



**UNIVERSIDAD NACIONAL AUTÓNOMA DE  
MÉXICO**

---

---

**FACULTAD DE INGENIERÍA**

**SISTEMA DE CONTROL DE VELOCIDAD PARA  
TANQUES AGITADOS**

**TESIS**

**QUE PRESENTA:**

**PAUL DOMÍNGUEZ MÉNDEZ**

**PARA OBTENER EL TÍTULO DE  
INGENIERO ELÉCTRICO ELECTRÓNICO**

**ASESORES:**

**DR. ALBERTO CABALLERO RUIZ**

**M.I. JOSÉ CASTILLO HERNÁNDEZ**



**CIUDAD UNIVERSITARIA**

**2007**



Universidad Nacional  
Autónoma de México

Dirección General de Bibliotecas de la UNAM

**Biblioteca Central**



**UNAM – Dirección General de Bibliotecas**  
**Tesis Digitales**  
**Restricciones de uso**

**DERECHOS RESERVADOS ©**  
**PROHIBIDA SU REPRODUCCIÓN TOTAL O PARCIAL**

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

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

# Agradecimientos

Esta tesis pudo ser realizada dentro del Grupo de Micromecánica y Mecatrónica del Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico gracias al apoyo de muchas personas.

Mis más amplio agradecimiento al Dr. Alberto Caballero Ruiz por brindarme la oportunidad de participar en este proyecto, por todo el apoyo durante el tiempo que este duró, y principalmente, por que su oportuna dirección y apreciables contribuciones hicieron posibles la realización de este trabajo.

Desde luego, quisiera expresar mi agradecimiento al M.I. José Castillo Hernández por su valiosa asesoría e importantes aportaciones al presente trabajo.

Quisiera agradecer también al Dr. Gabriel Ascanio por su generoso apoyo y por darme la oportunidad de formar parte de este proyecto, y a Juan M. Brito Herrera por su ayuda en la realización de las pruebas finales del sistema.

Así mismo, estoy muy agradecido con el personal académico del Grupo de Micromecánica y Mecatrónica, el Dr. Leopoldo Ruiz Huerta, la Dra. Graciela Velasco Herrera, el Dr. Ernst Kussul, y la Dra. Tetyana Baydyk por todas las facilidades prestadas durante mi estancia en este laboratorio, y con mis compañeros por su calidez, amistad y apoyo.

Finalmente, deseo agradecer a los profesores M.I. Antonio Salva Calleja, M.I. Ricardo Garibay Jiménez, M.I. Lauro Santiago Cruz y el Ing. Eduardo Carnaza Torres, por su participación como miembros del jurado para el examen profesional.

# Índice de contenido

	Página
<b>Introducción</b> .....	1
<b>Capítulo 1. Antecedentes</b> .....	3
1.1. Tanques agitados .....	3
1.1.1. Equipo.....	4
1.1.2. Consumo de potencia.....	6
1.2. Motores eléctricos.....	8
1.2.1. Motores síncronos.....	9
1.2.2. Motores de inducción.....	10
1.2.3. Motores de corriente directa.....	12
1.3. Métodos de control de motores eléctricos.....	14
1.3.1. Control de motores síncronos.....	14
1.3.2. Control de motores trifásicos de inducción.....	15
1.3.3. Control de motores monofásicos de inducción.....	16
1.3.4. Control de motores de CD.....	16
1.4. Convertidores electrónicos de potencia.....	18
<b>Capítulo 2. Planteamiento del problema</b> .....	19
2.1. Objetivo principal.....	20
2.2. Metodología.....	20
2.3. Requerimientos.....	21
2.4. Especificaciones.....	21
<b>Capítulo 3. Diseño y desarrollo</b> .....	23
3.1. Diseño conceptual.....	23
3.1.1. Determinación de la potencia requerida en el motor.....	23
3.1.2. Estudio de las alternativas para seleccionar el motor.....	24
3.1.3. Selección de la técnica de control.....	28
3.1.4. Sistema de control de velocidad de agitación.....	30
3.1.5. Etapa de control.....	33
3.1.6. Etapa de potencia.....	40
3.1.7. Fuente de tensión de CD no regulada.....	60
3.1.8. Aplicación para el control de velocidad.....	62

3.2. Diseño a detalle.....	71
3.2.1. Etapa de control PWM.....	71
3.2.2. Etapa de potencia.....	76
3.2.3. Fuente de tensión de CD no regulada.....	80
3.2.4. Aplicación para el control de velocidad.....	80
<b>Capítulo 4. Resultados.....</b>	<b>86</b>
4.1. Evaluación del desempeño del sistema de control.....	86
4.1.1. Disipación de potencia.....	86
4.1.2. Consumo de potencia del sistema cuando el motor se encuentra en paro.....	87
4.1.3. Medición de la tensión promedio de salida del convertidor de modo conmutado.....	88
4.1.4. Relación de la velocidad real del motor con el dato enviado desde la PC. ....	90
<b>Conclusiones y trabajo futuro.....</b>	<b>95</b>
<b>Anexos.....</b>	<b>97</b>
A.1. Convertidores de modo conmutado de CD a CD.....	97
<b>Referencias.....</b>	<b>101</b>

# Índice de figuras

	Página
Figura 1.1. Tanque agitado típico.....	4
Figura 1.2. Tipos de Impulsores.....	5
Figura 1.3. Formación de un vórtice.....	6
Figura 1.4. Curva de potencia para diversas turbinas en tanques con mamparas.....	7
Figura 1.5. Característica Par-Velocidad típica de un motor trifásico de inducción.....	11
Figura 1.6. Característica Par-Velocidad de los diversos tipos motores de Corriente Directa.....	13
Figura 1.7. Esquema de control de velocidad para motores síncronos. ....	14
Figura 1.8. Esquema del sistema de control Ward-Leonard.....	17
Figura 1.9. Clasificación de los convertidores electrónicos de potencia.....	18
Figura 3.1. Consumo de potencia del impulsor a diferentes velocidades.....	24
Figura 3.2. Motor de trabajo. ....	27
Figura 3.3. Característica par velocidad de un MCDIP. ....	27
Figura 3.4. Circuito equivalente de un motor de CD. ....	28
Figura 3.5. Esquema general de un sistema de control electrónico de velocidad.....	30
Figura 3.6. Diagrama general del sistema de agitación. ....	31
Figura 3.7. Sistema de control de velocidad de agitación. ....	32
Figura 3.8. Modulador de ancho de pulso.....	34
Figura 3.9. Esquema general de un circuito modulador de ancho de pulso. ....	34
Figura 3.10. Circuito PWM. ....	35
Figura 3.11. Circuito integrado T494. ....	36
Figura 3.12. Simulación del circuito de control de la tensión ( $v_{control}$ ).....	37
Figura 3.13. Esquema de pines del conector DB-25. ....	39
Figura 3.14. Esquema de conexión para el optoacoplador.....	40
Figura 3.15. Convertidor de modo conmutado de CD a CD de cuatro cuadrantes.....	41
Figura 3.16. Secuencia 1. ....	42
Figura 3.17. Secuencia 2.....	42
Figura 3.18. Formas de onda para el PWM bipolar.....	45
Figura 3.19. (a) Estructura de un BJT <i>npn</i> ; (b) símbolos para los BJT.....	48
Figura 3.20. (a) Estructura de un MOSFET de potencia cana N; (b) símbolo.....	49

Figura 3.21.	Curva característica de un MOSFET de potencia canal N.....	50
Figura 3.22.	(a) Estructura de un IGBT de canal N; (b) símbolo.....	51
Figura 3.23.	Capacidades de los dispositivos semiconductores de potencia.....	53
Figura 3.24.	Convertidor de modo conmutado tipo “puente H”.....	55
Figura 3.25.	Conexión típica en un medio puente.....	56
Figura 3.26.	Potencia disipada en los conmutadores.....	58
Figura 3.27.	Disipador de calor para los MOSFET de potencia.....	60
Figura 3.28.	Bloques funcionales de la aplicación.....	62
Figura 3.29.	Líneas de programación.....	63
Figura 3.30.	Programación mediante un editor de texto básico.....	64
Figura 3.31.	Función ConvertirVelocidad.....	67
Figura 3.32.	Función EstablecerVelocidad.....	69
Figura 3.33.	Relación Ciclo de trabajo-Tensión de control.....	72
Figura 3.34.	Relación Ciclo de trabajo-Dato.....	73
Figura 3.35.	Prototipo de los circuitos de generación de señal PWM y convertidor de modo conmutado.....	74
Figura 3.36.	Prototipo en tarjeta impresa de un circuito generador de señal PWM.....	74
Figura 3.37.	Prototipo en tarjeta impresa de la etapa de control con conectividad a la PC.....	75
Figura 3.38.	Prueba a prototipo de la etapa de potencia.....	76
Figura 3.39.	Prototipo en tarjeta impresa de la etapa de potencia.....	77
Figura 3.40.	Circuito de excitación para un medio puente.....	78
Figura 3.41.	Formas de onda obtenidas durante las pruebas al circuito.....	79
Figura 3.42.	Elementos de la ventana principal de la aplicación.....	81
Figura 3.43.	Ventana de diálogo para abrir un archivo.....	83
Figura 3.44.	Ventana de diálogo para guardar una rutina programada.....	83
Figura 3.45.	Ventana de diálogo para modificar el límite máximo de aceleración.....	84
Figura 3.46.	Ventana del Monitor de velocidad del agitador.....	84
Figura 3.47.	Pantalla de instalación.....	85
Figura 4.1.	Esquema de conexiones para la prueba del consumo de potencia.....	88
Figura 4.2.	Esquema de conexiones para la medición de la tensión promedio de salida del convertidor.....	89
Figura 4.3.	Señales de tensión en las terminales del motor.....	89
Figura 4.4.	Relación Tensión promedio de salida del convertidor - Comando de velocidad.....	90

Figura 4.5.	Relación Velocidad real del motor-Dato enviado desde la PC.....	91
Figura 4.6.	Comportamiento del error absoluto en relación al incremento de velocidad....	92
Figura 4.7.	Comportamiento del error relativo en relación al incremento de velocidad.....	93
Figura 4.8.	Comparación entre la velocidad real del motor sin carga y con carga.....	94
Figura 4.9.	Error relativo entre la velocidad real del motor bajo carga y el comando de velocidad enviado desde la PC. ....	94
Figura A.1.	Convertor CD-CD simple.....	97
Figura A.2.	Convertidor de modo conmutado tipo A.....	98
Figura A.3.	Convertidor de modo conmutado de medio puente o tipo.....	99



# Índice de tablas

	Página
Tabla 3.1. Comparación entre los distintos motores a considerar como alternativas para el sistema de agitación.....	25
Tabla 3.2. Conexión física correspondiente a cada línea del puerto paralelo.....	39
Tabla 3.3. Secuencias para el manejo de los conmutadores en el convertidor de puente completo utilizando PWM bipolar.....	42
Tabla 3.4. Propiedades Relativas de los conmutadores controlados.....	52
Tabla 3.5. Configuración del cable paralelo.....	75
Tabla 3.6. Resumen de las funciones de la aplicación.....	82
Tabla 4.1. Medición de temperatura a los elementos del sistema sin carga.....	87
Tabla 4.2. Medición de temperatura a los elementos del sistema con carga.....	87

## Introducción

El mezclado mediante agitación es una de las operaciones unitarias de mayor empleo en la industria de procesos con numerosas aplicaciones en farmacéutica, procesamiento de alimentos, metalurgia, tratamiento de aguas residuales, etc. El mezclado implica partir de dos fases individuales, tales como un fluido y un sólido pulverizado, o dos fluidos, y lograr que ambas fases se distribuyan al azar entre sí, hasta obtener una sola masa con el grado de uniformidad deseado en variables como temperatura, presión y concentración [1-3].

El éxito de muchos procesos depende de una eficaz agitación y mezcla de las fases que intervienen [2]. En estos procesos, el requerimiento en la calidad del mezclado varía un rango muy amplio dependiendo de la aplicación. La calidad del mezclado depende principalmente de la relativa distribución de la energía cinética, es decir, de los patrones de flujo generados por el impulsor. A su vez, estos patrones dependen del diseño del tanque y del impulsor, así como de la potencia y velocidad de agitación [1,4-6].

En tanques agitados mecánicamente, un motor eléctrico genera el movimiento y lo transmite al impulsor a través del eje en el que está montado. Comúnmente el eje del impulsor es centrado respecto al tanque, lo cual genera, bajo ciertas condiciones, la formación de zonas bien mezcladas cerca del impulsor y/o zonas muertas o segregadas lejos de él. Para mejorar el proceso, sin necesidad de tiempos de mezclado muy grandes que lo harían ineficiente, se incrementa de velocidad del impulsor para generar condiciones de turbulencia, lo cual implica un mayor consumo de energía y efectos perjudiciales como la formación de un vórtice considerable [5,7]. Una solución para este problema consiste en desplazar el impulsor del centro en una posición angular, cuando se trata de propulsores de baja potencia [1,4,5,8]. Además, el tiempo de mezclado y el consumo de energía se reducen si el flujo es perturbado periódicamente variando la velocidad del impulsor a diversos intervalos de tiempo, para lo cual se emplea un agitador excéntrico rotando periódicamente en ambos sentidos mediante un sistema de control apropiado[7]. El mezclado en tanques agitados ha sido un tema muy popular en los últimos 15 años o más. La mayoría de los estudios se han enfocado en los tiempos de mezclado, patrones de flujo y consumo de potencia, principalmente en régimen de turbulencia, para una gran variedad de impulsores [7].

Con el fin de que los investigadores que estudian nuevas estrategias de mezclado cuenten con una herramienta que les permita reproducir y experimentar distintos patrones de flujo, de manera práctica y con bajo consumo de energía, en el Grupo de Micromecánica y Mecatrónica (GMM) del Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico (CCADET) se propuso desarrollar un sistema capaz de controlar la velocidad de un motor eléctrico de baja potencia, tanto en magnitud como en sentido, a través de una interfaz instalada en la PC como una herramienta eficaz para este tipo de aplicaciones.

Uno de los resultados de dicho desarrollo es el presente trabajo que está dividido en cuatro capítulos, la sección de conclusiones y trabajo futuro, un anexo y las referencias consultadas:

En el capítulo 1 se presentan los antecedentes necesarios para comprender la definición del problema y el posterior planteamiento de la solución, tal como lo son algunos conceptos relacionados con tanques agitados, así como con motores eléctricos y el control de éstos de manera general.

Dentro del segundo capítulo se expone la definición del problema, así como los objetivos principales del presente trabajo y las necesidades o requerimientos específicos con las que la solución debe contar.

En el tercer capítulo, titulado Diseño y Desarrollo, se describe el proceso de análisis y selección de las alternativas para conformar el sistema de control. Primero se describe el diseño de cada uno de los elementos que constituyen el sistema como son: la etapa de control, la etapa de potencia y la aplicación de control, para después explicar la forma en que se desarrolló cada una de estas etapas.

El capítulo 4 muestra los resultados de las pruebas realizadas al sistema de control con el fin de comprobar que éste cumple con las especificaciones establecidas en el capítulo 2.

El apartado de Anexos resume el funcionamiento de un convertidor de modo conmutado de CD-CD con el fin ampliar la comprensión de una de las partes fundamentales del sistema de control desarrollado.

---

# Capítulo 1

---

## Antecedentes

En esta sección se presentan conceptos básicos sobre tanques agitados con el fin de entender la aplicación del sistema de control. Se aborda también el tema de motores eléctricos y las técnicas de control de velocidad que se pueden utilizar sobre éstos. Finalmente, se presenta una breve introducción sobre convertidores electrónicos de potencia.

### 1.1 Tanques agitados

Agitación se refiere a forzar un fluido por medios mecánicos para que adquiera un movimiento en el interior de un recipiente. El mezclado implica partir de dos fases individuales, tales como un fluido y un sólido pulverizado o dos fluidos, y lograr que ambas fases se distribuyan al azar entre sí, es decir, que el proceso de mezclado comienza con dos o más materiales, cada uno distinto del otro, por una o más propiedades, como composición, densidad o temperatura y al final se obtiene una sola masa con el máximo estado de uniformidad posible donde, los gradientes de temperatura, presión y concentración han sido eliminados y ninguna reacción química puede llevarse a cabo [1-3,9].

En la práctica, el mezclado se utiliza como medio para alcanzar ciertos objetivos entre los que se incluyen [3,4]:

- a) Mezclado de dos líquidos miscibles, tales como alcohol etílico y agua.
- b) Disolución de sólidos en líquidos, tales como sal en agua.
- c) Dispersión de un gas en un líquido en forma de pequeñas burbujas, como el caso del oxígeno del aire en una suspensión de microorganismos para la fermentación, o para el proceso de activación de lodos en el tratamiento de aguas de desperdicio.

- d) Suspensión de partículas sólidas finas en un líquido, tal como la hidrogenación catalítica de un líquido, donde las partículas del catalizador sólido y las burbujas de hidrógeno se dispersen en un líquido.
- e) Agitación de un fluido para aumentar la transferencia de calor entre dicho fluido y un serpentín o camisa en las paredes del recipiente, en el caso por ejemplo, que se desee controlar la temperatura del tanque en una reacción exotérmica.

El mezclado puede realizarse mediante diferentes técnicas o equipos. En la industria los tanques agitados mecánicamente y los tanques que utilizan bombas, como los mezcladores tipo jet (*jet mixers*), son los más utilizados [10]. En mezcladores tipo jet, una bomba impulsa a una de las fases con gran velocidad dentro del tanque, provocando así la agitación. En tanques agitados mecánicamente, un motor genera el movimiento y lo transmite al fluido a través del impulsor que está acoplado al eje del motor.

### 1.1.1. Equipo

En la figura 1.1 se presenta el arreglo típico de un tanque de agitación con sus principales características geométricas, los cuales son factores de gran importancia en la calidad del mezclado [3]. La forma del tanque depende de la aplicación.

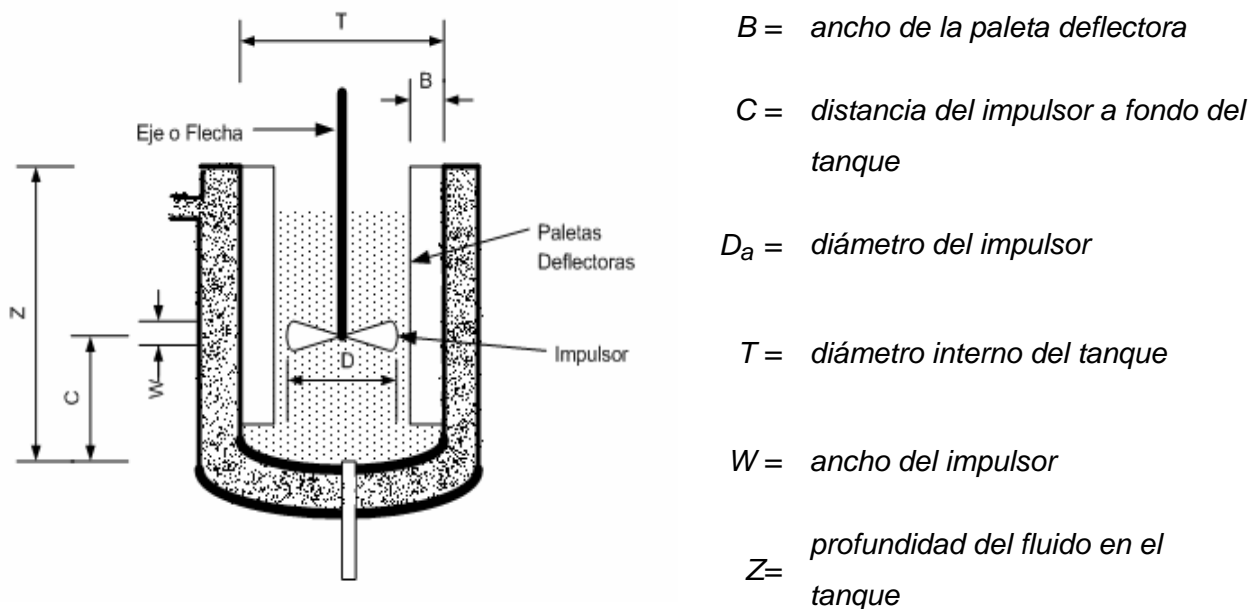


Figura 1.1. Tanque agitado típico.

Los impulsores están divididos en dos clases: aquellos que generan un flujo paralelo al eje del impulsor son llamados impulsores de flujo axial; aquellos que producen un flujo radial o tangencial son llamados impulsores de flujo radial [11]. El diseño del impulsor está fuertemente ligado a la eficiencia del mezclado [2,5]. Existen muchos tipos y subtipos de impulsores que son utilizados dependiendo la viscosidad del fluido y la velocidad de agitación.

En la figura 1.2 se muestran diferentes tipos de impulsores. Los impulsores tipo propela (Fig. 1.2a) giran a velocidades de 400 a 750 [rpm] y de 1150 [rpm] a 1750 [rpm] y son propios para líquidos de baja viscosidad [2,12]. Los agitadores de paleta (Fig. 1.2b, 1.2c) se utilizan a velocidades de 20 a 200 [rpm] para la agitación de líquidos de moderada viscosidad en operaciones de transferencia de masa. Para soluciones sumamente viscosas se utilizan agitadores tipo ancla (Fig. 1.2d) o agitadores de banda helicoidal (Fig. 1.2e), los cuales operan a bajas velocidades [5]. En ciertas ocasiones es necesario utilizar dos impulsores para el mismo tanque, o en su defecto, un solo impulsor desplazado determinada distancia del eje del tanque.

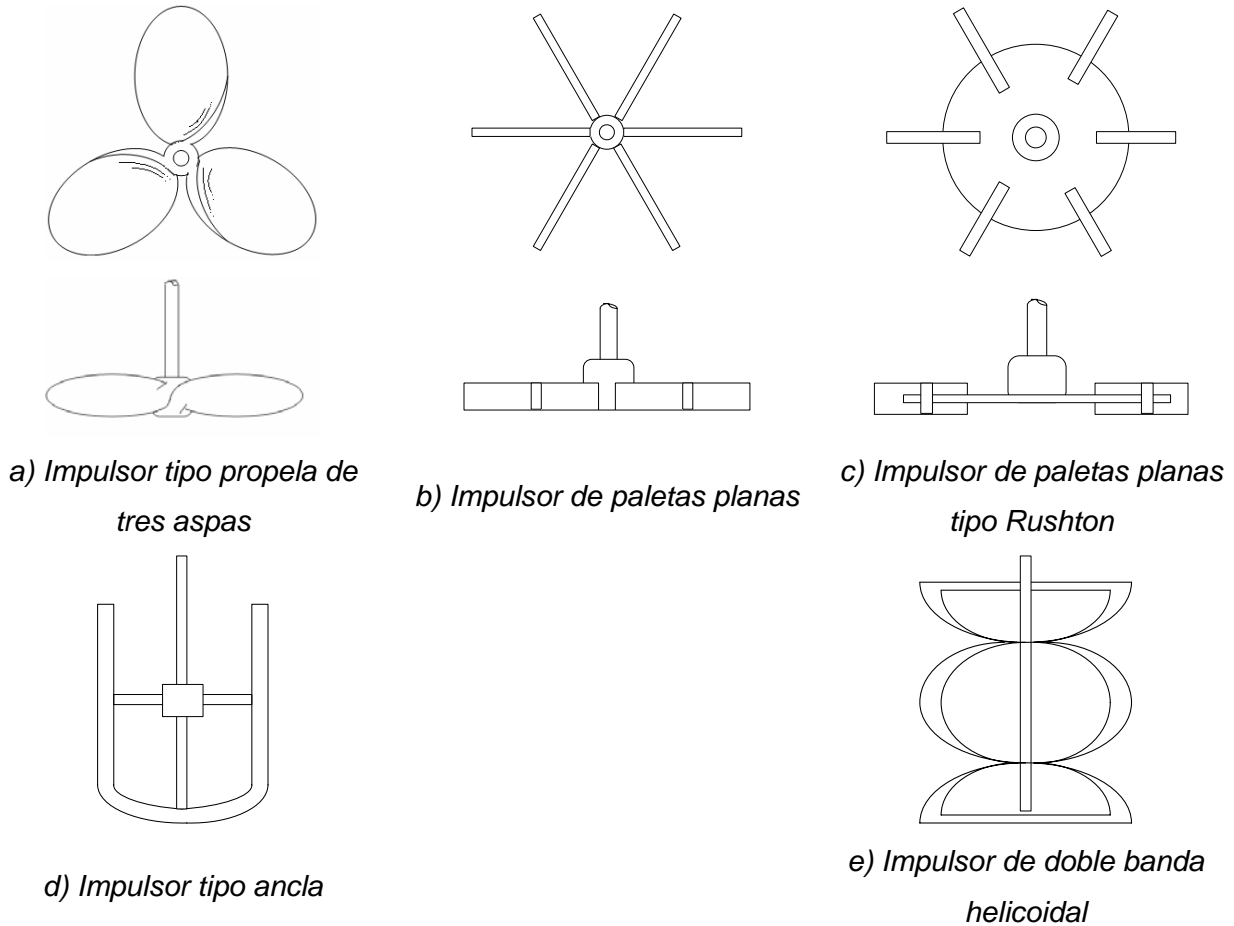


Figura 1.2. Tipos de Impulsores.

Para aplicaciones de mezclado en general, el impulsor más utilizado es probablemente el impulsor de turbina de seis paletas [1,12], conocido también como impulsor Rushton (Fig. 1.2c). Los patrones de flujo producidos por este impulsor han sido objeto de estudio de un considerable número de investigaciones, utilizando diversas técnicas de visualización de flujo.

Bajo ciertas condiciones de trabajo se utilizan paletas deflectoras o mamparas con la finalidad de prevenir vórtices como el que se ilustra en la figura 1.3 [1,2,5,11,12].

Para determinar el tipo de motor a utilizar se deben tomar en cuenta factores como el tipo de alimentación del motor, los valores nominales de tensión, corriente, potencia, velocidad, etc., el tamaño de la carcasa, los requisitos de mantenimiento y el costo; sin embargo, la elección del tipo de motor a utilizar depende principalmente de los requerimientos de velocidad contra par [13] y de la potencia requerida por el impulsor.

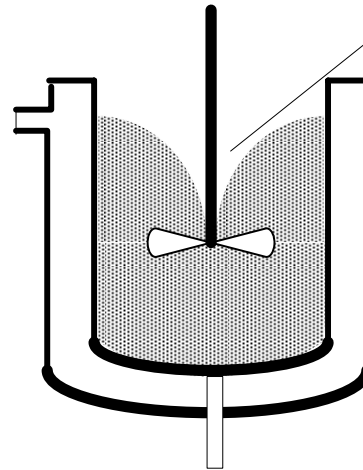


Figura 1.3. Formación de un vórtice.

### 1.1.2. Consumo de potencia

El requerimiento de potencia por el impulsor ( $P$ ) para realizar la operación de agitación depende de múltiples variables como son la densidad del fluido en agitación ( $\rho$ ), su viscosidad ( $\mu$ ), el diámetro del tanque ( $T$ ), el diámetro del impulsor ( $D_a$ ), la velocidad de rotación del impulsor ( $N$ ), el ancho del impulsor ( $W$ ) y la profundidad del líquido en el tanque ( $Z$ ).

No es posible obtener una relación funcional de estas variables analizando la mecánica del fluido en el tanque, dada la complejidad de la geometría del tanque, el impulsor y demás elementos [12]. Para tanques similares geométricamente, operados en una sola fase y para líquidos newtonianos, la relación funcional ha sido encontrada experimentalmente, en la cual el requerimiento de potencia es medido con el impulsor girando a distintas velocidades en fluidos con diferente densidad y viscosidad. Los datos son graficados típicamente como Número de Potencia ( $N_p$ ) contra Número de Reynolds ( $R_E$ ) para dar como resultado la llamada *curva de*

potencia del sistema. En la figura 1.4 se presenta la curva de potencia para diversos impulsores[2].

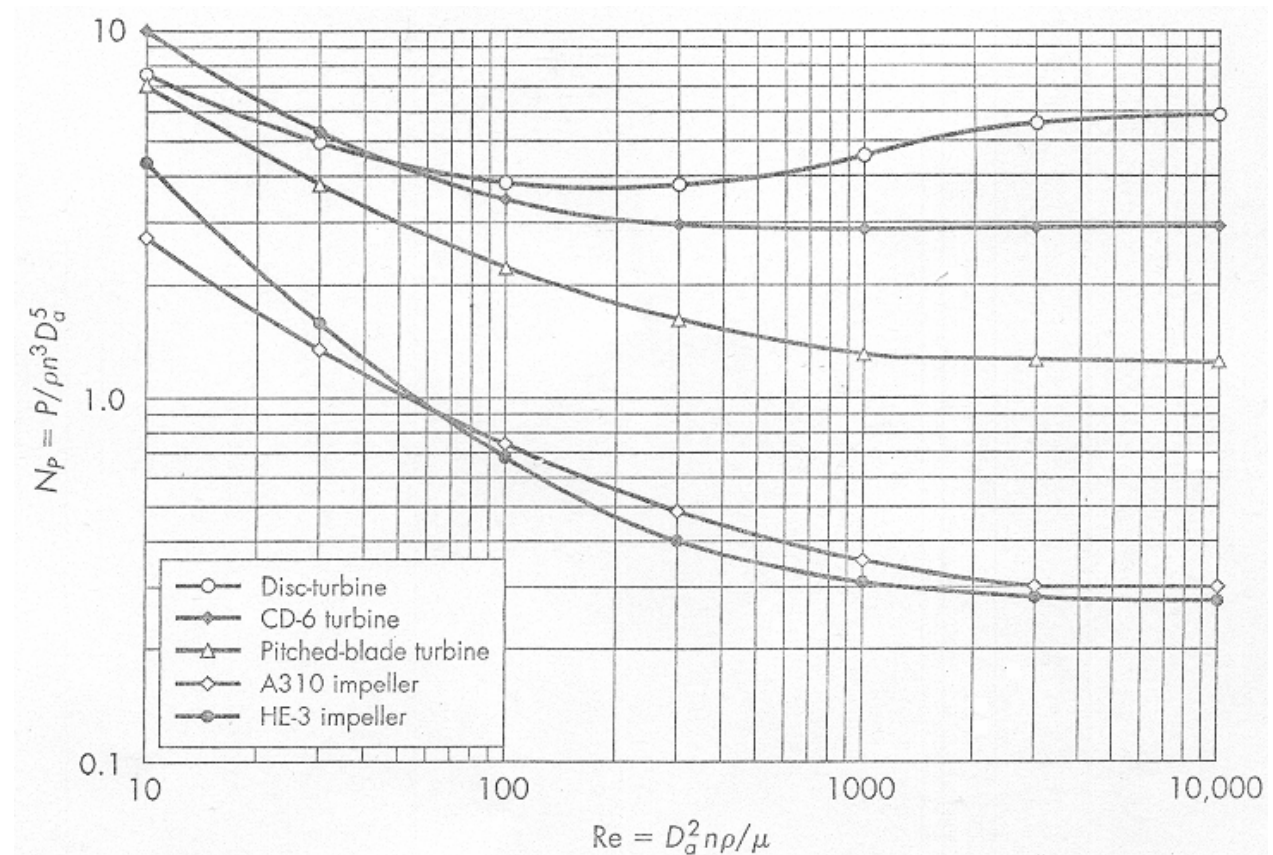


Figura 1.4. Curva de potencia para diversas turbinas en tanques con mamparas.

El número de potencia se define como:

$$N_p = \frac{P}{N^3 D_a^5 \rho} \quad \text{Ec.1.1}$$

Mientras que el número de Reynolds para tanques agitados se define como:

$$R_E = \frac{N D_a^2 \rho}{\mu} \quad \text{Ec.1.2}$$



Para determinar la potencia requerida por el impulsor hay que determinar el número de Reynolds y utilizar este dato para encontrar el número de potencia mediante la curva de potencia para el impulsor que se planea utilizar. Reordenando la ecuación 1.1, tenemos que:

$$P = N_p N^3 D_a^5 \rho \quad \text{Ec. 1.3}$$

Dado que la eficiencia de un sistema de agitación de este tipo varía entre el 60 y el 80 por ciento [14], la potencia requerida del motor  $P_M$  considerando la eficiencia más baja, será:

$$P_M = 1.6P \quad \text{Ec. 1.6}$$

## **1.2. Motores eléctricos**

Desde el punto de vista mecánico, un motor está formado por un rotor (piezas giratorias) y un estator (piezas estáticas, de donde toma su nombre) [15]. Desde el punto de vista electromagnético, el motor se conforma de dos elementos fundamentales, uno que se encargará de producir el campo magnético (inductor) y otro que conducirá la corriente (inducido o armadura). La interacción de estos dos elementos es la que permite la conversión de energía eléctrica en energía mecánica.

En general, el campo magnético se produce en devanados o grupos de bobinas de conductor eléctrico construidas alrededor núcleos de una material ferromagnético. La corriente se hace circular a través de grupos de bobinas similares a las que producen el campo magnético.

Los motores se pueden clasificar en dos grandes grupos de acuerdo a su forma de alimentación, esto es, motores de corriente alterna (CA) y motores de corriente directa (CD). Hay dos tipos de motores CA: motores síncronos y motores de inducción. La principal diferencia entre estos dos tipos es que las máquinas síncronas requieren que se les suministre una corriente de campo de CD a sus rotores, mientras que las máquinas de inducción inducen una corriente de campo a sus rotores por medio de una acción transformadora. Un motor de CD, por el contrario, sólo necesita corriente directa para alimentar tanto a su devanado de campo en el estator como a su rotor.

### 1.2.1. Motores síncronos

Un motor síncrono es una máquina que convierte potencia eléctrica de CA con una frecuencia específica en potencia mecánica. Estos motores están formados por un devanado de campo en el rotor, en donde se produce el campo magnético principal de la máquina ( $B_r$ ), y por un devanado de inducido o devanado de estator que al ser alimentado por un conjunto de corrientes polifásicas (generalmente trifásicas) produce un campo magnético giratorio uniforme ( $B_s$ ). El principio básico de operación de los motores síncronos es que el campo magnético del rotor persigue al campo magnético giratorio del estator alrededor de un círculo y nunca lo alcanza, de la misma forma que un imán seguiría a un campo magnético [16].

Los motores síncronos suministran potencia a cargas que son básicamente dispositivos de velocidad constante. La velocidad de rotación del motor ( $n_m$ ) está asociada a la frecuencia eléctrica aplicada ( $f_e$ ), y es constante sin importar la carga (siempre y cuando no se rebase al par máximo) [13].

$$n_m[\text{rpm}] = \frac{120 f_e[\text{Hz}]}{P}, \text{ donde } P \text{ es el número de polos del motor.} \quad \text{Ec.1.7}$$

El motor síncrono requiere de una fuente de alimentación de CD externa para el devanado de campo. Para accionar un motor síncrono se requiere de un procedimiento de arranque específico según su tipo o construcción, y en algunos casos puede requerir de elementos externos adicionales como, por ejemplo, un motor de arranque.

Los motores síncronos son fabricados para velocidades desde 150 [rpm] (48 polos) hasta 1800 [rpm] (2 polos). Sus eficiencia es, generalmente, 2.5% mayor que la de los motores de inducción, especialmente a bajas velocidades [11]. No son recomendados para aplicaciones donde haya severas fluctuaciones en el par. El costo del equipo de control para estos motores es más alto que el caso de los motores de inducción.

### 1.2.2. Motores de inducción

Los motores de inducción se pueden clasificar en dos grandes grupos de acuerdo al tipo de alimentación de corriente alterna que necesitan, esto es, motores trifásicos y motores monofásicos.

#### a) Motor trifásico de inducción

Un motor de inducción tiene físicamente el mismo estator que una máquina síncrona, pero con un rotor de construcción diferente, que puede ser de dos tipos: rotor jaula de ardilla y rotor devanado. Cuando se aplica un conjunto de corrientes trifásicas en el devanado del estator genera un campo magnético giratorio ( $B_s$ ) que induce una tensión en el rotor y como resultado de esto, la generación de un flujo de corriente en el rotor que a su vez produce un campo magnético ( $B_r$ ). La interacción de estos dos campos magnéticos produce un par ( $T_{ind}$ ) en el rotor que lo hace girar en dirección contraria a la del campo magnético del estator [16].

$$T_{ind} = kB_r \times B_s \quad \text{Ec. 1.8}$$

Donde  $k$  es una constante que depende de la construcción del motor. Esta expresión es válida tanto para los motores de inducción como para los motores síncronos.

La principal distintiva de este motor de CA es que no requiere de una fuente externa de CD, además de que no presenta los problemas de arranque que tienen los motores síncronos. El par producido en un motor de inducción varía conforme cambia su velocidad, de acuerdo a la curva característica par-velocidad que se presenta en la figura 1.5 [16], en donde se puede observar que el par es cero a la velocidad de sincronía. Esta curva varía dependiendo de la clase de motor, es decir, de la construcción de la máquina [17].

El motor de inducción tiene muchas ventajas, como son: su bajo costo y bajo mantenimiento debido principalmente, a su simple y robusta construcción [18]. Existen motores disponibles con velocidades nominales de 3600 [rpm] (dos polos), 1800 [rpm], 1200 [rpm] y 900 [rpm] (8 polos) [11].

