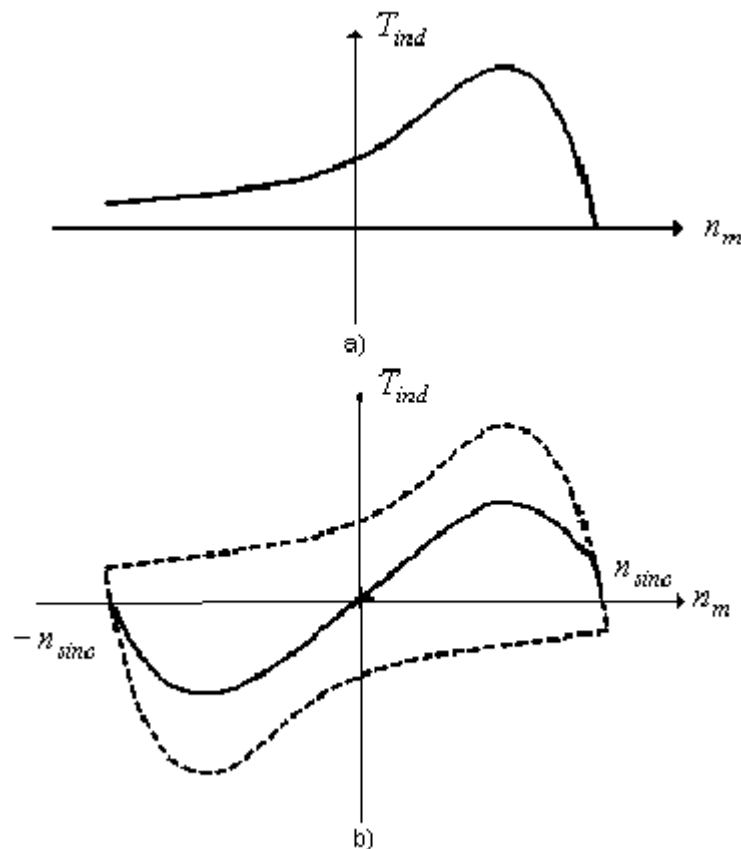


Figura 3.2 (a) Característica par-velocidad. (b) Curvas par-velocidad de los dos campos magnéticos estáticos iguales que rotan en direcciones opuestas.

Tanto el campo magnético directo como el inverso están presentes en un motor monofásico y ambos son producidos por la misma corriente. Puesto que la corriente que

suministra el campo magnético estatórico inverso está limitada a un pequeño valor y que el campo magnético inverso del rotor está a un ángulo muy grande con respecto al campo magnético inverso del estator, el par debido a los campos inversos es muy pequeño cuando el motor opera cerca de la velocidad sincrónica.

La Figura 3.3 muestra una característica más exacta par-velocidad; además del par neto medio se producen pulsaciones de par a dos veces la frecuencia estatórica y son causadas cuando los campos magnéticos directos e inversos se entrecruzan, dos veces por ciclo.

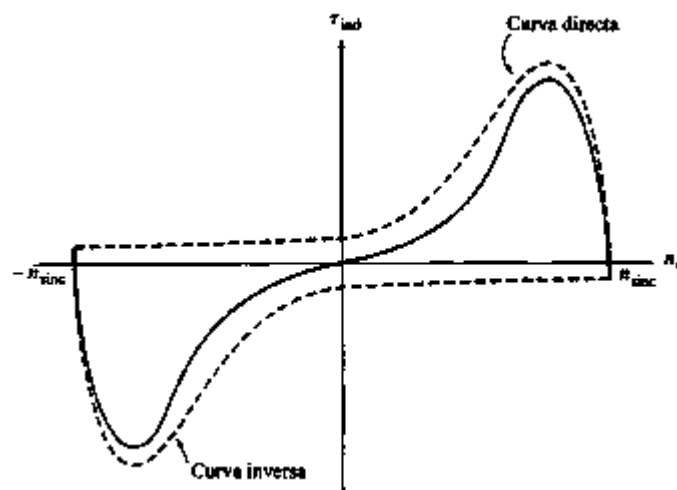


Figura 3.3 Característica par-velocidad teniendo en cuenta la limitación de corriente sobre el campo magnético rotacional inverso, causada por el campo rotacional directo.

Estas pulsaciones aumentan la vibración y hacen que los motores monofásicos de inducción sean más ruidosos que los trifásicos del mismo tamaño.

3.5 Clasificación de los motores monofásicos.

Tal como se explico, un motor monofásico de inducción no tiene par de arranque intrínseco. Existen varias técnicas para lograr que uno de los dos campos magnéticos sea más fuerte que el otro en el motor y, en consecuencia, dar un apoyo inicial en una u otra dirección:

1. Devanados de fase partida.

2. Devanados con capacitor.
3. Polos estáticos sombreados

3.5.1 Motores de fase partida y arranque por resistencia.

El devanado de arranque tiene menos vueltas y consiste de alambre de cobre de menor diámetro que el devanado de marcha. Por lo tanto, el devanado de arranque tiene alta resistencia y baja reactancia. A la inversa, el devanado de marcha, con más vueltas de alambre más grueso, tiene baja resistencia y alta reactancia; pero debido a su impedancia total menor, la corriente en el devanado de marcha es en general mayor que la correspondiente en el devanado de arranque (Figura 3.4a, diagrama eléctrico de los dos devanados) [Kosow 1993].

En la Figura 3.4b se muestran las relaciones de fase de las corrientes a rotor bloqueado en el instante de arranque. La corriente en el devanado de arranque está retrasada unos 15° con respecto al voltaje de suministro, mientras que la corriente mayor en el devanado de marcha, está retrasada unos 40° con respecto al voltaje monofásico [Kosow 1993].

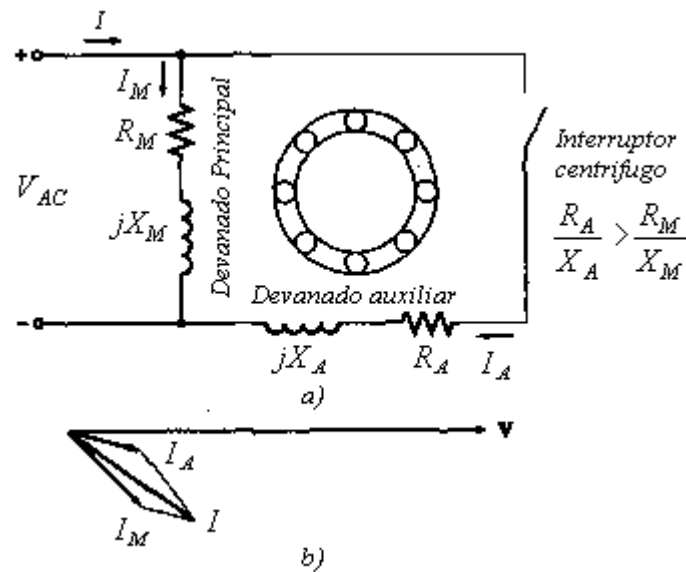


Figura 3.4 Motor de fase partida. (a) Esquemático, (b) Desfase de corrientes.

En la Figura 3.5 se aprecia mejor la función del devanado auxiliar. Debido a que la corriente en el devanado auxiliar adelanta a la corriente del devanado principal, el campo magnético B_A alcanza su máximo valor antes que el campo magnético principal B_M . Dado que B_A llega a su valor pico primero que B_M , en el campo magnético hay una rotación neta en sentido opuesto a las manecillas del reloj. En otras palabras, el devanado auxiliar logra que uno de los campos magnéticos estáticos rotacionales opuestos sea mayor que el otro y provee un par de arranque neto para el motor [Chapman 1993].

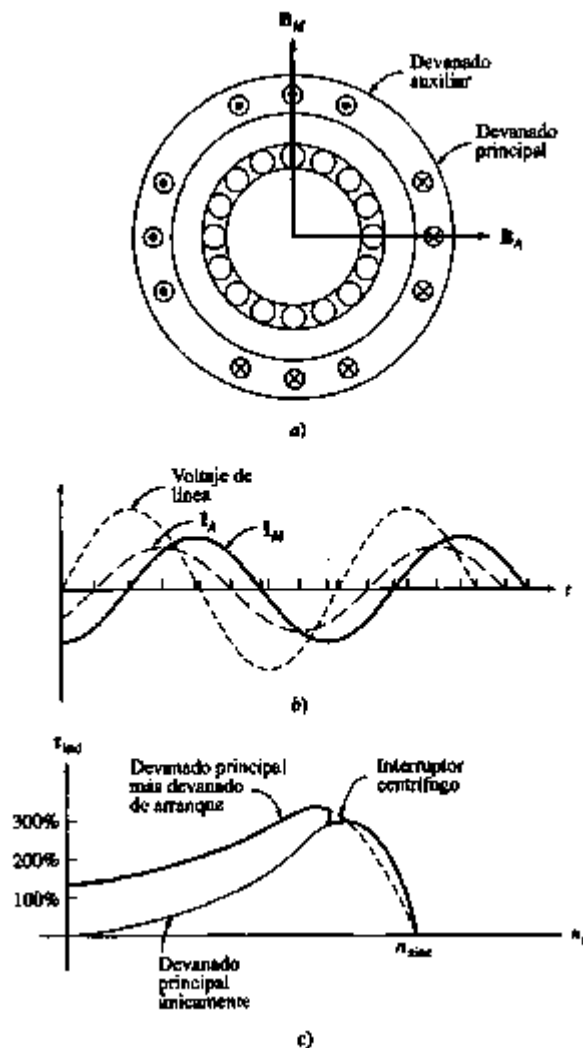


Figura 3.5 (a) Relación entre los campos principal y auxiliar. (b) I_A delante de I_M , rotación neta de los campos en sentido contrario de las manecillas del reloj, (c) Característica par-velocidad resultante.

La capacidad del devanado de arranque se basa sólo en trabajo intermitente. Si el interruptor centrífugo se descompone y no puede abrir, por lo general debido a que se pegan los contactos, el calor excesivo que produce el devanado de arranque, de alta resistencia, aumentara de tal manera la temperatura del estator, que finalmente se quemarán ambos devanados. Los motores de fase partida de mejor diseño tienen relevadores térmicos interconstruidos, conectados en serie con la terminal de la línea, para desconectar el motor del suministro siempre que la temperatura sea muy elevada [Kosow 1993].

Este tipo de motor es normalmente de caballaje fraccionario y como su rotor es pequeño, tiene poca inercia, tiene poca inercia hasta cuando está conectado con la carga. Sin embargo, las principales desventajas del motor son: 1) su bajo par de arranque y 2) que, cuando tiene mucha carga se produce un par elíptico que hace que el rotor emita ruidos preocupantes [Kosow 1993].

Por este motivo, el motor de fase partida se usa en aparatos electrodomésticos para impulsar cargas que producen ruidos, como por ejemplo, quemadores de aceite, pulidoras, lavadoras de ropa, lavadoras de vajillas, ventiladores, sopladores de aire, compresores de aire y bombas de agua pequeñas [Kosow 1993].

El control de la velocidad de estos motores es relativamente difícil porque la velocidad sincrónica del flujo rotatorio del estator queda determinada por la frecuencia y el número de polos desarrollados en el devanado de marcha del estator ($S=120f/P$). Se debe hacer notar que todos los cambios de velocidad se deben llevar a cabo en límites mayores al que trabaja el interruptor centrífugo y por lo tanto menores que la velocidad sincrónica; obteniendo un rango muy limitado para el control de la velocidad [Kosow 1993]. Sin embargo, sólo como ejemplo, es importante decir que mediante el uso de un microcontrolador se pueden diseñar e implementar topologías de inversores que permiten controlar la conexión y desconexión del interruptor centrífugo.

3.5.2 Motor de arranque por capacitor.

Como medio de mejorar el par relativamente bajo del motor de fase partida se agrega un capacitor al devanado auxiliar para producir una relación casi real de 90° entre las corrientes de los devanados de arranque y de marcha, en lugar de aproximadamente 25° (Figura 3.5b), elevando el par de arranque a los límites normales del par nominal [Kosow

1993]. La Figura 3.6a muestra el diagrama de conexiones del motor de arranque por capacitor, cuya diferencia implica la adición de un capacitor en el devanado auxiliar. Se puede advertir a partir de la Figura 3.7, el mejoramiento del par de debido al capacitor.

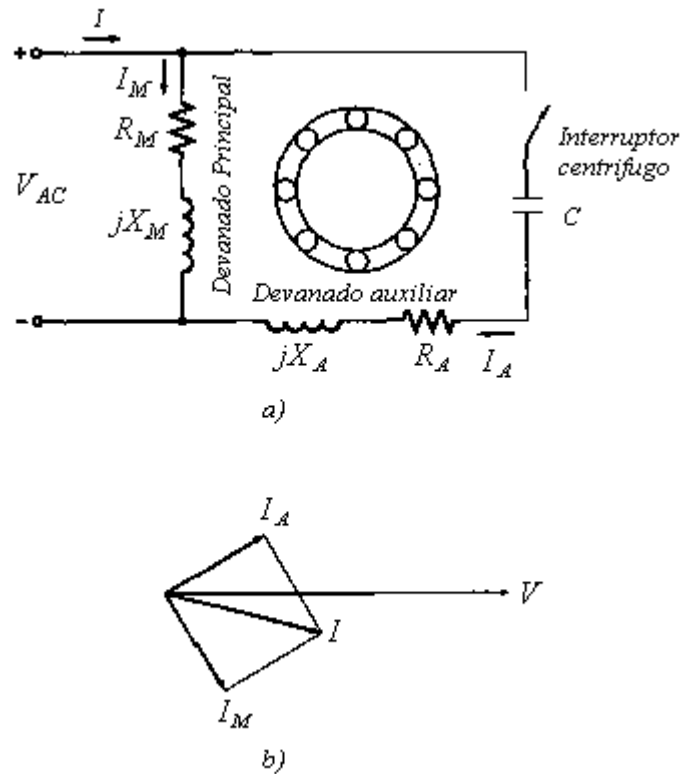


Figura 3.6 Motor monofásico con capacitor de arranque. (a) Esquemático, (b) desfase de corrientes.

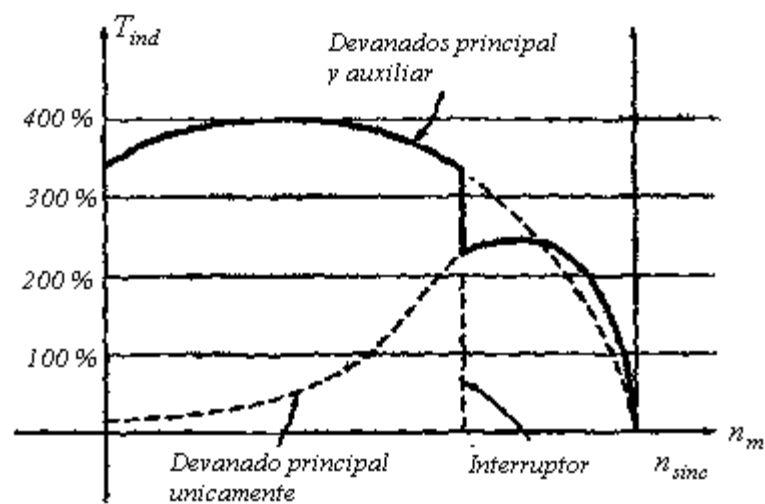


Figura 3.7 Característica par-velocidad de un motor de inducción de arranque por capacitor.