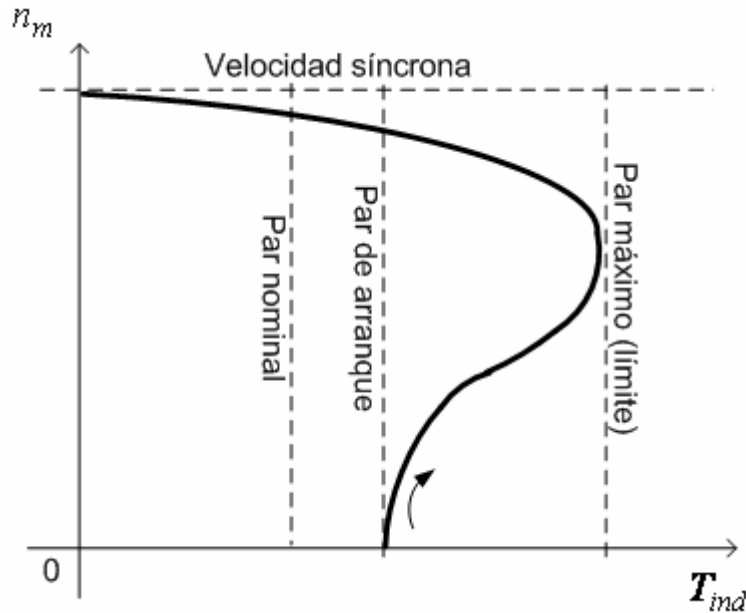


Figura 1.5. Característica Par-Velocidad típica de un motor trifásico de inducción.

### b) Motor monofásico de inducción

Puesto que en este motor de inducción hay una sola fase, no es posible establecer un campo magnético giratorio. Al no haber un movimiento relativo entre el campo del estator ( $B_s$ ) y el campo inducido en el rotor ( $B_r$ ), no existe par de arranque. Para resolver este problema, se utilizan distintas técnicas de arranque que consisten en modificar el circuito principal del motor, como el agregar un devanado auxiliar (motor monofásico de fase partida) o agregar un capacitor en serie al devanado principal [19].

Al igual que el caso del motor trifásico, el par de este motor varía con relación a la velocidad dependiendo del tipo de motor según su técnica de arranque, sin embargo, la característica par-velocidad no difiere en gran medida a la de un motor trifásico de inducción.

El motor de inducción monofásico es menos eficiente que el trifásico, pero es una alternativa en donde no se tiene una instalación eléctrica trifásica. Las potencias de estos motores van desde 1/6 [HP] hasta 3/4 [HP] [11]. Para todos los motores de inducción la relación frecuencia eléctrica – velocidad (Ec.1.7) es la misma que en el caso de los motores síncronos.

### 1.2.3. Motores de corriente directa

En los motores de corriente directa, una corriente continua llamada corriente de excitación o corriente de campo ( $I_f$ ) se hace circular por las bobinas de campo colocadas en el estator, con el fin de generar un flujo magnético ( $\phi_f$ ) proporcional a dicha corriente. Cuando se hace circular una corriente ( $i_a$ ) en el devanado del rotor o armadura, el flujo magnético interactúa con la llamada corriente de armadura ( $i_a$ ), produciendo cierto par ( $T_{em}$ ) y una velocidad angular ( $\omega_m$ ) para el rotor.

$$T_{em} = k_t \phi_f i_a \quad \text{Ec. 1.9}$$

Donde  $k_t$  es la constante de par del motor. En el circuito de armadura, una fuerza contraelectromotriz  $e_a$  es producida por el giro de la armadura a una velocidad  $\omega_m$  dentro del campo  $\phi_f$  producido en el estator:

$$e_a = k_e \phi_f \omega_m \quad \text{Ec. 1.10}$$

Donde  $k_e$  es la constante de tensión del motor.

#### a) Clasificación de los motores de CD

Los motores de corriente directa se clasifican de acuerdo a la forma en que se conectan sus embobinados de campo con respecto a la armadura [13].

i) Con excitación en derivación: el embobinado de excitación se conecta en paralelo o en derivación con la armadura, lo que permite excitar el motor con una corriente de pequeña intensidad.

ii) Con excitación en serie: las bobinas de campo se conectan en serie con la armadura, por lo que con pocas vueltas de un alambre grueso en calibre es posible conseguir la fuerza magnetomotriz necesaria.

iii) Con excitación independiente: la armadura y las bobinas de campo no están interconectadas, por lo que las corrientes que circulan por ellas son independientes y se pueden controlar por separado.

iv) Con excitación compuesta: se utiliza tanto una bobina de campo en serie con la armadura como una en paralelo. En la excitación compuesta acumulativa la fuerza magnetomotriz de la bobina en serie se suma a la de la bobina derivada. En la excitación compuesta diferencial la fuerza magnetomotriz de la bobina serie se opone a la de la bobina derivada de tal forma que la fuerza magnetomotriz total es la resta de las componentes.

v) Motor de imán permanente: un flujo magnético constante es creado por un imán permanente.

Al igual que el caso de los motores de inducción, los motores de CD tienen una característica par – velocidad que varía según el tipo de motor. Las características de estos motores difieren uno de otro. En la figura 1.6 se muestra la característica par velocidad de cada uno [20,21].

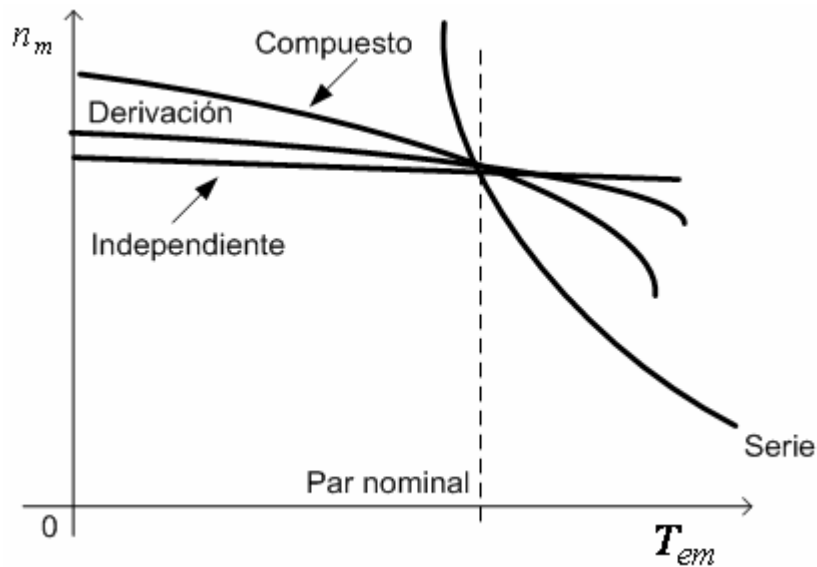


Figura 1.6. Característica Par-Velocidad de los diversos tipos motores de Corriente Directa .

### 1.3. Métodos de control de motores eléctricos

El término control, en este caso, debe entenderse como las operaciones de arranque, paro y cambio de velocidad, todo de manera segura y confiable.

#### 1.3.1. Control de motores síncronos

Como lo establece la ecuación 1.7, la forma más práctica de variar la velocidad de un motor síncrono es variando la frecuencia de alimentación. Cuando se opera un motor síncrono a una velocidad más baja que la nominal debe reducirse también la tensión aplicada a las terminales del motor con el fin de mantener la corriente de estator en niveles seguros. La tensión debe variar casi linealmente con la frecuencia aplicada [16]. El problema de arranque de los motores síncronos también se puede resolver mediante esta técnica, al reducir la frecuencia del campo giratorio lo suficiente como para que el campo magnético del rotor se enlace con éste.

En el pasado, para obtener una fuente de tensión y frecuencia variables se utilizaba un esquema de control de velocidad como el de la figura 1.7 [13]. La flecha de un motor de CD, al cual se controla su velocidad mediante alguno de los métodos que se describirán más adelante, está acoplada a un generador trifásico de CA con excitación variable, el cual se utiliza como fuente de alimentación para el motor síncrono. La velocidad variable del generador provoca una frecuencia eléctrica variable en el generador, y la excitación variable del generador tiene como resultado una tensión variable.

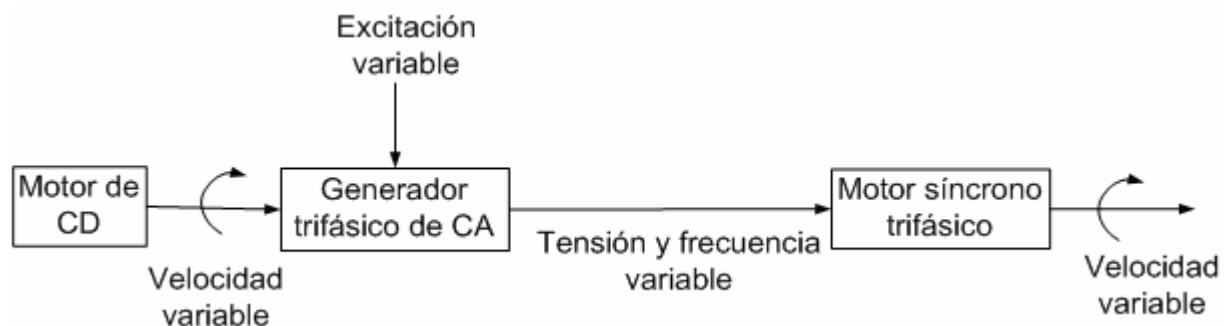


Figura 1.7. Esquema de control de velocidad para motores síncronos.

Para cambiar el sentido de giro del motor síncrono basta con intercambiar la conexión de cualquiera de las dos fases del sistema trifásico de alimentación, es decir, cambiar la secuencia de fases.

Gracias al desarrollo de la electrónica de potencia en los últimos años, es posible controlar gran cantidad de variables de cualquier motor de manera sencilla, eficiente y a bajo costo. La flexibilidad y versatilidad de los dispositivos de estado sólido es tan grande que virtualmente es posible resolver cualquier problema de control de motores. Para el caso de motores síncronos es posible utilizar dispositivos conocidos como inversores o ciclonvertidores.

### **1.3.2. Control de motores trifásicos de inducción**

El control de motores síncronos y motores de inducción es muy parecido. Un motor de inducción trifásico puede ser controlado mediante inversores, cicloconvertidores y por la técnica de la figura 1.7. Pero además, existen otros métodos como la modificación del número de polos, mediante el cambio de conexiones físicas en motores de inducción especiales que contienen devanados de estator múltiples. Este método sólo permite variar la velocidad en fracciones bien determinadas de la velocidad síncrona, como por ejemplo, relaciones 2:1 y 4:1.

Es posible también lograr un cambio en la velocidad dentro de un rango limitado a partir de un cambio de tensión. Este tipo de control es burdo e ineficiente [13][16] y por eso sólo se utiliza en motores pequeños.

Al igual que en el caso de los motores síncronos, el control de velocidad a partir del cambio de frecuencia requiere una variación lineal en la tensión de las terminales del estator para una operación adecuada. A este proceso se le llama degradación (*derating*). Este método permite un control de la velocidad uniforme con la ventaja adicional de que es posible conservar el par constante a diversas velocidades.

Para invertir el sentido de giro del motor, o detenerlo rápidamente, se puede utilizar una técnica sencilla y directa de control llamada operación de reversa o paro por inversión de polaridad la cual consiste en invertir la secuencia de fases. Sin embargo, esta técnica no es útil cuando se requieren variaciones continuas y controladas de velocidad [13].



### 1.3.3. Control de motores monofásicos de inducción

Las tres formas de controlar la velocidad de un motor monofásico de inducción son el cambio en el número de polos, la variación de la frecuencia de alimentación y el cambio en la tensión aplicada a las terminales.

El cambio en el número de polos no es una técnica práctica, por lo que no se utiliza. El segundo método se basa en el hecho de que la ecuación 1.7 es válida también para motores monofásicos, por lo que se pueden utilizar inversores o cicloconvertidores como en el caso de los motores anteriores. Por último, el cambio en la tensión aplicada en las terminales se puede obtener de tres formas distintas:

- a) Utilizando un autotransformador, para ajustar continuamente la tensión de línea. Este método es costoso y sólo se utiliza cuando se requiere un control de velocidad suave.
- b) Insertar una resistencia en serie con el circuito del estator, que tiene la desventaja de una considerable pérdida de energía en la resistencia.
- c) Mediante la técnica conocida como control de fase.

### 1.3.4. Control de motores de CD

Existen cuatro medios básicos de controlar la velocidad de un motor de CD, cada uno con diferentes rangos de aplicación:

a) Control de campo: se controla el flujo magnético, generalmente mediante la limitación de la corriente de campo. Para limitar la corriente de campo se utilizan resistencias de campo en derivación que son por lo general reóstatos, pues transportan sólo las corrientes relativamente más pequeñas de campo en derivación. Para utilizar este tipo de control en motores de imán permanente es necesario un embobinado adicional alrededor del imán con el fin de controlar el flujo magnético.

b) Control de la resistencia de armadura: se controla la tensión en la armadura indirectamente por medio de una resistencia en serie.

c) Control de resistencia de armadura en serie y en derivación: utiliza una resistencia tanto en serie como en derivación (en paralelo) con la armadura. Puede haber complicaciones y mayores pérdidas, pero tiene ciertas características deseables. Las resistencias de armadura en derivación son unidades de alta potencia y se controlan en etapas por contactores que ponen en cortocircuito porciones de la resistencia.

d) Control de tensión de armadura: utiliza una fuente de tensión controlada para la armadura. Este tipo de control permite hacer variar la velocidad desde cierto valor mayor que cero, hasta la velocidad nominal, con par considerado constante, y es el que utiliza mayormente en motores de imán permanente.

Antes del desarrollo de la electrónica de potencia, era difícil producir una tensión variable, por lo que, para lograr este objetivo, la armadura del motor de CD se alimentaba de su propio generador. Se trata del sistema Ward-Leonard (Fig. 1.8), en donde un motor de AC sirve como motor primario para un generador de DC, al cual se varía la corriente de campo o excitación mediante un reóstato con el fin de alimentar al motor de DC con una tensión variable.

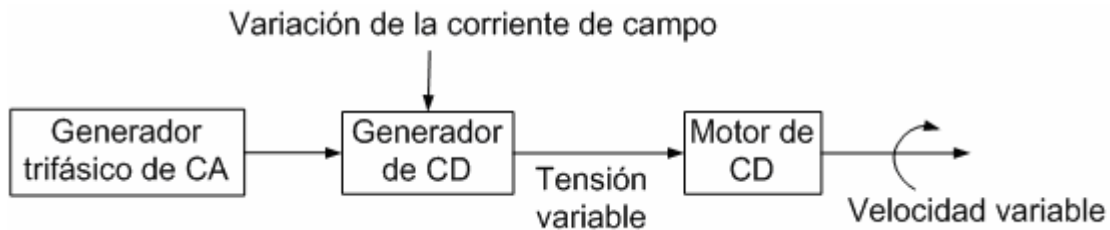


Figura 1.8. Esquema del sistema de control Ward-Leonard.

Actualmente, mediante elementos de estado sólido, es posible controlar un motor de CD utilizando dispositivos como rectificadores y convertidores de modo conmutado de CD a CD o recortadores (*choppers*).

### 1.4. Convertidores electrónicos de potencia

Los convertidores electrónicos de potencia son dispositivos o configuraciones especiales de dispositivos semiconductores de potencia como SCR, TRIAC, BJT, GTO, MOSFET, IGBT, etc., los cuales se utilizan como interruptores electrónicos [22]. El activar o desactivar estos interruptores en intervalos regulares (principio de conmutación), dentro de una configuración particular, permite controlar y convertir la potencia eléctrica de manera eficiente y adecuarla a las necesidades de la aplicación. En la figura 1.9 se presentan las configuraciones básicas más comunes de los convertidores que pueden ser utilizados en el control de motores. En la sección de Anexos se realiza una explicación breve pero más detallada acerca del convertidor de modo conmutado de CD a CD.

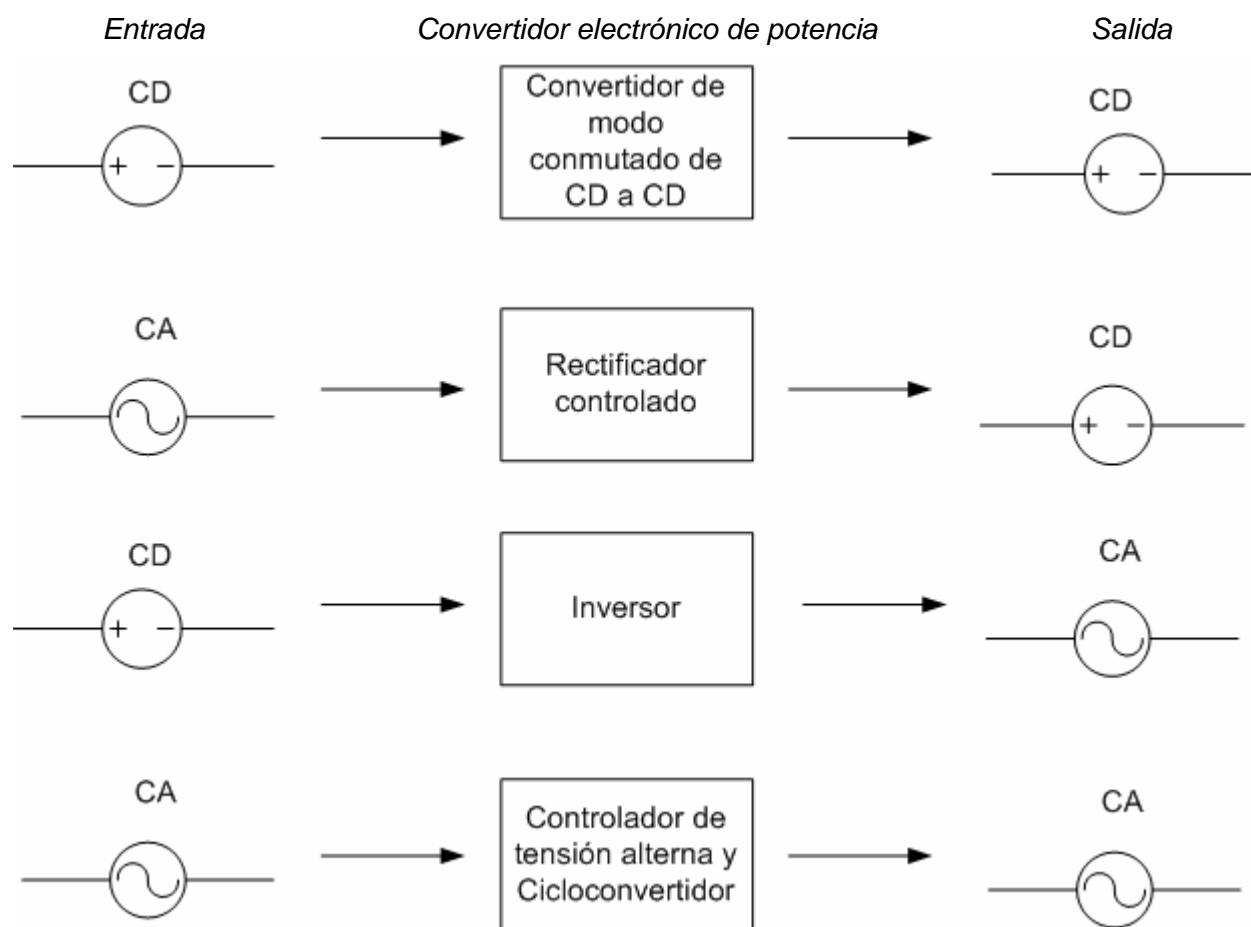


Figura 1.9. Clasificación de los convertidores electrónicos de potencia.

---

# Capítulo 2

---

## Planteamiento del problema

El mezclado mediante agitación es un proceso ampliamente utilizado en diversas industrias, por lo que la investigación de nuevos métodos que hagan este proceso más eficiente tiene gran relevancia para dichas industrias.

La mayoría de los estudios se enfocan en la reducción de la potencia consumida y de los tiempos de mezclado a través de la creación de diversos patrones de flujo. Además de los cambios en las configuraciones geométricas del tanque y del impulsor, se ha encontrado que perturbaciones continuas como cambios de velocidad y cambios en la dirección de giro del impulsor mejoran la eficiencia del mezclado [7]. Este tipo de aplicaciones requieren de un sistema de control para el motor acoplado al impulsor, que permita al investigador experimentar con diferentes escenarios y rutinas de mezclado de manera práctica.

En años recientes, investigadores de Centro de Ciencias Aplicadas y Desarrollo Tecnológico (CCADET) han participado en investigaciones de este tipo. Con el fin de proporcionar una herramienta a la medida de las necesidades de estas investigaciones, en el Grupo de Micromecánica y Mecatrónica (GMM) se ha desarrollado un sistema que abarca gran parte de la instrumentación necesaria para la investigación de nuevas estrategias de mezclado y que comprende el objetivo del presente trabajo, esto es, el desarrollo de un sistema de control para el motor más adecuado para esta aplicación, que permita crear diversas rutinas de mezclado mediante un sencillo programa de cómputo.

## **2.1. Objetivo principal**

Desarrollar un sistema de control de velocidad de un motor de Corriente Directa (DC) para vasos agitados que pueda ser manejado desde una Computadora Personal (PC), con aplicación en la investigación de nuevas estrategias de mezclado.

## **2.2. Metodología**

Se realizará una investigación sobre los parámetros más importantes a considerar en el proceso mezclado, así como la importancia del control de velocidad en la calidad del mezclado. Se establecerán los principales requerimientos del sistema, como son: la velocidad de agitación, la potencia requerida al motor y la respuesta del motor a los cambios de velocidad (aceleración y desaceleración), a partir de los parámetros de la viscosidad de los fluidos en estudio y la geometría del tanque, con el fin de poder plantear especificaciones de diseño al sistema.

A partir de las especificaciones se hará la selección el motor más apropiado para la aplicación. Se investigarán los diversos métodos que existen para realizar el control de velocidad del motor seleccionado y se elegirá el más apropiado de acuerdo a los requerimientos y especificaciones del problema. Se diseñará y elaborará un prototipo que sea capaz de realizar el método de control seleccionado, que no requiera aún del control desde la PC. Se diseñarán las pruebas necesarias para comprobar que el prototipo cumpla con las especificaciones requeridas. Se realizarán las pruebas y se analizarán los resultados.

Se realizará una investigación sobre las alternativas que se tienen para utilizar a la PC como medio de control. Una vez seleccionada la alternativa más viable, se realizarán las adaptaciones necesarias al prototipo con el fin de interconectarlo con la PC.

Se desarrollará un programa de control que permita probar el funcionamiento completo del sistema. Se investigarán los requerimientos específicos que requiere la aplicación en cuanto a al *software* de control, con el fin de desarrollar una aplicación a la medida.

Se diseñarán las pruebas necesarias para la evaluación del sistema. Se realizarán las pruebas y se analizarán los resultados.

### **2.3. Requerimientos**

- a) El tanque de agitación a utilizar tiene una capacidad volumétrica de 4.5 L, por lo que para la agitación y mezclado se requiere de un motor de baja potencia, sin embargo no es necesario un estricto control del par pues los fluidos con los que se experimentará son de baja viscosidad.
- b) Es necesario mantener la velocidad constante ante los cambios de carga mecánica.
- c) El sistema debe ser capaz de trabajar con diversas rutinas de movimiento y aceleración, cambio del sentido de giro y paro.
- d) Bajo consumo de energía.
- e) La etapa de control analógica debe ser adaptada a un sistema de control desde una PC.
- f) El programa de control debe permitir establecer cualquier velocidad dentro del rango de operación del motor en ambos sentidos, así como facilitar la programación de rutinas de movimiento y rampas de aceleración.

### **2.4. Especificaciones**

Las siguientes especificaciones se establecieron de acuerdo a las necesidades de los investigadores:

- a) Rango de velocidad: es el intervalo dentro del cual se piensa variar la velocidad de agitación. Se estableció en un rango de 0[rpm] a 1750[rpm] dado que éste es típico en aplicaciones de mezclado.
- b) Rampas de aceleración: se refiere a la rapidez con que el agitador cambia de cierta velocidad establecida a otra. El rango establecido es de 0[RPM/s] a 500[RPM/s].

- c) Consumo de potencia: es el consumo máximo que se espera de la parte electrónica y de control del sistema, sin incluir el consumo de energía de la PC. Se estableció un límite de 50[W].
  
- d) Resolución: se refiere al cambio mínimo que se requiere hacer en la velocidad de agitación. Comúnmente, los investigadores trabajan variando la velocidad en no menos de 50[rpm], por lo que se consideró a esta cantidad como un límite suficiente.
  
- e) Tiempo de operación: es el tiempo en que el sistema debe permanecer operando a cierta velocidad y varía desde unos cuantos segundos a hasta varias horas.

---

# Capítulo 3

---

## Diseño y desarrollo

El presente capítulo está dividido en dos grandes secciones. La primera, el diseño conceptual, plantea ideas de diseño y desarrollo, y discute todos los elementos que se requieren para entender el desarrollo el sistema, antes de que cualquier prototipo sea implementado. La segunda sección, el diseño a detalle, aborda la realización de las ideas planteadas, principalmente a través de una descripción más detallada de los prototipos desarrollados y la consecuente evaluación de su funcionamiento.

### **3.1. Diseño conceptual**

#### **3.1.1. Determinación de la potencia requerida en el motor**

Para el cálculo de consumo de potencia se consideró un tanque de agitación para pruebas que consiste en un recipiente cilíndrico de policarbonato de 165 milímetros de diámetro y 210 milímetros de altura. El tipo de impulsor es una turbina de disco con seis paletas planas tipo Rushton, la cual tiene un diámetro de 55 milímetros.

Se consideró además, una solución acuosa de glicerina pura como fluido de trabajo, con una densidad de  $1250 \text{ [kg/m}^3\text{]}$  y una viscosidad de  $1.41 \text{ [Pa}\cdot\text{s]}$ , pues es uno de los fluidos más viscosos que se utiliza en esta aplicación.

Utilizando el procedimiento descrito en la sección 1.1 de los antecedentes, se calculó la potencia requerida del motor para una velocidad angular de  $1750 \text{ [rpm]}$ , pues es una velocidad típica para tanques agitados, además de que gran variedad de motores comerciales están disponibles con esta velocidad nominal [1]; sin embargo, también se realizó el cálculo para distintas velocidades por debajo y por arriba de ésta con el fin de obtener datos sobre el



consumo teórico de potencia del sistema a diferentes velocidades. Los cálculos presentan una tendencia de la potencia teórica requerida del motor por el impulsor al variar la velocidad de agitación, como la que se muestra en la figura 3.1.

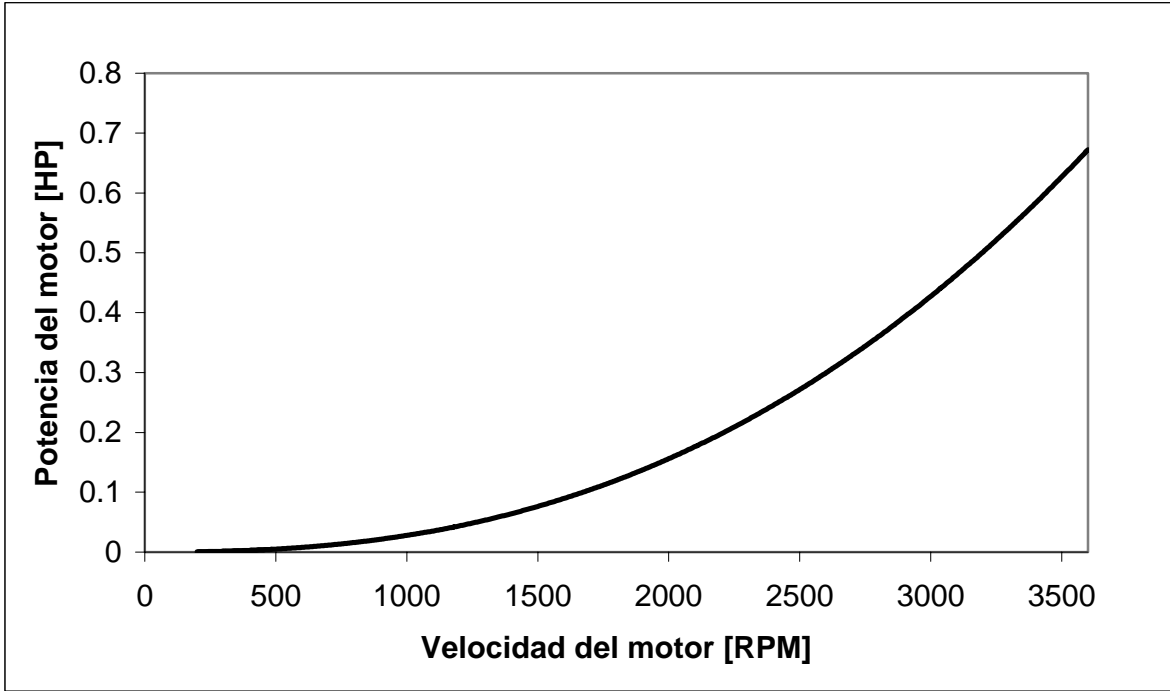


Figura 3.1. Consumo de potencia del impulsor a diferentes velocidades.

Los motores comerciales están disponibles generalmente en fracciones de caballos de fuerza, para este caso, tomando en cuenta que la potencia requerida para una velocidad de 1750 [rpm] es de 0.127 [HP], un motor de 1/4 [HP] es adecuado para la aplicación.

### 3.1.2. Estudio de las alternativas para seleccionar el motor

Con base en los requerimientos y especificaciones del sistema (sección 2.3), en los factores que se mencionan en la sección 1.1 de los antecedentes, y en la experiencia de los investigadores en este tipo de aplicaciones, se establecieron los factores que se consideraron más importantes para estudiar las diversas alternativas de selección que se tienen para el motor del agitador.

En la tabla 3.1 se presenta un resumen del estudio de las alternativas de selección para el motor, en la parte superior de cada columna se consideran algunos de los motores que se

tratan en la sección 1.2 de los antecedentes. Cada tipo de motor es calificado mediante el símbolo (✓) si cumple satisfactoriamente con la característica o factor del renglón correspondiente, si no lo hace, se marca con el símbolo ( X ). El motor que obtenga mayor número de calificaciones positivas (✓), es el considerará como la mejor alternativa.

	Motor trifásico síncrono	Motor trifásico de inducción	Motor monofásico de inducción	Motor de CD de imán permanente	Otros motores de CD
Suministro de potencia disponible	X	X	✓	✓	✓
Característica par-velocidad	✓	X	X	✓	✓
Costo del motor	✓	✓	✓	X	X
Costo del equipo de control	X	X	✓	✓	✓
Disponibilidad	X	X	✓	✓	X
Tamaño de la carcasa	✓	✓	✓	✓	X
Mantenimiento	X	✓	✓	✓	X
Tipo control	X	X	X	✓	✓

*Tabla 3.1. Selección del motor para el sistema.*

El suministro de potencia disponible se refiere a la facilidad que se tiene para alimentar el motor. Los motores síncronos presentan la gran desventaja de necesitar de dos fuentes de alimentación (CA y CD) distintas e independientes, lo que reduce simplicidad al sistema. En general, para los motores trifásicos existen complicaciones en la instalación y operación si se considera el hecho de que una instalación eléctrica trifásica es menos común y más costosa que una monofásica. Los motores de CD no presentan este problema, pues mediante rectificadores es posible obtener de manera relativamente sencilla una tensión de CD a partir de CA, ya sea monofásica o trifásica.

En cuanto a la característica de par contra velocidad, los motores síncronos parecen ser insuperables, sin embargo, un motor de CD con excitación independiente o un motor de imán permanente, tienen un muy buen desempeño en cuanto a par constante se refiere. Los motores de inducción parecen no poder competir en esta área con los tipos de motores anteriores, sin embargo, con el control adecuado, el motor de inducción puede mantener el par constante en un considerable rango de velocidad, de manera muy similar a lo que sucedería en el caso de un motor síncrono o un motor de CD con excitación independiente.

Si nos referimos al costo, los motores de AC, en especial los motores de inducción tipo jaula de ardilla, superan por mucho a los de CD sin embargo, el control de velocidad en los motores de AC es más complicado y más costoso. El factor de disponibilidad considera la facilidad para encontrar el modelo del motor en el mercado con los valores nominales que se requieren. Con respecto al tamaño de la carcasa, los motores de inducción proporcionan mayor potencia por unidad de volumen que un motor de CD. En general, los motores trifásicos están disponibles comercialmente en potencias que exceden por mucho la potencia necesaria para esta aplicación. Si nos referimos al mantenimiento, los motores de inducción en general, requieren de un menor mantenimiento que los motores de CD. El tipo de control abarca aspectos como la facilidad para ajustar la velocidad del motor en rangos amplios, una rápida aceleración y desaceleración, la respuesta a una señal de realimentación, etc., así como las diversas alternativas de técnicas o métodos que existen para el control de motor seleccionado y la facilidad para desarrollar estas alternativas.

Al factor que más importancia se le dio fue al tipo de control, dado que uno de los principales requerimientos del sistema es que éste sea sencillo. Los motores síncronos rara vez se utilizan en aplicaciones de control de velocidad. Los motores más recomendados para tanques agitados son los motores de inducción jaula de ardilla y los motores de CD [11] sin embargo, al motor de CD se le considera insuperable en aplicaciones de control de velocidad [18] por combinar tantas características positivas como su alta eficiencia, facilidad de control y gran variedad de métodos de control [23].

Finalmente, en base a los resultados presentados en la tabla 3.1, se determinó que un motor de CD de imán permanente es la mejor opción para esta aplicación. De entre las diversas opciones que existen en el mercado, se eligió un motor marca Baldor modelo CDP3310, como el mostrado en la figura 3.2, con los siguientes datos de placa:



Velocidad nominal:  
1750 [rpm]  
Tensión nominal:  
90[V]  
Corriente nominal:  
2.5[A]  
Clase de aislamiento:  
F  
Temperatura :  
40[°C]

Figura 3.2. Motor de trabajo.

### a) Características del motor seleccionado

Un motor de corriente directa imán permanente (MCDIP) puede ser comparado con un uno de excitación independiente, la única diferencia es que el flujo de excitación para un motor de imán permanente es constante, mientras que en el otro caso el flujo puede ser controlado. Un motor de CD de imán permanente tiene una característica par-velocidad muy similar a la de un motor de excitación independiente. En la figura 3.3 se muestra la característica par-velocidad de un MCDIP, donde además se puede observar el efecto de desplazamiento de la curva que provoca la variación de tensión en las terminales del motor ( $V_{t_n}$ ) [24].

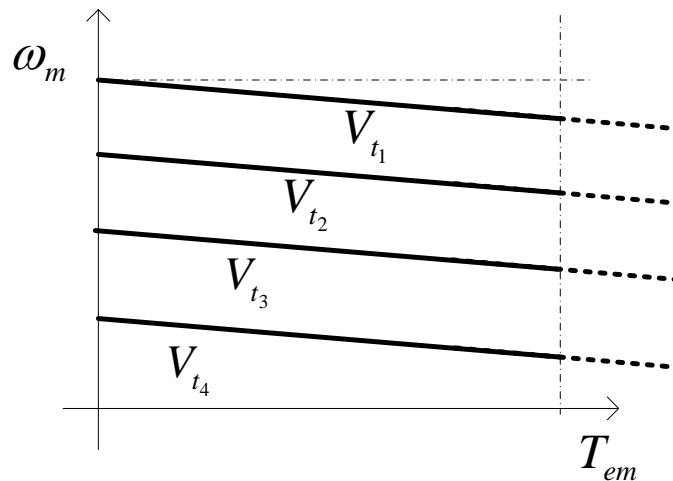


Figura 3.3. Característica par velocidad de un MCDIP.

El motor de imán permanente es una máquina muy versátil para sistemas que requieren de variaciones de velocidad y es comúnmente preferido cuando se tienen consideraciones como libertad de mantenimiento y operación en condiciones adversas [25]. Un MCDIP puede ser controlado normalmente sólo por el cambio en la tensión o corriente de armadura. En la industria es especialmente utilizado en aplicaciones donde el arranque es suave y, con el control adecuado, se puede manejar en ambas direcciones de giro en un amplio rango de velocidad. Los MCDIP son especialmente comunes en tamaños pequeños de potencia fraccional. Entre las principales ventajas de los motores de imán permanente, con respecto a otros tipos de motores de CD, podemos mencionar las siguientes:

- No se requiere energía eléctrica para el sistema de excitación de campo, en consecuencia no hay pérdidas de excitación, lo que se traduce en un significativo incremento en la eficiencia.
- Mayor par o potencia de salida por volumen que en motores con excitación electromagnética.
- Mayor densidad de flujo magnético en el entrehierro.
- Menor requerimiento de mantenimiento.
- Bajo costo y en relación a los otros tipos de motores de CD.

La principal desventaja del MCDIP es que los imanes permanentes corren el riesgo de desmagnetizarse, debido a la fuerza magnetomotriz producida en la armadura, que puede reducir o reorientar permanentemente el flujo residual que tienen los imanes. La desmagnetización también puede ser provocada por el calentamiento excesivo que se puede presentar durante periodos prolongados de sobrecarga.

### **3.1.3. Selección de la técnica de control**

Si nos referimos a las diversas técnicas de control de un motor de CD descritas en la sección 1.3, la técnica de control de campo no es aplicable a un MCDIP, pues el campo es creado por un imán permanente. El resto de las técnicas se concentran en controlar la tensión de armadura por diversos métodos. Para el caso de un MCDIP, debido a su construcción o funcionamiento, el control de la tensión en armadura equivale en realidad al control en la tensión de las terminales del motor.

En la figura 3.4 se muestra el circuito equivalente de un motor de CD en general, el cual también es válido para un MCDIP y en donde ( $T_{WL}$ ) es el torque o par que presenta la carga y ( $T_{em}$ ) es el par producido por el motor.