Debido a su mayor par de arranque, que es de 3.5 a 4.5 veces el par nominal, y a su reducida corriente de arranque para la misma potencia al instante de arranque, el motor de arranque por capacitor se fabrica hoy en tamaños de caballaje integral hasta de 7.5 HP.

En virtud de su mayor par de arranque, los motores de fase partida y arranque por capacitor se emplean para bombas, compresores, unidades de refrigeración, acondicionadores de aire y lavadoras grandes, en los que se necesita un motor monofásico que desarrolla alto par de arranque bajo carga y cuando se requiere un motor reversible [Kosow 1993].

3.5.3 Motor con capacitor de marcha.

Este motor es esencialmente un motor bifásico alimentado por una fuente monofásica. El motor actúa como un verdadero motor bifásico, sólo cuando opera a carga total. Bajo estas condiciones, los flujos creados por los dos devanados son iguales y desfasados por 90° [Wildi 2002]

Este tipo de motor tiene dos devanados permanentes que, en general, se arrollan con alambre del mismo diámetro y el mismo número de vueltas; es decir, los devanados son idénticos (Figura 3.8) [Kosow 1993].

Ya que trabaja en forma continua como motor de arranque por capacitor no se necesita interruptor centrífugo. Los motores de este tipo arrancan y trabajan en virtud de la descomposición de la fase de cuadratura que producen los dos devanados idénticos desplazados en tiempo y espacio. En consecuencia, no tiene el alto par de marcha normal que producen los motores ya sea de arranque por capacitor o de arranque por resistencia.

El capacitor que se usa se diseña para uso continuo y es del tipo de baño de aceite. El valor del capacitor se basa más en su característica de marcha óptima que en la de arranque. Al instante de arranque, la corriente en la rama capacitiva es muy baja. El resultado es que estos motores, a diferencia de los de arranque por capacitor, tienen par de arranque muy deficiente, de entre 50 a 100 por ciento del par nominal, dependiendo de la resistencia del rotor [Kosow 1993].

Este tipo de motor se presta al control de velocidad por variación del voltaje de suministro. Se usan diversos métodos para ajustar el voltaje aplicado al estator y producir el control deseado de velocidad, como transformadores de varias salidas, variacs, potenciómetros o resistencias o reactores con varias salidas [Kosow 1993].

Debido a su funcionamiento uniforme y a la posibilidad de controlar la velocidad, las aplicaciones de este motor pueden ser los ventiladores de toma y descarga en maquinas de oficina, unidades de calefacción o aire acondicionado donde se requiere poco ruido.

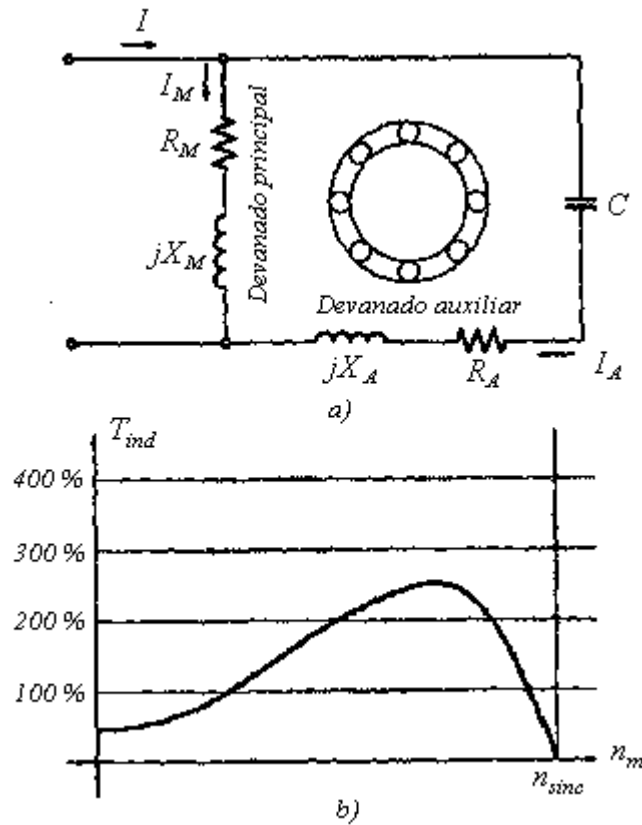


Figura 3.8 Motor monofásico con capacitor de marcha. (a) Esquemático, (b) característica par velocidad.

3.5.4 Motor con capacitor de arranque y marcha.

El motor de capacitor de marcha tiene un punto débil muy importante que es su bajo par de arranque. El motor de capacitor de arranque y marcha, combina las ventajas de funcionamiento casi sin ruido y de control limitado de velocidad del capacitor de marcha con el alto par de arranque del motor de arranque por capacitor. Se emplean dos capacitores durante el periodo de arranque. Uno de ellos, el capacitor electrolítico de arranque, semejante al que se usa para el trabajo para el trabajo intermitente del motor de arranque por capacitor, tiene una capacitancia bastante alta, de 10 a 15 veces el valor del capacitor de marcha y se saca del circuito mediante un interruptor centrífugo al alcanzar el 75% de la

velocidad sincrónica y con ello produce el par de arranque necesariamente alto (Figura 3.9b). Entonces el motor continúa acelerando como motor de capacitor de marcha, con el valor óptimo de la capacitancia del dispositivo de aceite para trabajar en la carga nominal o cerca de ésta [Kosow 1993].

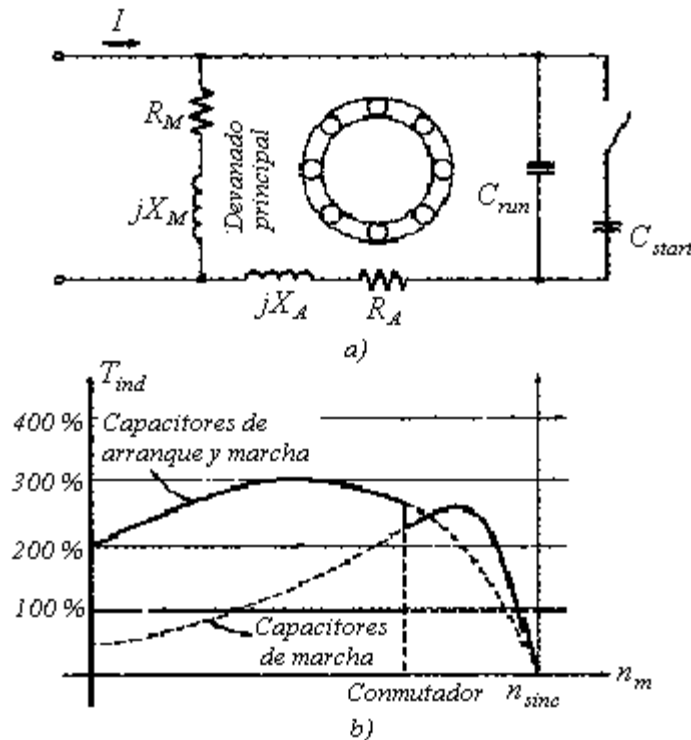


Figura 3.9 Motor monofásico con capacitor de arranque y de marcha.

La ventaja principal del motor de capacitor de dos valores es su alto par de arranque, aunado al trabajo poco ruidoso y al buen par de funcionamiento. Se clasifica como motor invertible porque cuando las terminales de la línea de un devanado se invierten, se pone a trabajar en reversa del modo acostumbrado.

Entre las aplicaciones podemos mencionar las unidades domésticas de acondicionamiento de aire, en las que se emplean en el compresor y que trabajan con una corriente de fase relativamente grande [Kosow 1993].

3.5.5 Motor de Polos Sombreados.

Todos los motores monofásicos que se describieron anteriormente emplean estatores con entrehierros uniformes con respecto a sus devanados de rotor y estator, que están distribuidos uniformemente por la periferia del estator. Los métodos de arranque se basan

en general en el principio de fase partida de producir un campo magnético rotatorio para iniciar el giro del rotor [Kosow 1993].

El motor de polos sombreados es, en general, un motor pequeño de potencia fraccionaria que no es mayor de 1/10 hp, aunque se han producido motores hasta de ¼ hp. La gran ventaja de este motor estriba en su extrema simplicidad: un devanado monofásico de estator, rotor con jaula de ardilla vaciada y piezas polares especiales. No tiene interruptores centrífugos, capacitores, devanados especiales de arranque ni conmutadores. Tiene tan solo un devanado monofásico pero es inherentemente de arranque propio.

La Figura 3.10a muestra la construcción general de un motor de polos sombreados (dos polos salientes). Las piezas polares especiales se forman con laminaciones y una bobina de sombreado en cortocircuito, o bien un anillo de cobre macizo de una sola vuelta, alrededor del segmento más pequeño de la pieza polar. La bobina de sombreado está separada del devanado principal de c.a. y sirve para proveer una división de fase del flujo principal del campo, demorando el cambio de flujo en el segmento menor [Kosow 1993].

El flujo en el segmento del polo sombreado siempre está en retraso al correspondiente en el segmento principal, tanto en tiempo como en espacio físico, aunque no existe entre ellos una verdadera relación de 90°.

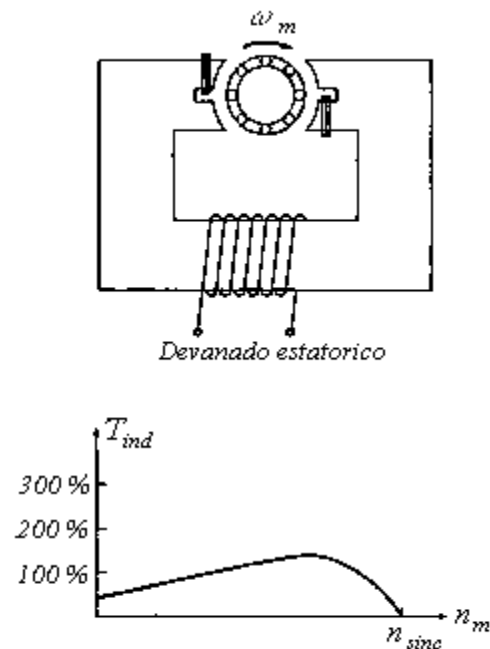


Figura 3.10. Motor de polos sombreados; construcción y característica par-velocidad

El resultado es que se produce un campo magnético rotatorio, suficiente para producir un ligero desbalanceo en los pares del rotor, tal que el par en sentido de las manecillas del reloj es mayor que el contrario, o viceversa, y el rotor siempre gira en la dirección del campo rotatorio [Kosow 1993]. El motor de polos sombreados es robusto, barato, pequeño y necesita de poco mantenimiento. Desafortunadamente tiene bajo par de arranque, baja eficiencia y bajo factor de potencia. Tratándose de un motor pequeño, las dos últimas consideraciones no son serias. Su bajo par de arranque limita su aplicación a motores económicos de tornamesas, proyectores de cine, asadores eléctricos, ventiladores y fuelles pequeños y otras cargas relativamente ligeras de servomecanismos [Kosow 1993].

3.6. Consideraciones prácticas a tomar en cuenta para lograr el control de la velocidad de un motor monofásico de inducción.

Con el inversor se pretende lograr el control de la velocidad del motor monofásico variando la frecuencia y voltaje que le es aplicado, por lo tanto, es necesario tener en cuenta algunos requerimientos y comportamientos de dicho motor en las regiones debajo y arriba de la frecuencia nominal, que son en las que se va a trabajar. En esta sección se presentan los factores que deben tomarse en cuenta para lograr un control óptimo en la interacción del motor de inducción y el convertidor electrónico.

3.6.1 Voltaje de refuerzo requerido a bajas frecuencias.

El efecto de R_s , a bajos valores de f , no se puede despreciar, aun si f_{sl} es pequeño, esto se deduce fácilmente haciendo la siguiente observación: en los motores de inducción de diseño normal ($2\pi f L_{lr}$) es despreciable en comparación con R_r (f/f_{sl}) en el circuito equivalente de la Figura 3.1a. De esta manera, I_r estará en fase con E_{ag} . Usando E_{ag} como fasor de referencia, $I_s = I_r - jI_m$. Así, la ecuación 3-21 puede escribirse como:

$$V_s = [E_{ag} + (2\pi f L_{ls})I_m + R_s I_r] + j[(2\pi f L_{ls})I_r - R_s I_m] \quad (3-30)$$

Este voltaje se muestra en el diagrama fasorial de la Figura 3.1. Como se observa, el segundo término del lado derecho de la ecuación 3-30 corresponde al fasor que es casi

perpendicular a V_s y, por lo tanto, su influencia en la magnitud de V_s se puede despreciar, así;

$$V_s \approx E_{ag} + (2\pi f L_{ls}) I_m + R_s I_r \quad (3-31a)$$

Si Φ_{ag} se mantiene constante, E_{ag} varía linealmente con f e I_m es también constante. Por lo tanto, el voltaje adicional que se requiere debido a L_{ls} en la ecuación 3-31a es también proporcional a la frecuencia de operación f . Por lo tanto, para un Φ_{ag} constante, la ecuación 3-31a se puede escribir como:

$$V_s \approx k_{12} f + R_s I_r \quad (3-31b)$$

La ecuación 3-31b muestra que el voltaje adicional requerido para compensar la caída de voltaje a través de R_s y mantener Φ_{ag} no depende de f , pero depende de I_r . Reconociendo que I_r es proporcional a T_{em} , el voltaje V_s que se requiere para mantener Φ_{ag} constante a par nominal se muestra por la línea continua en la Figura 3.12. Un voltaje proporcional a f , con el voltaje nominal a la frecuencia nominal es indicado por la línea a trazos en la Figura 3.12. [Mohan et al. 1989].

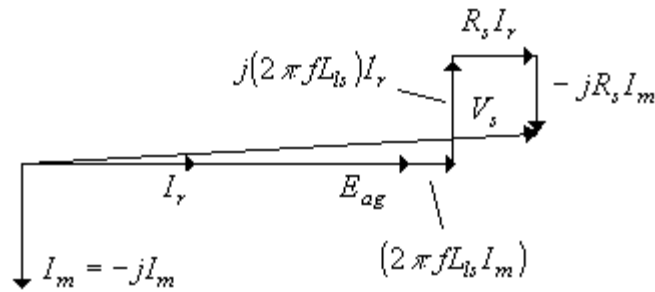


Figura 3.11 Diagrama fasorial a un pequeño valor de f_{st} .

El voltaje de refuerzo requerido para mantener un flujo constante en el entrehierro, para un T_{em} dado, se puede obtener de la ecuación de la ecuación 3-31b, auxiliándose de la Figura 3-12. Esta figura muestra que, para mantener Φ_{ag} constante, un porcentaje alto de voltaje se requiere en operación a bajas frecuencias, debido a la caída de voltaje a través de

R_s , mientras que a valores elevados de f , dicha caída de voltaje puede ser despreciada en comparación a E_{ag} . El voltaje sin carga se muestra con una línea punteada.