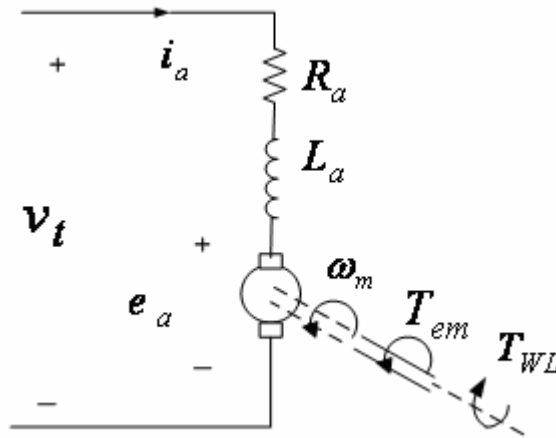


Figura 3.4. Circuito equivalente de un motor de CD.

Para establecer la corriente instantánea ( $i_a$ ) en el circuito de armadura, se aplica una tensión instantánea ( $v_t$ ) en las terminales del motor. Del circuito eléctrico de la figura se puede determinar que

$$v_t = e_a + R_a i_a + L_a \frac{di_a}{dt} \quad \text{Ec. 3.1}$$

Donde es la ( $R_a$ ) resistencia de armadura, ( $L_a$ ) es la inductancia asociada a la armadura, y ( $e_a$ ) es la fuerza contraelectromotriz instantánea inducida en la armadura.

En el caso particular de un motor de imán permanente, en estado estacionario y asumiendo que el flujo de campo magnético ( $\phi_f$ ) producido por el estator es constante, las ecuaciones que definen su funcionamiento son las siguientes:

$$T_{em} = k_T I_a \quad \text{Ec. 3.2}$$

$$E_a = k_E \omega_m \quad \text{Ec. 3.3}$$

$$V_t = E_a + R_a I_a \quad \text{Ec. 3.4}$$

Donde  $(k_T)$  y  $(k_E)$  son dos constantes que dependen de las características físicas del motor y la corriente de armadura ( $I_a$ ), la fuerza contraelectromotriz ( $E_a$ ) y la tensión en las terminales del motor ( $V_t$ ) se expresan con mayúsculas indicando el valor promedio en estado estacionario.

De las ecuaciones 3.3 y 3.4, se obtiene la ecuación 3.5, donde se observa que es posible regular la velocidad del motor controlando la tensión promedio en sus terminales  $V_t$ , considerando un par constante (la carga mecánica  $T_{WL}$  no cambia) y por lo tanto, una corriente de armadura constante.

$$\omega_m = \frac{V_t - R_a I_a}{k_E} \quad \text{Ec. 3.5}$$

Dadas estas relaciones se puede justificar que en las aplicaciones que requieren un control preciso de la velocidad, del par o de ambos, el motor de CD es una excelente opción.

### 3.1.4. Sistema de control de velocidad de agitación

Tradicionalmente el control de la tensión de armadura se realizaba mediante resistores de potencia o reóstatos, lo que resultaba en enormes pérdidas de energía disipada en forma de calor a través de estos elementos. Gracias al desarrollo de los dispositivos semiconductores de potencia es posible controlar la tensión de armadura sin grandes pérdidas de energía a través de un convertidor electrónico de potencia. En este caso las pérdidas de energía se restringen a las pérdidas del motor en sí mismo y a las pérdidas en los circuitos de conmutación, disparo y control. El esquema general de un sistema de control electrónico de velocidad con realimentación para un motor es el siguiente:

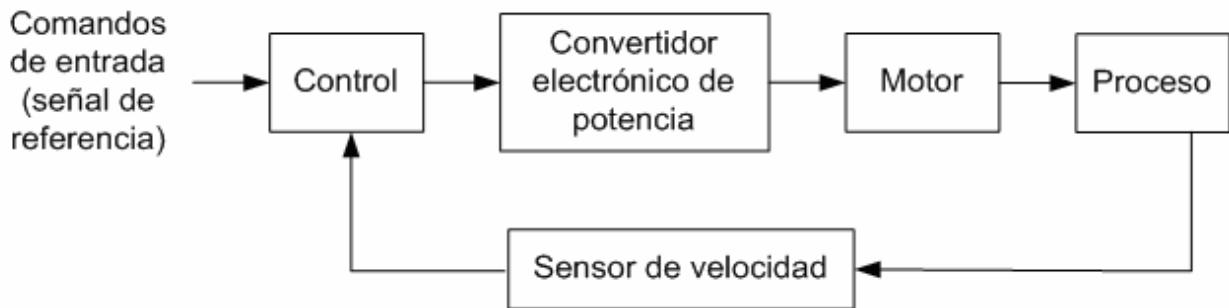


Figura 3.5. Esquema general de un sistema de control electrónico de velocidad.

En el caso de que no se requiere de una gran precisión en la respuesta en el tiempo del motor a los comandos de control, la línea de realimentación puede omitirse y constituir entonces un sistema de control de lazo abierto. En algunos sistemas, como el caso de un motor de CD, el lazo cerrado quizá no sea necesario debido a su excelente regulación de velocidad [26]. Para el presente proyecto se consideró que el control de lazo abierto sería suficiente para satisfacer los requerimientos del problema dadas las características del motor.

Basados en el diagrama de bloques anterior, y en la definición y requerimientos del problema, el esquema particular de este proyecto puede ser representado por la figura 3.6, en donde el convertidor electrónico de potencia, que constituye la etapa de potencia, es el encargado de entregar la potencia necesaria al motor para trabajar a la velocidad señalada por los comandos de entrada a través de la etapa de control, mediante la variación de la tensión de armadura.

El sensado de variables de interés se refiere a la medición de los parámetros, variables o factores que son de importancia para la investigación, como es el tiempo de mezclado, la potencia mecánica, patrones de flujo, grado de homogeneidad de la mezcla, etc.

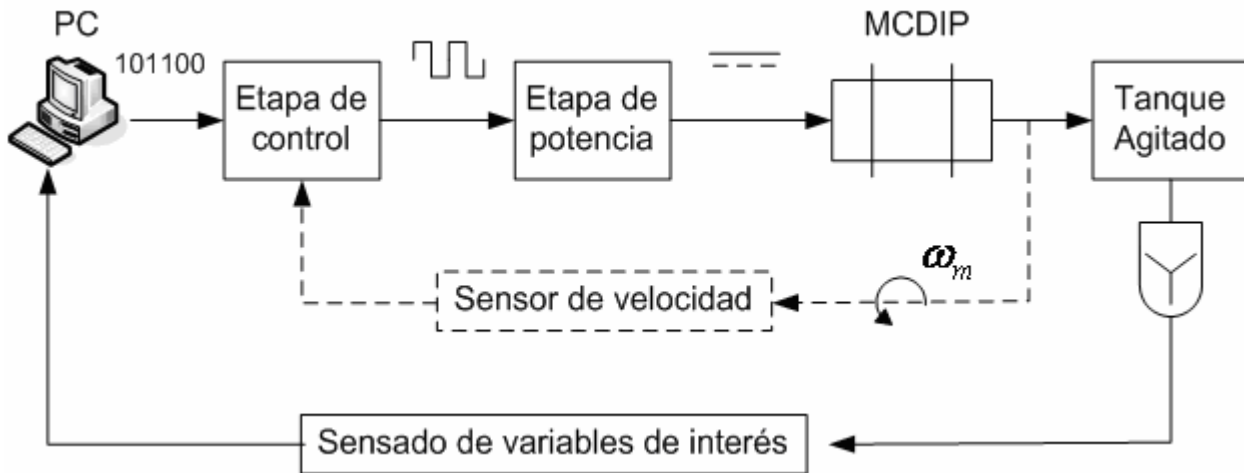


Figura 3.6. Diagrama general del sistema de agitación.

De los modelos básicos que comúnmente se utilizan en el control de velocidad de motores de CD, se decidió utilizar un convertidor de modo conmutado de CD a CD o *troceador* de cuatro cuadrantes, para implementar el bloque del convertidor electrónico de potencia, en alternativa a los convertidores de uno y dos cuadrantes, dado que se requiere invertir el sentido de rotación del motor.



Otro modelo que permite alcanzar esta meta son los rectificadores controlados, sin embargo, la etapa de control para estos convertidores resulta relativamente más complicada pues la tensión promedio de salida no varía linealmente con el ángulo de disparo, si no con el coseno de este último [16]. En contraste, la salida del *troceador* o *chopper* varía linealmente con el ciclo de trabajo y aún más, varía linealmente con la señal de referencia (nivel bajo de tensión de CD) que se utiliza para controlarlo cuando se utiliza la técnica Modulación por Ancho de Pulso o PWM (por las siglas en inglés de Pulse Width Modulation).

En la figura 3.7 se muestra el diagrama de bloques del sistema de control de velocidad de agitación.

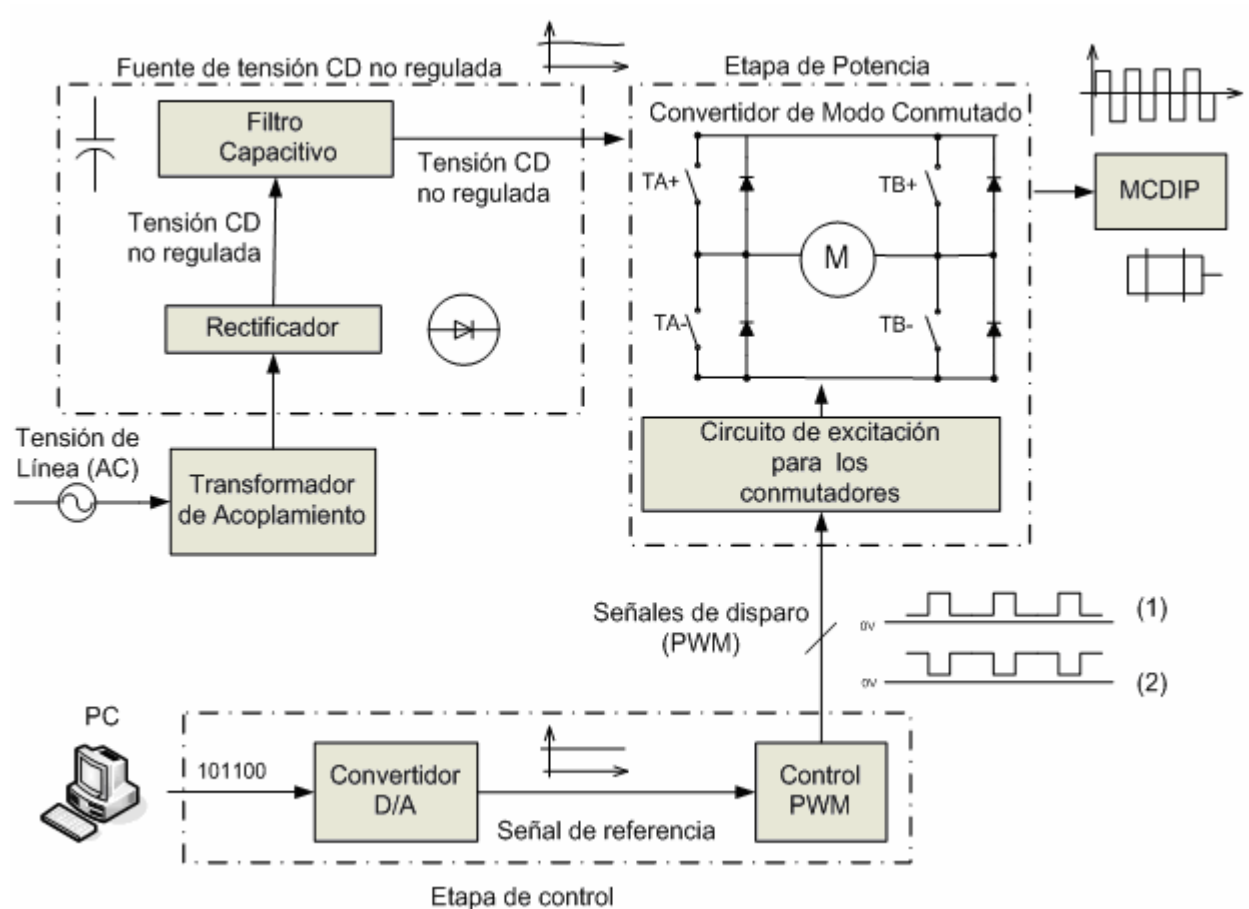


Figura 3.7. Sistema de control de velocidad de agitación.

### 3.1.5. Etapa de control

En esta sección se presenta la técnica de control PWM. Se explica la generación de señales de control en forma general, para después concentrarnos en dos casos particulares, uno, mediante el uso de amplificadores operacionales y el otro, utilizando un circuito integrado diseñado especialmente para este propósito. Así mismo, se plantea la idea principal de la conectividad de esta etapa con la PC.

#### a) Técnica de control PWM

El método por el cual se controla la tensión de salida de un convertidor de modo conmutado de DC-DC, ajustando la duración en la posición o estado de encendido del conmutador a frecuencia constante (con un periodo de conmutación constante  $T_s = t_{on} + t_{off}$ ), es decir, modificando el ciclo de trabajo (D), se llama Modulación por Ancho de Pulso (PWM). Una generalización de este mismo método es aquel en el que tanto la frecuencia como el ciclo de trabajo son variables. Sin embargo, esto último dificulta el filtrado de las componentes de rizo de las formas de onda de salida del convertidor, por lo que se utilizará simplemente la variación del ciclo de trabajo a frecuencia constante [27].

#### b) Generación de las señales PWM

En el caso de conmutación por PWM a frecuencia constante, la señal es generada comparando el nivel de tensión de una señal de control ( $v_{control}$ ) con una señal periódica triangular o diente de sierra, como se ilustra en la figura 3.8. La señal de control es generada obteniendo el error o la diferencia entre el valor de tensión actual ( $v_{actual}$ ) y el valor deseado o referencia ( $v_{ref}$ ). La frecuencia de la forma de onda periódica y de amplitud constante establece la frecuencia de conmutación, que generalmente se elige en un rango de unos cuantos kilohertz hasta los cientos de kilohertz. Cuando la señal de control, que varía de forma relativamente lenta con respecto a la frecuencia de conmutación, es mayor que la señal periódica, la señal de control del conmutador cambia a un estado alto, de otra forma se encontrará en estado bajo .

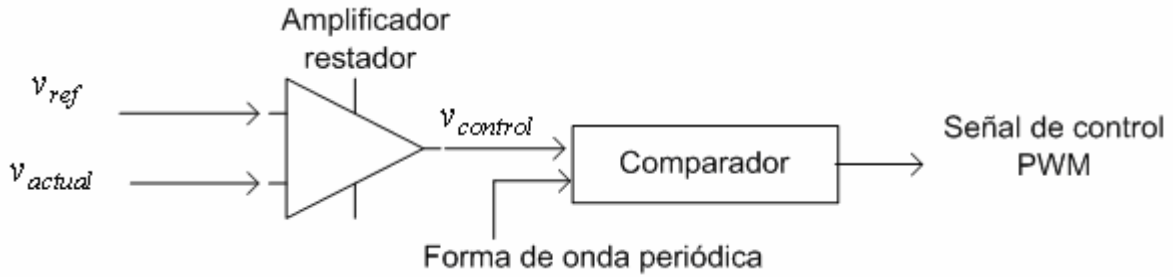


Figura 3.8. Modulador de ancho de pulso.

### b.1) Utilizando amplificadores operacionales

En este desarrollo se adecuó un sistema de control lineal de ángulo de fase, utilizado en otra aplicación para controlar un motor de CD de baja potencia [28], con el fin de generar las formas de onda requeridas en nuestro proyecto. El esquema de la figura 3.9 muestra su funcionamiento básico.

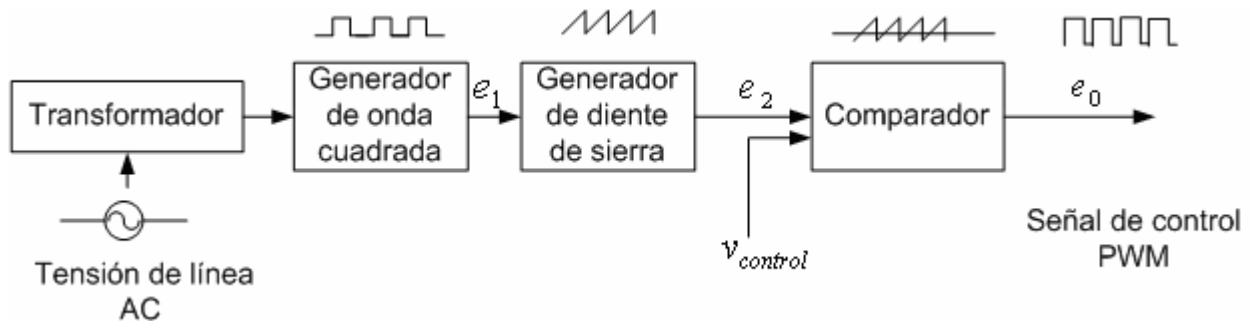


Figura 3.9. Esquema general de un circuito modulador de ancho de pulso.

Originalmente la tensión de control ( $v_{control}$ ) se utiliza para variar linealmente el ángulo de disparo, en nuestro caso lo utilizaremos para variar linealmente el ciclo de trabajo de la señal de control del convertidor electrónico de potencia.

En el circuito original, la frecuencia de la línea determina la frecuencia de conmutación del sistema (60 [Hz]), generando una onda cuadrada mediante un comparador que detecta el cruce por cero de la tensión sinusoidal de la línea. En el caso de este proyecto se requiere trabajar a frecuencias por arriba de los 20 [kHz], por lo que es necesario sustituir el generador de onda cuadrada original por un circuito integrado oscilador que genere una onda cuadrada ( $e_1$ ) con una frecuencia que pueda ser ajustada fácilmente. La onda cuadrada es convertida a una señal

diente de sierra ( $e_2$ ) mediante un amplificador operacional en una configuración de integrador y es comparada entonces con la tensión de control ( $V_{control}$ ) mediante un amplificador operacional. Si ( $e_2$ ) es mayor que ( $V_{control}$ ), una señal ( $e_0$ ) con nivel alto es obtenida a la salida del comparador, si no es así, la señal ( $e_0$ ) tendrá un nivel bajo.

En la figura 3.10 se presenta un esquema del circuito con las adecuaciones realizadas.

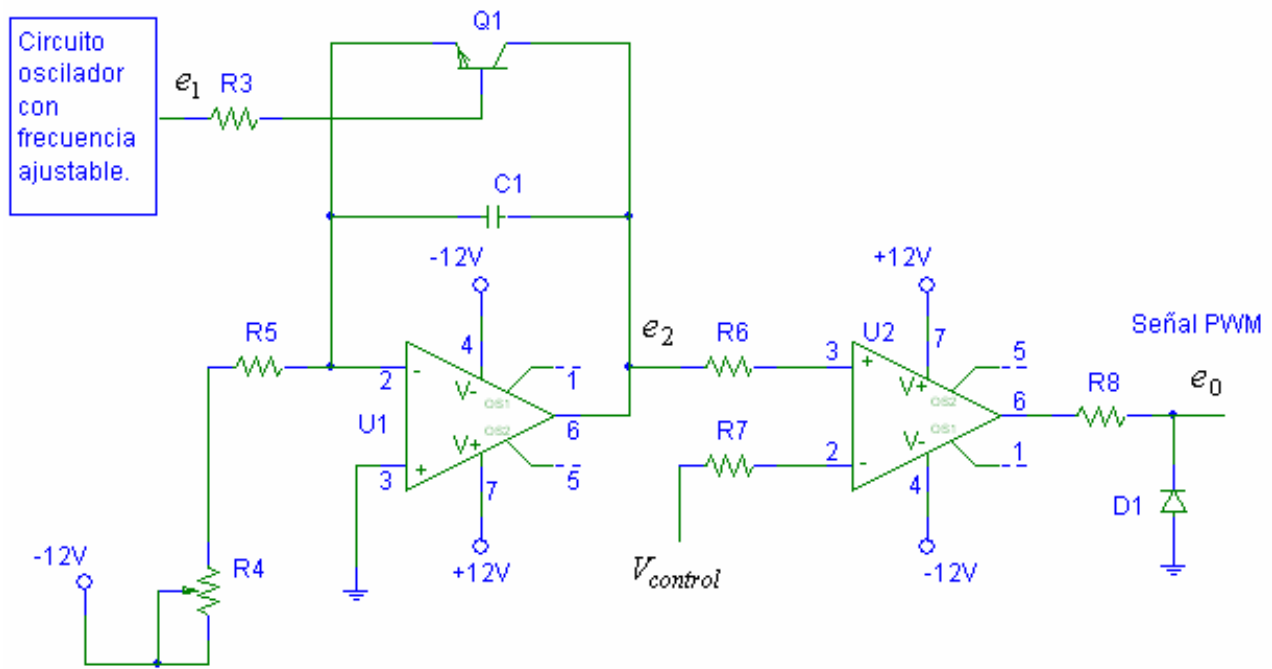


Figura 3.10. Circuito PWM.

### b.2) Utilizando un circuito integrado

En el mercado existen diversos dispositivos que son capaces de generar una señal PWM con un número reducido de elementos externos. Uno de ellos es el popular temporizador LM555 de National Semiconductor, que configurado correctamente puede utilizarse como modulador de ancho de pulso; sin embargo, en este caso se necesita de otro temporizador, configurado como oscilador para generar un forma de onda cuadrada con la frecuencia de operación del convertidor de modo conmutado [29].

Otra forma de generar la señal PWM es mediante el circuito integrado (CI) TL494 de Texas Instruments, diseñado en un principio para la operación de fuentes conmutadas pero que ofrece la flexibilidad necesaria para utilizarse en cualquier aplicación que requiera PWM. El circuito integrado TL494 incorpora todas las funciones necesarias para estas aplicaciones en un solo encapsulado, con un bajo consumo de energía, e inclusive a un costo menor que las opciones anteriores. En la figura 3.11 se muestra un diagrama de bloques ilustrativo del circuito integrado TL494 [30].

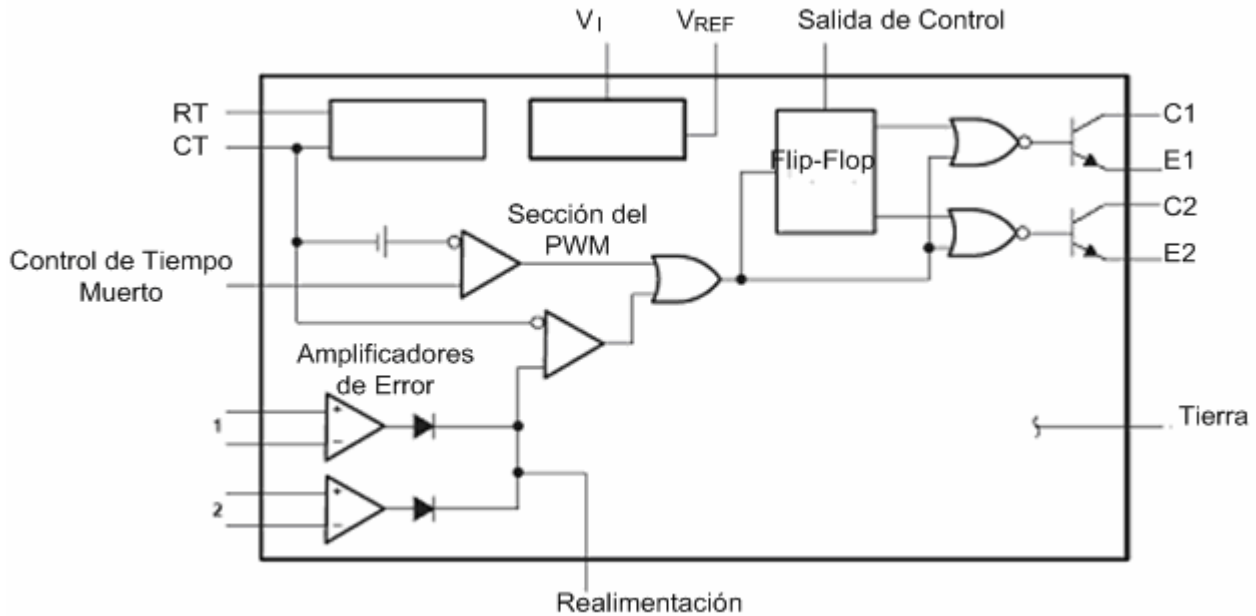


Figura 3.11. Circuito integrado TL494.

Este circuito contiene su propio oscilador interno que genera una señal diente de sierra cuya frecuencia se puede ajustar dentro de un amplio rango (1 [kHz] a 300 [kHz]) modificando los valores de ( $R_T$ ) y ( $C_T$ ), como lo sugiere la ecuación 3.6. Por ejemplo, para una frecuencia de 25 [kHz] un par de valores adecuados pueden ser 3.9 [k $\Omega$ ] y 10[nF].

$$f_{osc} = \frac{1}{R_T C_T} \quad \text{Ec. 3.6}$$

El ciclo de trabajo de la señal de salida ( $D$ ) puede ser variada de 97% a 0% cuando la tensión a la salida del amplificador de error varía de 0.5 [V] a 3.5 [V], respectivamente [30]. Como esta relación es lineal por especificación del fabricante, podemos caracterizarla fácilmente mediante la siguiente expresión:

$$D = -0.323v_{control} + 1.132 \quad \text{Ec. 3.7}$$

Como se explicará en secciones posteriores (3.1.6a), fue necesario restringir el ciclo de trabajo entre 0.25 y 0.75, y por ende la tensión de control al siguiente rango:  $1.18[V] < v_{control} < 2.73[V]$ . Para poder controlar dicha variación en el ciclo de trabajo se diseñó un divisor de tensión cuya salida ( $v_{control}$ ) se varía aproximadamente entre 1.18 [V] (nodo B) y 2.73 [V] (nodo A) al desplazar el cursor de un potenciómetro. Como se puede observar en la figura 3.12, el desplazamiento del cursor del potenciómetro no afecta la tensión en los puntos A y B. Para realizar el cálculo de valores y para la simulación del circuito se consideró una alta impedancia de entrada en el amplificador de error.

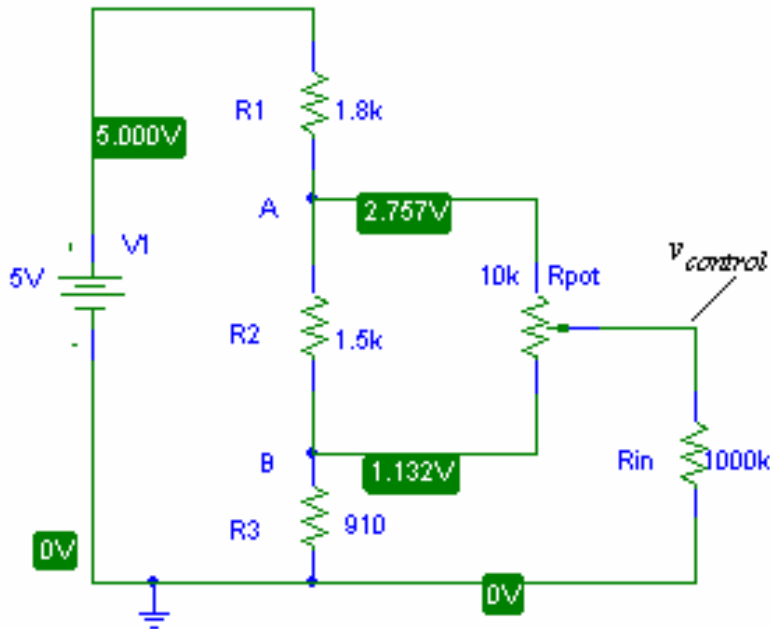


Figura 3.12. Simulación del circuito de control de la tensión ( $v_{control}$ ).

La salida de este arreglo se conecta al amplificador de error 1 del circuito integrado configurado como seguidor de tensión, mientras que el funcionamiento del amplificador de error 2 se puede omitir conectando su entrada inversora a la terminal ( $V_{REF}$ ) y la entrada no inversora a tierra. La terminal de control de tiempo muerto del circuito PWM, al igual que la salida de control, se conectan directamente a tierra. Por último, los transistores de salida se configuran como emisor común.

Pensando en las necesidad de adaptar la etapa analógica de control a una etapa digital (control desde la PC) se diseñó además, una etapa de control alternativa muy similar a la anterior, pero esta vez utilizando un convertidor digital -analógico (DAC) para establecer la tensión de control a partir de una señal digital. El circuito integrado DAC0800 de Nacional Semiconductors es un DAC (por sus siglas en inglés *Digital-Analog Converter*) de 8 bits de alta velocidad compatible con la mayoría de las familias lógicas. Con 8 bits es posible obtener 256 niveles de velocidad, 128 en un sentido y 127 en el sentido contrario (si se utiliza un control PWM bipolar).

Considerando que el rango de variación de la tensión de control es de 1.55 [V] ( $1.18[V] < v_{control} < 2.73[V]$ ), y que se seleccionó un convertidor de 8 bits, es posible obtener una resolución para la tensión de control  $v_{control}$  de 6 [mV]. Con ello los cambios o variaciones de la velocidad serán de aproximadamente 13.7 [rpm], con lo que lograríamos tener un control de la velocidad desde 0 [rpm] hasta la velocidad nominal de 1750 [rpm].

### c) Conectividad con la PC

Las opciones más comunes que se tienen en una PC para interactuar con dispositivos periféricos son el puerto paralelo, el puerto serie, el Bus Serie Universal o USB (*por las siglas en inglés de Universal Serial Bus*) y los puertos de red. Para el caso del proyecto, se requiere enviar 8 bits (1 byte) a la etapa de control, sin la necesidad de que la PC reciba datos de ésta, por lo que una transmisión unidireccional es suficiente. Dada la cantidad de documentación acerca del puerto paralelo de la PC, la facilidad con la que este puerto puede ser manejado en comparación con otros, y debido a que este puerto tiene ocho salidas de datos, se consideró muy adecuado para esta aplicación. Además, se consideró que los lenguajes de programación más populares y de mayor uso, generalmente tienen ya implementadas funciones que permiten el manejo del puerto en, virtualmente, una sola instrucción.

El puerto paralelo transmite un conjunto de datos a la vez a través de un cable formado por varios hilos, en contraposición al puerto serie, que envía un dato a la vez por el mismo hilo. El puerto paralelo estándar de una PC consiste en un conector DB-25 (Fig. 3.13), de 25 terminales, las cuales estructuradas de la siguiente forma: 4 líneas de control (Entrada/Salida), 5 líneas de estado (Entrada) y 8 líneas de datos (Salida). En la tabla 3.2 se presenta la conexión física o el número de pin al que corresponde cada línea.

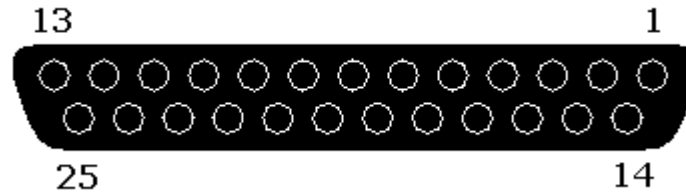


Figura 3.13. Esquema de pines del conector DB-25.

Líneas	Terminales
Control	1,14,16 y 17
Estado	10-13,15
Datos	2-9
Tierra eléctrica	18-25

Tabla 3.2 Distribución de terminales del puerto paralelo.

A cada grupo de líneas de las líneas de señal se le asigna un registro, de esta forma existen tres registros para el puerto paralelo: registro de control, registro de datos y registro de estado. En una PC puede haber hasta tres puertos paralelos diferentes, por lo que en un momento dado pueden existir tres juegos de registros. Para diferenciar estos tres posibles puertos, la PC utiliza tres direcciones base para cada uno de ellos, éstas son: 0x3BCh, 0x378h y 0x278h, que corresponden respectivamente a los puertos LPT1, LPT2 y LPT3. El puerto que se utiliza comúnmente es el LPT1. El registro de datos se localiza en la dirección base del puerto, el registro de estado aparece en la dirección base + 1, y el registro de control se encuentra en la dirección base + 2. Entonces, para enviar datos por las líneas de datos del puerto paralelo basta escribir un byte en el registro base del puerto disponible.

Las características eléctricas de una línea de salida son: 3.3 [V] ó 5[V] para una salida de nivel alto o “1” lógico, 0[V] para una salida de nivel bajo o “0” lógico y una corriente máxima de salida de 2.6 [mA]. Con el fin de prevenir posibles daños al puerto, es necesario aislar la salida del puerto antes de poder adaptarla a la etapa de control. Para realizar esta función se seleccionó el circuito integrado optoacoplador PC845 de Sharp [31]. El circuito optoacoplador está formado por un fotodiodo y un fototransistor, que permite aislar la entrada de la salida y además amplificar la corriente de ésta última en caso de ser necesario. Basta un arreglo como el de la figura 3.14 para trabajar con el transistor como interruptor, operándolo en las regiones de corte y saturación.



Cuando la línea del puerto paralelo se encuentre en un nivel alto, en la entrada correspondiente del DAC habrá un nivel bajo, pues el fototransistor estará trabajando en la región de saturación. Por el contrario, cuando en la línea del puerto paralelo se establezca un nivel bajo, en la entrada del DAC se encontrará una tensión de aproximadamente  $V_{cc}$ .

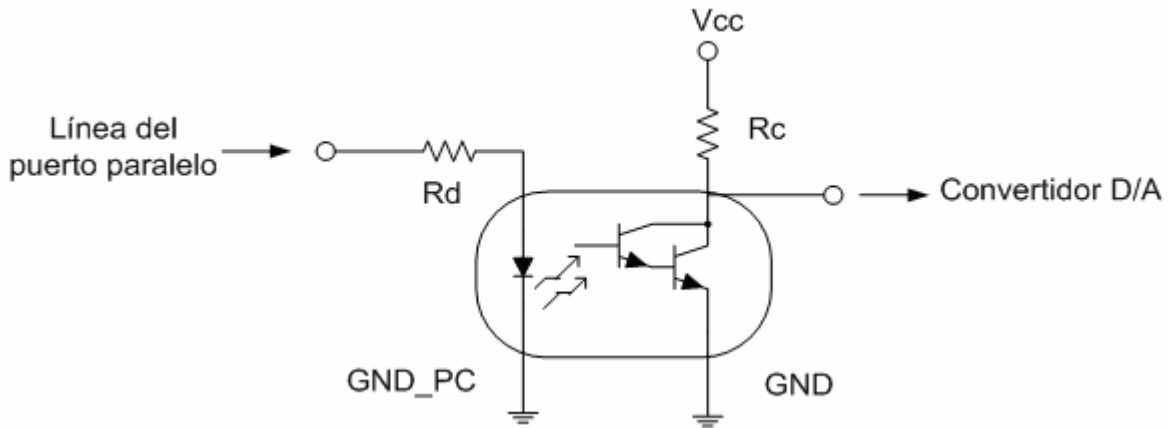


Figura 3.14. Esquema de conexión para el optoacoplador.

### 3.1.6. Etapa de potencia

Dentro de esta sección se hablará del principio de funcionamiento del convertidor de modo conmutado CD a CD de cuatro cuadrantes y la forma en la que opera bajo la utilización de las técnicas de control PWM bipolar y PWM unipolar. Se comentará acerca de los dispositivos semiconductores de potencia que pueden utilizarse como conmutadores electrónicos en el convertidor, así como los factores que deben ser tomados en cuenta para su selección. Se expondrá la problemática de la excitación de los conmutadores electrónicos dentro de este convertidor en particular y finalmente, se discutirá acerca de la potencia disipada en los conmutadores.

#### a) Convertidor de modo conmutado CD a CD de cuatro cuadrantes

Un convertidor de cuatro cuadrantes o puente completo consiste de dos medios puentes conversores de dos cuadrantes (véase anexo A.1b). Cada medio puente consiste de dos conmutadores con sus diodos respectivos en antiparalelo. Los dos conmutadores en cada medio puente son encendidos de tal forma que cuando uno esté en estado de encendido o cerrado el otro se encuentre apagado o abierto, de tal forma que los dos conmutadores no puedan estar encendidos simultáneamente. En la práctica, donde el tiempo de apagado ( $t_{off}$ )

de un conmutador no es instantáneo, ambos conmutadores deben de estar apagados por un corto intervalo de tiempo, conocido como *blanking time* o tiempo muerto, con el fin de prevenir un corto circuito en la fuente de CD.

En la figura 3.15 se muestra un convertidor de cuatro cuadrantes, donde ( $V_d$ ) e ( $i_d$ ) son la tensión y corriente de entrada al convertidor, respectivamente. La carga del convertidor es un motor de CD que se modela mediante un resistencia de armadura ( $R$ ), una inductancia de armadura ( $L$ ) y la fuerza contraelectromotriz en la armadura ( $E_a$ ). La tensión de salida del convertidor puede expresarse como:

$$v_o = v_{AB} = v_{AN} - v_{BN} \tag{Ec. 3.8}$$

Donde  $v_{AN}$  es la diferencia de potencial entre el nodo A y el nodo N y  $v_{BN}$  es la diferencia de potencial entre el nodo B y el nodo N.

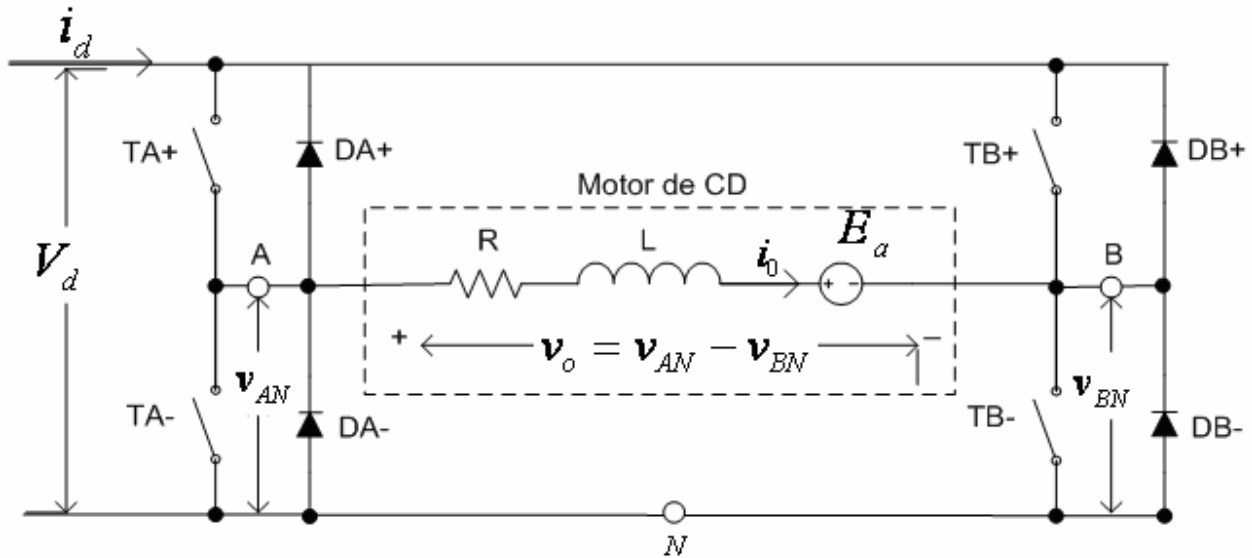


Figura 3.15. Convertidor de modo conmutado de CD a CD de cuatro cuadrantes.

Cuando los conmutadores TA+y TB- estén encendidos, la corriente de salida  $i_o$  fluye a través de TA+ si es positiva (Fig. 3.16), si no lo es,  $i_o$  fluirá a través de los diodos en antiparalelo DA+ y DB-. En cualquier caso, el hecho de que TA+ esté cerrado implica que el punto A está al mismo potencial que la terminal positiva de la fuente, por lo tanto  $v_{AN} = V_d$ . De manera similar,

el hecho de que el conmutador TB- este cerrado inaplica que el punto B está al mismo potencial que el nodo N o terminal negativa de la fuente, es decir  $v_{BN} = 0$ .

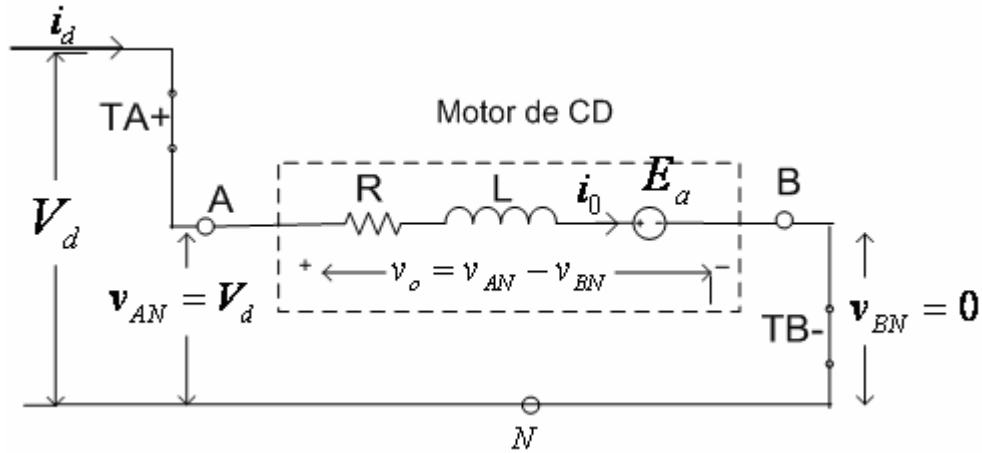


Figura 3.16. Secuencia 1.

De igual forma, cuando los conmutadores TA- y TB+ estén cerrados (Fig. 3.17), una corriente  $i_o$  negativa fluirá a través de TA- y DA-, y de TB+ y DB+ (dado que DA+ está polarizado inversamente). Por lo que  $v_{AN} = 0$  y  $v_{BN} = V_d$ .

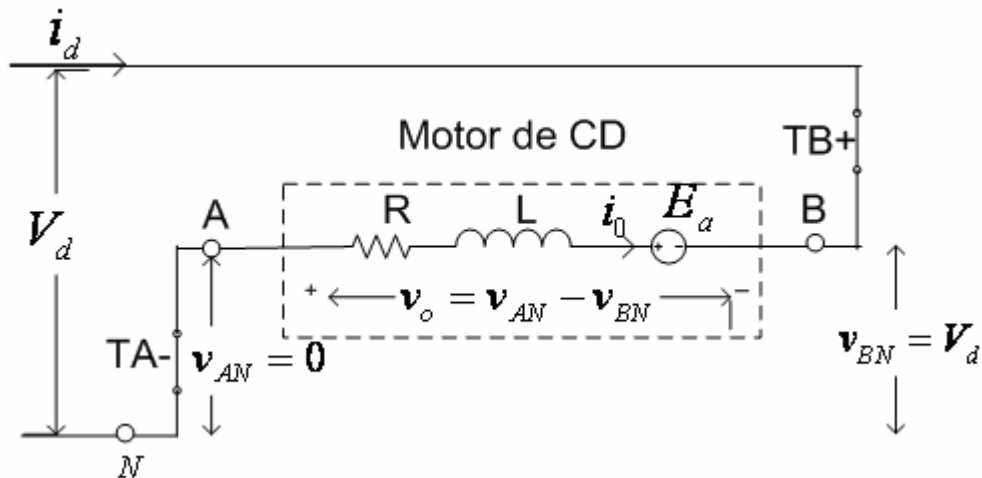


Figura 3.17. Secuencia 2.

Lo anterior se puede resumir en la tabla 3.3:

Secuencia	TA+	TA-	$v_{AN}$	TB+	TB-	$v_{BN}$
1	ON	OFF	$V_d$	OFF	ON	0
2	OFF	ON	0	ON	OFF	$V_d$

*Tabla 3.3 Secuencias para el manejo de los conmutadores en el convertidor de puente completo utilizando PWM bipolar [32].*

A esta estrategia de control en donde los conmutadores (TA+, TB-) y (TA-, TB+) son tratados como dos pares por que los conmutadores en cada par se abren y cierran simultáneamente, se le conoce como PWM bipolar. Con esta técnica uno de los dos pares está siempre encendido y la tensión de salida varía entre  $V_d$  y  $-V_d$  [32]. Es importante mencionar que existe otra estrategia de control para este tipo de convertidores electrónicos y es conocida como PWM unipolar. En la técnica PWM unipolar, también conocida como doble conmutación PWM, cada interruptor es manejado independientemente y la tensión de salida varía entre cero y  $V_d$  [27].

En la modulación unipolar a tensión promedio de salida del convertidor ( $V_0$ ) es siempre positiva. Si comparamos ambos métodos de modulación PWM funcionando a la misma frecuencia, encontraremos que el esquema unipolar resulta en una mejor forma de onda de tensión de salida y en una mejor respuesta en frecuencia, dado que la frecuencia “efectiva” de conmutación de la forma de onda de salida ha sido duplicada y el rizo ha sido disminuido.

Sin embargo, por medio de la modulación unipolar no es posible obtener una tensión negativa a la salida del convertidor de modo conmutado, como si lo es en el caso de la modulación bipolar, lo cual dificultaría el cambio del sentido de giro del motor, por lo que se prefirió no utilizar esta técnica.

### **a.1) PWM bipolar**

La señal de conmutación es generada comparando una forma de onda triangular ( $v_{tri}$ ) de periodo ( $T_s$ ) con la tensión de control ( $v_{control}$ ), como se muestra en la figura 3.18a. Cuando  $v_{control} > v_{tri}$ , el par (TA+, TB-) es encendido por lo que, como se explicó anteriormente,

$v_{AN} = V_d$  y  $v_{BN} = 0$ . Cuando  $v_{control} < v_{tri}$  la pareja, (TA-, TB+) son los conmutadores que se cierran y  $v_{AN} = 0$  y  $v_{BN} = V_d$ , tal como se observa en la figura 3.18b y 318c.

Como la tensión de salida del medio puente A alternará entre los valores 0 y  $V_d$ , su valor medio o componente de directa se puede expresar según la ecuación A.1 como:

$$V_{AN} = V_d D_1 \quad \text{Ec. 3.9}$$

De igual forma se puede analizar el medio puente B y llegar a la siguiente conclusión:

$$V_{BN} = V_d D_2 \quad \text{Ec. 3.10}$$

Donde ( $D_1$ ) y ( $D_2$ ) son el ciclo de trabajo de las señales PWM que controlan a la pareja de conmutadores (TA+,TB-) y (TA-,TB+) en la modulación bipolar, respectivamente. Como la señal de control del par (TA+, TB-) es la inversa de la señal que controla el par (TA+, TB-), se puede establecer que:

$$D_2 = 1 - D_1 \quad \text{Ec. 3.11}$$

Finalmente, la tensión promedio de salida del convertidor electrónico que se muestra en la figura 3.18d puede relacionarse con el ciclo de trabajo si retomamos la ecuación 3.8 con valores de tensión promedio en la siguiente expresión:

$$V_o = V_{AN} - V_{BN} = D_1 V_d - D_2 V_d = (2D_1 - 1)V_d \quad \text{Ec. 3.12}$$

Finalmente, la tensión de control ( $v_{control}$ ) está relacionada linealmente con el ciclo de trabajo  $D_1$  mediante la ecuación 3.7, y éste a su vez está relacionado con la tensión promedio de salida del convertidor  $V_0$  por medio de la ecuación 3.12, por lo que es posible establecer una relación entre la tensión de control y la tensión de salida mediante la ecuación 3.13:

$$V_0 = (-0.647v_{control} + 1.263)V_d \quad \text{Ec. 3.13}$$

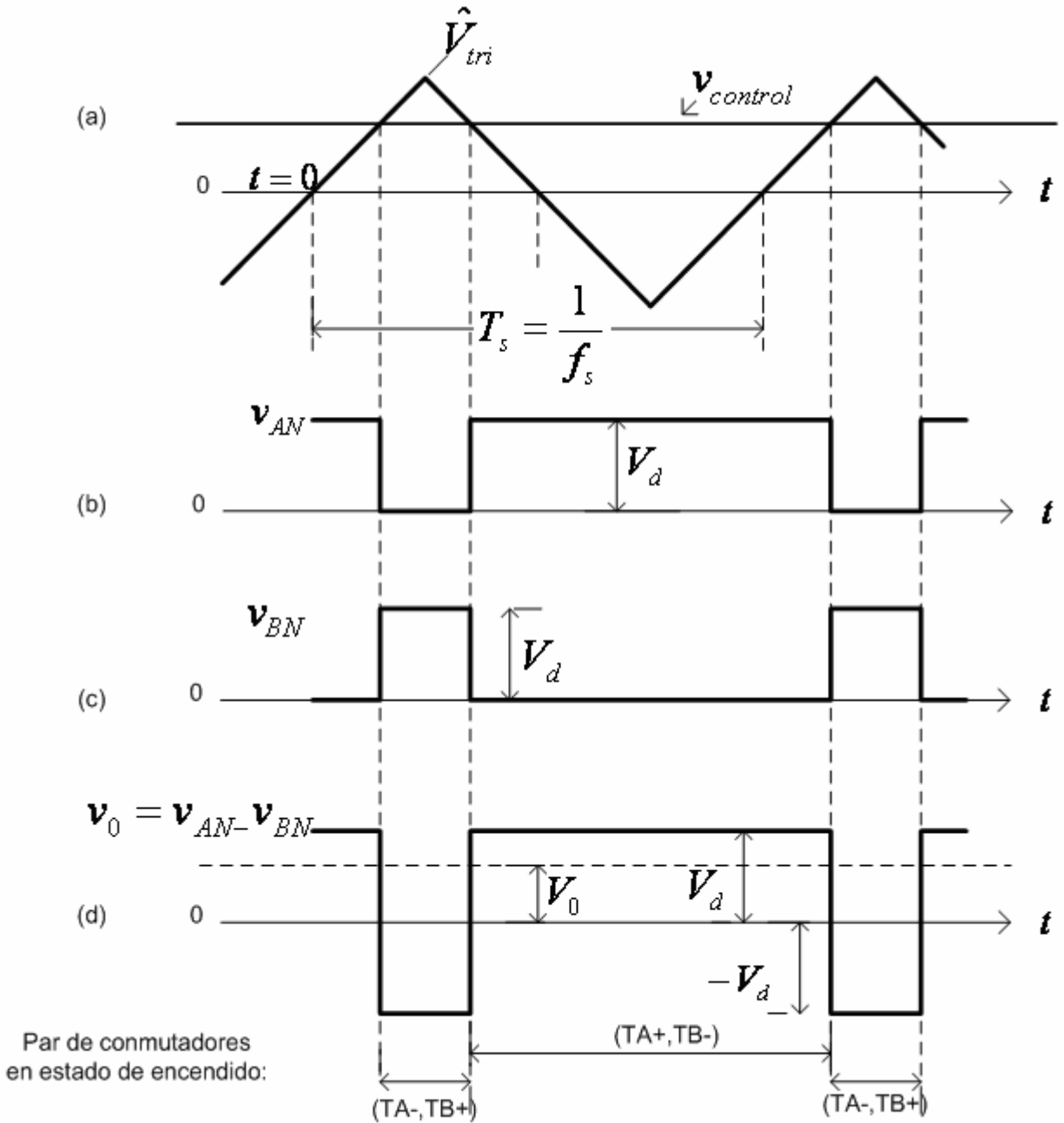


Figura 3.18. Formas de onda para el PWM bipolar.

Con la técnica PWM bipolar el control del ciclo de trabajo del 0% al 100% implica un rango de variación en las terminales del motor de -180[V] a 180[V] (si la fuente de tensión no regulada de CD entrega una tensión promedio de aproximadamente  $V_d \approx 180[V]$ , como lo explica la ecuación 3.16). En el caso del control PWM con el circuito integrado TL494 donde el ciclo de trabajo del varía de 97% al 0% ( $0.5[V] < v_{control} < 3.5[V]$ ) es posible variar la tensión promedio

en las terminales del motor en el siguiente rango  $169.2[V] > V_o > -180[V]$  según las ecuaciones 3.12 y 3.13. Puesto que este rango rebasa por casi la mitad la tensión nominal del motor, fue necesario restringir la variación del ciclo de trabajo o lo que es lo mismo, el rango de variación de la tensión de control con el fin de obtener en una tensión en las terminales del motor de  $90 > V_o > -90[V]$ .

Utilizando la ecuación 3.12 se determinó que ese rango en términos de ciclo de trabajo es de  $0.75 > D_1 > 0.25$ , por lo que el rango de variación válido para la tensión de control según las ecuaciones 3.7 y 3.13 es de  $1.179[V] < v_{control} < 2.720[V]$ .

La salida del circuito integrado TL494 se adaptó de tal forma que fuera compatible con una señal TTL, esto con el fin de poder utilizar una compuerta inversora para generar la señal PWM inversa que controlaría el par de conmutadores (TA+,TB-). La señal se volvió a invertir para generar la señal que controlaría la pareja restante (TA-,TB+). Este procedimiento adicional trae consigo la ventaja de mejorar la forma de onda de todas las señales de control, sin ningún retraso o distorsión significativa.

## **b) Conmutadores o interruptores electrónicos**

En la sección anterior los dispositivos semiconductores que conforman el convertidor electrónico de potencia se modelaron como conmutadores ideales, esto con el fin de poder concentrarnos en el funcionamiento del circuito. Los conmutadores o interruptores se modelan como cortocircuitos cuando están activados ( $v_{switch} = 0$ ) y como circuitos abiertos cuando están apagados o en estado de bloqueo ( $i_{switch} = 0$ ). Esta aproximación para el análisis es adecuada, ya que las características propias de cada dispositivo semiconductor no influyen de manera significativa en la operación básica del circuito.

Los dispositivos semiconductores de potencia se pueden clasificar en tres grandes grupos. El dispositivo conmutador concreto, utilizado en un circuito o aplicación dada de la electrónica de potencia, varía según el estado actual de la tecnología de dispositivos semiconductores [33].

- Diodos. Es el interruptor electrónico más simple. No se puede controlar mediante señales externas.
- Tiristores, Rectificadores Controlados de Silicio o SCR (por las siglas en inglés de Silicon Controlled Rectifier). Se activa en su estado de conducción mediante una señal de control, pero su desactivación depende del circuito de potencia. Además de esto, al ser un dispositivo rectificador, sólo permite la conducción de corriente en un sentido (de ánodo a cátodo).
- Conmutadores Controlados. Pueden ser activados y desactivados mediante señales de control externas. Dentro de estos dispositivos se encuentran, por ejemplo, el Transistor de Unión Bipolar (BJT), el Tiristor de Bloqueo por Compuerta (GTO), el Transistor de Efecto de Campo de Metal-Óxido (MOSFET) y el Transistor de unión Bipolar de Compuerta Aislada (IGBT).

### **b.1) Transistor de Unión Bipolar (BJT)**

Los transistores pueden ser utilizados como interruptores en los circuitos electrónicos de potencia, diseñando los circuitos de excitación para que éstos estén completamente saturados (en conducción) o en corte (apagados). El estado de saturación se consigue proporcionando suficiente corriente de base, esto es

$$I_B > \frac{I_C}{h_{fe}}, \text{ donde } h_{fe} \text{ es la ganancia de corriente en DC del dispositivo.} \quad \text{Ec. 3.14}$$

Una corriente de base casi nula hace que el transistor se polarice en corte. La tensión colector-emisor en estado de saturación se encuentra usualmente en el rango de 1[V] a 2[V], por lo que las pérdidas de conducción son pequeñas.

A diferencia de los transistores para señal pequeña, los BJT de potencia tienen una orientación vertical de cuatro capas, como se muestra en la figura 3.19.



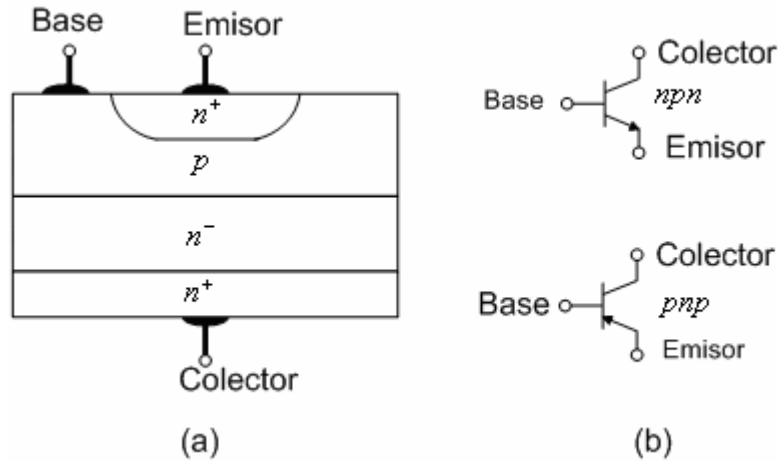


Figura 3.19. (a) Estructura de un BJT npn ; (b) símbolos para los BJT.

Esta configuración vertical maximiza el área a través de la cuál la corriente fluye por lo que se reduce la resistencia del dispositivo y en consecuencia las pérdidas. En la mayoría de las aplicaciones se utiliza la base como la terminal de entrada, el colector como terminal de salida y el emisor como la terminal común entre la entrada y la salida.

Dado que las conmutaciones no son ideales, en el tránsito entre la zona de saturación a la de corte y viceversa se emplean unos tiempos de conmutación no despreciables. Los transistores de potencia suelen tener baja ganancia ( $h_{fe}$ ) en DC (del orden de 10), por lo que se han desarrollado arreglos tipo Darlington, en los que se añaden transistores para la excitación de la base y se consiguen ganancias más altas, producto de las ganancias individuales de cada transistor [34].

## b.2) Transistor de Efecto de Campo de Metal-Óxido (MOSFET)

El MOSFET es un dispositivo de tres terminales, como lo muestra la figura 3.20. La terminal de entrada generalmente es la compuerta (*gate*), que efectúa el control de la corriente a través del dispositivo, de la terminal de drenador (*drain*) a la fuente (*source*). Su funcionamiento y construcción difiere muy poco de la de un MOSFET para señal pequeña. La compuerta está aislada del resto del dispositivo mediante una capa que se construye a partir de procesos de oxidación ( $\text{SiO}_2$ ) y depósito de polisilicato. El transistor se encuentra formado por muchas

células con una estructura como la que se muestra en la figura 3.20a, con la finalidad de disminuir la resistencia y caída de tensión del dispositivo [35,36].

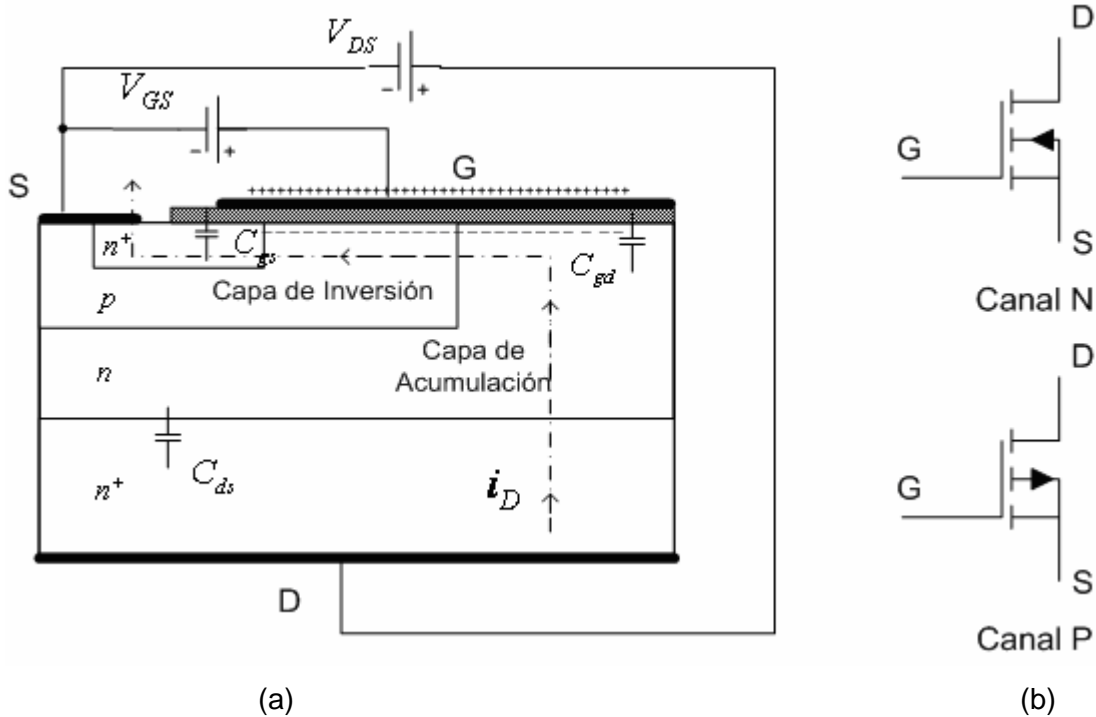


Figura 3.20. (a) Estructura de un MOSFET de potencia canal N; (b) símbolo.

Cuando la tensión de compuerta ( $V_{GS}$ ) supera un determinado valor de tensión característico [ $V_{GS(th)}$ ] de cada transistor, se forma por inducción una capa de inversión de electrones en la zona de la región  $p$  adyacente a la capa de óxido de la terminal de compuerta debido a la acción del campo eléctrico [35]. En estas condiciones, cuando se aplique una tensión de drenaje a fuente ( $V_{DS}$ ), la capa de inversión actúa como canal de conducción de una corriente ( $I_D$ ) que fluye verticalmente a través de las regiones  $n$  y  $n^+$ . Es importante hacer notar, que la formación de cargas alrededor de la capa de óxido de la compuerta da como resultado la formación de un capacitor.

Al igual que en el transistor de unión bipolar BJT, para el tipo de aplicaciones en cuestión, el MOSFET de potencia se opera en dos zonas de trabajo, la región de corte y la región óhmica, las cuales se ilustran en la figura 3.21.

La zona de corte es en la que la tensión de disparo ( $V_{GS}$ ) no alcanza la tensión umbral [ $V_{GS(th)}$ ], necesaria para la puesta en conducción del dispositivo, por lo que éste se comportará como un circuito abierto y debe soportar la tensión entre sus terminales.

La zona óhmica es la correspondiente a la zona de saturación de un transistor bipolar, en la que el comportamiento entre el drenador y la fuente se modela como una resistencia de bajo valor conocida como [ $R_{DS(on)}$ ].

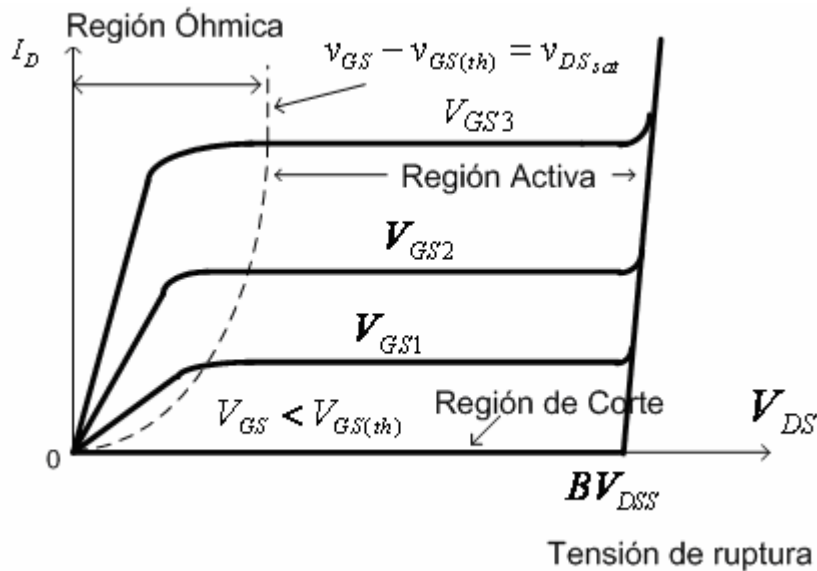


Figura 3.21. Curva característica de un MOSFET de potencia canal N.

### b.3) Transistor de unión Bipolar de Compuerta Aislada (IGBT)

El IGBT es un dispositivo que reúne las mejores características de los MOSFET y los BJT [37]. La estructura física de este dispositivo es muy similar a la del MOSFET, con múltiples células básicas en paralelo, como la que se presenta en la figura 3.22.

Cuando la tensión compuerta-emisor ( $V_{GE}$ ) es superior a una cierta tensión de umbral [ $V_{GE(th)}$ ], se forma una capa de inversión como en el caso de los MOSFET, de modo que la situación puede representarse mediante un MOSFET horizontal cuyas terminales fuente y drenaje corresponden a los extremos del canal de conducción y con las terminales de puerta y fuente coincidentes, respectivamente con los de puerta y emisor del dispositivo.

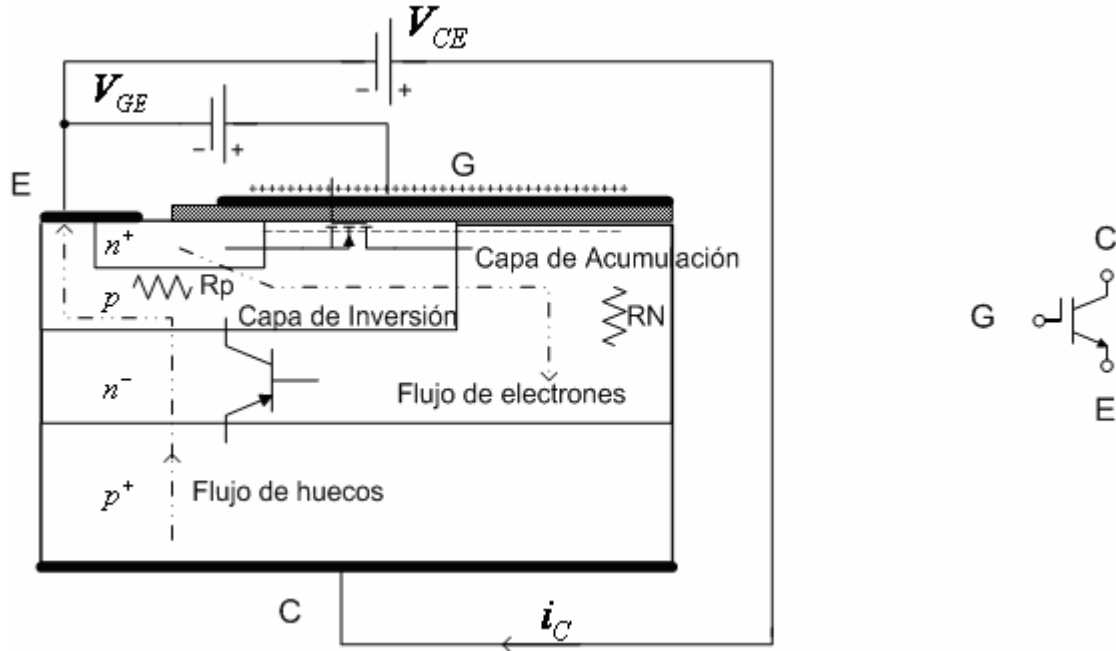


Figura 3.22. (a) Estructura de un IGBT de canal N; (b) símbolo.

El área de trabajo seguro es muy parecida a la del MOSFET. La caída de tensión en CD del dispositivo, entre el colector y el emisor, es de alrededor de 5 [V] y aumenta con la temperatura.

### c) Selección de los conmutadores

Para la selección de un dispositivo semiconductor de potencia deben tomarse en cuenta tres aspectos fundamentales, que son: el nivel de corriente, el nivel de tensión y sus características de conmutación. Pero además de estos, existen otros factores que pueden determinar también la elección del dispositivo semiconductor, como son el control de activación y desactivación, la complejidad y consumo de energía del circuito de excitación, la necesidad de circuitos de protección o elementos adicionales, la disponibilidad y el costo. Para el caso de un convertidor de modo conmutado se utilizan dispositivos semiconductores cuyo estado de encendido o apagado pueda ser manipulado fácilmente, esto es, conmutadores controlados.

Dentro de este grupo, los BJT de potencia están disponibles con valores nominales de corriente y tensión más altos que los MOSFET. Sin embargo, cuando se toman en cuenta las velocidades de conmutación, el MOSFET recupera la ventaja. El MOSFET suele utilizarse en convertidores

que operan por encima de los 100 [kHz] con menores pérdidas de conmutación, mientras que los BJT se utilizan hasta los 10 [kHz] [38].

Otra ventaja consiste en que el circuito de excitación para activar o bloquear un MOSFET es normalmente más sencillo que el utilizado para un BJT. Como ya se mencionó el BJT es un dispositivo controlado por corriente, que por sus características normalmente tiene una baja ( $h_{fe}$ ), a veces menor que 20, por lo que para llevar al transistor al estado de conducción, es decir para saturar el transistor, se requiere de una corriente relativamente grande, lo cual incrementa el consumo de energía del circuito de excitación. EL MOSFET, por el contrario, es un dispositivo controlado por tensión, con alta impedancia de entrada, lo que reduce la potencia necesaria para su conmutación.

El IGBT al ser una conexión integrada de un MOSFET y un BJT, combina algunas de sus características y ventajas. El circuito de excitación del IGBT es como el del MOSFET, mientras que las características de conducción son como las del BJT.

En la tabla 3.4 se presenta un comparativo de cuatro interruptores electrónicos en cuanto a su capacidad de potencia y su velocidad de conmutación; así mismo, en la figura 3.23 se ilustran estos mismos parámetros, pero ahora la capacidad de potencia expresada mediante de la capacidad de conducción de corriente y tensión que soporta, y la velocidad de conmutación a través de la frecuencia de conmutación a la que suelen utilizarse estos dispositivos.

Dispositivo Semiconductor	Capacidad de Potencia	Velocidad de conmutación
BJT	Media	Media
MOSFET	Baja	Rápida
GTO	Alta	Lenta
IGBT	Media	Media

*Tabla 3.4. Propiedades Relativas de los conmutadores controlados.*

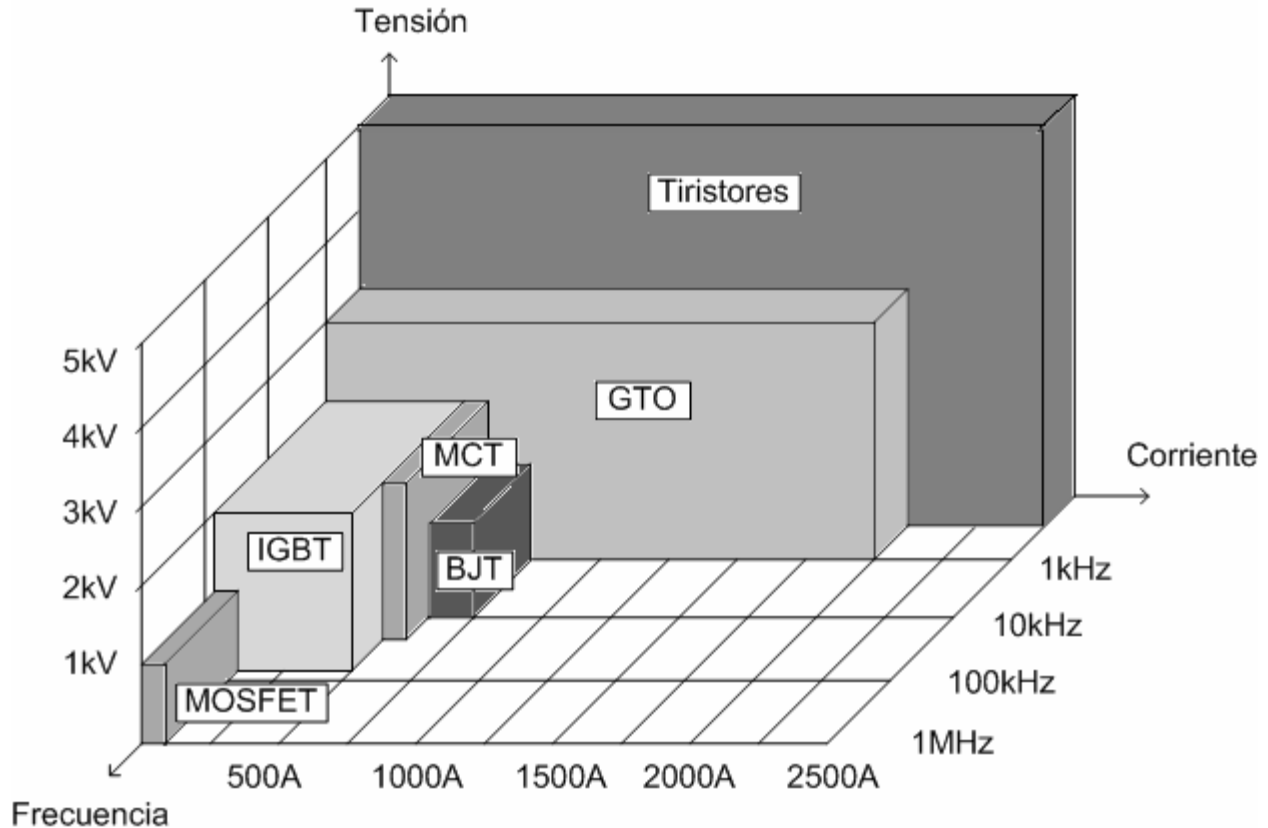


Figura 3.23. Capacidades de los dispositivos semiconductores de potencia.

De todos los dispositivos semiconductores de potencia analizados se utilizó el MOSFET de potencia como interruptor electrónico en el convertidor de modo conmutado, dado que presenta excelentes características en cuanto a su velocidad de conmutación, lo cual reduce las pérdidas más importantes que se presentan en un convertidor de modo conmutado [39]. Considerando también que las necesidades de conducción y rangos de tensiones para el convertidor no son muy grandes comparadas con otras aplicaciones donde se manejan tensiones del rango de varios miles de Volts y cientos de Amperes, el MOSFET es una opción adecuada. Si esto no fuera así, debido a sus características, el MOSFET puede colocarse fácilmente en paralelo con otro(s) y aumentar la capacidad de conducción de corriente. Una ventaja adicional al utilizar MOSFET como conmutador es que la construcción de estos dispositivos produce un diodo (de cuerpo) parásito, por lo que no es necesario utilizar diodos adicionales en antiparalelo al conmutador, como lo sugiere la figura 3.15.

Los parámetros más importantes del dispositivo que hay que tomar en cuenta para su selección, en el caso de los MOSFET, son la tensión de ruptura entre drenador y fuente

$[V_{DS(max)}]$ , la temperatura máxima de la unión o la potencia que es capaz de disipar el dispositivo en su estado de conducción, y la corriente máxima de drenador ( $I_{Dmax}$ ) [34]. También es importante buscar un dispositivo con una baja resistencia entre drenador y fuente en estado de conducción [ $R_{DS(on)}$ ] y tiempos cortos de conmutación.