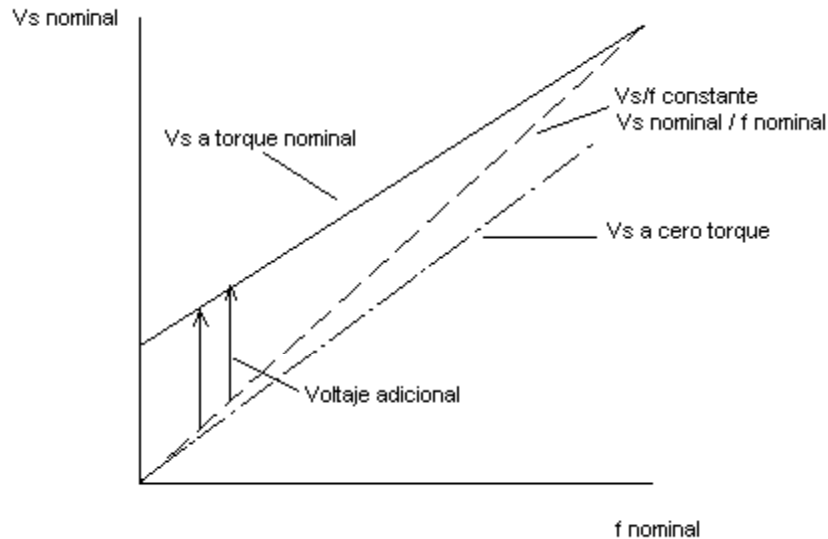


Figura 3.12 Voltaje de refuerzo requerido para mantener constante el flujo en el entrehierro.

3.6.2 Capacidad del motor de inducción abajo y arriba de la velocidad nominal.

El control de la velocidad mediante la técnica v/f , permite operar al motor a velocidades debajo de la nominal, pero además es posible llevarlo a velocidades por encima de la nominal [Mohan et al. 1989].

Esta capacidad es muy atractiva para algunas aplicaciones, ya que el motor, debido a su construcción, puede operar a velocidades hasta dos veces la nominal sin presentar problemas mecánicos. Sin embargo hay que considerar que par y potencia tendrá el motor en esta región de trabajo, esto como consecuencia de que ambas dependen de la velocidad.

Las características par-velocidad del motor se muestran en las Figura 3-13a. V_s , I_r , I_m y T_{em} , como funciones normalizadas por la velocidad del rotor, se pueden ver en la Figura 3-13b. f_{sl} y S son graficadas en la Figura 3-13c [Mohan et al. 1989].

3.6.3 Región de par constante, debajo de la velocidad nominal.

En la región de velocidad debajo de la nominal, la curva continúa de la Figura 3-13a, muestra las características de par-velocidad a valores bajos de f_{sl} , con el flujo en el

entrehierro constante controlado por la relación v/f . El voltaje del estator se disminuye en proporción a la frecuencia de su valor nominal, hasta valores muy pequeños como se puede ver en la Figura 3-13b [Mohan et al. 1989].

Si el flujo en entrehierro se mantiene constante, el motor puede mantener su par nominal manteniendo su corriente nominal, esta región es llamada de par constante [Mohan et al. 1989]. A par constante, las pérdidas $P_r = R_r I_r^2$ también son constantes, debido a que I_r permanece constante. En la práctica, esto produce calentamiento en el rotor, debido a que en un motor de construcción normal, su ventilación adecuada se obtiene a velocidad nominal [Mohan et al. 1989]. Por esta razón, al momento de realizar las pruebas de validación del inversor con el motor en esta región, se debe de tener el cuidado de no sobrecalentar al motor.

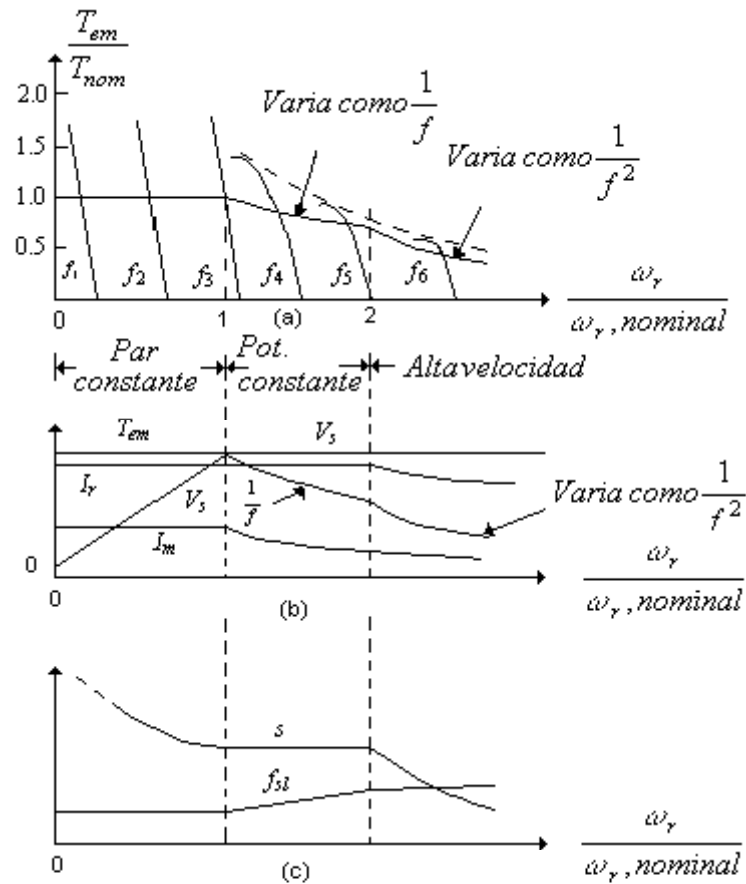


Figura 3.13 Características y capacidad en el motor de inducción.

3.6.4 Región de potencia constante, más allá de la velocidad nominal.

Si la frecuencia del voltaje aplicado se incrementa arriba de la nominal, es posible incrementar la velocidad por encima de la nominal. Si se mantiene el voltaje en su valor nominal, mientras se incrementa la frecuencia, se reduce V/f , en consecuencia se reduce el flujo en el entrehierro. Como se observa en la Figura 3-13a, las pendientes de las curvas par velocidad en esta región son proporcionales a $1/f^2$ [Mohan et al. 1989].

El par máximo en esta región se puede calcular en términos de par y frecuencia nominal como:

$$T_{em,max} = \frac{f_{nom}}{f} T_{nom} \quad (3-32)$$

Además resulta que, $P_{em, max} = \omega_r T_{em, max}$ se mantiene constante a su valor nominal; mientras ω_r es proporcional a f , es por esto que a esta región se le llama: región de potencia constante [Mohan et al. 1989]. V_s , I_r , I_m y el máximo par de estado estable están trazados en la Figura 3-13b.

3.6.5 Impacto de la excitación no senoidal en un motor de inducción.

Debido a que la forma de onda del voltaje aplicado no es senoidal sino cuadrada, existen componentes de alta frecuencia que son armónicos de la fundamental. El análisis del motor, en estas condiciones es complicado, por lo que solo se mencionan algunos efectos.

Los componentes armónicos en los voltajes producen corrientes con componentes armónicas en el motor, estos a su vez producen pérdidas por corrientes de eddy e histéresis. Estas dependen de la geometría del motor, material magnético usado, espesor de las laminaciones, las cuales fueron diseñadas para la frecuencia de 60 *hz*. Estas pérdidas se pueden medir, por lo general están en un rango de un 10% a un 20% del total de las pérdidas a carga nominal [Mohan et al. 1989].

Capítulo 4. Algoritmo de control implementado en un microcontrolador PIC.

4.1 Introducción.

Los 'PIC' son una familia de microcontroladores tipo RISC fabricados por Microchip Technology Inc. Se trata de una estructura Harvard que realiza una instrucción de programa por cuatro ciclos de reloj [Microchip 2007].

El nombre completo es **PICmicro**, aunque generalmente se utiliza como *Peripheral Interface Controller* (Controlador de Interfaz Periférico) [Microchip 2007].

El fabricante ofrece varias familias de microcontroladores “PIC”, que vienen con varios periféricos incluidos (módulos de comunicación serie, modulo de control de motores, convertidor analógico-digital...), dependiendo de la familia. Dichos periféricos, hacen a cada familia PIC, una útil herramienta que le permite al diseñador resolver sus requerimientos de control de una manera sencilla y compacta.

El PIC usa un juego de instrucciones tipo RISC, cuyo número puede variar desde 35 para PICs de gama baja a 70 para los de gama alta [Microchip 2007].

Microchip proporciona un entorno de desarrollo libre llamado MPLAB, el cual trabaja en lenguaje ensamblador, incluye un software simulador. Otras empresas desarrollan compiladores C y BASIC. El entorno de desarrollo en el cual fue programado el PIC fue el picclite, de la empresa HI-TECH. PICCLITE es una versión freeware en lenguaje “C” que trabaja en conjunto con MPLAB, este, a diferencia del ensamblador de MPLAB, nos permite abstraernos de tener en cuenta la estructura a detalle del microcontrolador a la hora de hacer modificaciones en los bits y registros usados. Por lo tanto la programación es más natural, fluida y directa.

Para transferir el código de un ordenador al PIC normalmente se usa un dispositivo llamado programador. Además es posible armarse un programador de manera casera, el cual fue nuestro caso para la transferencia del programa al microcontrolador.

Cabe mencionar que el uso del PIC en un sistema como el que se pretende implementar reduce el costo final del sistema, el tamaño físico, además de poder realizar

cálculos aritméticos sencillos que un circuito con componentes discretos no podría hacer.

El microcontrolador PIC16F876A fue elegido para la generación de las señales de control, por la experiencia que tiene en su manejo en los laboratorios de la facultad, además de su disponibilidad en el mercado, esto, por el hecho de ser de uso común en el desarrollo de proyectos estudiantiles y de aprendizaje.

El microcontrolador elegido pertenece a la gama media de **PICmicro**. Conviene señalar que existen otras familias PIC de gama alta, con más capacidades para el control de motores; sin embargo, para el control que se implemento, fue suficiente con las herramientas del microcontrolador elegido, con la ventaja extra de ser más económico.

Este capítulo presenta de una manera sencilla el algoritmo programado en el microcontrolador. Se hace énfasis en presentar dicho algoritmo con la ayuda de varias figuras para su fácil interpretación, sin ver a fondo detalles a nivel de registros y bits; aunque también se documenta, para un análisis más detallado, como se están manipulando los registros en cada instante de tiempo.

4.2 Requerimientos de la señal de control.

Como se explico en la sección 2.2, referente al principio de funcionamiento de un puente inversor monofásico, se puede decir que a grandes rasgos, para el circuito de control, se necesita generar dos pares complementarios de señales rectangulares con suficiente tiempo de blanqueo (tiempo sin conducción entre las dos ramas del puente inversor) entre ambas. Estas señales son las que una vez amplificadas en la etapa de control, son aplicadas a la base de los transistores de potencia del puente inversor. Esto se puede ver en la Figura 4.1, donde PWM1-PWM4 y PWM2-PWM3 son los pares de señales con el tiempo de blanqueo insertado. Por lo tanto, como las señales están en pares, quiere decir que en realidad son solo dos señales, que pueden provenir de un solo pin del microcontrolador por cada par.

De manera general, se puede decir que usando las señales pwm y a partir del voltaje de c.c. que entra en el inversor, se va a entregar como salida un voltaje de onda rectangular de amplitud y frecuencia variable, de acuerdo al perfil de voltaje-frecuencia requerido. Es decir, como se explica en el capítulo del motor y su control, para la región de trabajo del

motor de par constante, el inversor tendrá que mantener un voltaje de salida con un perfil tal que la relación entre amplitud y frecuencia sea constante; incluyendo además la posibilidad de seleccionar el voltaje de refuerzo necesario del que se hablo en el capítulo 3. Mientras que para la región de potencia constante, tendrá que variarse la frecuencia, manteniendo constante el voltaje de salida.

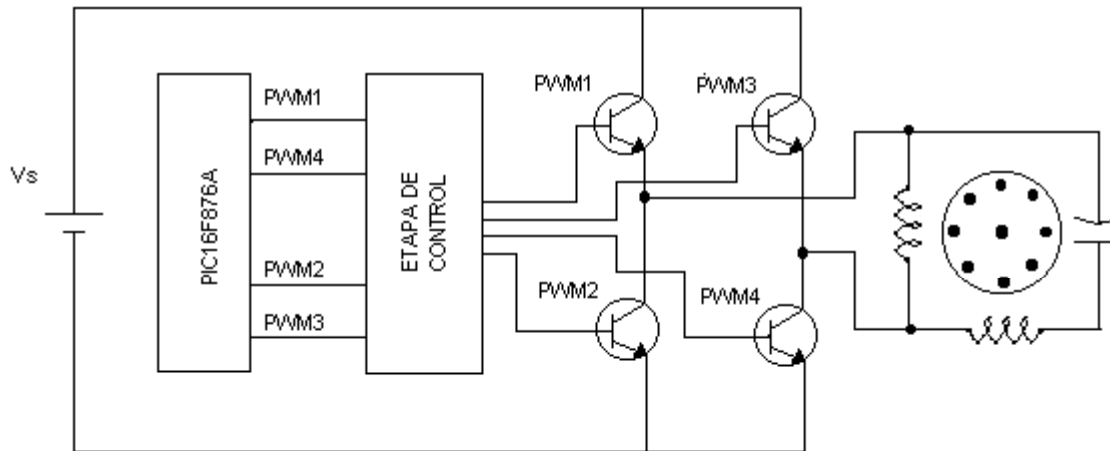


Figura 4.1 Topología del puente inversor.

4.3 Generación de señales pwm de un solo ancho de pulso.

Como se puede ver en la Figura 4.2, la implementación de las señales PWM (modulación del ancho de pulso) de control se logra a través de los módulos CCP1 y CCP2 configurados en modo comparación. Cada modulo CCP consiste de dos registros concatenados de 8 bits cada uno; esta misma configuración es la que tiene el modulo TMR1, contra el cual se hace la comparación. En modo comparación, ambos módulos CCP son continuamente comparados con los registros concatenados de TMR1, que previamente ha sido arrancado en cuenta ascendente. Cuando una igualación entre ambos registros ocurre, la terminal correspondiente al modulo CCP puede ser: puesto en alto, en bajo o permanecer sin cambio. La operación sobre la terminal CCP se programa previamente para que la igualación suceda y depende del valor de los bits de control CCPXM3:CCPXM0.

Debido a que el PIC usa un cristal de 4Mhz, cada salto del TMR1, sin utilizar el prescalador requiere de 2 microsegundos (tiempo de instrucción), por eso, para obtener el tiempo que significa cada periodo tiene que multiplicarse por esos 2 microsegundos.

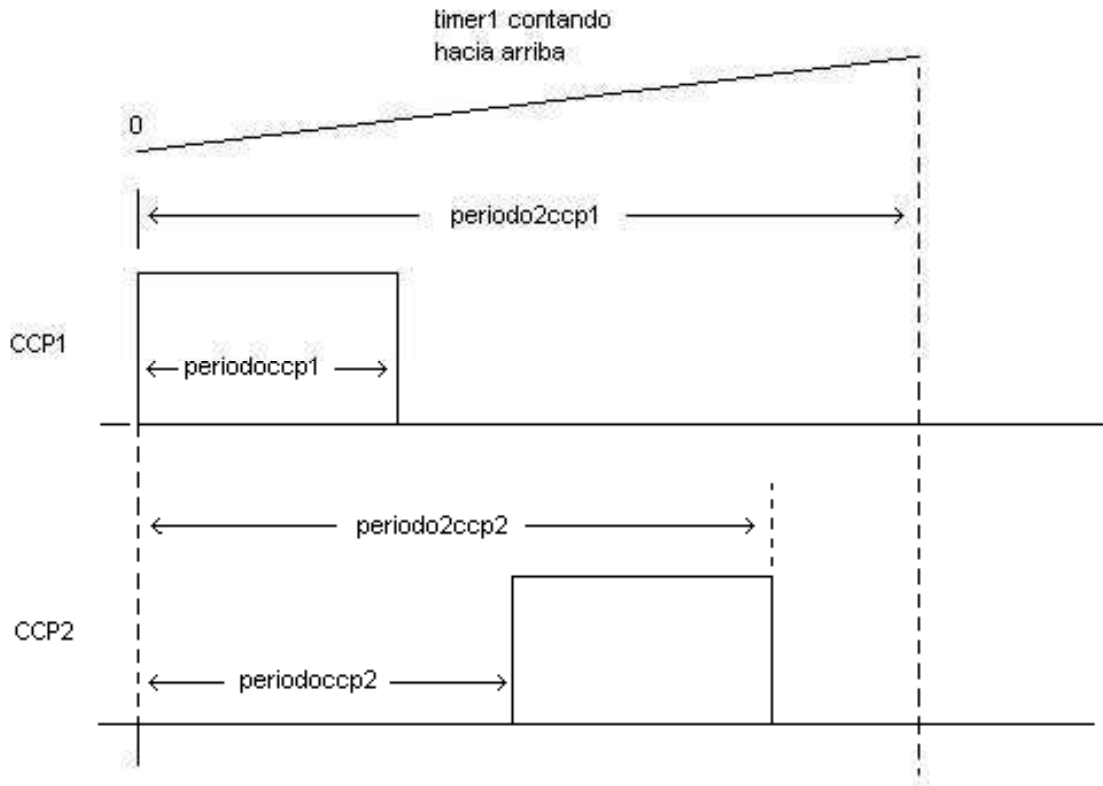


Figura 4.2 Implementación pwm por software.

Para obtener el valor del ancho del pulso se usa la ecuación 2-5:

$$V_o = V_s \sqrt{\frac{\delta}{\pi}}$$

Donde:

V_o es el voltaje de salida del inversor.

V_s es el voltaje de la fuente de directa (120V).

δ representa el ancho del pulso por cada medio ciclo.

Si pasa al dominio del tiempo la constante π , que representa medio ciclo en esta ecuación, se tiene que recordar que medio ciclo es igual a 180° y en tiempo es igual a $1/2f$.

Cuando se sustituyen estos valores en la ecuación 2-5 y despejamos δ , entonces tenemos:

$$\delta = \frac{V_o^2}{28800 * f} \quad (4-1)$$

De la ecuación 4-1 se obtiene el ancho del pulso en tiempo, por cada medio ciclo, requerido para obtener un voltaje rms de salida V_o . Cuando no se aplica voltaje de refuerzo la relación entre voltaje y frecuencia es 2:1 ($V_o = 2f$). Tomando en cuenta tal relación, se puede simplificar la ecuación 4-1 y quedaría como:

$$\delta = \frac{f}{7200} \quad (4-2)$$

Como se menciona arriba estas ecuaciones dan el tiempo requerido para el ancho del pulso como función de la frecuencia, con la restricción de que no se esté aplicando un voltaje de refuerzo. El valor que se carga a los módulos CCP es el resultado que da la ecuación 4-2 dividido entre el tiempo de instrucción del microcontrolador, que es de 2 microsegundos.

Cuando se aplica un voltaje de refuerzo lo que se hace es lo siguiente: cuando se elige un voltaje de refuerzo, una variable entera guarda dicho valor para usarlo como puntero de acceso a dos tablas en las cuales se guardan, a) el valor del ancho de pulso que se cargara al modulo CCP para ese voltaje rms en el inicio, 8Hz y b) el valor que deberá incrementarse o decrementarse al valor del ancho de pulso cada vez que se incremente o decremente la frecuencia. El número de valores de voltaje de refuerzo que finalmente se programaron al microcontrolador fueron de 5, siendo el más grande de 60 V rms.

De esta forma al inicio de cada ciclo (cuando TMR1=00), se programa el CCP1 para que inicie con su pin correspondiente en alto y en periodoccp1 sea puesto en bajo (CCP1CON = 0x09 equivalente a CCP1M3:CCP1M0 = b1001). Una vez que ha ocurrido la interrupción del CCP1 por comparación con TMR1, el flujo del programa entra a la rutina de interrupción para atenderla, en este periodo de atención, se programa al ccp1 para que en el periodo2ccp1 se reinicie TMR1 y deje sin cambio al pin correspondiente a ccp1 (periodoccp1 y periodo2ccp1 son variables del programa). En este punto se ha llegado al

fin del ciclo, el cual se repite indefinidamente, hasta que haya algún cambio en la frecuencia e inicie nuevamente con diferentes valores para las comparaciones con TMR1.

En las líneas anteriores se explico la generación de la señal para el medio ciclo positivo; sin embargo, el proceso de generar el medio ciclo negativo con el modulo CCP2 es muy similar, ya que tanto CCP1 como CCP2 usan el TMR1 como base de tiempo para la comparación, de hecho, la diferencia solamente son los tiempos en los que se está poniendo en alto y en bajo la terminal de CCP2.

Analizando la necesidad de tiempo de blanqueo entre ambas señales ccp1 y ccp2 (que corresponde a las ramas complementarias en la topología del inversor), se puede determinar fácilmente que, mientras la frecuencia de las señales generadas sea menor a 60 Hz, el tiempo de blanqueo, necesario para evitar un cortocircuito en el puente inversor ya está incluido, por la naturaleza de la señal. Una vez que la frecuencia llega a 60 hz o más, un tiempo de blanqueo de 10 μ s es incluido entre ambas señales. La elección de dicho tiempo de blanqueo se basa en la información que presenta el fabricante en la hoja de datos del dispositivo de potencia y de pruebas hechas al mismo.

4.3.1 Análisis de rutinas básicas

En esta sección se presenta de forma clara las rutinas de inicialización y principal. Sin embargo, para ver los valores correspondientes a cada instrucción con los que se carga cada registro se puede ver el código en el apéndice correspondiente.

Inicialización.

- Se declaran variables, banderas de apoyo y tablas de valores para el cálculo de periodos del voltaje de refuerzo.
- Se inicializa el PUERTO B con los pines RB0, RB1 Y RB2 como entrada, estos son respectivamente el control para: aumento del voltaje de refuerzo, decremento y aumento de frecuencia; en tanto que el PUERTO C se inicializa como puerto de salida, pues sus pines RC2 y RC1 corresponden a los pines de salida de los módulos CCP1 Y CCP2 respectivamente.

- Se asignan los valores de inicio en 8 Hz a las variables de apoyo que representan los periodos de interrupción por comparación con timer1 (periodoccp1, periodoccp2, periodo2ccp1 y periodo2ccp2).
- Se cargan los módulos CCP1 y CCP2 con sus valores correspondientes para la generación de la señal.
- Se habilitan las interrupciones global, de periféricos y de los módulos CCP1 y CCP2
- Se configura el TMR1 para funcionar como reloj. Una vez configurado se enciende mediante TMR1ON=1.

Rutina principal.

El programa principal realiza relativamente pocas tareas, sin embargo, son las tareas que requieren más tiempo para su ejecución, esto debido a que es donde se atiende las variaciones de voltaje de refuerzo, frecuencia y los cálculos de los periodos de interrupción correspondientes.

Cuando hay ***incremento del voltaje de refuerzo*** (cambio en RB2), el programa entra a la parte del código que se muestra enseguida.

```
npccp1=tabla_ccp1[ecuacion]+19; // 19= ciclos perdidos en la interrupción del ccp1
npccp2=31250; //250000/frecuencia aquí frec=8
np2ccp1=62500; //2*periodoccp2
np2ccp2=npccp2+npccp1-19;
cte2=tabla_cte2[ecuacion]; //para el cálculo del voltaje de refuerzo
```

Las variables npccp1, npccp2, np2ccp1, np2ccp2 son variables de apoyo que toman temporalmente los valores de periodoccp1, periodoccp2, periodo2ccp1 y periodo2ccp2 antes de cargar estos últimos con sus valores correspondientes en el momento más oportuno del ciclo. Como se puede ver en el código y viendo en la Figura 4.2, npccp1 es la variable que almacena temporalmente el valor de periodoccp1, este valor se obtiene de la tabla usando como puntero la variable “ecuacion”, que a su vez es incrementado en uno cada vez que se presione RB2. Las variables npccp2 y np2ccp1 tienen un valor constante debido a

que el voltaje de refuerzo es seleccionado solamente al inicio, en 8 hz, por lo que son modificadas hasta cuando se incrementa la frecuencia o posteriormente cuando se decrementa. De igual manera, la variable “cte2” es el valor que se incrementa o decrementa el ancho de pulso cada vez que se varia la frecuencia, esto siempre y cuando se haya elegido un voltaje de refuerzo. El valor 19 (ciclos de programa) que aparece en los cálculos es un valor de ajuste por el tiempo invertido en atención a las interrupciones de los módulos CCP.

Una vez que se ha iniciado el programa y elegido o no un voltaje de refuerzo, se tiene que atender también los ***cambios de frecuencia***. Así por ejemplo, cuando hay incremento de frecuencia (cambio en RB1), el programa entra en la siguiente rutina para atender dicho cambio.

```
frecuencia=frecuencia+1;
if(frecuencia<60){
    if(ecuacion==0){
        npccp1=periodoccp1+69;
    }else {npccp1=periodoccp1+cte2;}
    npccp2=250000/frecuencia;
    np2ccp1=2*npccp2;
    np2ccp2=npccp2+npccp1-19;

}
else{
    npccp1=(250000/frecuencia)-50;
    npccp2=(250000/frecuencia);
    np2ccp1=(500000/frecuencia);
    np2ccp2=np2ccp1-50;
}
```

La variable “frecuencia” se incrementa en uno por cada cambio en RB2, lo que quiere decir que los incrementos de frecuencia son en valores de 1 Hz. Una vez que se incremento en uno la variable frecuencia, se checa si la frecuencia es menor o no a 60 Hz, porque

dependiendo de esto se calculan los periodos de interrupción, como respuesta a los requerimientos del perfil voltaje-frecuencia requerido ya mencionado anteriormente en la sección 4.2. Si frecuencia < 60 hz, para calcular el valor de npccp1, al valor de periodoccp1 se le suma el valor 69 (valor en ciclos de instrucción por cada incremento de f) esto sin haber elegido un voltaje de refuerzo; en caso contrario npccp1 se calcula como periodoccp1+cte2. El cálculo de las demás variables, como se ve arriba depende solamente del valor de “frecuencia” y npccp1. Algo muy importante, es observar como a partir del condicional “else” final, el cálculo de todos los periodos de interrupción ya es independiente de si se eligió o no un voltaje de refuerzo y solo depende de la frecuencia de trabajo, además, en esta región de trabajo (potencia constante), el ciclo de trabajo de la señal del inversor es de 50%, independientemente de la frecuencia, por lo que es necesario insertar un tiempo de blanqueo entre el semiciclo positivo y el negativo, este tiempo de blanqueo se puede ver en el código (valor que se está restando en el cálculo de npccp1 y np2ccp2). La rutina para decrementar la frecuencia es prácticamente similar.

Diagrama de flujo del algoritmo.

El diagrama de flujo presenta de manera gráfica todos los procesos que realiza el algoritmo.

Si se observa, el diagrama de flujo presenta de manera general, todas las rutinas y la atención a eventos sin distinguir si dichos eventos han sido causados por una interrupción o por una atención por software en el programa principal, la diferencia entre un evento que es atendido por causa de una interrupción y uno que se atiende en el programa principal, es el tiempo en que debe ser atendida dicha rutina, además, cuando sucede una interrupción el procesador deja de hacer lo que esta haciendo en el momento y atiende la interrupción, una vez que fue atendida, el procesador vuelve al punto en que se quedo antes del evento de la interrupción . Esta es la razón por la que la generación de la señal PWM se hace por medio de los modulo CCP1 y CCP2 en modo comparación, que como ya se dijo se produce una interrupción cada igualación con el valor del TMR1; mientras los cálculos de los periodos se hacen en el programa principal, por requerir estos de mayor tiempo. Esta prioridad mencionada entre ambos tipos de eventos, se puede ver en el diagrama de flujo por el orden en que aparece cada tipo de evento.