Considerando las especificaciones requeridas por el sistema y los factores de seguridad, la tensión de ruptura del dispositivo [ $V_{DS(max)}$ ] tiene que ser de al menos del doble de la requerida [40].

$$V_{DS(max)} = V_{trabajo} + 100\%V_{trabajo} \quad \text{Ec. 3.15}$$

La tensión pico máxima que entrega la fuente de DC no regulada, si se utiliza una rectificación de onda completa tipo puente unipolar seguida de un filtro capacitivo, es la tensión pico entregada por la línea de alimentación monofásica:

$$V_{rms} \times \sqrt{2} = 127[V] \times \sqrt{2} \approx 180[V] \quad \text{Ec. 3.16}$$

Por lo que la tensión de ruptura del dispositivo debe ser superior a los 360[V]. La corriente máxima de drenador se consideró como el doble de la corriente nominal del motor, por lo tanto  $I_{Dmax} = 6[A]$ . Un dispositivo comercial que cumple cabalmente con estas características es el IRF840 de Internacional Rectifier. El IRF840 es un MOSFET con una tensión [ $V_{DS(max)}$ ] igual a 500[V] e ( $I_{Dmax}$ ) igual a 8[A], además de una resistencia [ $R_{DS(on)}$ ] de 0.85[Ω]. Su empaquetado TO-220 le permite una disipación de potencia igual a 50[W].

#### **d) Circuito de excitación**

El MOSFET, al ser un dispositivo controlado por tensión, resulta relativamente sencillo activarlo y desactivarlo, lo cual es una ventaja frente a otros dispositivos semiconductores de potencia. Las corrientes de compuerta para la conmutación son esencialmente cero, sin embargo, hay que cargar y descargar la capacitancia parásita de entrada del MOSFET para encenderlo y apagarlo con rapidez, respectivamente [35]. La velocidad de conmutación viene determinada

básicamente por la rapidez con la que se puede transferir o retirar carga de la compuerta, por lo que el circuito de excitación debe ser capaz de absorber y generar corrientes rápidamente si se quiere conmutación de alta velocidad y disminución de pérdidas por conmutación.

Algunas topologías de convertidor de modo conmutado, como es el caso del convertidor de puente completo o de cuatro cuadrantes, requieren que el circuito de excitación del MOSFET sea flotante respecto a la masa del circuito. Para explicar esto nos referiremos a la figura 3.24.

Las tensiones necesarias para encender a los MOSFETs TA- y TB-, son ( $v_{GS2}$ ) y ( $v_{GS4}$ ), respectivamente. Ambas tensiones las puede proporcionar fácilmente algún circuito de excitación cuyo funcionamiento este referido a tierra, pues la terminal fuente de ambos MOSFETs está conectada a tierra y las tensiones de disparo están referidas a este mismo punto. Sin embargo, para encender a los MOSFETs TA+ y TB+, con las tensiones ( $v_{GS1}$ ) y ( $v_{GS3}$ ), se requiere que el circuito de disparo este referido a la fuente de TA+ y a la fuente de TB+, respectivamente, es decir a los nodos A y B. A los circuitos de excitación para estas aplicaciones se les llama circuito de excitación de modo alto [33].

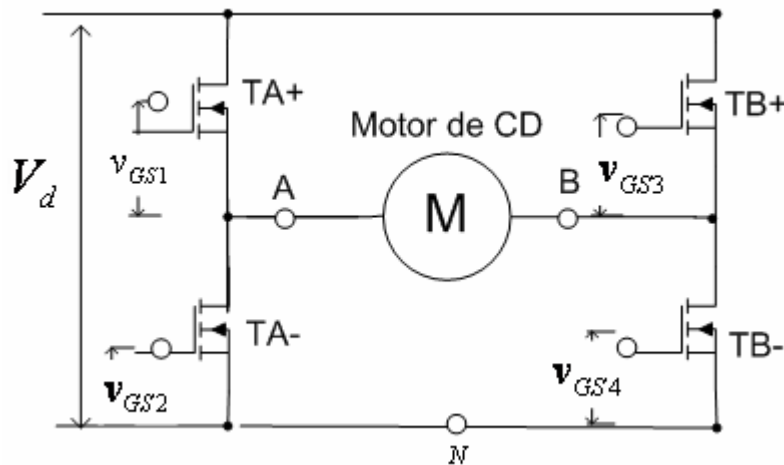


Figura 3.24. Convertidor de modo conmutado tipo "puente H".

Comercialmente, existen diversos circuitos integrados para realizar la función mencionada. Por ejemplo, el IR2110 de Internacional Rectifier está diseñado para manejar tanto al conmutador de modo alto como al de modo bajo, en una configuración de convertidor de medio puente. Con



tan sólo dos de estos circuitos y algunos componentes adicionales es posible construir el circuito de excitación para un convertidor de puente completo.

Para una estructura tipo puente completo o puente H, la forma de conectar los MOSFET difiere a la que se presenta en la figura 3.25 [41]. En nuestro caso las dos terminales que van hacia la carga mostradas en la figura constituyen un solo punto (nodo A de la figura 3.24). El otro medio puente se configura de manera idéntica. HIN es la señal PWM que maneja al MOSFET TA+, mientras que LIN, es la señal inversa que maneja al MOSFET TA-.

A pesar de que teóricamente los dos únicos elementos estrictamente necesarios para la operación del circuito de excitación son el capacitor de *bootstrap* ( $C_B$ ) y el diodo de *bootstrap* ( $D_B$ ), se requieren de otros elementos para el correcto funcionamiento, como es el caso de los capacitores de desacoplo o *bypass* ( $C_1$ ,  $C_2$  y  $C_3$ ) que se utilizan en la práctica para compensar las inductancias inherentes al cableado entre las diversas fuentes y el circuito integrado [42].

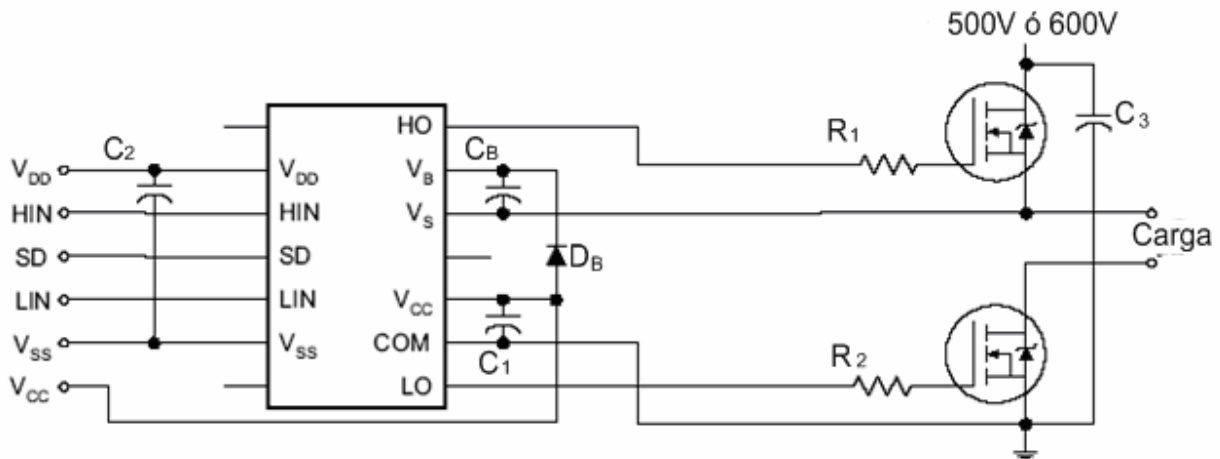


Figura 3.25. Conexión típica en un medio puente.

La tensión de alimentación del circuito de excitación está en función de la tensión de disparo [ $V_{gs(th)}$ ] de los MOSFETs. Un valor adecuado para una gran variedad de MOSFETs de potencia es  $V_{CC} = 12[V]$ . Las terminales  $V_{DD}$  y  $V_{SS}$  deben ser conectadas a la misma fuente que alimenta el circuito que proporciona las señales de control PWM.

**e) Cálculo de la disipación de potencia en los conmutadores y cálculo del disipador**

Los MOSFETs no son conmutadores ideales, por lo que en ellos se generan gran parte de las pérdidas de potencia en el sistema, debido principalmente a dos causas: la caída de tensión en el semiconductor no es cero en su estado de conducción ( $V_{DS(sat)} \neq 0$ ), lo que ocasiona las pérdidas de potencia en el estado de conducción ( $P_{conducción}$ ); y a que el cambio entre el estado de conducción y estado de bloqueo no es instantáneo, lo que ocasiona las pérdidas de potencia por conmutación ( $P_{conmutación}$ ). Con la suma de estos dos efectos podemos calcular la potencia promedio disipada por cada MOSFET, como

$$P_{MOSFET} = P_{conducción} + P_{conmutación} \quad \text{Ec. 3.17}$$

**e.1) Potencia promedio disipada por el MOSFET en conducción.**

Debido a que un MOSFET puede modelarse como una resistencia ( $R_{DS(on)}$ ) cuando se encuentra en estado de conducción, las pérdidas de potencia en conducción pueden calcularse mediante la siguiente expresión:

$$P_{conducción} = \frac{1}{T_s} \int_0^{t_{ON}} p(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{D \cdot T_s} (R_{DS(on)} \cdot I_0^2) dt = R_{DS(on)} \cdot I_0^2 \cdot D \quad \text{Ec. 3.18}$$

Las condiciones de máxima conducción de potencia en régimen permanente se obtienen cuando se tiene un ciclo de trabajo  $D = 0.75$ , una tensión promedio en las terminales del motor de  $V_0 = 180[V]$ , una corriente promedio de salida del convertidor  $I_0 = 3[A]$  y una frecuencia de conmutación  $f_s = \frac{1}{T_s} 40[kHz]$ .

$$P_{conducción} = 0.75(0.85[\Omega])(3[A])^2 = 5.74[W]$$

**e.2) Potencia promedio disipada en el MOSFET por conmutación.**

A partir de la figura 3.26 podemos determinar la potencia disipada en el MOSFET por conmutación.

La figura 3.26a muestra la señal de control PWM. La figura 3.26b muestra las formas de onda de la tensión drenaje a fuente y de la corriente que circula por el MOSFET. Considerando la figura 3.26c donde se observa que la potencia disipada por el MOSFET, en la conmutación, está definida por las dos áreas A1 y A2 (producto de la tensión por la corriente que circula por el MOSFET) [32], tenemos

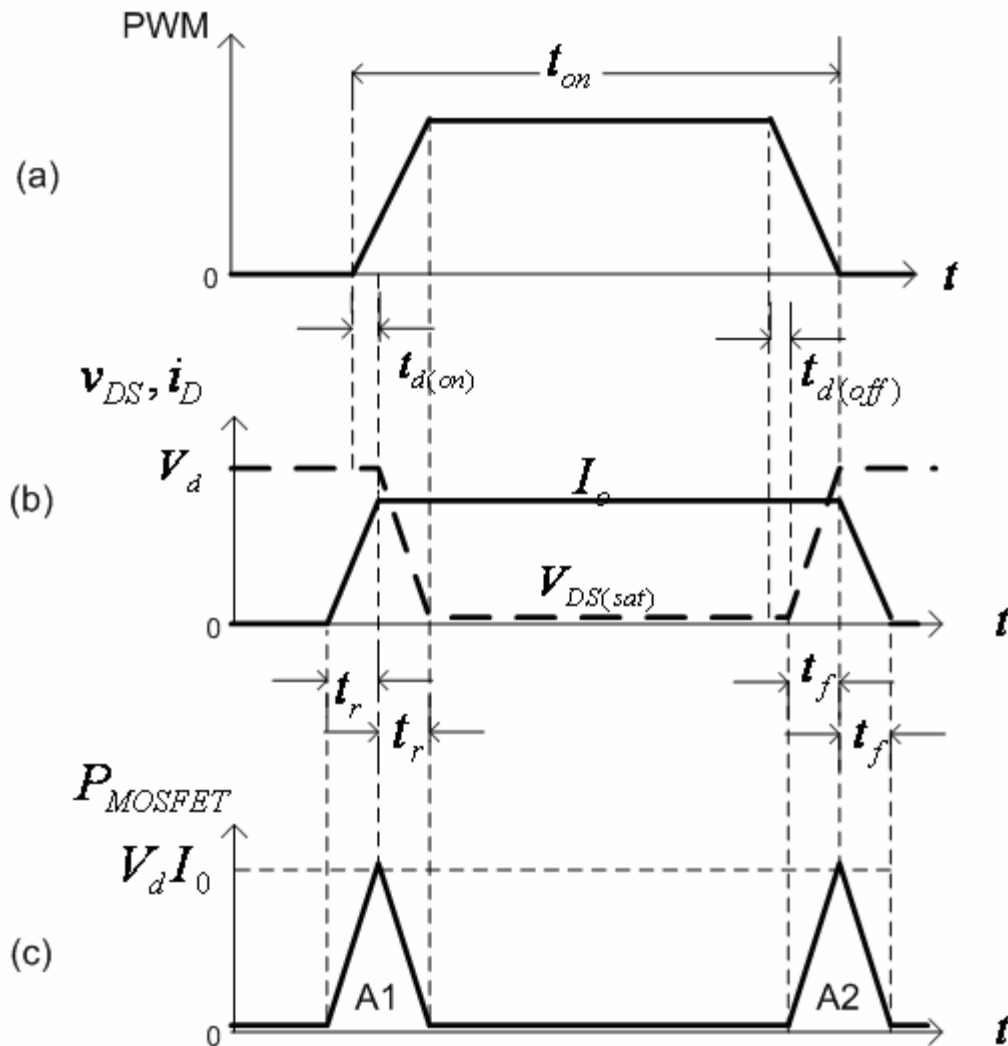


Figura 3.26. Potencia disipada en los conmutadores.

$$A_1 = \frac{1}{2} 2t_r V_d I_0 \quad \text{Ec. 3.19} \quad \text{y} \quad A_2 = \frac{1}{2} 2t_f V_d I_0 \quad \text{Ec. 3.20}$$

Donde ( $t_{d(on)}$ ) y ( $t_{d(off)}$ ) es el tiempo de retardo del MOSFET a responder a la señal de control PWM, para entrar y salir del estado de conducción, respectivamente. Los tiempos de conmutación, tiempo de encendido o tiempo de levantamiento ( $t_r$ ) y tiempo de apagado o tiempo de caída ( $t_f$ ), están dados por el fabricante de los MOSFETs.

Para el MOSFET que utilizamos:

$$A_1 = 49 \times 10^{-9} [s] (180[V]) 3[A] = 2.64 \times 10^{-5} [W \cdot s]$$

$$A_2 = 47 \times 10^{-9} [s] (180[V]) 3[A] = 2.54 \times 10^{-5} [W \cdot s]$$

y como

$$P_{conmutación} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} p(t) dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_0(t) \cdot i_0(t) dt = \frac{1}{T_s} (A_1 + A_2) \quad \text{Ec. 3.21}$$

Entonces, como

$$P_{conmutación} = 40 \times 10^3 \left[ \frac{1}{s} \right] (2.64 \times 10^{-5} + 2.54 \times 10^{-5}) = 2.07 [W]$$

La potencia promedio máxima disipada en el MOSFET es:

$$P_{MOSFET} = P_{conducción} + P_{conmutación} = 7.81 [W]$$

Una vez obtenida la potencia promedio máxima disipada por el MOSFET, se puede calcular la resistencia térmica disipador-ambiente máxima permitida ( $R_{\theta SA}$ ), tomando el criterio de que la temperatura de junta máxima [ $T_{J(max)}$ ] para este cálculo será un porcentaje de la temperatura máxima de junta indicada por el fabricante [ $T_{J(fab)}$ ], esto como un factor de seguridad [34].

$$T_{J(\max)} = 0.8T_{J(\text{fab})} = 120[^\circ\text{C}] \quad \text{Ec. 3.22}$$

$$R_{\theta SA} = \frac{T_{J(\max)} - T_{A(\max)}}{P_{\text{MOSFET}}} - R_{\theta JC} - R_{\theta CS} \quad \text{Ec. 3.23}$$

Donde ( $R_{\theta JC}$ ) es la resistencia térmica de juntura a encapsulado y ( $R_{\theta CS}$ ) es la resistencia térmica del encapsulado al disipador [38], con lo que:

$$R_{\theta SA} = \frac{120[^\circ\text{C}] - 40[^\circ\text{C}]}{7.8[\text{W}]} - 0.65[^\circ\text{C}/\text{W}] - 0.24[^\circ\text{C}/\text{W}] = 9.35[^\circ\text{C}/\text{W}]$$

El disipador mostrado en la figura 3.27 es muy adecuado para nuestro propósito, pues cuenta con una de ( $R_{\theta SA}$ ) máxima de 9 [ $^\circ\text{C}/\text{W}$ ] especificada por el fabricante. Se trata de un disipador tipo H de 8 aletas.

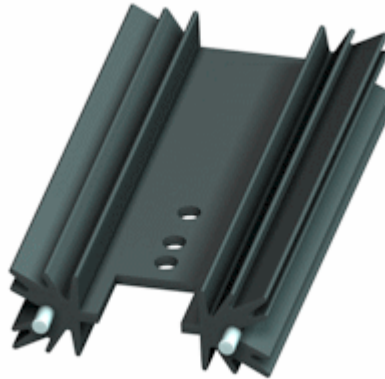


Figura 3.27. Disipador de calor para los MOSFET de potencia.

### 3.1.7. Fuente de tensión de CD no regulada

La fuente de tensión que proporcionará la potencia al convertidor de modo conmutado consiste de un rectificador de onda completa tipo puente unipolar seguido de un filtro capacitivo.

Para la selección del rectificador se consideró que la fuente primaria de alimentación consiste en una línea monofásica con tensión eficaz de 127[V], por lo que la especificación del

rectificador utilizado en cuanto a su PIV (Peak Inverse Voltage) o máximo valor en que puede ser polarizado en inversa sin dañarse es de aproximadamente 180 [V]. Tomando en cuenta las consideraciones de seguridad, se buscó un dispositivo rectificador capaz de soportar hasta 360[V] en inversa, y una conducción de corriente mayor a la que se consideró para el consumo nominal del motor y de la etapa de potencia. El componente RS604 de Rectron Semiconductor es un puente rectificador integrado en un solo empaquetado que soporta una tensión eficaz de entrada (AC) de hasta 280 [V] y un PIV de 400[V], y capaz de soportar una corriente promedio de salida de 6 [A]. Además de esto, la caída de tensión por cada elemento del puente es de apenas 1.1 [V]. Dados estos datos, se consideró utilizar un fusible con valor nominal menor a 5[A] como protección contra sobre corrientes.

El valor del capacitor que constituye el filtro se calculó mediante la siguiente expresión [40]

$$C = \frac{3i_d}{f_{línea} V_m} \quad \text{Ec. 3.24}$$

Con una corriente de entrada al convertidor electrónico de ( $i_d$ ) igual a 3[A], una tensión pico de línea ( $V_m$ ) de 180[V] y una frecuencia de línea ( $f_{línea}$ ) de 60[Hz], el valor calculado del capacitor, es de 830 [ $\mu$ F]. Por lo anterior, se consideró utilizar un capacitor con valor de 1000 [ $\mu$ F] con una tensión de trabajo especificada por el fabricante de 600[V].

Con el fin de aislar eléctricamente la línea de alimentación de tensión monofásica del resto del circuito fue necesario conseguir un transformador de aislamiento con las siguientes características:

- Relación de transformación 1:1
- Tensión eficaz nominal: 127[V]
- Corriente nominal: 5[A]

### 3.1.8. Aplicación para el control de velocidad

El lenguaje de programación elegido para desarrollar la aplicación fue Visual Basic, debido principalmente a la facilidad con la que con este lenguaje se pueden crear aplicaciones gráficas muy completas y en poco tiempo, además de que este lenguaje permite el manejo del puerto paralelo de manera sencilla.

De acuerdo a los requerimientos del problema, se planteó la posible estructura que debe tener la aplicación, así como las funciones principales que debe desarrollar. En la figura 3.28 se muestra la interacción de los módulos o bloques que conforman la aplicación. Cada bloque es responsable de llevar a cabo una serie de funciones que se describirán a continuación.

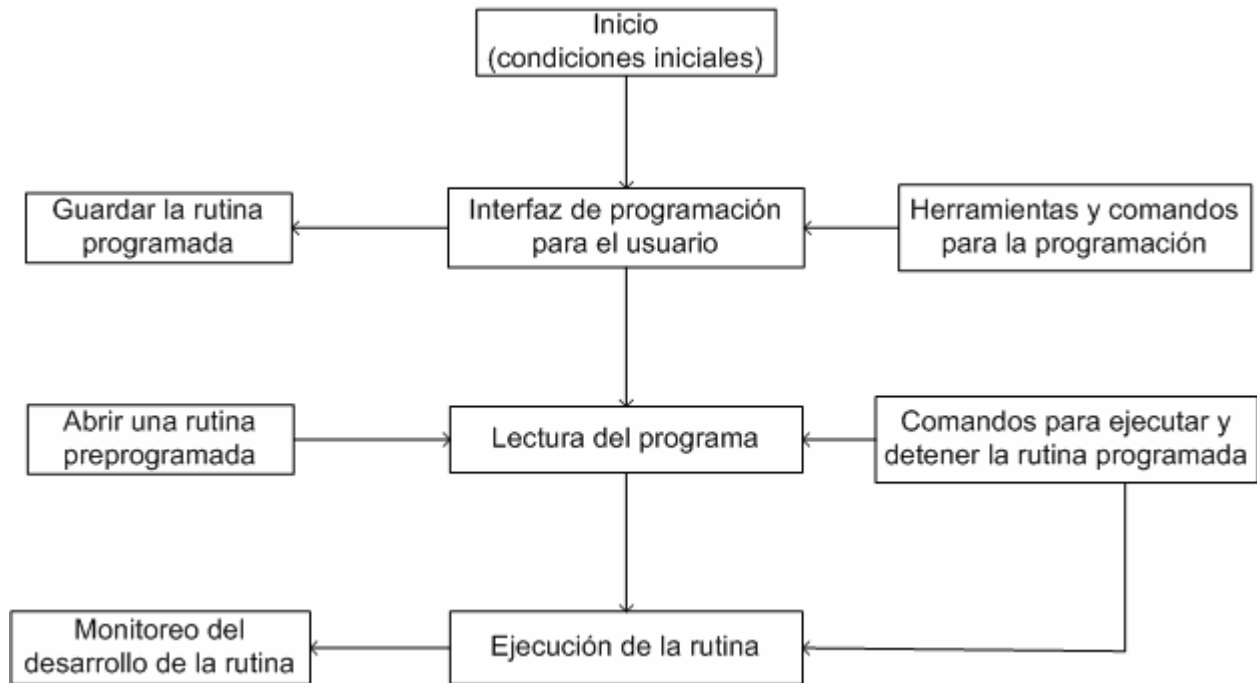


Figura 3.28. Bloques funcionales de la aplicación.

#### a) Interfaz de programación

Uno de los principales requisitos de la aplicación es que ésta permita al usuario programar una rutina de agitación de manera práctica y sencilla. Una rutina de agitación debe entenderse como una serie de diferentes movimientos del agitador, como por ejemplo: agitar a una velocidad de 300[rpm] en sentido de giro horario durante 1 minuto para después desacelerar hasta cero y

volver a acelerar en el sentido de giro contrario con el fin agitar a una velocidad de 200[rpm] en sentido antihorario durante 3 minutos. Por esto se propuso una interfaz gráfica de programación que de un amplio margen de libertad al usuario en cuanto a las variables que sea capaz de manipular. Estas variables son: la velocidad del motor en un rango que va de cero hasta la velocidad nominal, en revoluciones por minuto; el sentido de giro (Horario o Antihorario); la aceleración con que el motor debe pasar de una velocidad a otra, dentro de un rango seguro, en [rpm/s], y el tiempo que se desea que el motor permanezca funcionando a determinada velocidad, en horas, minutos y segundos. Se decidió organizar estas variables en una sola línea del tipo que se muestran en la figura 3.29.

No. de línea	Velocidad [RPM]	Sentido	Tiempo			Aceleración [RPM/s]
			hrs	min	seg	
1	<input type="text" value="1200"/>	<input type="text" value="Horario"/>	<input type="text" value="01"/>	<input type="text" value="45"/>	<input type="text" value="30"/>	<input type="text" value="500"/>
2	<input type="text" value="1200"/>	<input type="text" value="Antihorario"/>	<input type="text" value="01"/>	<input type="text" value="45"/>	<input type="text" value="30"/>	<input type="text" value="500"/>

Figura 3.29. Líneas de programación.

**b) Herramientas y comandos para la programación**

Una vez que se llenan todos los campos de una línea con la información requerida, es posible añadir más líneas con el fin de conformar una rutina. Este tipo de interfaz requiere herramientas gráficas que hagan más sencilla su utilización, tal como botones que permitan agregar y eliminar líneas, así como limpiar los campos de una línea o de todo el programa.

**c) Guardar rutinas programadas**

El usuario debe ser capaz de guardar una rutina que haya sido programada a través de la interfaz de programación de la propia aplicación, con el fin de poder volver a utilizarla o de tener un archivo que pueda utilizar como registro de la operación o rutina que programó. Para ello, se pensó en guardar la rutina programada en un formato especial dentro de un archivo de texto (.txt). Como se verá más adelante, por medio de este formato se consigue además que el



usuario sea capaz de escribir un programa sin necesidad de abrir la aplicación, mediante un editor de texto básico.

El formato con que el archivo se guarda debe contener toda la información que se programó y que es necesaria para ejecutar el programa, por ello se pensó en crear un código de programación basado en los mismos campos que contiene la interfaz gráfica y que fuese además sencillo de recordar.

#### d) Abrir rutinas programadas

El usuario puede abrir rutinas programadas, ya sea mediante la interfaz de programación de la aplicación o por medio de algún editor de texto utilizando el código que se creó.

En la figura 3.30 se muestra un ejemplo del código, el cual está organizado por líneas como el caso de la interfaz gráfica. La programación comienza con el número de línea consecutivo desde 1, después de un espacio en blanco se escribe la velocidad deseada en revoluciones por minuto. Separados por comas, el siguiente campo es el del sentido de giro que se escribe como FWD para sentido horario o REV para sentido antihorario, en seguida, se escribe el tiempo en horas, minutos y segundos separados por dos puntos “:”. Por último, se escribe la aceleración en [RPM/S] y se finaliza la línea con punto y coma “;”.

[Número de línea] [ ] [Velocidad] [,] [Sentido][,] [Horas][:][Minutos][:][Segundos][,][Aceleración][;]

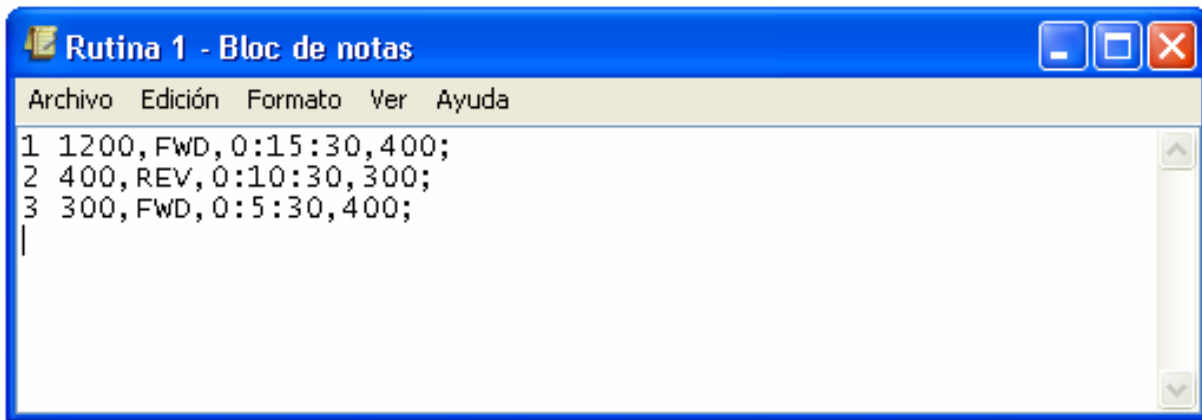


Figura 3.30. Programación mediante un editor de texto básico.

Se consideró que la forma más adecuada de manejar el archivo es abriéndolo a través de la aplicación, con el fin de leer línea por línea y cargarlo así en la interfaz de programación, como si el usuario hubiese programado la rutina mediante la interfaz. Este método requiere de una función que lea el archivo y que reconozca o valide el formato del código de programación, y otra función que cargue el código en la interfaz.

### e) Lectura del programa

La lectura del programa, que difiere de la lectura del archivo, captura todos los datos escritos en los campos durante la programación, los valida indicando cuando existe algún error de sintaxis y los adapta para la ejecución del programa. Los datos se agrupan en una estructura especial llamada **línea**, que contiene datos tipo **velocidad**, **sentido**, **horas**, **minutos**, **segundos** y **aceleración**. Se crean tantas estructuras como líneas de programación haya, las cuales se agrupan en un arreglo de estructuras.

Estructura **línea[i]** = {velocidad[i],sentido[i],hrs[i],min[i],seg[i],aceleración[i]}

Este módulo o bloque también se encarga de interpretar los datos guardados en el arreglo de estructuras que se formó durante la captura del programa. Como ya se ha mencionado con anterioridad, el sistema plantea el control de velocidad a partir de un dato de 8 bits enviado por la PC a la etapa de control analógica, por lo que es necesario traducir la información programada por el usuario, como lo son la velocidad y el sentido del motor, en un byte.

Con el fin de encontrar una relación entre el byte y la velocidad de operación deseada para el motor, que fuese fácilmente programable, se siguió el procedimiento que se describe a continuación. Dada la característica de linealidad del convertidor digital analógico, la tensión de control ( $v_{control}$ ) está relacionada con el número decimal ( $d$ ), equivalente al byte enviado a través del puerto paralelo, por medio de la ecuación 3.25, si pensamos que al dato 0 corresponde una tensión de control de 1.179[V] y a al dato 255 corresponde una tensión de control de 2.720[V].

$$v_{control} = 6.044 \times 10^{-3} d + 1.179 \quad \text{Ec. 3.25}$$

Se pensó que una buena aproximación a la ecuación 3.5, la cual relaciona la velocidad de un motor de CD con la tensión en sus terminales, sería una relación proporcional entre la tensión promedio de salida del convertidor electrónico  $V_0$  y la velocidad del motor  $n_m$ , como la que se obtuvo en la ecuación 3.26, suponiendo que a la tensión nominal del motor  $V_t' = 90[V]$  se consigue la velocidad nominal  $n_m' = 1750[RPM]$ .

$$n_m = \frac{n_m'}{V_t'} V_0 = 19.44V_0 \quad \text{Ec. 3.26}$$

Lo siguiente es relacionar la tensión de salida del convertidor ( $V_0$ ) con el dato (d) (Ec. 3.27), sustituyendo la ecuación 3.25 en la ecuación 3.13.

$$V_0 = (-3.91 \times 10^{-3} d + 0.5) V_d \quad \text{Ec.3.27}$$

Finalmente, la relación entre el dato enviado (0 a 255) y la velocidad deseada para el motor es la que se establece en la ecuación 3.28, deducida a partir de las ecuaciones 3.26 y 3.27 con  $V_d = 180[V]$ .

$$n_m = -13.72d + 1750 \quad \text{Ec. 3.28}$$

Con base en la ecuación 3.28, en donde una velocidad con signo positivo indica sentido horario (REV) y una velocidad negativa indica sentido antihorario (FWD), se construyó una función que convierte los campos de velocidad (velocidad[i]) y de sentido de giro (sentido[i]) de la estructura línea[i] en un solo campo, formado por un byte (dato[i]) que contiene la misma información. El diagrama de flujo que describe dicha función se muestra en la figura 3.31.

Por otro lado, como función adicional de este mismo módulo, los campos hrs[i], min[i], y seg[i], se agrupan en un solo campo llamado tiempo[i], con el fin de reducir el número de variables que el programa debe manejar y hacer más eficiente el código. Con esto la estructura línea[i], queda conformada por los siguientes campos:

$$\text{línea}[i] = \{\text{dato}[i], \text{tiempo}[i], \text{aceleración}[i]\}$$

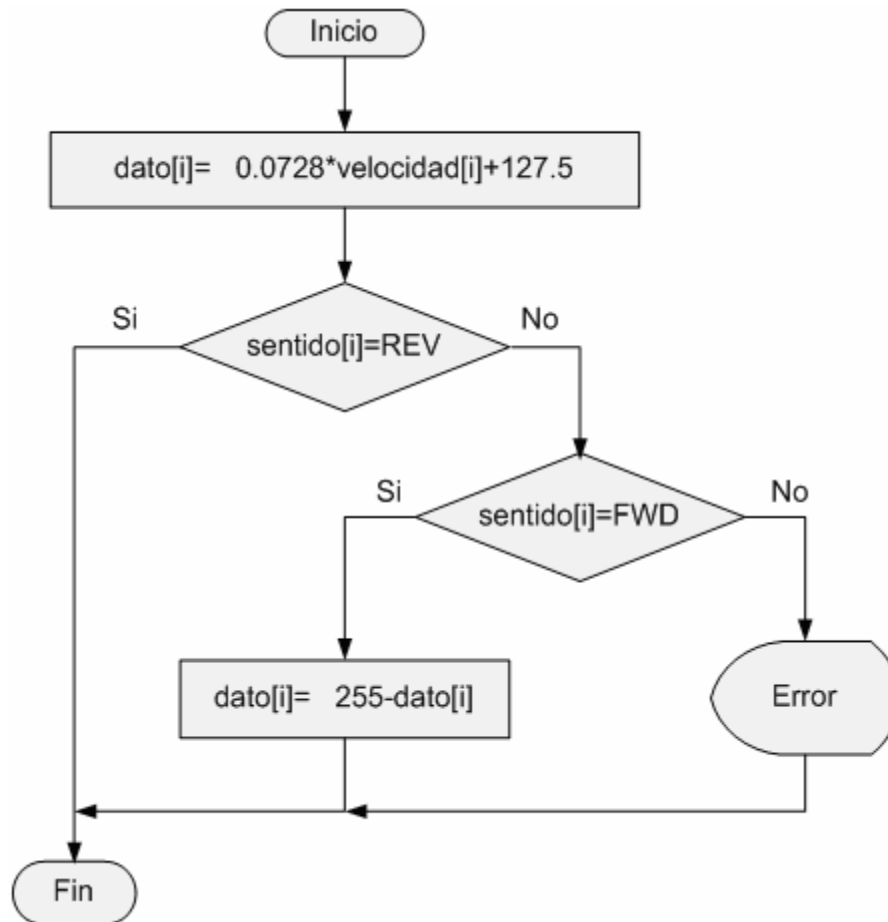


Figura 3.31. Función ConvertirVelocidad.

#### f) Comandos para ejecutar y detener la rutina

Estos comandos son necesarios debido a que se requieren establecer ciertas condiciones antes de iniciar la rutina y así mismo, cuando se detiene la rutina deben restablecerse las mismas condiciones. Por ejemplo, al terminar la rutina o al salir de la aplicación es necesario asegurarse de que el motor desacelere hasta detenerse.

#### g) Monitoreo del desarrollo de la rutina

Con el fin de conocer los comandos del programa que se están ejecutando en un momento dado, se diseñó una ventana adicional que muestra la velocidad y el sentido de giro del motor mediante una interfaz gráfica, así como el tiempo transcurrido que se lleva desde el inicio de la prueba.

## h) Ejecución del programa

La función más importante de este módulo es la del control o administración de la escritura de un byte en el registro de datos del puerto paralelo, asociado a la velocidad deseada para el motor. Hasta este punto solamente se han interpretado las instrucciones que el usuario programó, sin embargo, para ejecutar estas instrucciones, es decir, realizar las operaciones de aceleración, desaceleración, paro y mezclado a velocidad constante durante determinado tiempo, se requiere de otra función que dicte el momento en que dicho dato debe enviarse y durante cuanto tiempo debe permanecer en el registro.

Dicha función puede entenderse mediante el diagrama de flujo de la figura 3.32, en donde:

$d$  = número decimal equivalente al byte escrito en el registro de datos del puerto paralelo, que está asociado a la velocidad actual del motor.

$i$  = número de línea o apuntador al arreglo de estructuras tipo línea.

$c$  = número de líneas.

Antes de comenzar la ejecución del programa se agrega una estructura tipo línea al final del arreglo con  $\text{dato}[i]=127$ , esto con el fin de detener el motor al finalizar la rutina.

Al ejecutar la función EstablecerVelocidad, se comienza apuntando a la primera estructura del arreglo de líneas. Se compara a  $\text{dato}[1]$ , que contiene la información sobre la velocidad y el sentido de giro del motor que el usuario programó en la primera línea, con  $d$ , el cual se igualó a 127 al inicio de la aplicación como medida para asegurarse que el motor esté detenido.

Si  $\text{dato}[1]$  es diferente de  $d$ , entonces este último se incrementará o decrementará hasta que ambos sean iguales, y entonces poder permanecer así hasta que el tiempo de mezclado especificado para esa velocidad ( $\text{tiempo}[i]$ ) se agote y se mueva el apuntador a la siguiente línea. Sin embargo, la velocidad con que  $d$  cambia está dada por la aceleración y por ello es necesario utilizar una función adicional llamada DeltaT.