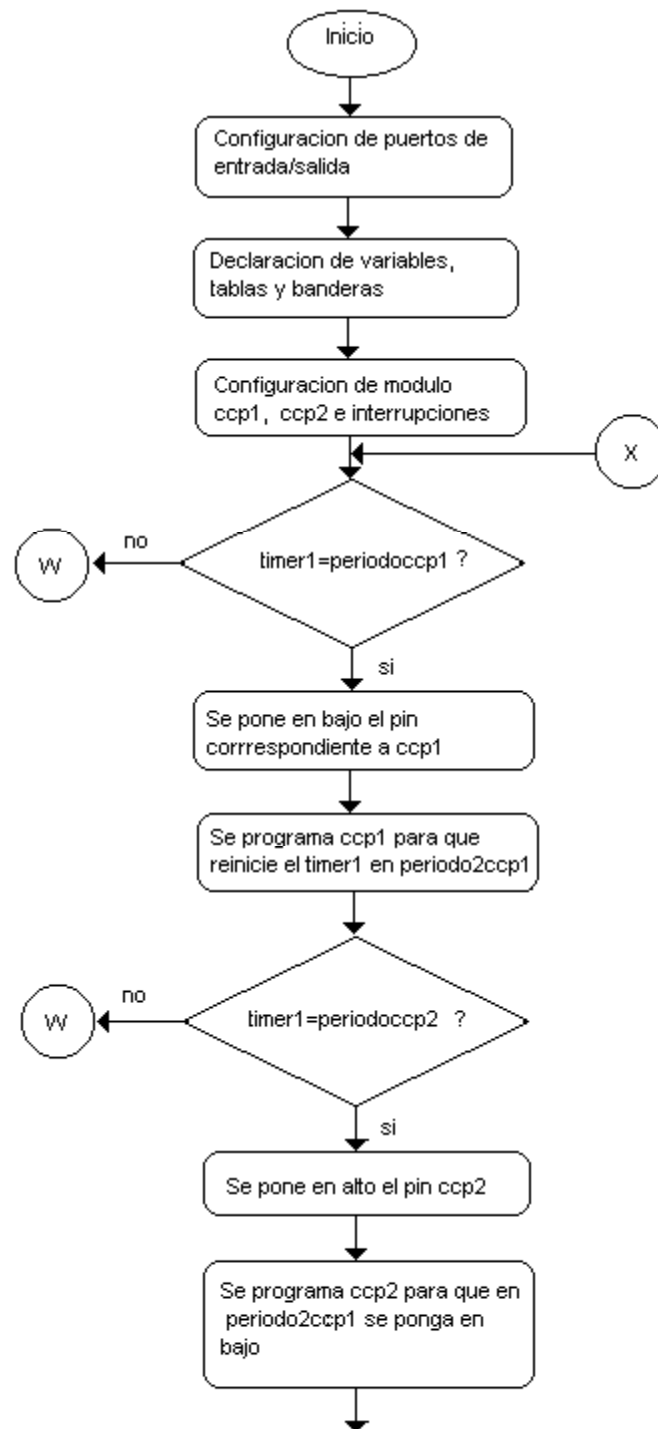


Figura 4.3 Diagrama de flujo principal

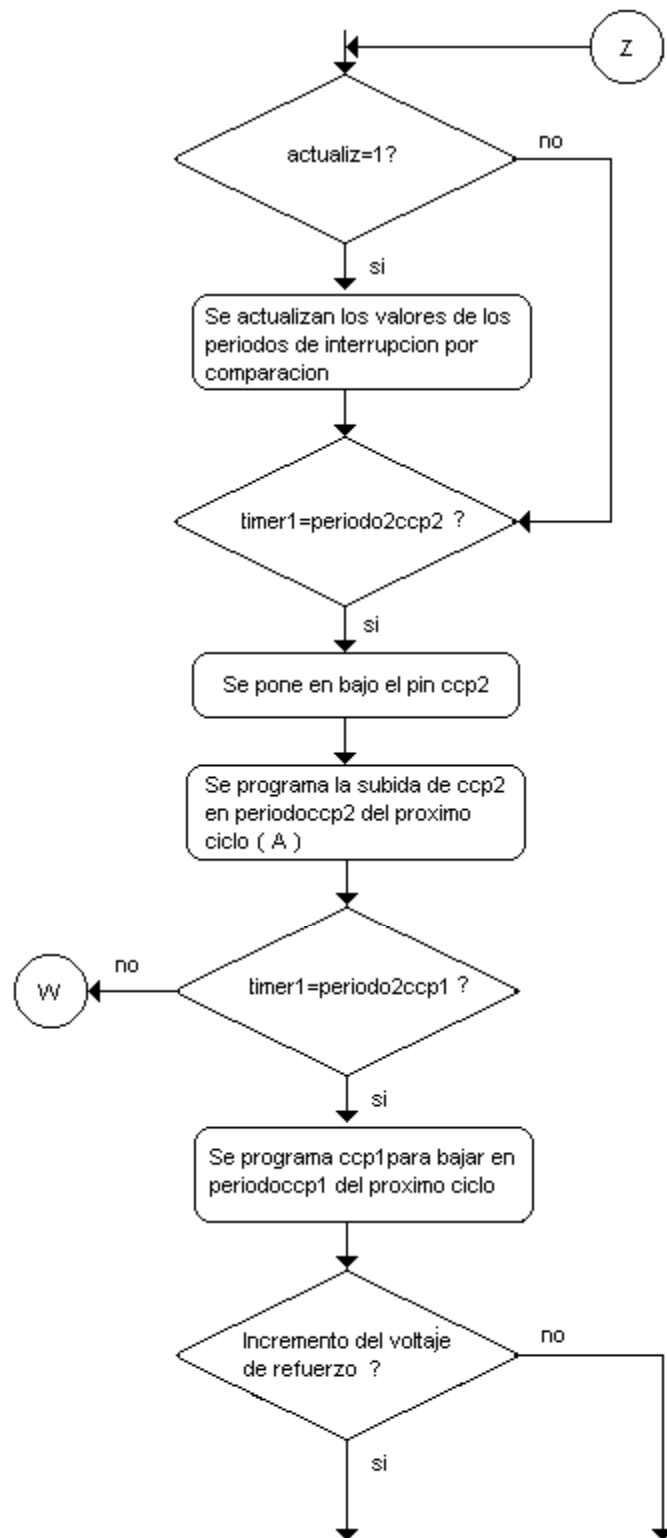


Figura 4.4 Diagrama de flujo principal (continuación)

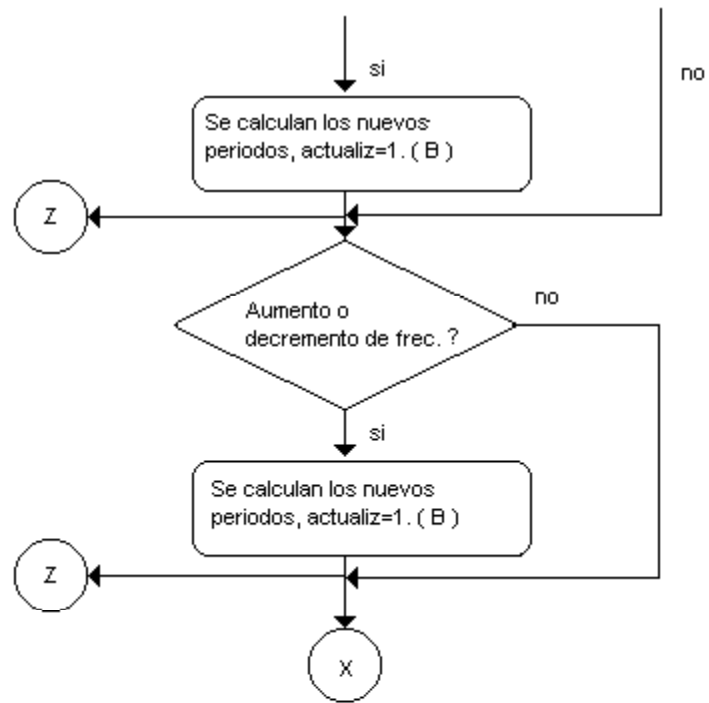


Figura 4.5 Diagrama de flujo principal (continuación)

Capítulo 5. Implementación del inversor monofásico.

5.1 Introducción.

Esquemáticamente se puede decir que el circuito inversor, está constituido de dos partes principales:

- *El circuito de potencia.* En el se incluye los transistor BJT de potencia, los controladores de estos y sus circuitos de alimentación. Este circuito de potencia une a la fuente de alimentación con la carga que representa el motor de fase partida. El circuito de potencia es básicamente, un “puente H”, formado por dos medios puentes, que van a ser operados por el circuito de control.
- *Circuito de control.* Esta etapa la constituye básicamente el microcontrolador PIC y su circuitería externa, es decir, los circuitos que permiten al usuario interactuar con el microcontrolador y los de interfaz con el circuito de potencia. Por medio del circuito de control, se generan las señales de excitación que van a controlar el estado de los dispositivos BJT de potencia. La disipación de potencia del circuito de control, es despreciable comparada con la del circuito de potencia.

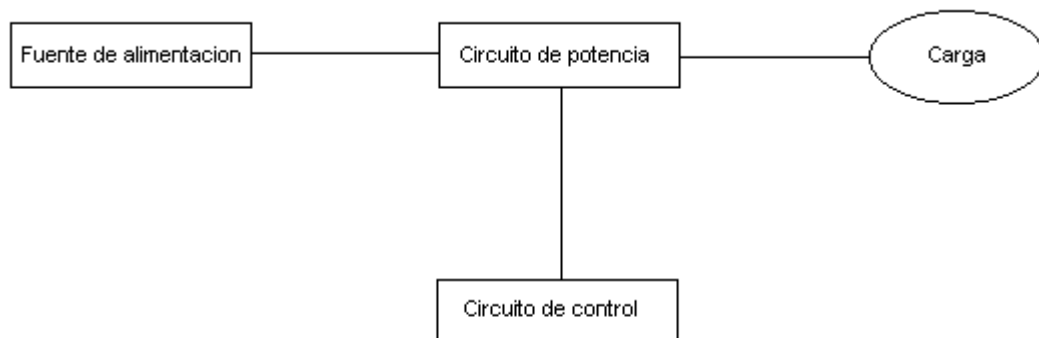


Figura 5.1 Diagrama de bloques del circuito inversor.

En el capítulo anterior se presentó la generación de las señales de control mediante el algoritmo implementado en el microcontrolador. Dicha etapa no es otra que la de control.

El presente capítulo presenta el diseño e implementación del circuito de potencia y se analizan los factores que fueron tomados en cuenta para la elección de los dispositivos de conmutación.

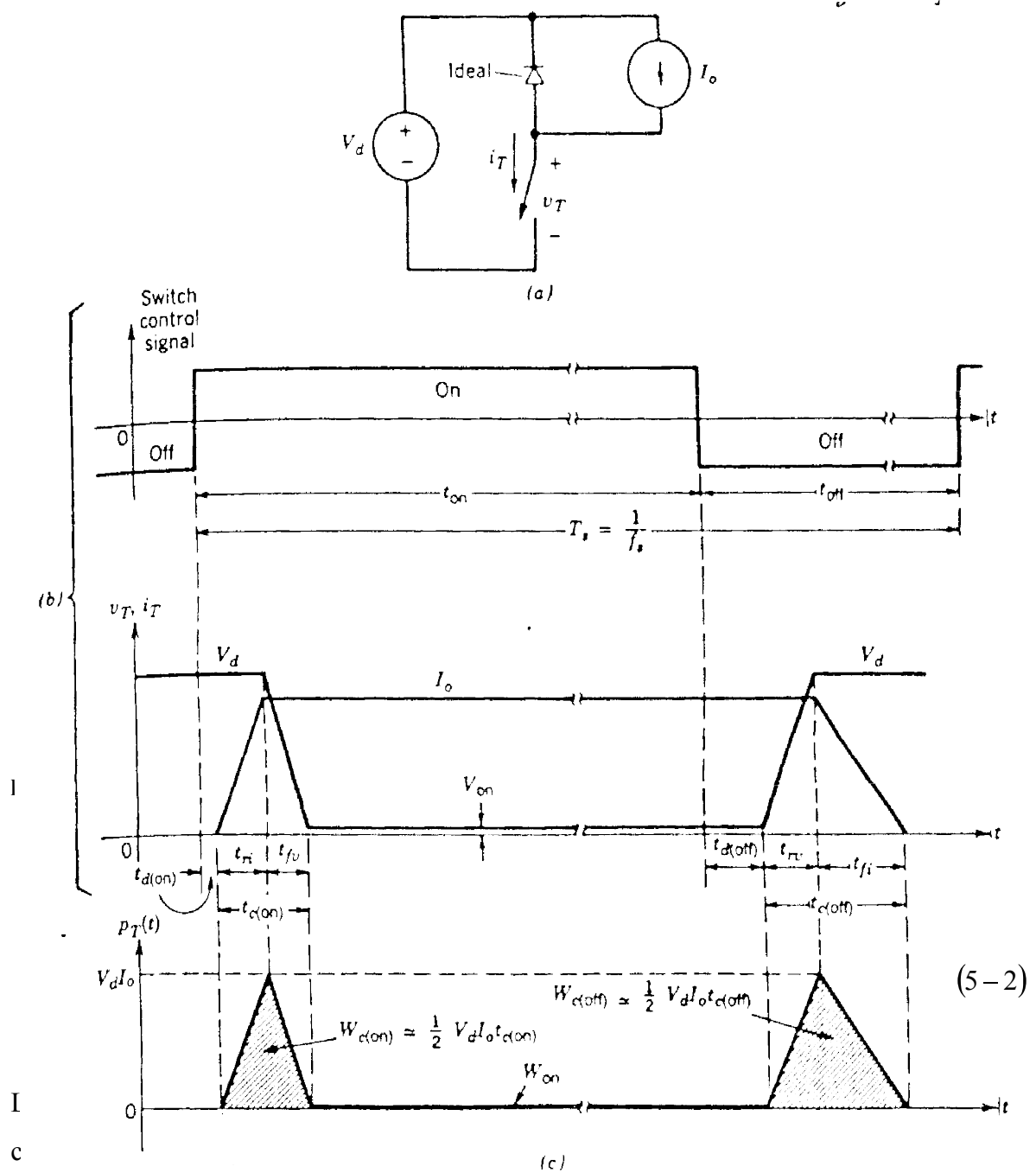
5.2 Características deseadas en los dispositivos de conmutación.

Recordando las principales diferencias entre la electrónica de potencia y la electrónica común, se debe tener en cuenta que los dispositivos de potencia van a ser operados en conmutación, por lo tanto, el factor más importante en este caso es que los dispositivos estén manejados de tal manera que se obtenga el mayor rendimiento; a diferencia de los dispositivos manejados en la electrónica común, donde la fidelidad y ganancia son las características que deben tenerse en cuenta al ser usados en un circuito. Los semiconductores de potencia reales son imperfectos. Estos poseen una resistencia muy baja pero no infinita, resultando una corriente de fuga en dirección inversa o directa dependiendo de la polaridad del voltaje aplicado. Además la conmutación entre apagado y encendido no ocurre instantáneamente. Ambas transiciones son acompañadas de una disipación de calor, el cual causa que la temperatura del dispositivo se incremente [W. Sheperd] El rendimiento que debe de cuidarse en la operación de los dispositivos de potencia, se refiere a que el dispositivo debe de tener la menor disipación de potencia, que en caso de ser excesiva puede incluso destruir el dispositivo. Además de que también interesa que los dispositivos sean apagados y encendidos en el menor tiempo posible.

A partir del circuito que se presenta en la Figura 5.2, se puede analizar la disipación de potencia del dispositivo de conmutación, donde la fuente de corriente que se modela es la representación de la corriente que presenta la carga predominantemente inductiva.

Cuando se aplica una señal de control positiva al dispositivo, éste pasa al estado encendido, como se puede ver en la figura 5-2b, la subida de la corriente no es instantánea y requiere de un tiempo t_{rj} . Solo hasta que la corriente I_o fluye a través del interruptor, el diodo se polariza inversamente y el voltaje en el dispositivo llega a un valor V_{on} pequeño con un tiempo de caída de voltaje t_{fv} , como se ve en la figura hay valores altos de voltaje y de corriente al mismo tiempo, durante el intervalo $t_{c(on)}$ el cual se divide como:

$$t_{c(on)} = t_{ri} + t_{fv} \quad (5-1)$$



siendo disipada y es aproximadamente:

$$W_{on} = V_{on} I_o t_{on} \quad (5-3)$$

Donde: $t_{on} \gg t_{c(on)}, t_{c(off)}$.

Ahora para lograr el apagado, es necesario un tiempo de apagado $t_{d(off)}$ y un tiempo de retardo en la subida del voltaje t_{rv} . Cuando el voltaje alcanza su valor final V_d , el diodo se polariza directamente y conduce corriente. Para que la corriente en el dispositivo se haga cero, es necesario que transcurra un periodo de tiempo t_{ff} . Nuevamente, existen valores de voltaje y corriente simultáneos en el periodo $t_{c(off)}$, que se puede ver como:

$$t_{c(off)} = t_{rv} + t_{ff} \quad (5-4)$$

La energía que se disipa en el dispositivo, en este periodo de transición de conducción a no conducción se puede ver como:

$$W_{c(off)} = \frac{1}{2} V_d I_o t_{c(off)} \quad (5-5)$$

En la Figura 5-2c se muestra la potencia disipada en las transiciones de apagado a encendido y viceversa, de ahí se puede determinar que esta disipación puede llegar a ser grande debido a que hay aplicaciones donde son necesarias muchas transiciones por segundo. De esta manera, la potencia media que disipa el dispositivo cuando opera a una frecuencia f_s se puede escribir como:

$$P_s = \frac{1}{2} V_d I_o f_s \quad (5-6)$$

Como se observa en la ecuación 5-6, la potencia disipada es directamente proporcional a la frecuencia a la que se está trabajando y los tiempos de transición.

Sin embargo, la mayor contribución a la disipación de potencia es la que se presenta cuando el transistor está en estado de conducción. Esta potencia promedio se determina a partir de la ecuación 5-3 de la siguiente forma:

$$P_{on} = V_{on} I_o \frac{t_{on}}{T_s} \quad (5-7)$$

Se puede ver en la ecuación 5-7 que para minimizar las pérdidas de potencia la caída de tensión debe de ser lo más pequeña posible. El resultado total promedio de la disipación de potencia es la suma de P_s y P_{on} .

Tomando en cuenta el análisis anterior, se puede decir que las características más favorables de un dispositivo de conmutación son:

- Corrientes de fuga lo más pequeñas posibles en estado apagado.
- Pequeña caída de tensión V_{on} que minimice las perdidas en el estado de apagado.
- Tiempos de transición de estados muy rápidos.
- Capacidad de manejar grandes voltajes de conducción y bloqueo.
- Gran flujo de corriente en estado de conducción.
- Señal de control de baja potencia.
- Capacidad de soportar grandes valores de voltaje y corriente simultáneos durante los periodos de transición.
- Grandes rangos de dv/dt y di/dt .

5.3 Rango de corriente requerido para los dispositivos de potencia.

Las características térmicas del motor determinan el par máximo que el motor puede entregar. Se puede decir que el motor puede soportar picos de par que no excedan cuatro veces el par nominal, esto bajo condición de que sea por un tiempo no muy prolongado, es decir que dicho periodo sea mucho menor que la constante térmica del motor. Hay una relación lineal entre el par electromagnético y la corriente en los dispositivos, por lo tanto, al haber un pico de par también existirá un pico de corriente. La limitante que debe tomarse en cuenta al diseñar un circuito de potencia, es, qué tanta potencia puede manejar los dispositivos, dicho límite de potencia está directamente relacionado con la temperatura máxima que puede soportar el semiconductor,

Cuando hay un pico de corriente, el semiconductor lo absorbe directamente, esto como consecuencia de que la constante térmica del motor es mucho más grande que la del dispositivo semiconductor, por lo tanto, es necesario elegir un dispositivo semiconductor de potencia que soporte por lo menos, cuatro veces la corriente nominal del motor a controlar.

La corriente nominal por fase del motor que se va a controlar es de 3A, por lo tanto los transistores BJT que se elijan tendrán que soportar, como mínimo una corriente nominal de:

$$I_m = I_n * 4 \quad (5-8)$$

$$I_m = 3A * 4 = 12A$$

Donde: I_m = Corriente mínima nominal del semiconductor.

I_n = Corriente nominal del motor por fase.

5.3.1 Selección de los dispositivos de conmutación.

Como se analizo en la sección anterior, el dispositivo de conmutación más apto para nuestro circuito es el que se mas se apegue a las características ya mencionadas, además de la disponibilidad y costo. Finalmente, después de una comparación entre diversos dispositivos como: MOSFET's, IGBT's, o GTO's, se decidió que la opción más conveniente eran los transistores BJT de potencia, considerando principalmente los factores de costo y disponibilidad, para nuestro objetivo es más que suficiente. Para el presente trabajo se usa el transistor BJT 2SC5422 de TOSHIBA el cual cuenta entre sus características, velocidad de conmutación y ser especial para manejar cargas predominantemente inductivas. Se dedica un apéndice para presentar la hoja de datos del dispositivo usado.

5.3.2 Criterios para seleccionar los componentes principales del inversor.

Cuando se está desarrollando un equipo eléctrico, siempre se parte de la potencia que va manejar el dispositivo en cuestión, una vez que se determina los rangos eléctricos, se hace un balance entre los diferentes requerimientos del equipo y el mínimo que este debe de cumplir, además del costo económico para alcanzar los requerimientos mínimos. Y algo importante que no se debe dejar fuera es la disponibilidad de los componentes.

5.4 Circuito del puente inversor y amortiguamiento.

La topología del puente inversor es muy similar a dos medios puentes, como ya se explico en el capítulo dedicado a la teoría de los inversores monofásicos, el circuito incluye también una red de amortiguamiento conocida como snubber implementada con elementos RCD. La necesidad de la red snubber es indiscutible cuando se está trabajando con cargas altamente inductivas, también llamado circuito de amortiguamiento, ayuda a los transistores durante el apagado para que operen bajo la región segura (RBSOA), mejorando las trayectorias de interrupción. La Figura 5.3 muestra la inclusión de la red RCD de amortiguamiento en cada medio puente.

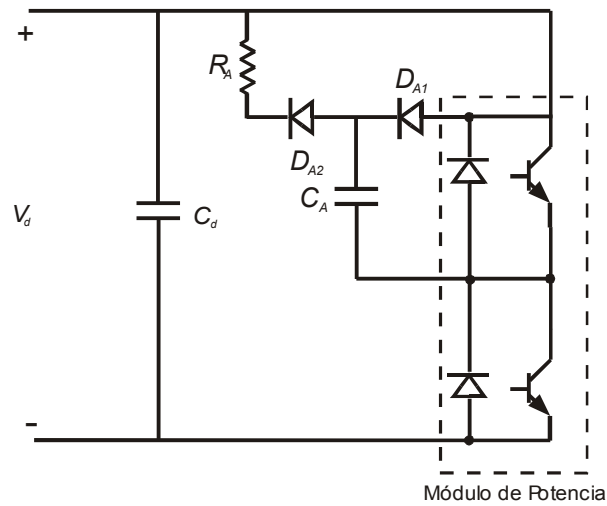


Figura 5.3 Puente con Amortiguadores para apagado de los transistores de potencia.

Los cálculos necesarios para obtener el valor de los componentes, se hacen por medio de las ecuaciones:

$$C_A = \frac{I_0 t_{fi}}{2V_d} \quad (5-9)$$

$$\frac{V_d}{R_A} = 0.2 I_0 \quad (5-10)$$

Asegurándose que el tiempo de conducción cumpla con:

$$t_{conducción} > 2.3 R_A C_A \quad (5-11)$$

Estas relaciones son importantes cuando se diseña un prototipo y son obtenidas haciendo algunas suposiciones, esta es la razón por la que una vez que es probado el equipo por primera vez, conviene hacer ajustes si el desempeño así lo indica. De las relaciones anteriores se obtienen los valores:

$$R_A = 1.4 K \Omega$$

$$C_A = 0.02 \mu F$$

Los diodos D_{A1} y D_{A2} son equivalentes al ECG 552, que son rectificadores de propósito general de recuperación rápida con las siguientes características:

$$PRV \text{ Max. de } 600V$$

$$I_0 \text{ Max. de } 1A$$

$$t_{rr} \text{ de } 200 \eta S$$

$$V_F \text{ de } 1.5 V @ 2 A$$

5.5 Circuito controlador de transistores.

El punto de partida del diseño de esta etapa es consultar la hoja de datos del transistor de potencia elegido. Lo más importante en el diseño de los controladores de los transistores, es lograr saturar el transistor de la manera más adecuada, la cual consiste en una saturación que pueda soportar picos de corriente elevados y al mismo tiempo no tan grande para poder llevar al estado de no conducción al transistor. Además, fue necesario para mayor seguridad, hacer pruebas para obtener el valor de corriente adecuado que logre la saturación deseada del transistor bajo las condiciones requeridas. Esto debido a que dependiendo del punto de operación del dispositivo, puede haber variaciones entre las características de la hoja de datos y las características reales. Una vez que se hicieron las pruebas se encontró que la corriente que logra la saturación deseada es de 600 mA, que es la corriente que deben de entregar los controladores de los transistores. Cabe mencionar que para ayudar al transistor en la recombinación de las cargas y en el apagado es necesario poner una resistencia en su base, la cual se calcula como:

$$(5-12)$$

Donde:

$$V_{BEs} = 1.5 \text{ V}; I_{Bs} = 20 \text{ mA}$$

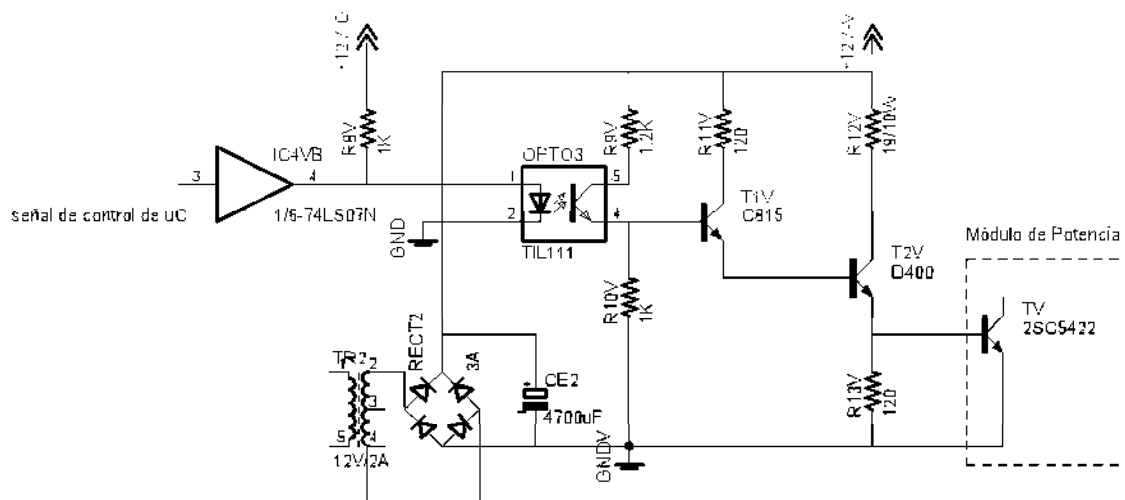


Figura 5.4. Circuito controlador de transistores (driver).

El valor comercial más cercano al calculado es de 100Ω , que una vez que se hacen pruebas resulta apto para su utilización. Para tener los 600mA en la base del transistor de potencia es muy importante, considerar la topología del controlador y el número de etapas amplificadoras. Se decide usar 3 etapas de emisor seguidor, incluyendo el transistor de salida del optoacoplador, que a pesar de parecer una configuración Darlington muy larga, es sencilla y segura. La Figura 5.4 muestra esta etapa junto con su etapa de alimentación, esto aclarando cuando se trata de los controladores de los transistores de las ramas superiores. La función del optoacoplador (*OPTO-V*) que se puede ver en el diagrama, es la de aislar eléctricamente las señales de control del circuito de potencia, dicho circuito es el integrado TIL111, cuyo LED interno se polariza en el lado de baja, junto con el microcontrolador. Cada uno de los controladores usa un juego de componentes similar al descrito aquí. El transistor del optoacoplador maneja 10 mA, la etapa siguiente del transistor T_1 , alrededor de 80 mA y el transistor del circuito controlador final T_2 660mA,

que son los que llegan al transistor de potencia, despreciando la corriente demandada por R_{I3} . Para el cálculo de las resistencias, se toma en cuenta el voltaje de alimentación, la ganancia (h_{fe}) de los transistores (12 volts) y el nivel de corriente requerido.

5.6 Fuentes de alimentación para la etapa de excitación y control.

Cabe mencionar que entre los circuitos controladores debe haber un aislamiento, ya que la excitación se hace tomando como referencia el emisor de cada transistor en particular, por lo tanto se requiere de fuentes de alimentación independientes, excluyendo a los de los transistores de las ramas inferiores ya que estos tienen su emisor en el punto común que es la referencia del convertidor. Las fuentes para los controladores superiores, por motivos de análisis se designan como U y V, los cuales están alimentados de forma independiente por un transformador de 127 V / 12 V, 2A, un rectificador de onda completa y un filtro por capacitor de 4700 microfaradios cada uno; mientras que la fuente de la excitación de los transistores inferiores, que son nombrados X y Y, y la parte primaria de los cuatro optoacopladores es común y utiliza un transformador de 127 V / 12 V, 5A, un rectificador de onda completa y un filtro de capacitor de 4700 microfaradios.

La alimentación del circuito de generación de señales de control, es decir el microcontrolador y su circuitería, se logra por medio del transformador que alimenta también las etapas de excitación de los transistores de la rama inferior, por medio de un regulador de voltaje que entrega los 5 volts que requiere dicha lógica TTL.

Capítulo 6. Pruebas hechas con el inversor.

6.1 Introducción.

Una vez que se tiene construido el convertidor, es necesario comprobar los comportamientos y parámetros que son esperados según lo calculado en la teoría, esto se hará a partir de pruebas hechas al inversor conectado con el motor de inducción a condiciones de carga nominal y haciendo mediciones de los diferentes parámetros de interés, dichas pruebas serán hechas a velocidades inferiores y superiores a la nominal, para así poder comparar con el comportamiento señalado en la sección de las capacidad del motor a frecuencias menores y mayores que la nominal.

6.2 Circuito de pruebas implementado y resultados.

El motor que se uso para controlarle la velocidad en este proyecto es un motor de capacitor de marcha de un $\frac{1}{4}$ hp con una velocidad nominal de 1700 r.p.m, corriente nominal de 2.8 A para una capacidad de carga nominal de 9.12 lb-in.

El circuito que se implemento para comprobar el funcionamiento del inversor se muestra en la Figura 6.1. A la entrada del inversor están conectados un voltímetro y un amperímetro de corriente directa. A la salida se tiene un instrumento con el cual se mide el voltaje y corriente de alterna que además permite el análisis de armónicos en la señal. En la salida del inversor también se conecta un medidor de potencia real. El motor tiene conectada la carga nominal mediante un electrodinamómetro, se está midiendo la velocidad con un tacómetro de acoplamiento directo a la flecha del motor.

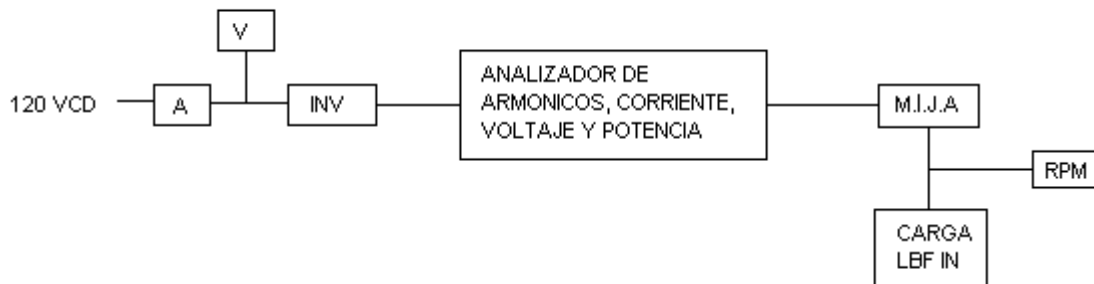


Figura 6.1 Circuito implementado para la validación de las características operativas del inversor.

Tabla 6.1. Valores obtenidos de las pruebas hechas al inversor.