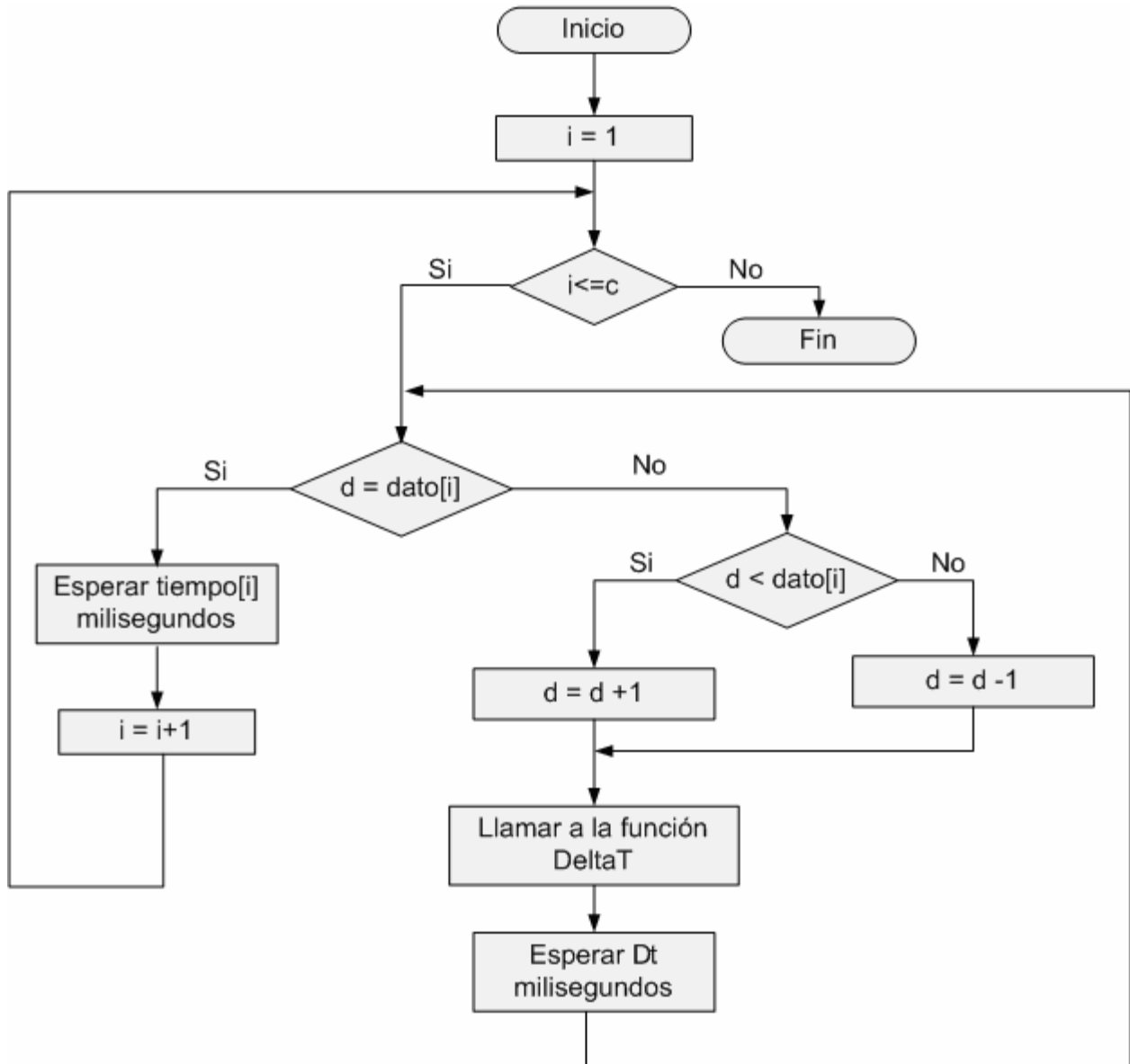


Figura 3.32. Función EstablecerVelocidad.

La función DeltaT se basa en aceleración[i] para determinar el intervalo de tiempo ( $\Delta t$ ) que el programa debe esperar para incrementar o decrementar ( $d$ ) en una unidad. Para esto se siguió el razonamiento que se presenta a continuación.

Para el caso de nuestro sistema conviene definir la aceleración ( $a$ ) como la razón de un incremento en la velocidad del motor ( $\Delta n_m$ ) con respecto a un intervalo de tiempo ( $\Delta t$ ) como lo muestra la ecuación 3.29.

$$a = \frac{\Delta n_m}{\Delta t} \quad \text{Ec. 3.29}$$

Si recordamos que la velocidad del motor está asociada con el equivalente decimal del byte enviado por el puerto paralelo (Ec. 3.28), es decir, con ( $d$ ), un incremento en la velocidad del motor corresponde a un incremento en ( $d$ ). Dado que el mínimo incremento en ( $d$ ) es 1, el mínimo incremento en la velocidad del motor será de 13.7 [rpm], como se muestra en el siguiente procedimiento.

Sean  $n_{m1}$  y  $n_{m2}$  dos velocidades diferentes para el motor y definidas por,

$$n_{m1} = -13.72d_1 + 1750 \text{ y } n_{m2} = -13.72d_2 + 1750$$

Si,

$$d_2 = d_1 + 1,$$

entonces el incremento en la velocidad estará dado por,

$$\Delta n_m = n_{m2} - n_{m1} = 13.72$$

Por lo tanto, y de acuerdo a la ecuación 3.29, el tiempo que el programa debe esperar entre cada incremento o decremento de  $d$  para darle al motor la aceleración indicada por el usuario es:

$$\Delta t = \frac{13.7}{\text{aceleración}[i]} \quad \text{Ec. 3.30}$$

Con esto último se cubren todos los requerimientos de la aplicación.

## **3.2 Diseño a detalle**

### **3.2.1. Etapa de control PWM**

En tarjetas de prototipos se construyeron dos circuitos capaces de generar una señal de control PWM que cumpliera con las necesidades del proyecto. El primero de ellos se construyó a partir de elementos discretos y amplificadores operacionales. El segundo fue implementado mediante un solo circuito integrado (TL494).

Se realizaron pruebas que consistieron en observar la variación del ciclo de trabajo de la señal generada con ayuda del osciloscopio al tiempo que se variaba la tensión de control mediante un potenciómetro. Tanto el circuito implementado mediante elementos discretos y amplificadores operacionales, como el que se implementó utilizando un circuito integrado dedicado específicamente a esta tarea (TL494), presentaron un excelente desempeño. Sin embargo, éste último presenta la gran ventaja de ser un circuito de tamaño muy reducido respecto al otro, además de utilizar un menor número de componentes adicionales. Así mismo, la frecuencia de operación puede variarse de manera muy sencilla simplemente variando una resistencia ( $R_T$ ) en caso de que sea necesario. Otra ventaja es que este circuito necesita únicamente de una fuente de alimentación, mientras que en el caso del otro circuito se requiere de una fuente simétrica o dos fuentes para polarizar los amplificadores operacionales y obtener un mejor funcionamiento del circuito. Por estas razones se decidió utilizar el prototipo construido con el circuito TL494 como etapa de control PWM del sistema.

En la figura 3.33 se muestra la curva obtenida experimentalmente al variar la tensión de control y medir el ciclo de trabajo resultante, y la cual puede representarse mediante la ecuación 3.35. Las pruebas a este circuito nos comprobaron que el funcionamiento real del circuito integrado TL494 es muy aproximado al que promete el fabricante y lo más importante, se comprobó que efectivamente la relación lineal entre la tensión de control ( $v_{control}$ ) y el ciclo de trabajo ( $D_1$ ) es muy parecida a la ecuación 3.7.

$$D = -0.352v_{control} + 1.226 \quad \text{Ec. 3.31}$$



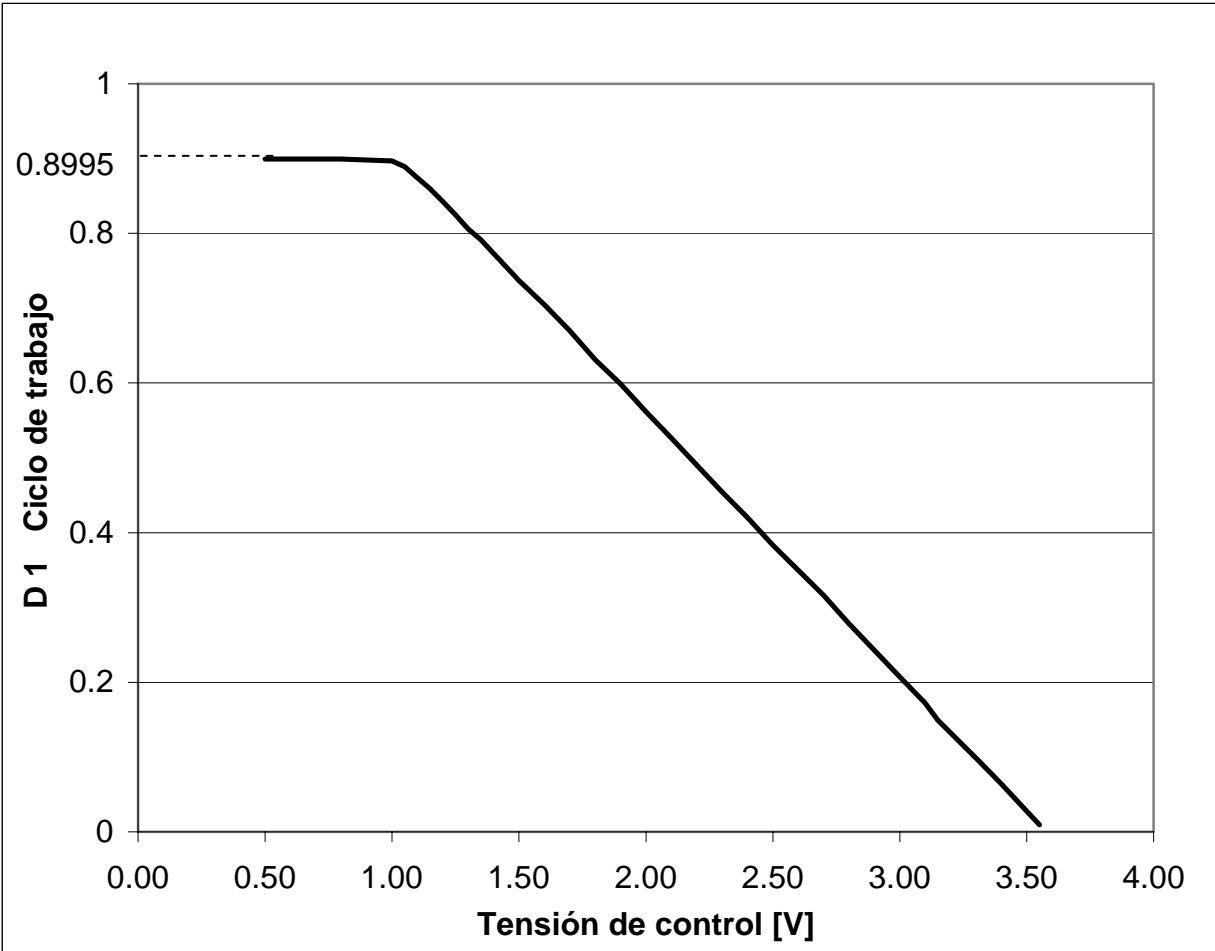


Figura 3.33. Relación Ciclo de trabajo-Tensión de control.

En el caso de estos prototipos de la etapa de control se utilizó un potenciómetro para controlar la tensión de control ( $v_{control}$ ) y el ciclo de trabajo. En un tercer prototipo se adaptó un convertor digital analógico (DAC0800) con el fin de cumplir con este mismo propósito. Para efectos de las pruebas se utilizó un *dip-switch* de 8 interruptores para simular una entrada digital de 8 bits. La prueba consistió en tratar de comprobar que la relación lineal obtenida con el circuito anterior se conservara, lo cual se logró (Fig. 3.34). Una gran desventaja que se encontró para este sistema es que para su correcto funcionamiento tuvo que alimentarse mediante una fuente simétrica de  $\pm 5$  [V], lo cuál reduce la versatilidad del circuito anterior.

En la figura 3.35 se muestra un prototipo de la etapa de control el cual genera dos señales PWM. En la parte media de la tarjeta de prototipos se encuentra la etapa de control, que utiliza

un potenciómetro para realizar el control, mientras que el circuito de la parte inferior de la tarjeta realiza el control mediante señales digitales.

En la figura 3.36, se muestra un prototipo en tarjeta impresa de un circuito generador de señales PWM muy similar al primero, pero en este caso el potenciómetro se sustituyó por otro de mayor precisión.

En la figura 3.37 se muestra el prototipo final del circuito del de la parte inferior de la figura 3.38 con las adaptaciones necesarias para la conexión con el puerto paralelo de la PC.

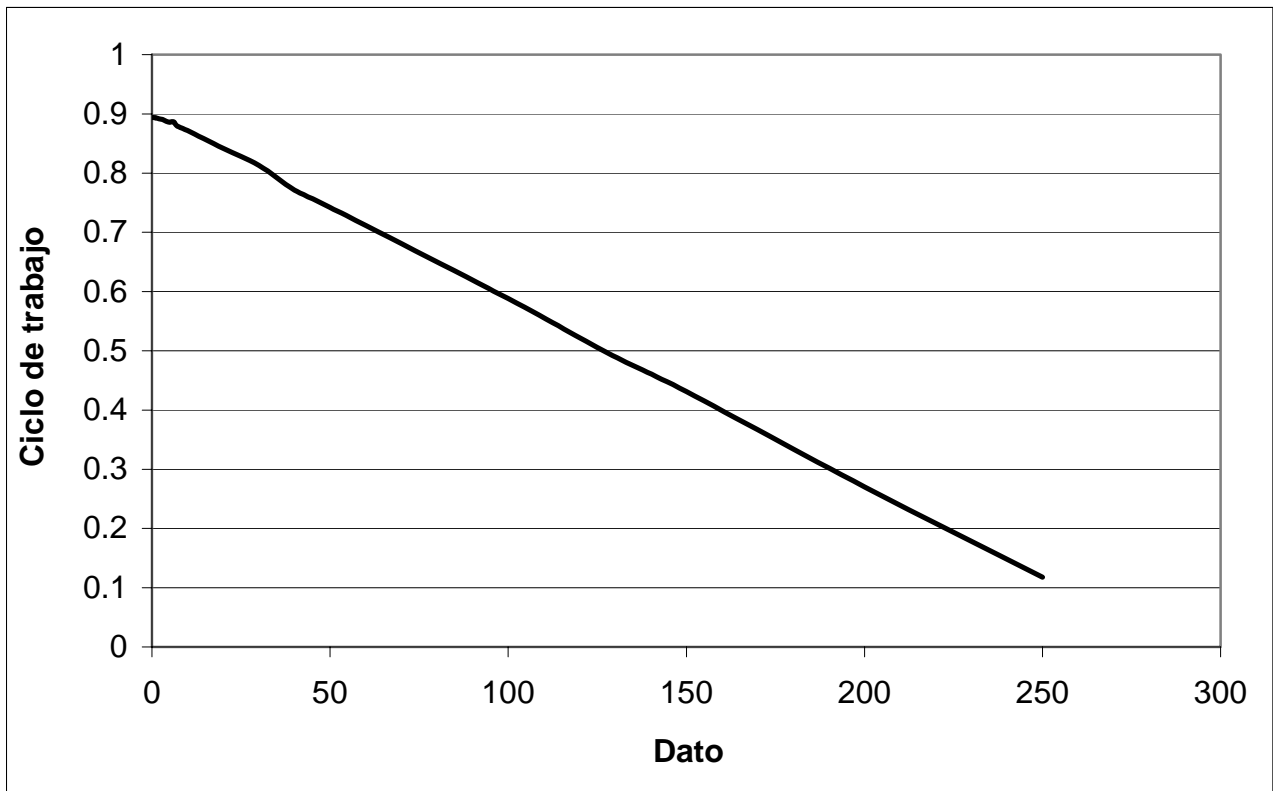


Figura 3.34. Relación Ciclo de trabajo-Dato.

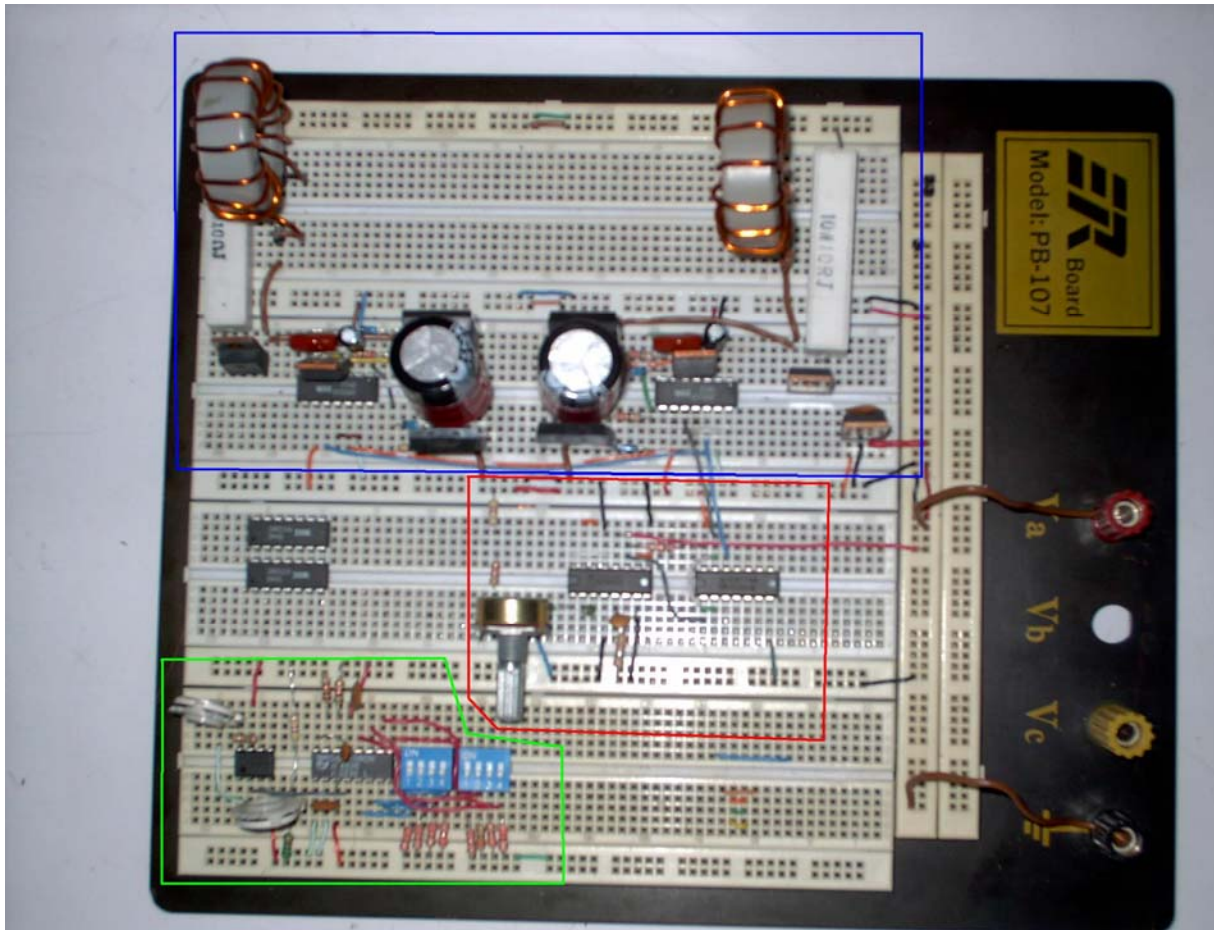


Figura 3.35. Prototipo de los circuitos de generación de señal PWM y convertidor de modo conmutado.

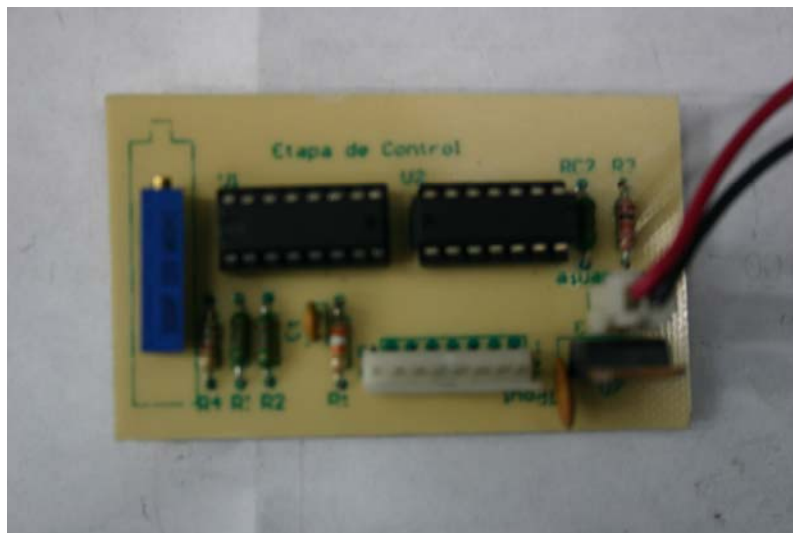


Figura 3.36. Prototipo en tarjeta impresa de un circuito generador de señal PWM.

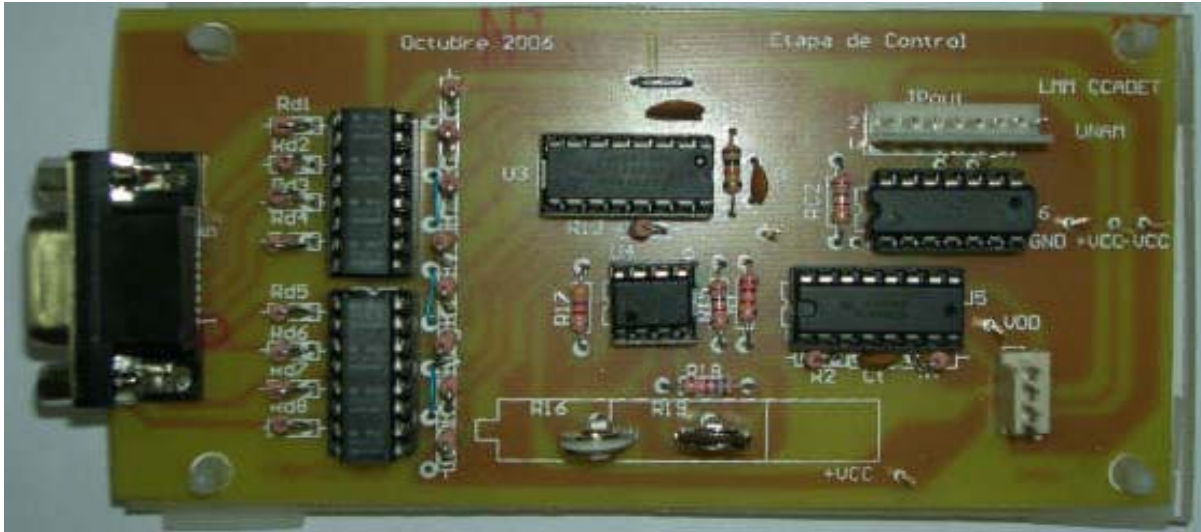


Figura 3.37. Prototipo en tarjeta impresa de la etapa de control con conectividad a la PC.

### a) Conectividad con la PC

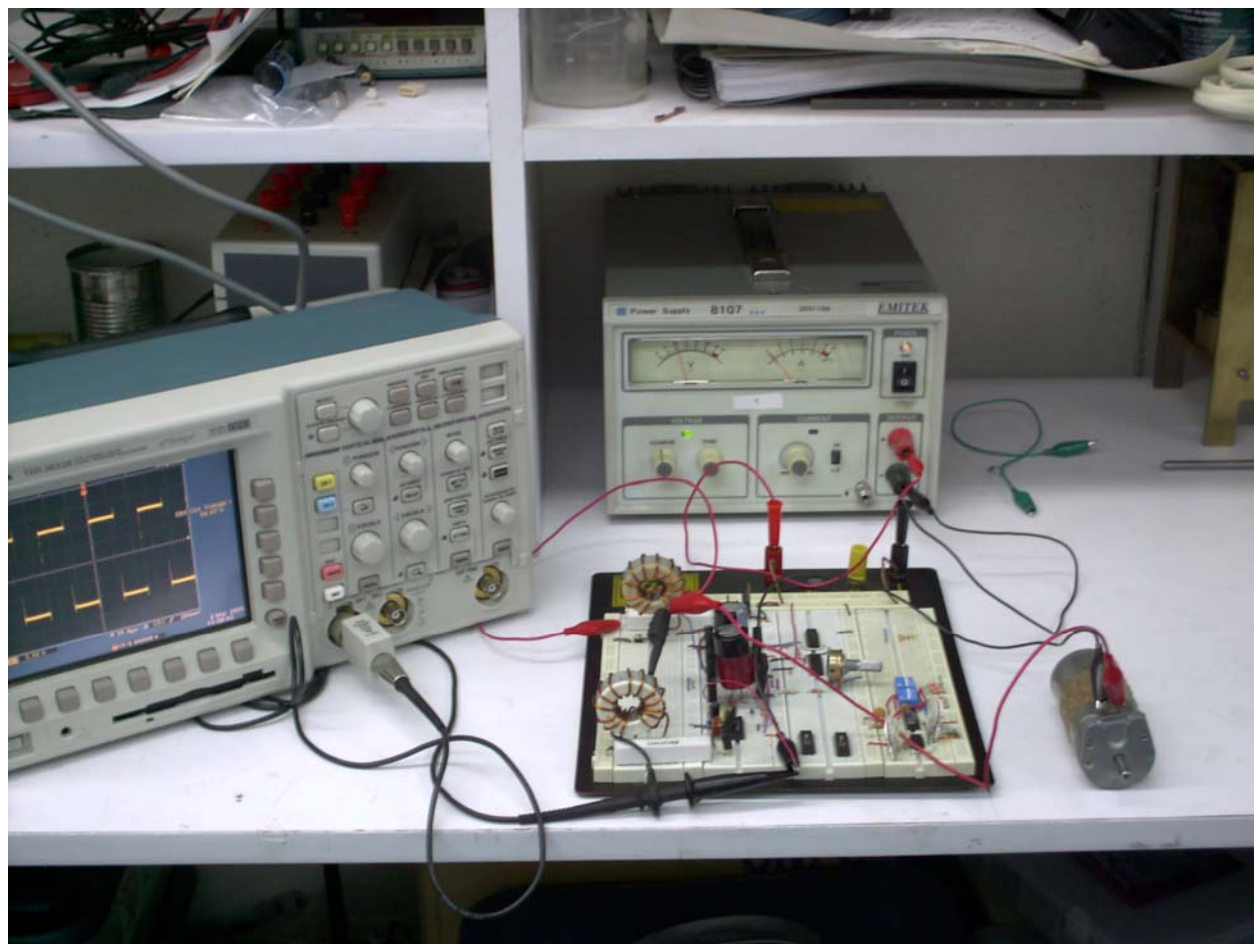
El prototipo de la etapa de control fue adaptado para poder ser conectado a la PC simplemente sustituyendo el *dip-switch* de prueba por un los circuitos optoacopladores. Con el fin de realizar la conexión de la PC con la etapa de control, fue necesario construir un cable paralelo para este propósito. Se utilizó un conector DB-25 macho para la conexión con la PC, y un conector DB-9 para la conexión con la etapa de control. La configuración del cable de 9 hilos y los conectores se presenta en la tabla 3.5.

Bit	Color	Terminal del conector DB-9	Terminal del conector DB-25
1 (MSB)	Café	4	9
2	Rojo	3	8
3	Naranja	2	7
4	Amarillo	1	6
5	Verde	6	5
6	Azul	7	4
7	Violeta	8	3
8 (LSB)	Gris	9	2
GND	negro	5	16-25

Tabla 3.5. Configuración del cable paralelo.

### 3.2.2. Etapa de potencia

Se construyó en una tarjeta de prototipos un circuito para controlar la velocidad de un motor de prueba de baja potencia, utilizando un par de circuitos IR2110, cada uno para controlar un medio puente (Fig. 3.38). En la parte superior de la figura 3.35 se puede apreciar uno de los prototipos construidos para este propósito. A partir de los resultados obtenidos se evaluó la posibilidad de realizar algunos cambios en el circuito.



*Figura 3.38. Prueba a prototipo de la etapa de potencia.*

El prototipo se reconstruyó en un circuito impreso con el fin de poder realizar las pruebas con el motor de trabajo (Fig. 3.39). Dados los resultados obtenidos con el motor de pruebas, se pensó que sería conveniente cambiar los MOSFET utilizados originalmente, por otros con mejores características de conducción y disipación de potencia (IRFP350) para el caso de este nuevo



prototipo. Este cambio de conmutadores no requirió de algún cambio significativo en el diseño original.

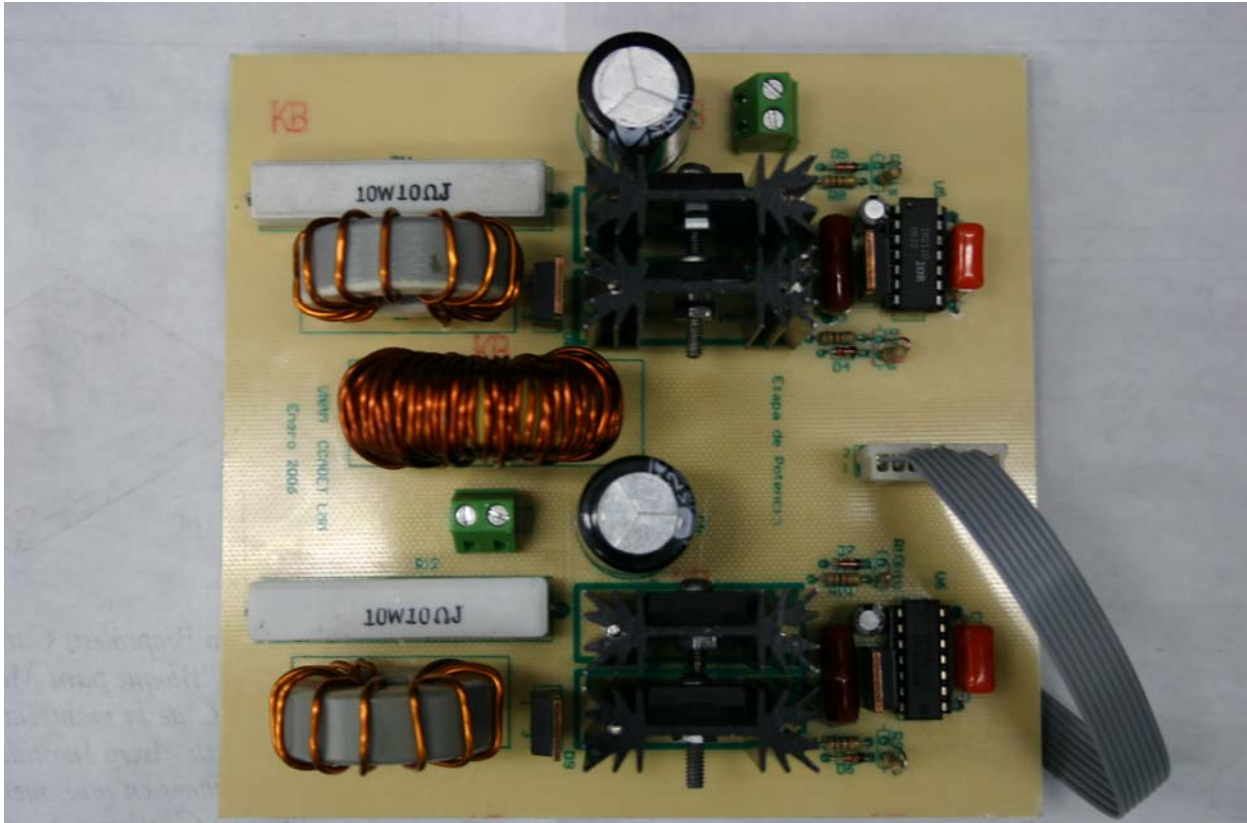


Figura 3.39. Prototipo en tarjeta impresa de la etapa de potencia.

El desarrollo y construcción del circuito impreso no resultaron tan simples ya que hay que tomar en cuenta múltiples factores y recomendaciones que el fabricante de los circuitos de excitación (IR2120) brinda para un funcionamiento correcto. Se encontró que el circuito integrado IR2110 es especialmente sensible a la posición o arreglo de los componentes dentro del circuito y la forma de realizar las conexiones, particularmente en el largo y ancho de las pistas en el caso del circuito impreso. Se encontró también que conviene ubicar los capacitores en general, muy cerca de los elementos a los que van conectados. Las conexiones entre los MOSFET y los demás elementos deben reducirse al mínimo con la finalidad de disminuir la inductancia inherente al cableado o pista.

En la figura 3.40 se muestra un esquema del circuito de excitación completo para controlar los dos MOSFET del medio puente A. Para el medio puente B las señales de entrada HIN y LIN se invierten.

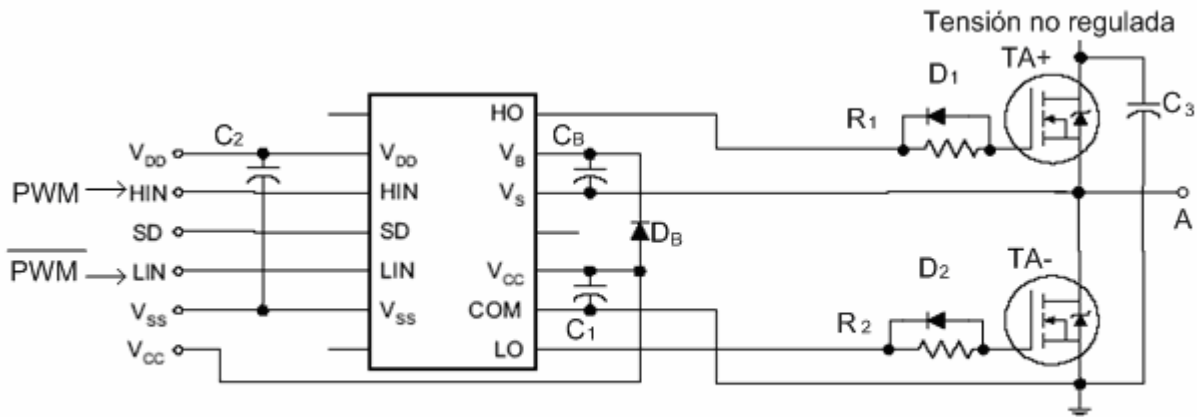


Figura 3.40. Circuito de excitación para un medio puente.

En la figura 3.41 se presentan las formas de onda de tensión observadas en las terminales del motor de prueba, antes y después de aplicar algunas de las diversas modificaciones que se realizaron al circuito en la tarjeta de pruebas.

En la figura 3.41a se muestra la distorsión en la forma de onda que se presenta cuando la distancia entre las terminales del MOSFET de modo alto y el MOSFET del modo bajo no es reducida. Una de las fallas más comunes que se presentó es cuando alguno de los componentes está dañado, generalmente se trata de alguno de los MOSFET de un medio puente o del circuito integrado de excitación (*driver*). La forma de onda en estos casos es parecida a las mostradas en la figura 3.41b.

La distorsión en la forma de onda mostrada en la figura 3.41c es el resultado de medir la forma de onda de salida con respecto a una referencia diferente a la referencia de la fuente de tensión de CD no regulada (COM) o a la referencia de la fuente lógica ( $V_{SS}$ ).

En la figura 3.41d se muestra lo que sucede cuando la distancia entre las terminales del capacitor de *bypass* ( $C_3$ ) y las terminales de los MOSFET es grande o simplemente el capacitor ( $C_3$ ) se omite. Se pueden observar picos de tensión de considerable tamaño en los frentes de subida y bajada de la forma de onda. Cuando la distancia se acorta se observa una menor distorsión, sin embargo, los picos siguen siendo del orden del 20% de la amplitud de la señal (figura 3.41e). Cuando se utiliza la red *snubber* se puede observar que la amplitud de dichos

picos disminuye y las oscilaciones en los frentes de bajada y subida disminuyen (figura 3.41f). Ésta es la forma de onda óptima para el buen desempeño del motor.