Frecuencia (Hz)	Voltaje	Corriente	ω (rpm)	Par (lb-in)	Potencia entregada por el motor (w)
8	44	3.62	213	1	1.26
9	46	3.81	400	3	7.10
12	50	4.1	306	4	7.24
15	68	4.5	460	5.8	15.79
18	78	4.4	496	6.5	19.08
21	86	4.7	566	8	26.79
24	92	4.7	635	9	33.81
27	98	4.63	733	9	39.03
30	103	4.4	800	9	42.60
35	107	4	980	9	52.19
40	110	3.8	1116	9	59.43
45	117	3.5	1267	9	67.47
50	119	4.1	1402	9	74.66
55	118.5	4.17	1526	9	81.26
60	120	3.8	1704	9	90.74
65	118	3.75	1800	8.2	87.33
70	119	3.75	1870	7.7	85.19
75	119	3.75	2070	7.1	86.96
80	119	3.75	2170	6.8	87.31
85	119	3.8	2300	6.3	85.73
90	119	3.85	2470	5.8	84.76
95	119	3.6	2620	5.2	80.61
100	119	3.75	2770	4.8	78.67

La Tabla 6.1 muestra las mediciones hechas de voltaje rms, corriente, frecuencia, par aplicado y potencia electromecánica que entrega la flecha del motor cuando se hace el barrido de frecuencia debajo y encima de la nominal. Cabe señalar que el barrido se hizo tomando solo algunos valores de frecuencia para facilitar las pruebas, principalmente por el hecho de la baja auto ventilación del motor a velocidades menores a la nominal, sin embargo, como se menciona en el capítulo del algoritmo programado en el microcontrolador, el inversor tiene la capacidad de variar la frecuencia en valores de 1Hz, comenzando en 8 Hz.

A partir de la tabla se observa que, como se analizo en la sección del motor, efectivamente a bajas frecuencias es necesario un voltaje adicional de refuerzo. Es decir, la frecuencia comienza en 8 Hz, que como se analizo en la sección del motor si no fuera

necesario dicho voltaje adicional, a esta frecuencia le correspondería un voltaje rms de 16 V; sin embargo, el voltaje adicional es necesario para vencer las pérdidas a bajas frecuencias, por lo tanto, de las pruebas se determinó que el voltaje rms mínimo para arrancar el motor con 8 Hz es de 44 volts. La Figura 6.2 muestra el comportamiento del par al variar la frecuencia.

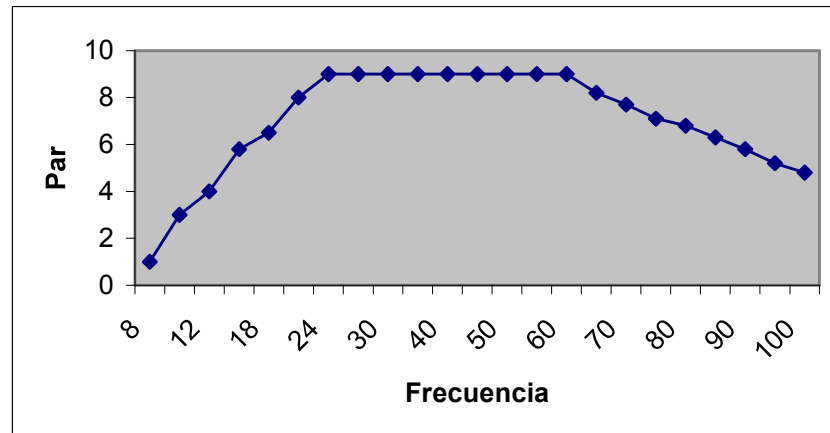


Figura 6.2 Curva frecuencia-par obtenida.

Como se puede observar en la Tabla 6.1 y la Figura 6.2, hay un comportamiento un tanto inesperado del motor entre las frecuencias de 8 Hz y 23 Hz, ya que, por medio del inversor, trabajando por supuesto con el voltaje de refuerzo requerido, se esperaría que en todo este rango de frecuencias y hasta la frecuencia nominal el motor trabajara a condiciones de carga nominal. Sin embargo, debemos recordar que estamos trabajando con un motor de capacitor de marcha y por consiguiente como sabemos, el efecto de la reactancia capacitiva es mayor a frecuencias bajas, reduciendo a su vez el flujo en el entrehierro y por lo tanto el par producido.

La Figura 6.3 muestra la curva característica de la potencia durante el barrido de frecuencias desde 8 Hz hasta 100 Hz, en ella se puede observar como la potencia se mantiene prácticamente constante después de la frecuencia nominal, cumpliendo prácticamente con el comportamiento que enuncia la sección 3.5, que dice que la potencia electromagnética que entrega el motor en esta región permanece constante.

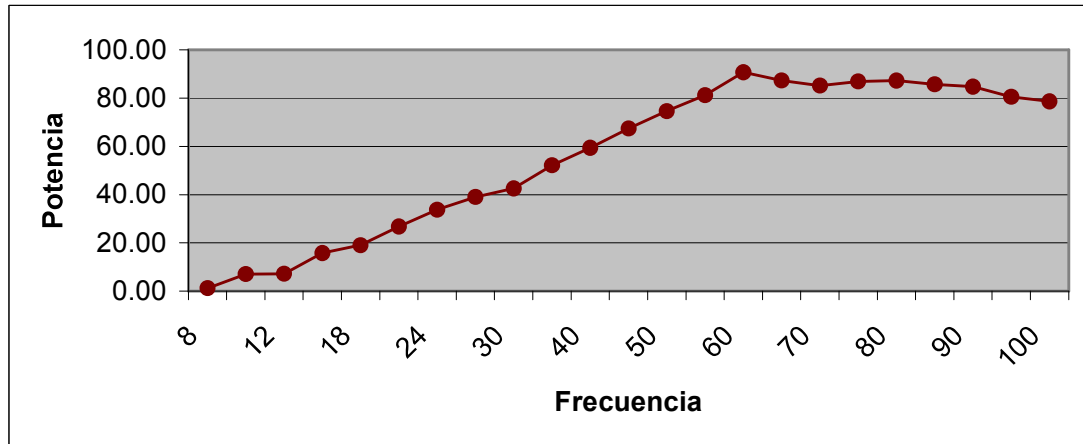


Figura 6.3 Curva frecuencia-potencia obtenida a partir de las pruebas.

6.3 Señales de entrada para el motor.

A continuación se muestran las gráficas de la señal de onda rectangular de voltaje y su espectro de armónicos correspondiente. Dicha señal de voltaje rectangular es la que se le aplica al motor.

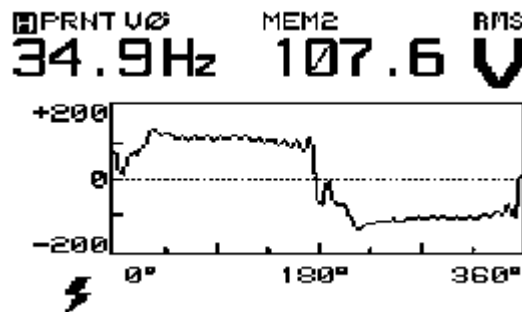


Figura 6.4 Gráfica de la señal de voltaje que se aplica al motor a 35 hz.

En esta figura se puede ver como se esta aplicando un porcentaje considerable de voltaje de refuerzo, ya que sin este, a una frecuencia de 35 Hz le correspondería un voltaje de 70 V. Dicho voltaje de refuerzo fue elegido en el momento de arrancar al motor en la frecuencia de inicio (8 Hz), este porcentaje de voltaje adicional fue el que permitió arrancar con buen par al motor. Es importante señalar también como el tiempo de blanqueo en la Figura 6.4 aparece distorsionado por el efecto de la reactancia del capacitor.

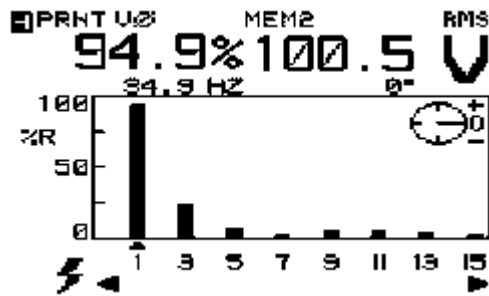


Figura 6.5 Gráfica de los armónicos contenidos en la señal de 35 hz.

En esta figura se muestra que la armónica dominante es la tercera, tal y como se menciono al presentar la técnica de modulación del voltaje de un solo ancho de pulso.

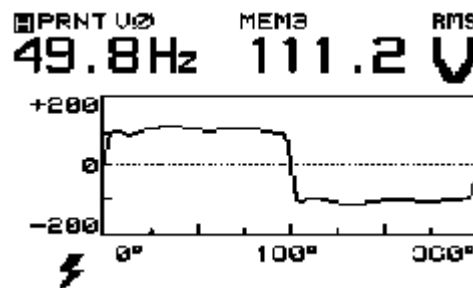


Figura 6.6 Gráfica de la señal de voltaje que se aplica al motor en 50 hz.

En esta señal se nota un pequeño pico de voltaje en cada inicio de semiciclo, tanto positivo como negativo, el cual es producido por efecto de la reactancia del capacitor.

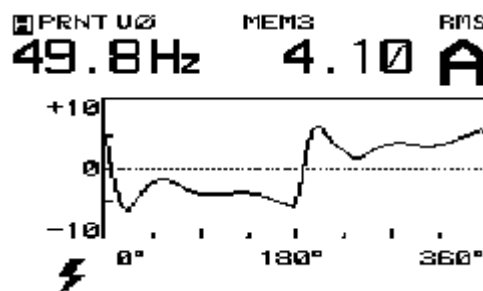


Figura 6.7 Corriente aplicada al motor en 50 hz.

Como se ve en la Figura 6.7 el efecto del capacitor en la corriente es mas notable que en la señal de voltaje. Cabe mencionar que si no estuviera presente el efecto del capacitor se podría ver claramente el tiempo de blanqueo entre semiciclos.

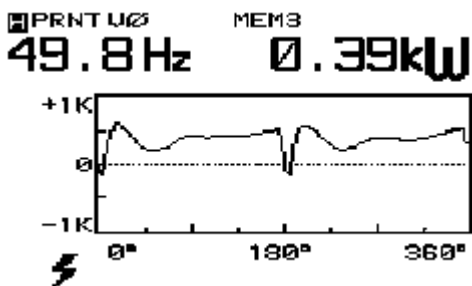


Figura 6.8 Potencia que suministra el inversor al motor en 50 hz.

La Figura 6.8 presenta la potencia que se le aplica al motor en 50 Hz. En esta figura se puede observar claramente el tiempo de blanqueo en el pico inverso de potencia.

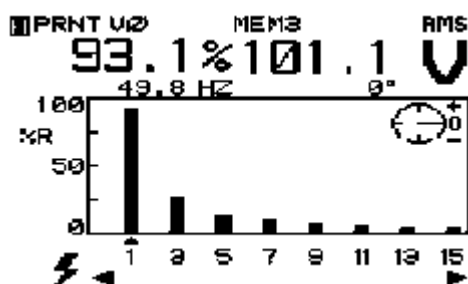


Figura 6.9 Gráfica de los armónicos contenidos en 50 hz.

En esta figura se puede ver nuevamente que la armónica dominante es la tercera. Es importante recordar que, el análisis y la reducción de los armónicos de la señal aplicada, no es el principal objetivo en el proyecto. Además, no es importante decir que para este proyecto y para algunas otras aplicaciones del mismo tipo, el nivel de distorsión producido por los armónicos es muy aceptable.

Capítulo 7. Conclusiones y trabajos futuros.

7.1 Introducción.

En la actualidad es sabido que los motores de inducción se encuentran entre los mayores consumidores de energía eléctrica en el mundo. Una forma de ahorrar energía es usando inversores de frecuencia variable, ya que en la industria existen cargas mecánicas de naturaleza diferente: de par variable, de par constante y de potencia constante. Por lo tanto, no cabe duda que el diseño y desarrollo de controladores, que puedan usarse para hacer mas eficiente la operación de los motores bajo las cargas requeridas es de gran importancia.

El inversor implementado en este proyecto es simple y robusto, como lo mostraron las pruebas de validación.

Las pruebas se realizaron en un motor de inducción de capacitor de marcha para dar realce a la región de par constante, simplificar las pruebas y el control del motor.

Este capítulo presenta de manera clara que se cumplió con el objetivo del proyecto, resalta los puntos más relevantes en el desarrollo del inversor y presenta además algunas sugerencias para trabajos futuros.

7.2 Conclusiones.

A partir de las pruebas hechas, se pudo verificar que el inversor tiene un buen funcionamiento, tanto en la región de par constante como en la de potencia constante del motor de inducción.

El inversor implementado puede trabajar con varios tipos de motores de inducción de los más comunes de hasta ½ H.P. que trabajen con 120 V.

Considerando que el voltaje de refuerzo puede variar de un motor a otro, se programaron en el algoritmo de control, diferentes niveles de voltaje de refuerzo que se pueden operar de manera independiente al valor de la frecuencia.

El inversor construido es capaz de operar el motor en la región de par constante con un valor prácticamente de su par nominal y con velocidades muy pequeñas que puede ser usado en aplicaciones comunes.

Así también el inversor puede operar en regiones de par inferior al nominal con velocidades superiores a la nominal, se realizaron ensayos donde el motor trabajo a una velocidad del doble de la nominal, manteniendo su potencia prácticamente constante.

El inversor, dado que es de un solo ancho de pulso tiene en el voltaje de salida un contenido armónico relativamente alto que para esta aplicación aún es aceptable.

7.3 Trabajos futuros.

Implementar un sistema de protección para los dispositivos de potencia, el cual nos eliminaría las posibilidades de daños a estos elementos por malas conexiones y errores humanos.

Se podría implementar un sistema de control de lazo cerrado (control de par y velocidad).

Además con el uso del microcontrolador, en trabajos futuros se puede implementar una interfase con la PC y controlar por ejemplo, el encendido y velocidad del motor, así como leer la corriente y voltaje para análisis posterior en la computadora.

En cuanto a disminuir el contenido armónico del voltaje de salida se puede mejorar la técnica de conmutación para eliminar los armónicos de menor orden como son el tercero y quinto.

APÉNDICE A.

DIAGRAMA COMPLETO DEL INVERSOR.