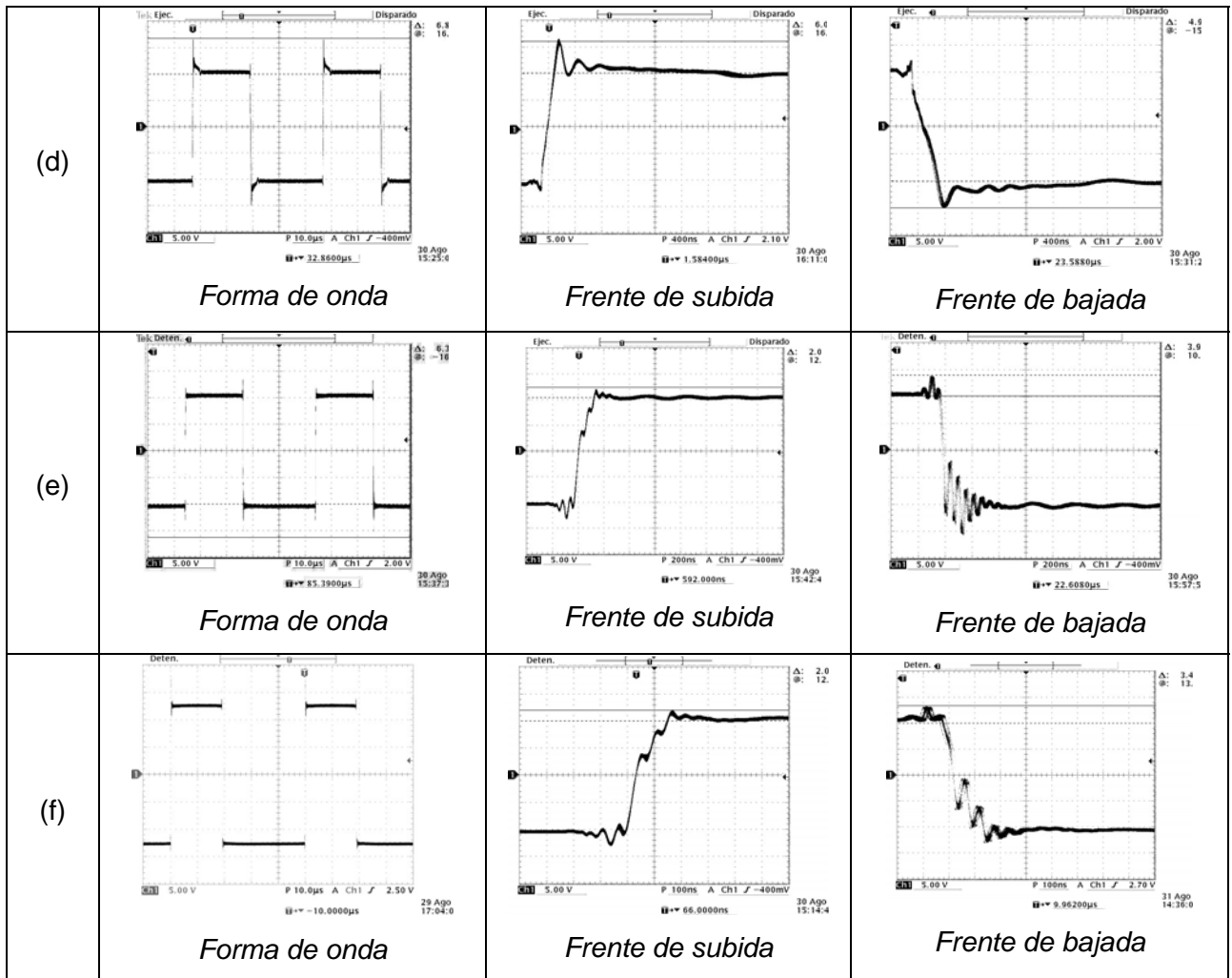
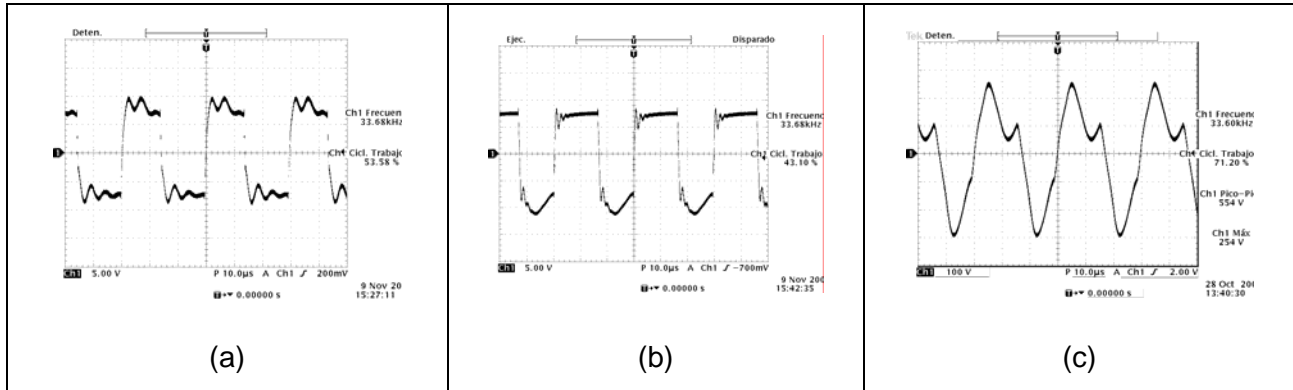


Figura 3.41. Formas de onda obtenidas durante las pruebas al circuito.



### 3.2.3. Fuente de tensión de CD no regulada

Se diseñó y construyó un circuito impreso sobre el cual se montaron los elementos de la fuente. Se puso especial énfasis en el tamaño de las pistas y la separación entre ellas, pues se manejarían altas tensiones y corrientes.

Como sistema de protección contra sobre corrientes se utilizó un fusible de 10[A] y 250[V], pues en el encendido del sistema se pudo notar que el pico de corriente alcanza una magnitud mayor a 8[A].

### 3.2.4. Aplicación para el control de velocidad

Como se muestra en la figura 3.42, la ventana principal de la aplicación está formada por 4 elementos principales.

El primer elemento es una interfaz de programación (1) que permite crear hasta 18 líneas de programación con los campos de: velocidad, sentido, tiempo dividido en horas, minutos y segundos, y aceleración. Basta que el usuario rellene los campos con los valores adecuados para programar una rutina.

El segundo elemento es una barra de menú que contiene todas las funciones que la aplicación es capaz de desempeñar (2). En la tabla 3.6 se presenta un resumen de dichas funciones y una breve descripción de cada una de ellas. Por ejemplo, mediante la aplicación se pueden abrir rutinas que fueron programadas ya sea mediante un editor de texto básico o la propia aplicación, a través de una ventana de dialogo como la de la figura 3.43. De igual forma, para guardar una rutina programada a través de la interfaz de programación de rutinas propia de la aplicación, se hace a través de una ventana de diálogo como la que se muestra en la figura 3.44. La ventana de dialogo de la figura 3.45 aparece tras seleccionar el menú de opciones y permite al usuario modificar el límite preestablecido para la aceleración.

Otro elemento es una barra de botones que contiene las principales funciones de la aplicación con el fin de facilitar el uso de la misma (3). Por último, en la base de la ventana se añadieron los 4 botones que se consideran son los más utilizados por el usuario (4).

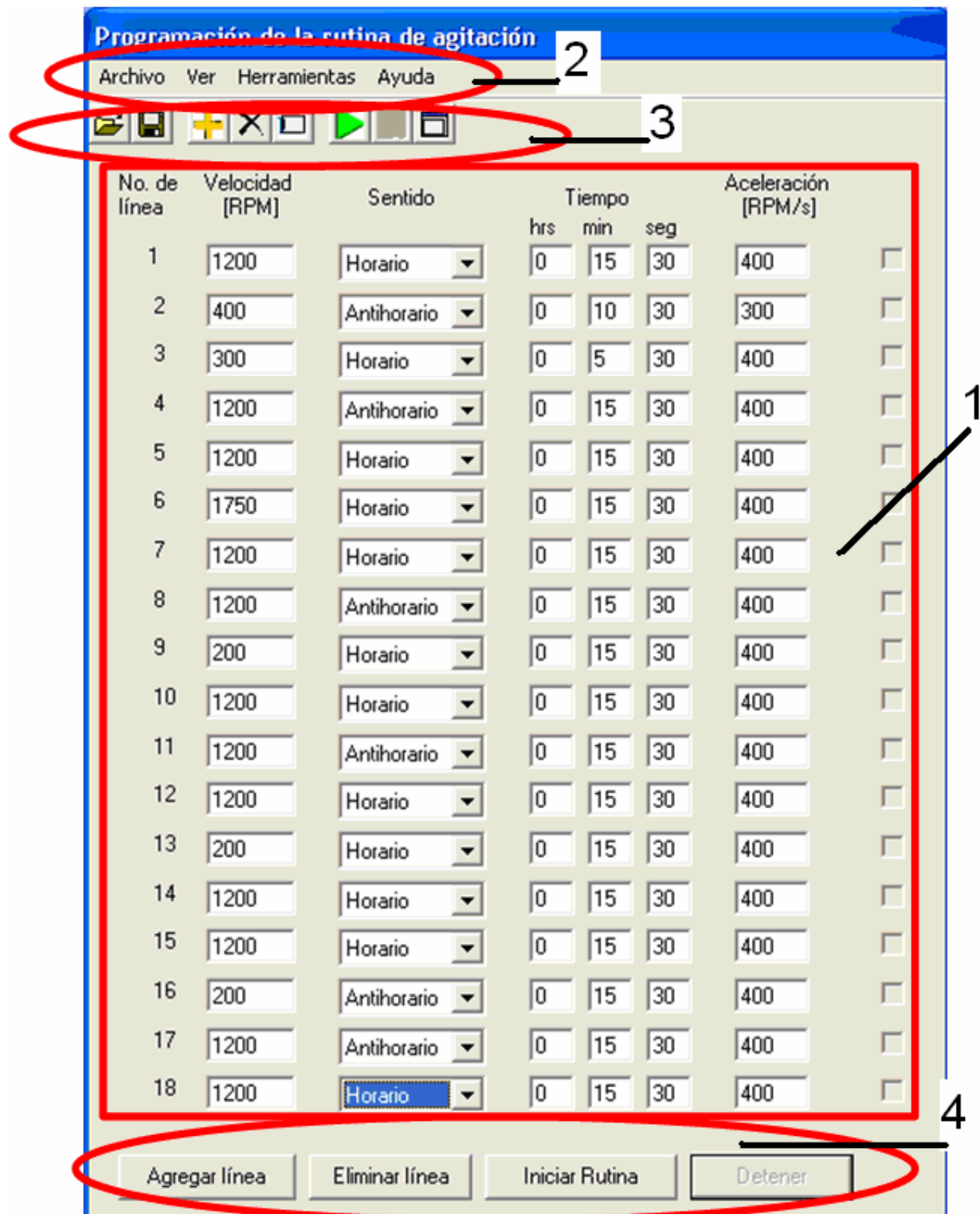


Figura 3.42. Elementos de la ventana principal de la aplicación.









<b>Función</b>	<b>Icono</b>	<b>Descripción</b>
<b>Archivo</b>		
Abrir...(Ctrl+A)		Abre una rutina preprogramada. El archivo debe existir (Fig. 3.43).
Guardar (Ctrl+G)		Guarda una rutina programada con el nombre del último archivo abierto.
Guardar como...		Guarda una rutina con un nombre específico (Fig. 3.44).
Salir (Ctrl +Q)		Cierra la aplicación.
<b>Ver</b>		
Mostrar/Ocultar monitor (Ctrl + V)		Muestra u Oculta el monitor de la pantalla.
<b>Herramientas</b>		
Agregar línea (Ctrl +N)		Agrega una nueva línea de programación.
Eliminar línea (Ctrl+E)		Elimina la última línea que se agregó.
Eliminar todos los campos (Ctrl + X)		Elimina todos los campos creados, excepto la primera línea.
Limpiar todos los campos (Ctrl+L)		Borra la información contenida en todas las cajas de textos.
Limpiar última línea (Ctrl+U)		Borra la información contenida en las cajas de texto de la última línea.
Opciones... (Ctrl +O)		Permite modificar el límite máximo de aceleración (Fig. 3.45).
<b>Ayuda</b>		
Instrucciones		Muestra una breve descripción de las funciones.
Acerca de		Muestra información sobre la aplicación.
<b>Otros</b>		
Iniciar rutina		Ejecuta la rutina programada.
Detener rutina		Detiene la ejecución de la rutina.

Tabla 3.6. Resumen de las funciones de la aplicación.

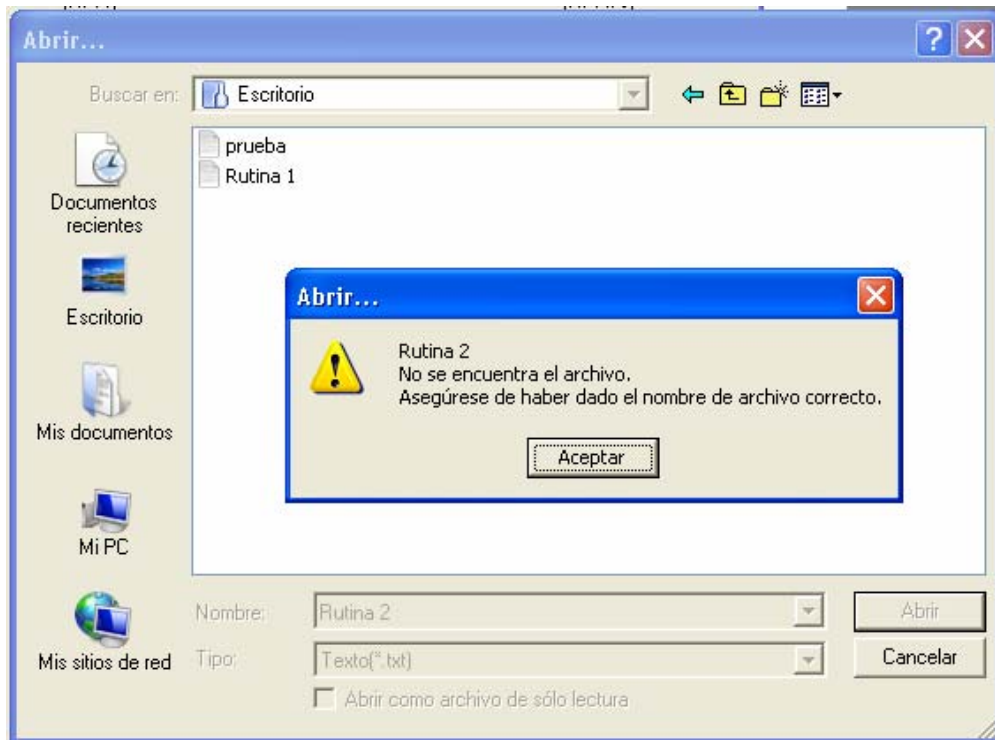


Figura 3.43. Ventana de diálogo para abrir un archivo.

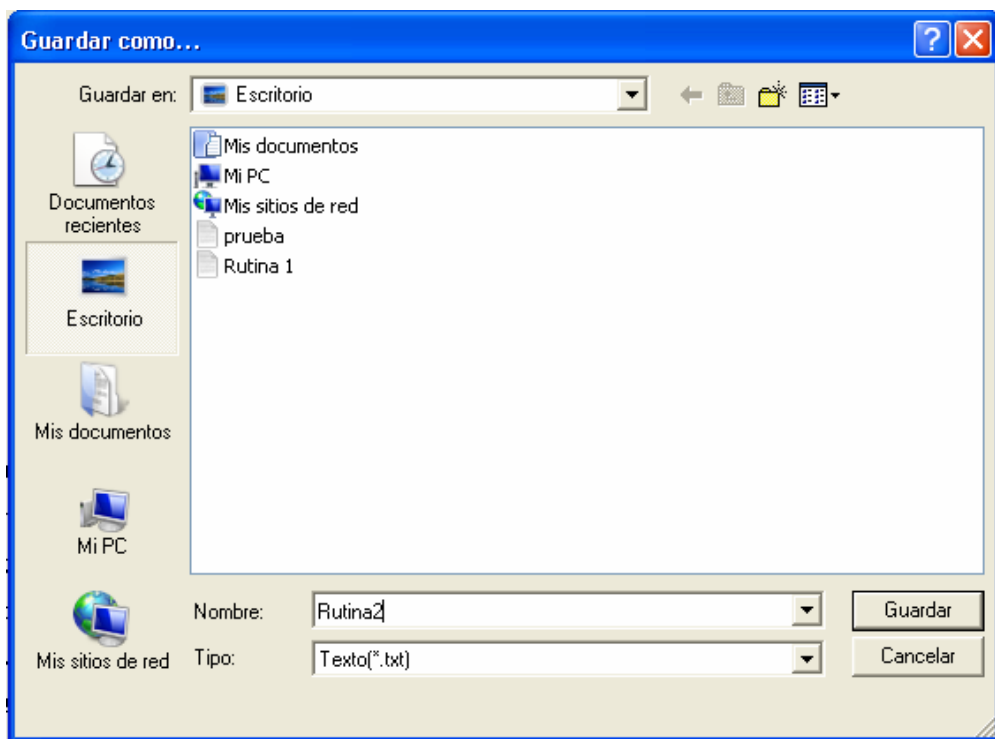


Figura 3.44. Ventana de diálogo para guardar una rutina programada.

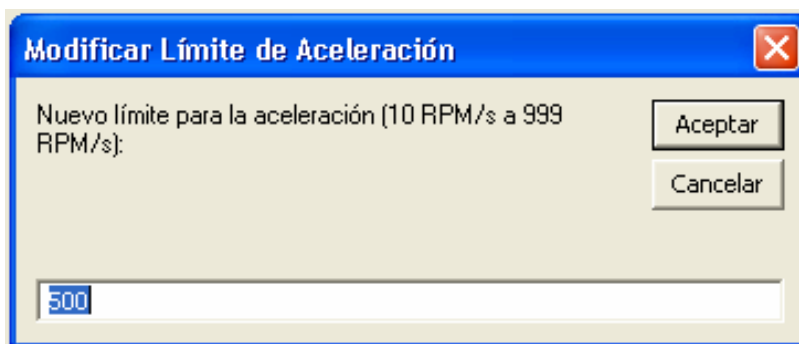


Figura 3.45. Ventana de diálogo para modificar el límite máximo de aceleración.

Durante la ejecución de la rutina, se puede monitorear el desarrollo de ésta mediante la ventana del Monitor de velocidad del agitador como la que se muestra en la figura 3.46. El monitor está compuesto por una barra de menú, una barra que indica gráficamente la velocidad del motor, un indicador numérico de la velocidad, un indicador gráfico del sentido de giro del motor y un cronómetro que lleva la cuenta del tiempo transcurrido desde que se inició la rutina.



Figura 3.46. Ventana del Monitor de velocidad del agitador.

El menú contiene las opciones de: salir del monitor (Archivo), ocultar el monitor (Ver), mostrar las instrucciones y la información acerca de la aplicación (Ayuda).

También, mediante la interfaz de programación es posible seguir el desarrollo de la rutina programada. Al final de cada línea se encuentra una pequeña casilla, cuando una línea se está ejecutando la casilla comienza a parpadear y se palomea; cuando la línea ha terminado de ejecutarse la casilla deja de parpadear indicando que esa línea ha sido ejecutada.

### a) Instalación de la aplicación

La aplicación está diseñada para funcionar correctamente en equipos con sistema operativo Windows XP. Con la finalidad de que la aplicación tenga la capacidad de ser instalada en gran cantidad de equipos se creó un paquete de instalación.

El paquete de instalación está formado por una carpeta que contiene todos los archivos necesarios para la instalación. Para instalar la aplicación se debe ejecutar el asistente de instalación abriendo el archivo *setup* y seguir las instrucciones que ahí se indican ( Fig. 3.47).

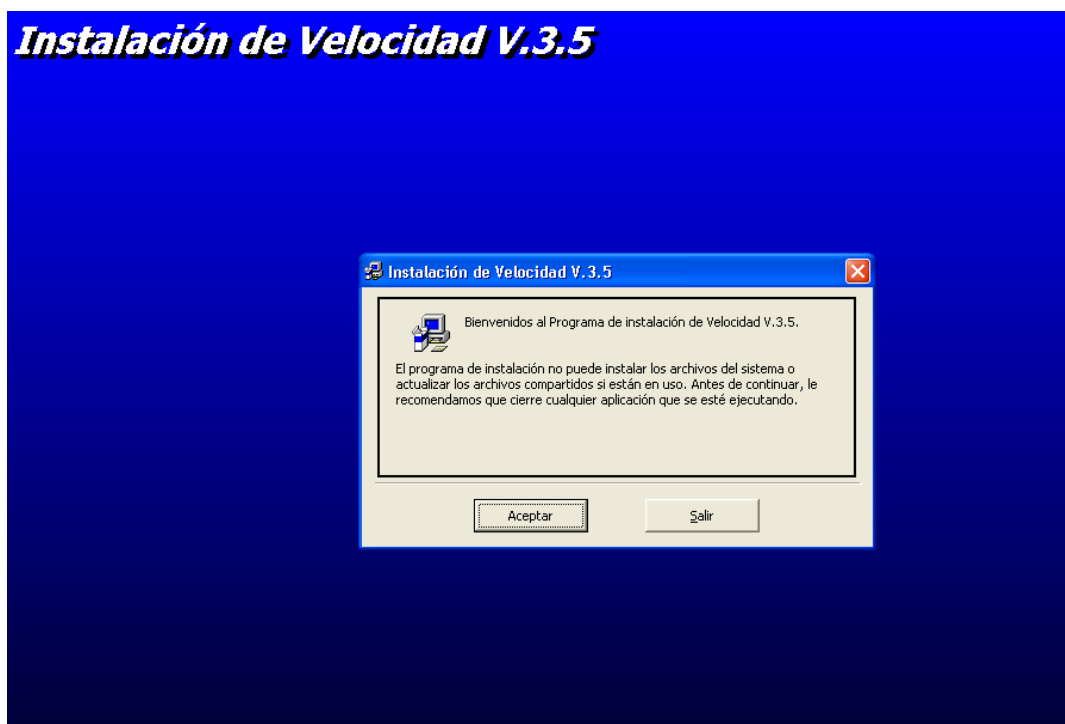


Figura 3.47. Pantalla de instalación.

---

# Capítulo 4

---

## Resultados

### **4.1. Evaluación del desempeño del sistema de control**

#### **4.1.1. Disipación de potencia**

Con el fin de probar que el sistema disipa adecuadamente la potencia sin sobrecalentamiento y descartar la necesidad de colocar un ventilador, se realizaron dos pruebas. La primera consistió en dejar funcionar el sistema con el motor a máxima velocidad y sin carga. La temperatura se midió en diversos intervalos de tiempo utilizando un termómetro infrarrojo marca Fluke, comprobando que ésta no se elevara demasiado en los diversos elementos que conforman el sistema. Las mediciones se llevaron a cabo en puntos que se consideran importantes para el funcionamiento del sistema y seguridad del usuario, como los son la carcasa del transformador de aislamiento, el capacitor de la fuente de CD no regulada, los disipadores de los MOSFET de potencia, el circuito excitación de los MOSFET y el circuito regulador de tensión de la fuente que alimenta a los circuitos de control (fuente lógica). Los resultados de esta prueba se muestran en la tabla 4.1.

La segunda prueba se realizó bajo las condiciones para las cuales el sistema fue diseñado. Se utilizó el sistema de control para agitar un tanque con glicerina a través de una turbina tipo Rushton durante 1.5 horas. Como en la prueba anterior, se midió la temperatura en los diversos elementos del sistema en diversos intervalos de tiempo. Los resultados de esta prueba se muestran en la tabla 4.2. En la última fila de la tabla 4.2 se presenta también la corriente promedio que entra al motor de CD. En pruebas de mayor duración bajo las mismas condiciones se comprobó que la temperatura no aumenta más allá de los 40[°C].

Elemento	Temperatura [°C]				
	5 min	10 min	30 min	1 hr	1.5hr
Transformador	17.7	18.7	21.8	25.3	28.3
Disipadores	17.8	20.5	23.1	24.1	26.3
IRF2120	17.7	18.8	22.1	24.1	24.2
Fuente Lógica	17.8	21.5	24.6	26.2	28.8
Fuente de CD no regulada	17.1	17.7	20.1	20.9	22.2

Tabla 4.1. Medición de temperatura a los elementos del sistema sin carga.

Elemento	Temperatura [°C]				
	5 min	10 min	30 min	1 hr	1.5hr
Transformador	31.5	31.7	33.0	35.1	37.2
Disipadores	28.4	30.6	33.0	34.7	35.1
IRF2120	28.2	29.0	31.6	33.5	33.5
Fuente Lógica	30.1	31.2	32.1	32.1	33.2
Fuente de CD no regulada	26.6	27.2	29.1	30.1	31.0
Corriente promedio	0.86[A]	0.83[A]	0.77[A]	0.73[A]	0.72[A]

Tabla 4.2. Medición de temperatura a los elementos del sistema con carga.

#### 4.1.2. Consumo de potencia del sistema cuando el motor se encuentra en paro

Con el fin de determinar indirectamente el consumo de potencia del sistema se realizó una prueba que consistió en medir la tensión RMS (valor cuadrático medio de la tensión) y la corriente RMS (valor cuadrático medio de la corriente). Esto nos asegura que toda la energía que se está consumiendo en ese momento se debe exclusivamente al sistema de control y no al motor. En la figura 4.1 se puede observar un esquema de las conexiones que se realizaron para la prueba.



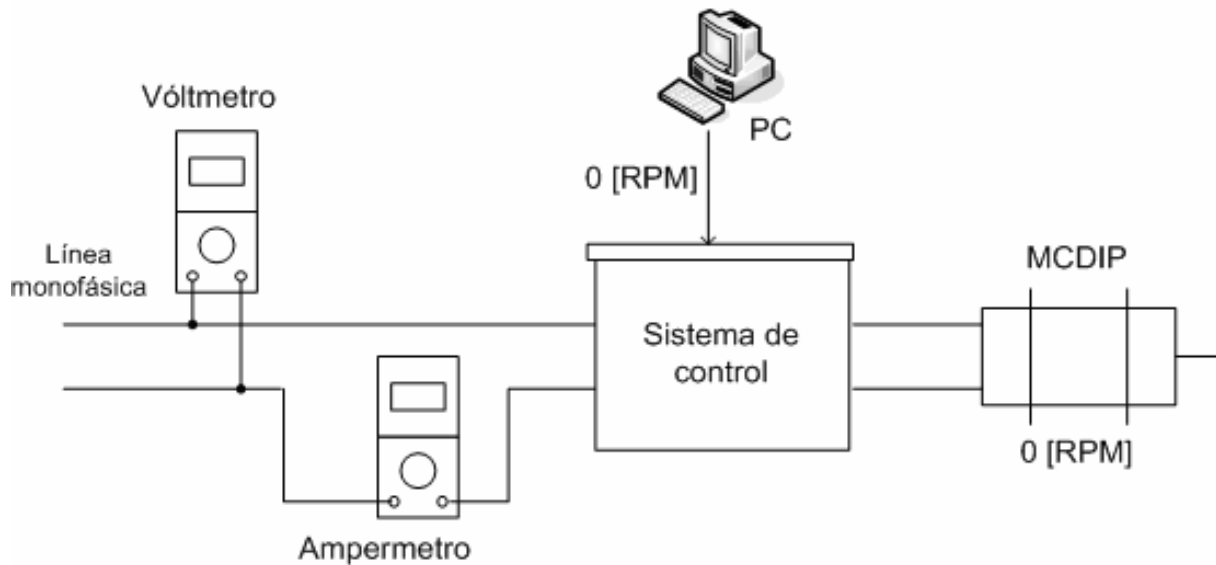


Figura 4.1. Esquema de conexiones para la prueba del consumo de potencia.

El consumo promedio de corriente RMS ( $I_{RMS}$ ) del sistema resultó ser de 0.32[A], mientras que la tensión promedio RMS ( $V_{RMS}$ ) de la línea resultó ser de 121[V]. Mediante la expresión 4.1 podemos la potencia promedio del sistema de control  $P_{sis}$ , que en este caso resultó ser de 38.72 [W]. Este resultado no considera la potencia requerida para alimentar a la PC que envía los comandos de control.

$$P_{sis} = I_{RMS} V_{RMS} = 0.32[A] \times 121[V] = 38.72[W] \quad \text{Ec. 4.1}$$

#### 4.1.3. Medición de la tensión promedio de salida del convertidor de modo conmutado

Con el fin de verificar que la relación entre la tensión promedio de salida del convertidor y el comando de velocidad enviado desde la PC fuese lineal, tal como se supuso durante el diseño, se realizó una prueba en donde, por medio de la medición de la señal de tensión de salida del convertidor en el osciloscopio, se determinó el promedio de dicha tensión.

En la figura 4.2 se muestra un esquema de la prueba y las conexiones realizadas. Es importante señalar que la medición se realiza indirectamente, observando en el canal 1 del osciloscopio la señal de tensión en la terminal A del motor, y en el canal 2, la señal de tensión de la terminal B. Gracias a una de las funciones del osciloscopio es posible operar

matemáticamente ambas señales y restarlas con el fin de obtener la señal que realmente utiliza el motor como alimentación, tal como se puede observar en la figura 4.3.

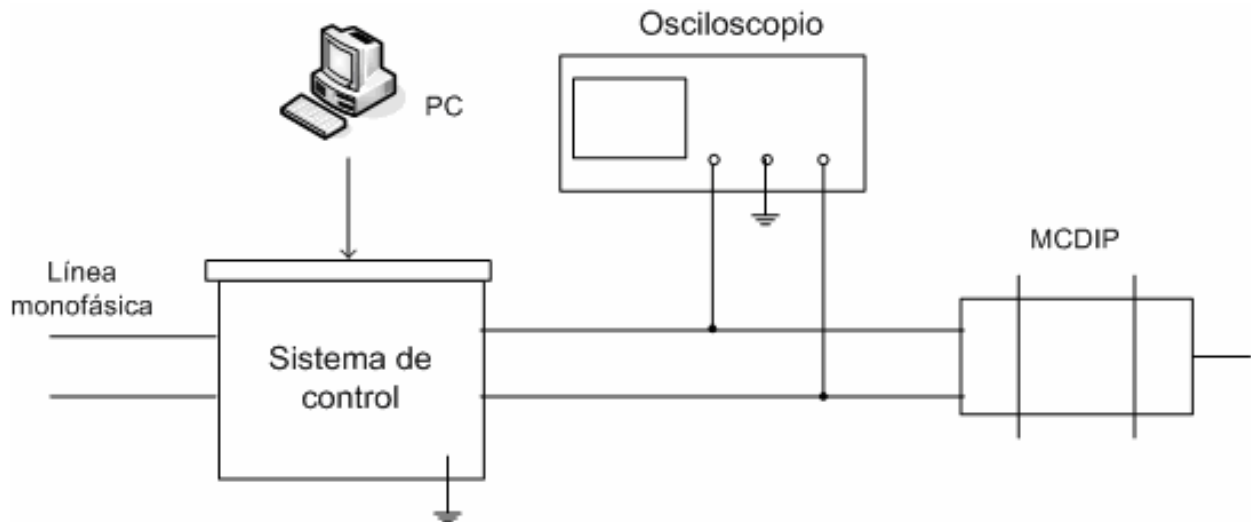


Figura 4.2. Esquema de conexiones para la medición de la tensión promedio de salida del convertidor.

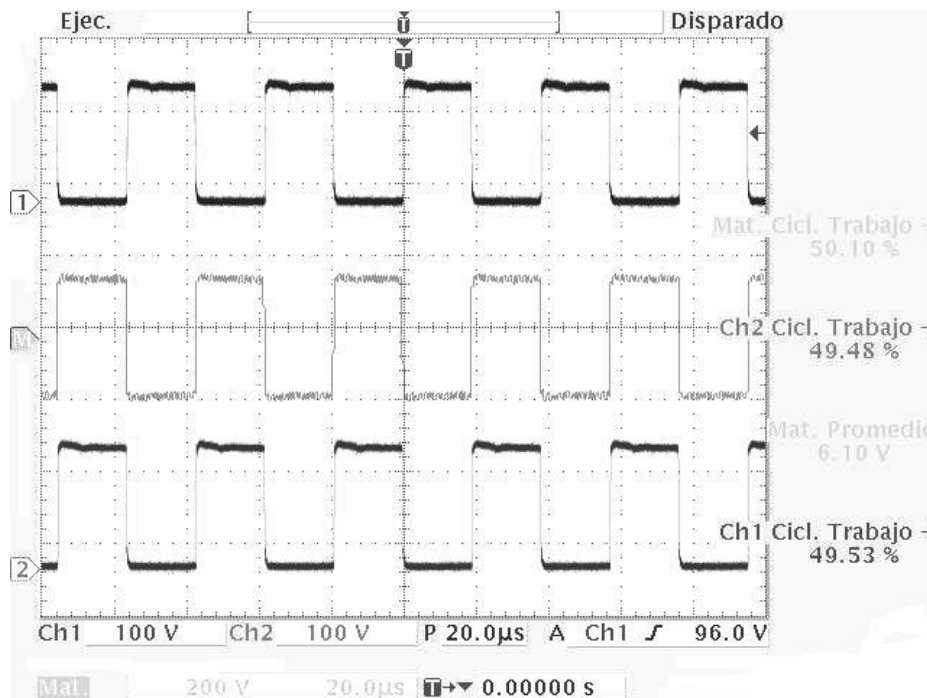


Figura 4.3. Señales de tensión en las terminales del motor.

En la figura 4.4 se muestra la relación de la tensión promedio de salida del convertidor  $V_0$  con el comando de velocidad  $n_m$  enviado por la PC que se utilizó para el diseño del software de control (línea continua basada en la ecuación 3.26) y la relación encontrada experimentalmente (línea marcada con rombos). Una velocidad positiva indica sentido de giro antihorario, mientras que una velocidad negativa indica sentido de giro horario. Es evidente que existe una diferencia entre ambas relaciones, sin embargo, tal diferencia no influye significativamente en el desempeño general del sistema, como se verá más adelante.

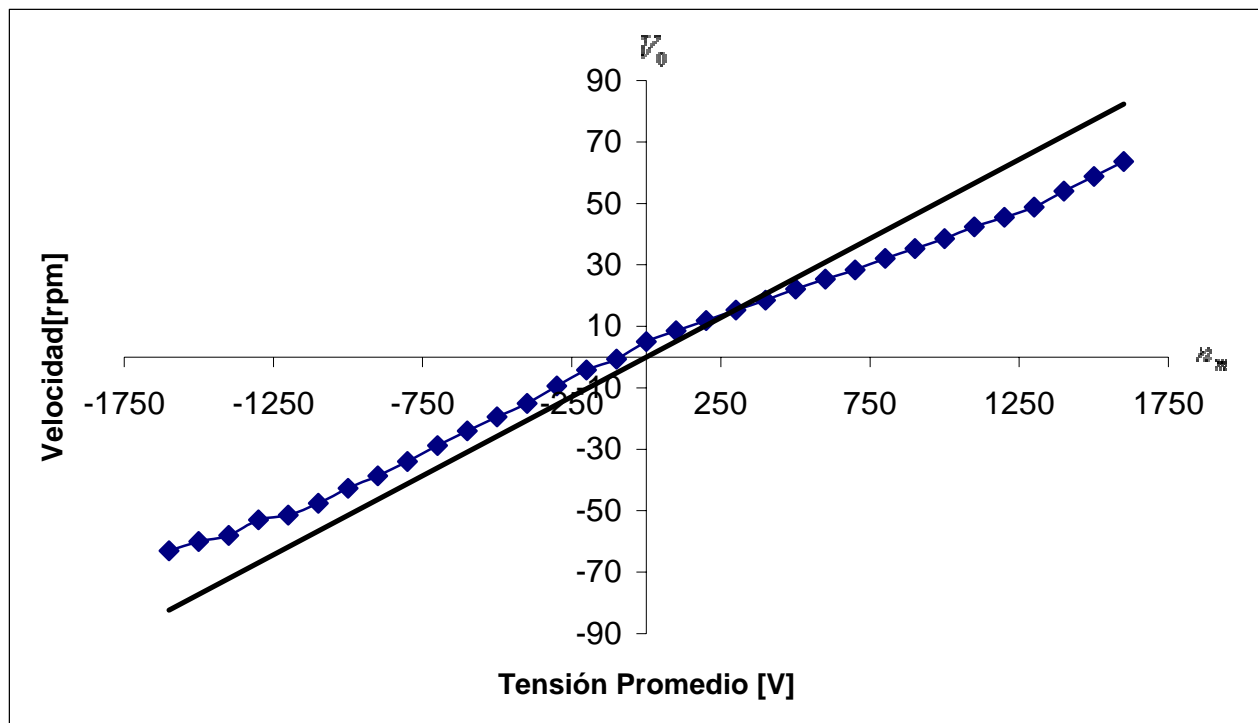


Figura 4.4. Relación Tensión promedio de salida del convertidor - Comando de velocidad.

#### 4.1.4. Relación de la velocidad real del motor con el dato enviado desde la PC

##### a) Sin considerar los efectos de la carga

Con el propósito de verificar que la relación entre la velocidad real del motor con el dato de ocho bits fuese la que se supuso durante la etapa de diseño, se realizó una prueba en la que se varió la velocidad del motor desde cero hasta la velocidad nominal, en un sentido primero y después en el otro, al tiempo que, mediante un tacómetro, se media la velocidad del motor sin carga.

En la figura 4.5 se puede apreciar que la relación que se obtuvo experimentalmente (línea con rombos) es muy similar a la que se utilizó para realizar la aplicación de control (línea continua basada en la ecuación 3.28).