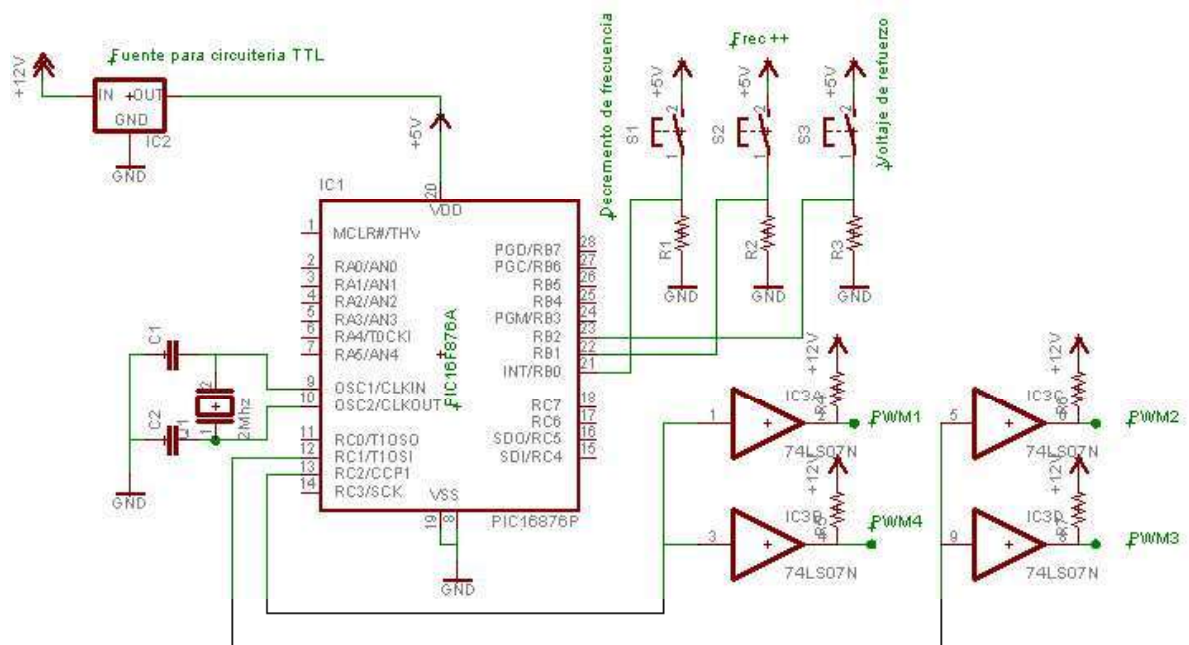
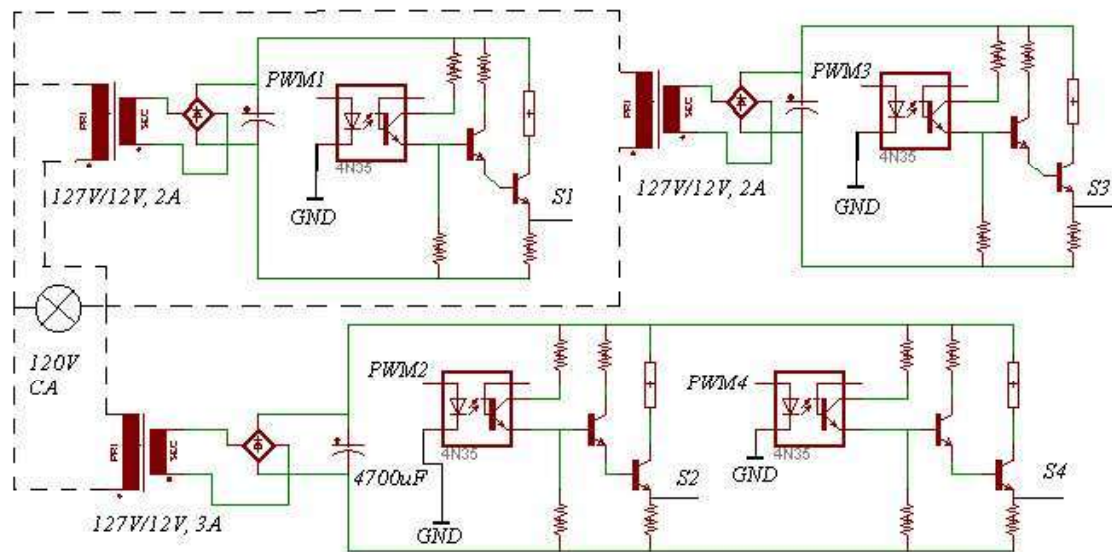
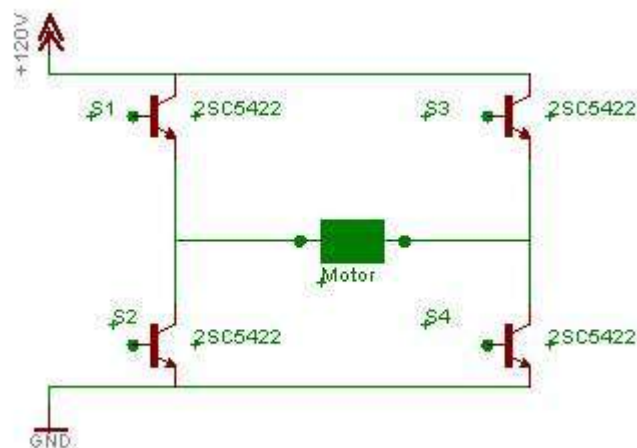


Diagrama de el microcontrolador y sus circuitos externos. La alimentación de esta etapa se hace desde el transformador de 3A



En este diagrama se muestran los controladores de los transistores y las tres fuentes de alimentación que fueron necesarias.



Y finalmente se muestra el puente de transistores BJT de potencia.

APÉNDICE B.

HOJA DE DATOS DEL TRANSISTOR 2SC5422

TOSHIBA

2SC5422

TOSHIBA TRANSISTOR SILICON NPN TRIPLE DIFFUSED MESA TYPE

2SC5422

HORIZONTAL DEFLECTION OUTPUT FOR HIGH
RESOLUTION

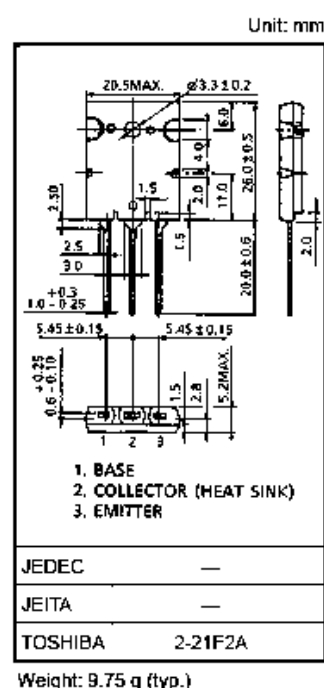
DISPLAY, COLOR TV

HIGH SPEED SWITCHING APPLICATIONS

- High Voltage : $V_{CB0} = 1700$ V
- Low Saturation Voltage : $V_{CE(sat)} = 3$ V (Max.)
- High Speed : $t_f = 0.15$ μ s (Typ.)

MAXIMUM RATINGS ($T_c = 25^\circ\text{C}$)

CHARACTERISTIC		SYMBOL	RATING	UNIT
Collector-Base Voltage		V_{CB0}	1700	V
Collector-Emitter Voltage		V_{CEO}	600	V
Emitter-Base Voltage		V_{EB0}	5	V
Collector Current	DC	I_C	15	A
	Pulse	I_{CP}	30	
Base Current		I_B	7.5	A
Collector Power Dissipation		P_C	200	W
Junction Temperature		T_j	150	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature Range		T_{stg}	-55~150	$^\circ\text{C}$



ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_c = 25^\circ\text{C}$)

CHARACTERISTIC		SYMBOL	TEST CONDITION	MIN	TYP.	MAX	UNIT
Collector Cut-off Current		I_{CBO}	$V_{CB} = 1700$ V, $I_E = 0$	—	—	1	mA
Emitter Cut-off Current		I_{EBO}	$V_{EB} = 5$ V, $I_C = 0$	—	—	100	μ A
Emitter-Base Breakdown Voltage		$V_{(BR)CEO}$	$I_C = 10$ mA, $I_B = 0$	600	—	—	V
DC Current Gain		$h_{FE(1)}$	$V_{CE} = 5$ V, $I_C = 2$ A	10	—	40	—
		$h_{FE(2)}$	$V_{CE} = 5$ V, $I_C = 11$ A	4.5	—	8.5	
Collector-Emitter Saturation Voltage		$V_{CE(sat)}$	$I_C = 11$ A, $I_B = 2.75$ A	—	—	3	V
Base-Emitter Saturation Voltage		$V_{BE(sat)}$	$I_C = 11$ A, $I_B = 2.75$ A	—	1.0	1.5	V
Transition Frequency		f_T	$V_{CE} = 10$ V, $I_C = 0.1$ A	—	2	—	MHz
Collector Output Capacitance		C_{ob}	$V_{CB} = 10$ V, $I_E = 0$, $f = 1$ MHz	—	220	—	pF
Switching Time	Storage Time	t_{sig}	$I_{CP} = 8$ A, $I_{B1(end)} = 1.4$ A $f_H = 64$ MHz	—	2.5	3.5	μ s
	Fall Time	t_f		—	0.15	0.3	

APENDICE C.

ALGORITMO DE CONTROL

```
#include <pic.h>

#define decfrec RB0      //boton decremento de frecuencia
#define incfrec RB1      //boton para incrementar la frecuencia
#define voltrefuerzo RB2 //boton para elegir el voltaje de refuerzo
#define PortBInit 0x07;
#define TrisBInit 0x07;

char flag=0, flag1=0;      //bandera para saber en que parte del ciclo va cada ccp
volatile unsigned int periodoccp1=0, periodoccp2=0, periodo2ccp1=0, periodo2ccp2=0,
frecuencia=0, cte2=0;
volatile unsigned int npccp1=0, npccp2=0, np2ccp1=0, np2ccp2=0;//nuevos periodos
const int tabla_ccp1[]={0,1250,2086,3648,5425,7812};//es para saber de que periodo inicia
const int tabla_cte2[]={0,56,40,10,-25,-71};//cantidad de incremento o decremento
volatile unsigned char ecuacion=0,rb0ant=0, rb1ant=0, rb2ant=0, actualiz=0;//ecuacion es
//el voltaje de refuerzo elegido
void SystemInit(void);

void SystemInit(void){
    PORTB = 0x07;//RB0, RB1 Y RB2 como entradas
    rb0ant=RB0; rb1ant=RB1; rb2ant=RB2;
    RBPU = 0; //
    TRISB = TrisBInit;
    frecuencia=8;
    periodoccp1=555+19;//8 hz//19 es el tiempo que se pierde en la interrupcion
    periodoccp2=31250;//8 hz
    periodo2ccp1=62500;//es para 8 hz
    periodo2ccp2=31805;//para 8 hz
    flag=0; flag1=0;
    TRISC=0;//es necesario para el ccp configurar el pin como salida

    CCP1CON=0x09;//ccp1 a 0 en periodoccp1
    CCPR1H=periodoccp1 >> 8;//
    CCPR1L=periodoccp1;

    CCP2CON=0x08;//ccp2 a 1 en periodoccp2
    CCPR2H=periodoccp2 >> 8;//
    CCPR2L=periodoccp2;

    GIE=1;//habilita interrupciones global
```



```

    PEIE=1;//interrupcion de perifericos habilitado
    CCP1IE=1;//permiso la interrupcion de ccp1
    CCP2IE=1;//permiso interrupcion para ccp2
    T1CKPS1=0;//prescaler del timer1 de 1:1
    T1CKPS0=0;
    TMR1H=0;
    TMR1L=0;

    TMR1CS=0;//Se elige el reloj interno (timer1 modo de timer)
    TMR1ON=1;//enciendo el timer1

}

void interrupt isr (void){//rutina de interrupcion

    if(CCP1IF){
        if(flag==0){

            CCP1CON=0x0B;//reinicio del tmr1
            CCPR1H=periodo2ccp1 >> 8;//
            CCPR1L=periodo2ccp1;
        } if(flag==1){
            CCP1CON=0x09;//Se hace 0 en periodoccp1
            CCPR1H=periodoccp1 >> 8;//
            CCPR1L=periodoccp1;
        }
        CCP1IF=0;
        flag++;
        if(flag>1)flag=0;
    }
    if(CCP2IF){
        if(flag1==0){
            CCP2CON=0x09;//se hace 0 en el periodo2ccp2
            CCPR2H=periodo2ccp2 >> 8;//
            CCPR2L=periodo2ccp2;
            if(actualiz==1){
                periodo2ccp1=npccp1;
                periodo2ccp2=npccp2;
                periodo2ccp1=np2ccp1;
                periodo2ccp2=np2ccp2;
                actualiz=0;
            }
        }
        if(flag1==1){
            CCP2CON=0x08;//Se hace 1 en el periodoccp2
            CCPR2H=periodoccp2 >> 8;//
            CCPR2L=periodoccp2;
        }
    }
}

```

```

    }
    CCP2IF=0;
    flag1++;
    if(flag1>1)flag1=0;
}

}

void main(void){//Funcion principal
    SystemInit();
    for (;;) {

        if((RB2!=rb2ant)&&(frecuencia==8)&&ecuacion<5){//&&flag1==0&&flag==1){

            ecuacion++;

            npccp1=tabla_ccp1[ecuacion]+19;//inicio en 8 hz. 19= ciclos
perdidos en la interrupcion del ccp1
            npccp2=31250;//250000/frecuencia aqui frec=8
            np2ccp1=62500;//2*periodoccp2
            np2ccp2=npccp2+npccp1-19;//
            cte2=tabla_cte2[ecuacion];//inc. de cada voltaje de refuerzo

            rb2ant=RB2;
            actualiz=1;
        }

        if((RB0!=rb0ant)&&(frecuencia>8)&&actualiz==0){//&&flag1==0&&flag==1){

            frecuencia=frecuencia-1;

            if(frecuencia<60){
                if(ecuacion==0){
                    npccp1=periodoccp1-69;
                } else {npccp1=periodoccp1-cte2;}
                npccp2=250000/frecuencia;//
                np2ccp1=2*npccp2;
                np2ccp2=npccp2+npccp1-19;
            } else {
                npccp1=(250000/frecuencia)-10;
                npccp2=(250000/frecuencia);
                np2ccp1=(500000/frecuencia);
                np2ccp2=np2ccp1-10;
            }
        }
    }
}

```

```

        rb0ant=RB0;
        actualiz=1;
    }

    if((RB1!=rb1ant)&&(frecuencia<120)&&actualiz==0){//&&flag1==0&&flag==1){
//pin RB1

        frecuencia=frecuencia+1;

        if(frecuencia<60){
            if(ecuacion==0){
                npccp1=periodoccp1+69;//
            }else {npccp1=periodoccp1+cte2;}
            npccp2=250000/frecuencia;//
            np2ccp1=2*npccp2;
            np2ccp2=npccp2+npccp1-19;

        }else{
            npccp1=(250000/frecuencia)-10;
            npccp2=(250000/frecuencia);
            np2ccp1=(500000/frecuencia);
            np2ccp2=np2ccp1-10;
        }

        rb1ant=RB1;
        actualiz=1;
    }

}

```

APENDICE D. IMÁGENES DEL INVERSOR Y CONEXIONES DE PRUEBAS.



En esta figura se muestra la etapa de potencia del inversor. Se pueden ver los cuatro transistores con su respectivo driver, además se muestran también los transformadores para las tres fuentes de alimentación que fueron necesarios. Como se puede ver en la imagen los cables que llevan la señal procedente del PIC a los driver, son de tipo coaxial, para aislar dicha señal de la interferencia electromagnética producida en los cables de salida al motor.



En esta imagen se pueden observar las conexiones necesarias para hacer las pruebas, entre las herramientas de medición que se requirieron fueron: osciloscopio, wattmetro entre el inversor y el motor, electro dinamómetro en la flecha del motor, voltímetro “true rms” en la salida del inversor, tacómetro y amperímetros.

BIBLIOGRAFÍA.

[Chapman 1993]

Stephen J. Chapman. “Máquinas eléctricas”. Segunda edición. Mc Graw Hill. 1993

[Kosow 1993]

Irving L. Kosow. “Maquinas eléctricas, transformadores y controles”. Segunda edición. Prentice Hall. 1993

[Hart 2001]

Daniel W. Hart “Electrónica de potencia”. Pearson Educación. 2001

[Rashid 1995]

Muhammad H. Rashid. “Electrónica de Potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones”. Segunda edición. Pearson Educación. 1995

[Mohan et al. 1989]

Tore Mohan, Undeland William and P. Robbins. “Power Electronics” Segunda edición. Editorial John Wiley. 1995

[Sheperd et al. 2000]

W. Sheperd, L.N. Hulley and D.T.W. Liang “Power electronics and motor control”. Segunda edición. Cambridge University Press. 2000.

[Wildi 2002]

Theodore Wildi. “Electrical Machines, Drives and Power System”. Quinta edición. Prentice Hall. 2002.

[Microchip 2007]

Microchip. Pagina principal. Estados Unidos. 17 de noviembre de 2007.
<http://www.microchip.com>.