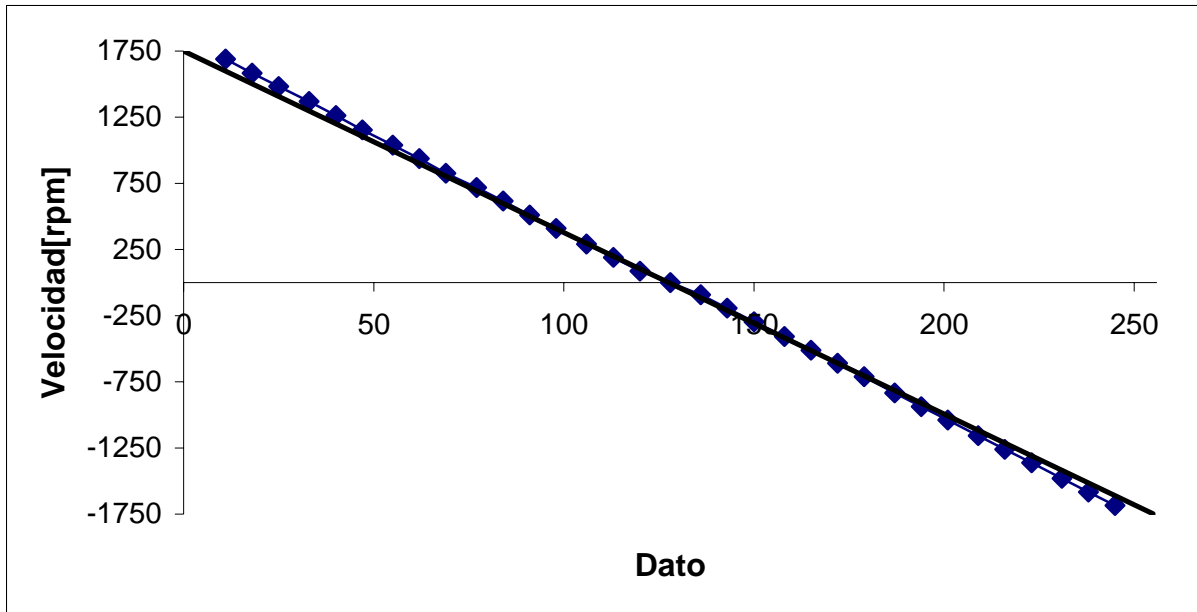
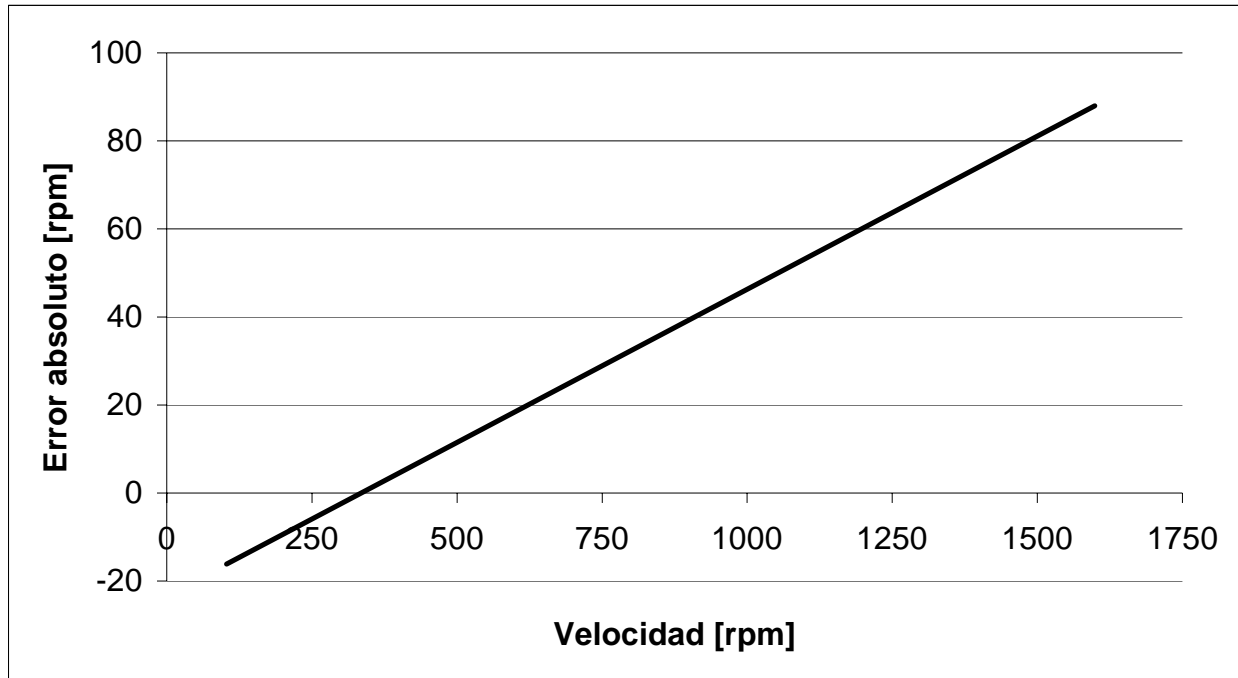


Figura 4.5. Relación Velocidad real del motor-Dato enviado desde la PC.

Esta misma prueba se utilizó para conocer el grado de exactitud del sistema de control, es decir, en que grado la velocidad que se establece por medio de la PC difiere de la velocidad real que el motor adquiere.

En la figura 4.6 se puede observar una gráfica que muestra la tendencia del error absoluto definido como la diferencia entre la velocidad real del motor y el comando de velocidad enviado desde la PC (eje de las abscisas). A bajas velocidades el error absoluto es considerablemente alto, aunque negativo, lo que significa que el motor gira más lentamente de lo que se le ordenó. Sin embargo, al aumentar la velocidad el error disminuye hasta alcanzar un valor nulo alrededor de las 300 [rpm], para volver a crecer positivamente de manera lineal, lo que significa que a altas velocidades el motor gira más rápido de lo que se esperaba. Para velocidades en sentido de giro horario, el comportamiento del error, tanto absoluto como relativo es prácticamente el mismo.



*Figura 4.6. Comportamiento del error absoluto en relación al incremento de velocidad.*

Para analizar que tan significativo puede ser este error, se calculó el error relativo definido como la razón del error absoluto y el comando de velocidad enviado desde la PC, como se muestra en la figura 4.7.

A bajas velocidades se tiene un error relativo muy grande, sin embargo, por arriba de las 1100 [rpm] aproximadamente, el error relativo apenas supera el 5%, siendo menor a esta cantidad en un amplio rango de velocidad (de 200[rpm] a 1100[rpm]).

Para velocidades en sentido de giro horario (velocidades con signo negativo), el comportamiento del error, tanto absoluto como relativo es prácticamente el mismo que para el sentido de giro antihorario.

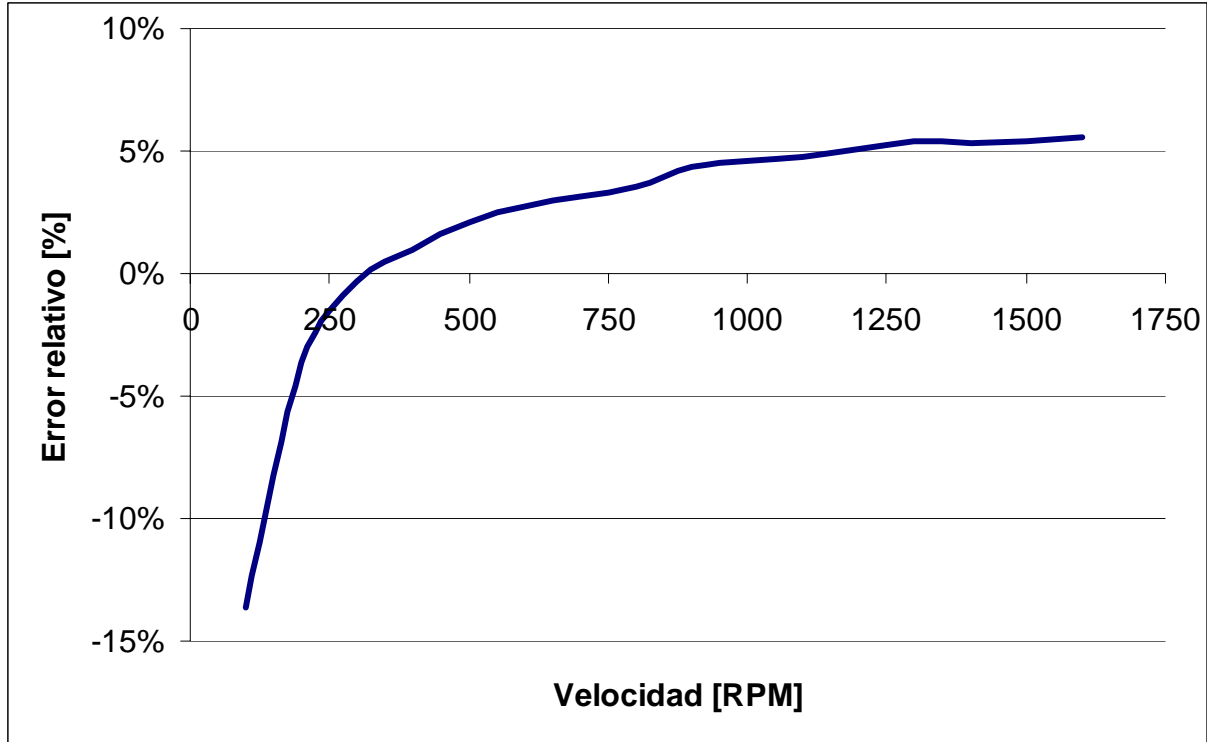


Figura 4.7. Comportamiento del error relativo en relación al incremento de velocidad.

## b) Efecto de la carga

Con el fin de evaluar la capacidad del sistema para conservar la velocidad ante los cambios de carga, se hizo una comparación entre el trabajo del sistema con el motor sin carga y cuando el sistema es utilizado para mezclar una solución de glucosa al 85% carga máxima que podría tenerse en la aplicación del sistema. Debido a que no es posible agitar la solución a más de 600 [rpm] debido a la formación de un vórtice considerable, se realizó la medición de la velocidad real del motor con ayuda de un tacómetro al tiempo que se ejecutaba una rutina en la PC, que indica al motor aumentar su velocidad de 0[rpm] a 600 [rpm] en pasos de 50 [rpm].

En la figura 4.8 se presenta la tendencia de los datos obtenidos experimentalmente mediante la línea continua. La línea discontinua representa la tendencia de los datos que se obtuvieron con anterioridad al medir la velocidad real del motor sin carga.

Para tener más clara esta diferencia, se calculó el error relativo que existe entre la velocidad real del motor con carga y el comando de velocidad enviado desde la PC. En la figura 4.9 se

presenta la gráfica de este error, el cual crece significativamente al aumentar la velocidad, al grado que para un comando de 600[rpm] se llega a tener una diferencia de 100 [rpm] con la velocidad real del motor.

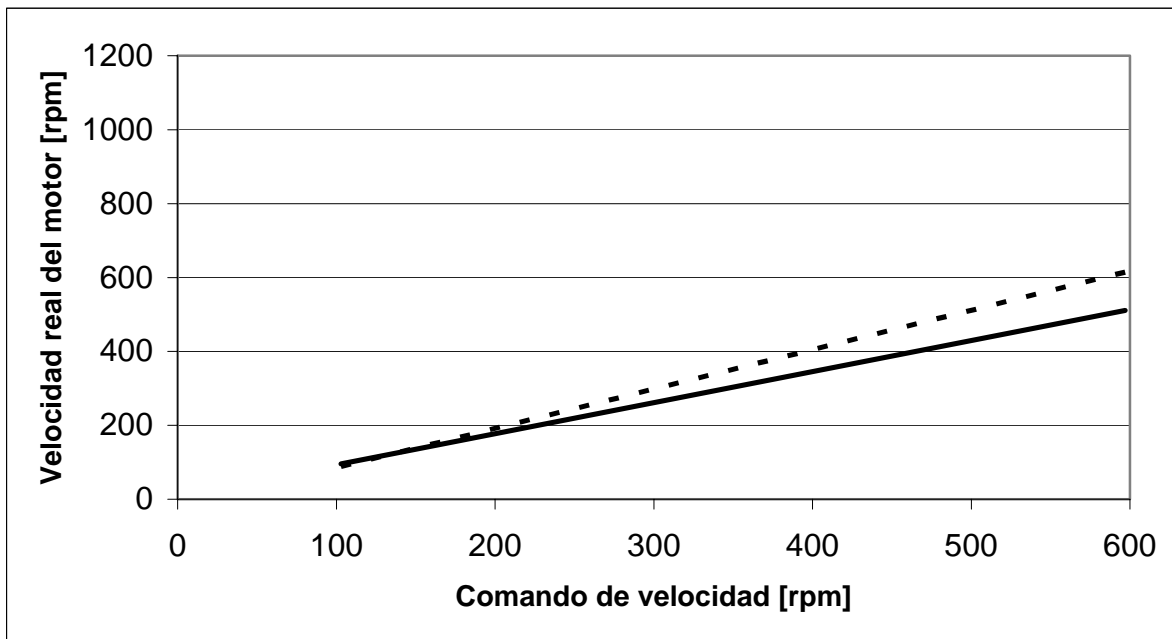


Figura 4.8. Comparación entre la velocidad real del motor sin carga y con carga.

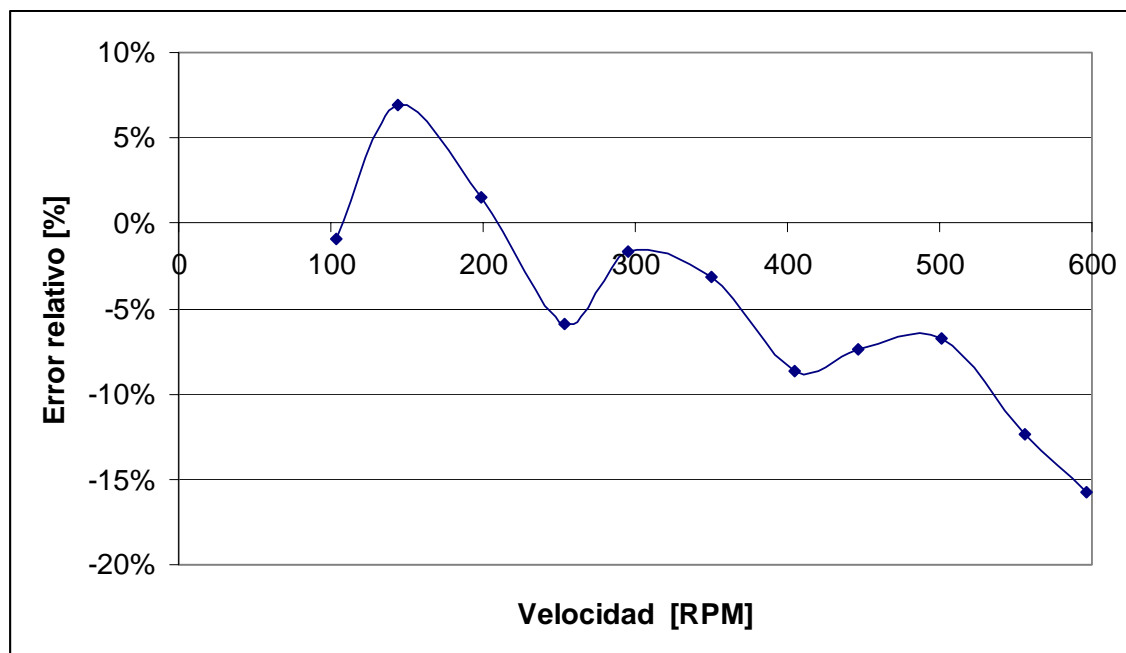


Figura 4.9. Error relativo entre la velocidad real del motor bajo carga y el comando de velocidad enviado desde la PC.

## Conclusiones y trabajo futuro

Se logró desarrollar un sistema de control de velocidad conformado principalmente por una etapa de control que utiliza la técnica PWM, una etapa de potencia basada en un convertidor de modo conmutado y una aplicación de control los cuales, de forma integrada, permiten al usuario variar la velocidad de un motor de CD en un amplio rango y en ambos sentidos, con la posibilidad de controlar su aceleración y tiempo de mezclado. El costo del material para la construcción de este equipo asciende a los \$ 2,000; sin incluir el costo del motor que es de aproximadamente \$3,600.

En cuanto a la aplicación para el control de la velocidad, se logró diseñar un software que satisface todos los requerimientos que se plantearon para el diseño del sistema, con la ventaja adicional de un de tener la opción de programar rutinas de agitación de una manera muy práctica mediante un código sencillo e intuitivo, a través de un procesador de textos básico. Con ayuda de esta aplicación, el investigador puede también guardar y abrir rutinas programadas con anterioridad.

El motor elegido para la presente aplicación resultó ser muy adecuado, tanto en sus parámetros de potencia y velocidad nominal, como en su tamaño y costo.

Aunque la mayoría de los circuitos y elementos que conforman el sistema no parecen llegar al sobrecalentamiento después de estar en funcionamiento por más de 1.5 horas, parece ser recomendable colocar un ventilador con el fin de ayudar a la disipación de de energía del equipo, dado que todos los elementos electrónicos del sistema se encuentran en un gabinete cerrado.

Esto mismo nos lleva a pensar en la necesidad de un nuevo diseño de la carcasa del equipo y en la organización o arreglo de las tarjetas electrónicas o módulos que componen el sistema lo cual, además de ayudar a la disipación de calor, también contribuya a disminuir el volumen del equipo.

La potencia requerida para el funcionamiento del sistema es menor a los 40[W], lo que consideremos lo hace cumplir con los requerimientos de bajo consumo de energía. Sin



embargo, creemos que aún es posible reducir este consumo al realizar una modificación a la técnica de control empleada que permita desactivar por completo la etapa de potencia cuando ésta no se esté utilizando, por ejemplo, cuando se requiera mantener al motor en paro.

Sin duda, la etapa de potencia resultó ser la más complicada de implementar. Desde los primeros prototipos se tuvieron problemas para conseguir formas de onda adecuadas. De igual forma el diseño de la tarjeta impresa y el desarrollo de un circuito impreso que finalmente funcionara de manera adecuada constituyeron un reto. La correcta configuración de los circuitos de excitación de los MOSFET constituye el factor principal para evitar daños en estos transistores (la falla más común), así como el asegurar formas de onda libres de distorsión, las cuales provocan sobrecalentamiento en los diversos elementos del sistema.

Durante el diseño de la aplicación de control se consideró a la Ec. 3.26 (pág. 66) como una buena aproximación a la relación real que existe entre la velocidad del motor y la tensión promedio en sus terminales, descrita por la Ec. 3.5 (pág. 30). Aunque la figura 4.3 parece desmentir esta suposición el comportamiento general del sistema la afirma, pues se logró que la relación más importante, la relación entre el dato o el comando de velocidad enviado desde la PC con la velocidad real que adquiere el motor, la cual es el resultado del desempeño individual de cada uno de los módulos que componen al sistema (aplicación de control, etapa de control y etapa de potencia), fuese bastante exacta, al menos cuando el motor trabaja sin carga.

Esto último revela la necesidad de adaptar un módulo más a la etapa de control que permita crear un sistema de control de lazo cerrado, con el fin de que cuando el motor se encuentre bajo carga, el sistema aumente el par y la velocidad del motor no se vea disminuida. El realizar este cambio no conlleva grandes modificaciones al sistema actual, dado que esta posibilidad fue tomada en cuenta desde etapas tempranas del diseño.

## Anexos

### A.1. Convertidores de modo conmutado de CD a CD

Los convertidores CD-CD (también conocidos como *recortadores*, *troceadores* o "*choppers*") son circuitos electrónicos de potencia que convierten una tensión continua en otro nivel de tensión continua y, normalmente, proporcionan una salida regulada. Mediante este convertidor es posible controlar un motor de CD a través del control de la tensión de armadura. A diferencia del control de velocidad utilizando reóstatos o resistores de potencia que producen importantes pérdidas energéticas, el control de estado sólido reduce las pérdidas al motor en sí. La fuente de primaria de CD, en la mayoría de los casos consiste de una tensión de línea (AC) rectificadas seguida de un filtro capacitivo con el fin de conseguir una baja impedancia interna y una tensión de rizo también baja.

#### a) Convertidores de modo conmutado de CD a CD de un solo cuadrante o tipo A

El principio de funcionamiento de un convertidor CD-CD se puede reducir al siguiente circuito:

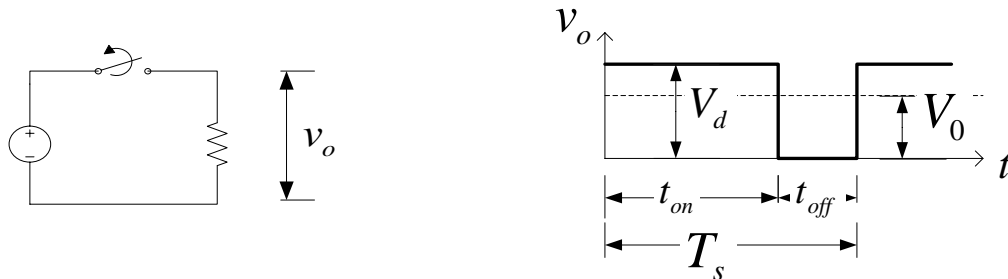


Figura A.1. Conversor CD-CD simple.

Si suponemos que el interruptor es ideal, la salida es igual a la entrada cuando el interruptor está cerrado y es cero cuando el interruptor está abierto (Control Encendido-Apagado). La apertura y cierre periódicos del interruptor producen la salida de pulsos mostrada en la figura.

La media o componente de continua de la salida es

$$V_0 = \frac{1}{T} \int_0^T v_0(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^{DT} V_d(t) dt = V_d D \quad \text{Ec. A.1}$$

Por lo tanto, la tensión promedio de salida se controla ajustando el ciclo de trabajo (D), que es la fracción del periodo en la que el interruptor está cerrado.

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T_s} = t_{on} f_s \quad \text{Ec. A.2}$$

Donde ( $f_s$ ) es la frecuencia de conmutación. En este modo de operación, la componente continua de salida será menor o igual que la entrada.

Un convertidor tipo A controlando un motor de CD puede ser modelado por la figura A.2a. Cuando el conmutador es cerrado el funcionamiento del circuito puede ser representado por la figura A.2b, donde la tensión de la fuente de CD se presenta íntegramente en las terminales del motor durante ( $t_{on}$ ). Cuando el interruptor se abre en la figura A.2c durante ( $t_{off}$ ), el diodo de *libre rodada* conduce la corriente que permite descargar el almacenamiento de energía en (L) [43].

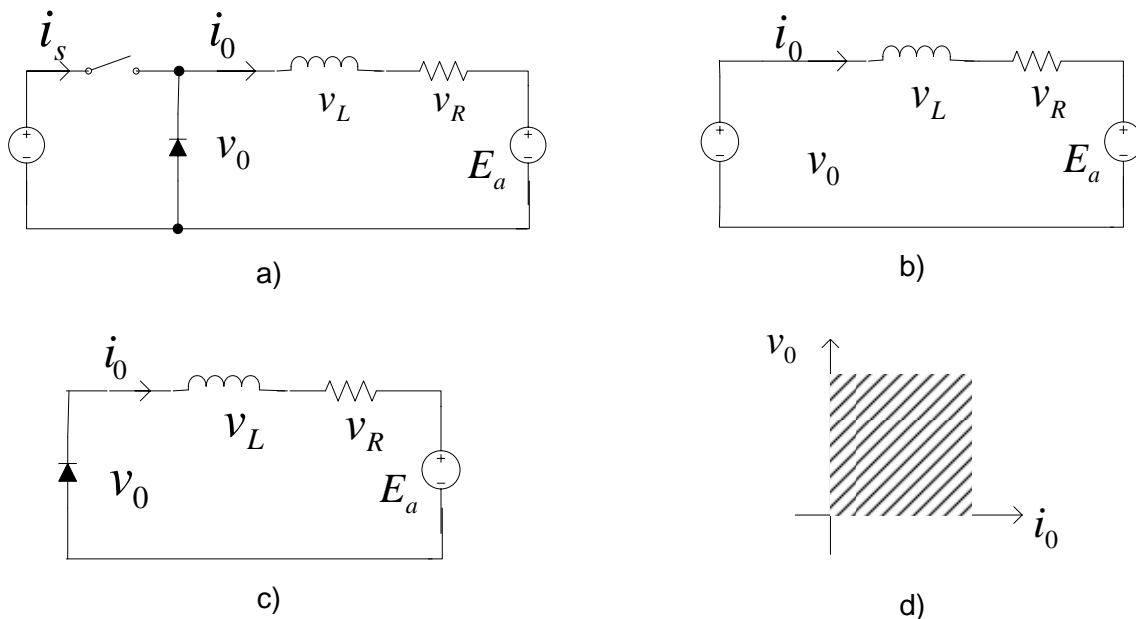


Figura A.2. Convertidor de modo conmutado tipo A.

**b) De dos cuadrantes o tipo B**

En el caso anterior el se dice que el convertidor opera en el primer cuadrante de una gráfica que relaciona la tensión y la corriente en la carga, dado que ambas variables son positivas (Figura A.2d). El convertidor de dos cuadrantes permite el flujo de la corriente en ambas direcciones (de la fuente hacia la carga y de la carga hacia la fuente), y por lo tanto el flujo de potencia. En el caso del control de motores a este modo de operación se le llama frenado regenerativo. Si la fuerza contraelectromotriz ( $e_a$ ) aumenta con respecto a la tensión en las terminales del motor ( $v_t$ ) debido a una disminución de ésta última o al aumento de velocidad del motor debido a una repentina disminución de carga, el motor se estará comportando como generador. La alta fuerza contraelectromotriz causa que la corriente fluya hacia la fuente de alimentación.

La figura A.3 ilustra el funcionamiento de un convertidor de dos cuadrantes o *chopper* tipo B, en el cual ( $I_o$ ) puede ser positiva o negativa, pero ( $V_o$ ) sólo puede ser positivo. Para la operación con corriente positiva, TA+ y el diodo D<sub>1</sub> funcionan de manera similar a un convertidor de tipo A. Para la operación con una corriente negativa los elementos TA- son empleados, mientras que TA+ es apagado. Si  $E_a > 0$ , y TA- se enciende, entonces una corriente ( $i_o$ ) negativa fluirá y la energía de ( $E_a$ ) será almacenada en la inductancia (L). Si TA- se desactiva nuevamente, resultará un valor positivo de ( $v_L$ ) que en conjunto con ( $E_a$ ) provocará que circule corriente a través de D<sub>2</sub> y hacia la fuente de CD, proveyéndola de la energía almacenada en la inductancia (L).

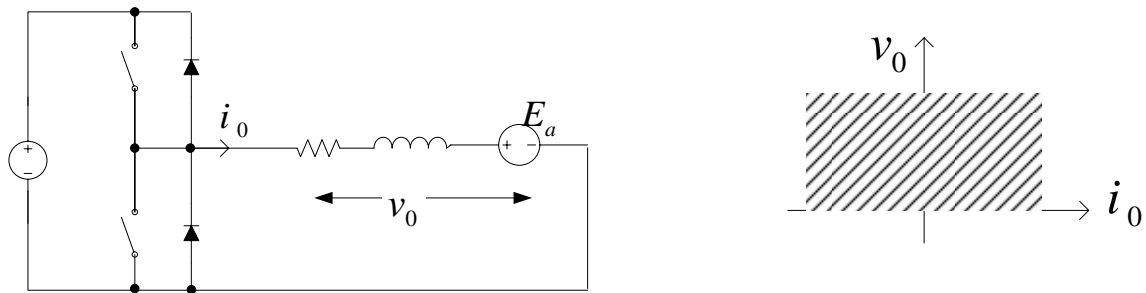


Figura A.3. Convertidor de modo conmutado de medio puente o tipo B.

**c) De cuatro cuadrantes**

En el caso donde la operación del motor es reversible, es decir, el sentido de giro del motor sea bidireccional, es necesario, según sea el caso, invertir el sentido de flujo de la corriente de campo o invertir la polaridad de la tensión de armadura. Esta última necesidad la cubre un conversor CD-CD de cuatro cuadrantes (también llamado convertidor de puente completo o puente H), además de que también es posible utilizar el frenado regenerativo. Este conversor es utilizado ampliamente en el control de velocidad y par de diversos tipos de motores, inclusive no sólo para motores de CD, si no que también motores síncronos y de inducción debido a que ésta topología puede ser usada también como un inversor.

## Lista de símbolos

B: Ancho de la paleta deflectora  
C: Distancia del impulsor a fondo del tanque  
 $D_a$ : Diámetro del impulsor  
T: Diámetro interno del tanque  
W: Ancho del impulsor  
Z: Profundidad del fluido en el tanque  
 $P$ : Potencia requerida por el impulsor  
 $\rho$ : Densidad del fluido en agitación  
 $\mu$ : Viscosidad del fluido en agitación  
N: Velocidad de rotación del impulsor  
 $N_p$ : Número de Potencia  
 $R_E$ : Número de Reynolds  
 $P_M$ : Potencia requerida por el motor  
CA: Corriente alterna  
CD: Corriente directa  
 $B_r$ : Campo magnético del rotor  
 $B_s$ : Campo magnético del estator  
 $n_m$ : Velocidad de rotación del motor  
 $f_e$ : Frecuencia eléctrica aplicada  
 $T_{ind}$ : Par inducido  
 $\phi_f$ : Flujo magnético  
 $I_f$ : Corriente de campo  
 $i_a$ : Corriente de armadura instantánea  
 $T_{em}$ : Par electromotriz  
 $\omega_m$ : Velocidad angular para el rotor  
 $k_t$ : Constante de par del motor  
 $e_a$ : Fuerza contraelectromotriz instantánea

$k_e$  : Constante de tensión del motor

SCR: *Silicon Controlled Rectifier*, Rectificador controlado de silicio

TRIAC: *Triode Alternating Current Switch*, Triodo para corriente alterna

BJT: *Bipolar Junction Transistor*, Transistor de Unión Bipolar

GTO: *Gate Turn Off*, Tiristor de Bloqueo por Compuerta

MOSFET: *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*, Transistor de Efecto de Campo de Metal-Óxido

IGBT: *Insulated Gate Bipolar Transistor*, Transistor de unión Bipolar de Compuerta Aislada

PC: *Personal Computer*, Computadora Personal

MCDIP: Motor de corriente directa de imán permanente

$v_t$  : Tensión instantánea en las terminales del motor

$R_a$  : Resistencia de armadura

$L_a$  : Inductancia asociada a la armadura

$T_{WL}$  : Par que presenta la carga

$E_a$  : Fuerza contraelectromotriz promedio

$I_a$  : Corriente de armadura promedio

$V_t$  : Tensión promedio en las terminales del motor

$T_s$  : Periodo de conmutación

$t_{on}$  : Tiempo de encendido

$t_{off}$  : Tiempo de apagado

PWM: *Pulse Width Modulation*, Modulación por Ancho de Pulso

D: ciclo de trabajo

$v_{control}$  : Tensión de control

$v_{ref}$  : Tensión de referencia

$f_{osc}$  : Frecuencia de oscilación interna

DAC: *Digital-Analog Converter*, Convertidor digital analógico

$V_d$  : Nivel de tensión de entrada al convertidor de modo conmutado

$i_d$  : Corriente de entrada al convertidor de modo conmutado

$v_o$  : Tensión instantánea de salida del convertidor de modo conmutado

$i_o$  : Corriente instantánea de salida del convertidor de modo conmutado

$V_o$  : Tensión promedio de salida del convertidor de modo conmutado

$I_o$  : Corriente promedio de salida del convertidor de modo conmutado

TA+, TA-, TB+ y TB-: Conmutadores electrónicos

$v_{tri}$  : Tensión con forma de onda triangular

$T_s$  : Periodo de conmutación

$f_s$  : Frecuencia de conmutación

$\hat{V}_{tri}$  : Amplitud máxima de la forma de onda triangular

$v_{switch}$  : Tensión entre las terminales del conmutador electrónico

$i_{switch}$  : Corriente a través del conmutador electrónico

$I_B$  : Corriente de base

$I_C$  : Corriente de colector

$h_{fe}$  : Ganancia de corriente en DC

$V_{DS}$  : Tensión de drenaje a fuente

$I_D$  : Corriente de drenaje

$V_{GS}$  : Tensión de disparo

$V_{GS(th)}$  : Tensión umbral de disparo

$R_{DS(on)}$  : Resistencia entre drenador y fuente

$V_{DS(max)}$  : Tensión de ruptura entre drenador y fuente

$I_{Dmax}$  : Corriente máxima de drenador

$V_{rms}$  : Tensión eficaz de la línea monofásica

$v_{GS1}, v_{GS2}, v_{GS3}$  y  $v_{GS4}$  : señales de tensión de disparo para los MOSFET

$C_B$  : Capacitor de *bootstrap*

$D_B$  : Diodo de *bootstrap*

$C_1, C_2$  y  $C_3$ : Capacitores de desacoplo o *bypass*

$V_{DS(sat)}$  : Tensión de drenador a fuente en estado de saturación



$P_{conducción}$  : Pérdidas de potencia en conducción

$P_{conmutación}$  : Pérdidas de potencia por conmutación

$P_{MOSFET}$  : Potencia disipada por el MOSFET

$R_{\theta SA}$  : Resistencia térmica disipador-ambiente

$T_{J(max)}$  : Temperatura de juntura máxima

$T_{J(fab)}$  : Temperatura máxima de juntura indicada por el fabricante

$R_{\theta JC}$  : Resistencia térmica de juntura a encapsulado

$R_{\theta CS}$  : Resistencia térmica del encapsulado al disipador

PIV: *Peak Inverse Voltage*, Pico de tensión inversa

$f_{línea}$  : Frecuencia de la línea de alimentación

$V_m$  : Tensión de pico de la línea

$d$  : Número decimal equivalente al byte enviado a través del puerto paralelo

$V_t$  : Tensión nominal del motor

$n_m$  : Velocidad nominal de motor

$\Delta n_m$  : Incremento en la velocidad del motor

$v_L$  : Tensión en la inductancia de armadura

## Referencias

- [1] Brodkey, R.S.; Hershey, H.C. *Transport phenomena: A unified approach*. Mc Graw Hill. E.U.A., 1988.
- [2] McCabe, W.L.; Smith, J. *Unit operations of chemical engineering*, Mc Graw Hill, SA. México, 1973.
- [3] Geankoplis, C.J. *Procesos de transporte y operaciones unitarias*. CECSA. México, 1995.
- [4] Baldyga, J.; Burne, J.R. *Turbulent mixing and chemical reactors*. J. Wiley. E.U.A., 1999.
- [5] Treybal, Robert E. *Operaciones de transferencia de masa*. Mc Graw Hill. México, 1985.
- [6] Lydersen, A.L. *Fluid flow and heat transfer*. J. Wiley. E.U.A., 1979.
- [7] Ascanio, G., Brito-Bazán, M., Brito-De La Fuente, E., Carreau, P.J., Tanguy, P.A., 2002, Unconventional configuration studies to improve mixing times in stirred tanks, *Can. J. Chem. Eng.*, 80, 558-565.
- [8] Badger, W.L.; Banchero, J.T. *Introducción a la ingeniería química*. Mc Graw Hill. México, 1977.
- [9] Wenzel ; Foust, A.S. *Principios de las operaciones unitarias*. CECSA. México, 1987.
- [10] Brown, G.G; Foust, A.S. *Operaciones básicas de ingeniería química*. M. Marin. España, 1955.
- [11] Walas, S.M. *Chemical process equipment: Selection and design*. Butterworth-Heinemann. E.U.A., 1990.
- [12] Harnby, N.; Edwards, M.F. *Mixing in the process industries*. Butterworth-Heinemann. E.U.A., 1992.
- [13] Richardson, D.V.; Caisse, A. *Máquinas eléctricas rotativas y transformadores*. Prentice Hall. México, 1997.
- [14] Tatterson, G.B. *Scale up and design of industrial mixing process*. Mc Graw Hill. E.U.A., 1994.
- [15] Luca, M.C. *Máquinas eléctricas. Presentaciones y servicios de ingeniería*. México, 1980.
- [16] Chapman, S. *Máquinas Eléctricas*. Mc Graw Hill. Colombia, 2000.
- [17] Fitzgerald, A.E.; Kingsley, C. *Máquinas eléctricas*. México, Mc Graw Hill. México, 1992.
- [18] Mcpherson, G. *Introducción a máquinas eléctricas y transformadores*. Limusa. México, 1987.
- [19] Martínez S., V. A.; *Automatización industrial moderna*. Alfaomega. México, 2001.
- [20] Matsch, L. W. *Máquinas electromagnéticas y electromecánicas*. Alfaomega, México, 1990.

- [21] Kosow, I.L. Máquinas eléctricas y transformadores. México. Reverte, 1994.
- [22] Fischer, J. M. Power electronics. PWS-Kent, E.U.A.,1991.
- [23] Sax, Herbert. Hoja de aplicación AN380. How to drive dc motors with smart power ics. STMiroelectronics.
- [24] Langsdorf,A.S. Principios de las máquinas de corriente directa. Mc Graw Hill. U.S.A., 1964.
- [25] Jacek F., G.; Wing, M. Permanent magnet motors. Mercel Dekker, Inc. EUA, 1997.
- [26] Thaler, G.J.; Wilcon, M.L. Electric Machines: Dynamics and steady state. J. Wiley. E.U.A., 1966.
- [27] Mohan,N.; Undeland,T.; Robbins,W. Power Electronics. John Wiley & Sons, Inc. EUA , 2003.
- [28] Valera O., B. ; Miss P., J.A. Sistema de control para la maquina de medición de paso de engranes fellows. México, 1994.
- [29] Maloney, J. T. Electrónica industrial moderna. Prentice-Hall. México, 1996.
- [30] Griffit,P. Reporte de Aplicación SLVA001C. Designing Switching Voltage Regulators with the TL494. Texas Instruments.
- [31] Hoja de datos del circuito integrado PC845
- [32] Benavent, G.; Abellán, G.; Figueres, A. Electrónica de Potencia. Teoría y Aplicaciones. Alfaomega. Universidad Politécnica de Valencia. España, 1999.
- [33] Hart Daniel. Introduction to Power Electronics. Prentice Hall. EUA, 1997.
- [34] Trzynadlowski, A.M. Introduction to modern power electronics. J. Wiley. U.S.A., 1998.
- [35] Seguí C. S., Electrónica de potencia. Fundamentos Básicos. Universidad Politécnica de Valencia. España, 2002.
- [36] Brown, J.; Moxey, G. Hoja de Aplicación AN605. Power MOSFET Basics: Understanding MOSFET Characteristics Associated With The Figure of Merit. Vishay Siliconix.
- [37] Hoja de Aplicación 9016. IGBT Basics 1. Fairchild Semiconductor. 2001.
- [38] Rashid, M.H. Power electronics: Circuits, devices and applications. Prentice Hall, 1988.
- [39] Dunn, Jamie. Hoja de aplicación AN898. Determining MOSFET Driver Needs for Motor Drive Applications. Microchip.2003.
- [40] Boylestad, R.L. Electronic devices and circuit theory. Prentice Hall. E.U.A. 1992.
- [41] Hoja de datos PD60147-N. IR2110/IR2113 High and low side drivers. International Rectifier.
- [42] Hoja de aplicación AN978-b. HV Floating MOS-Gate Driver ICs. Internacional Rectifier.
- [43] Dewan, S.B. Power semiconductor circuits. J. Wiley, E.U.A, 1975.