

Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas

Facultad de Ingeniería Eléctrica

Departamento de Telecomunicaciones y Electrónica



TRABAJO DE DIPLOMA

Manejo de motores de corriente directa con microcontroladores

Autor: José Ariel Casanova Rodríguez.

Tutor: Ing. Arnaldo Moreno Montes de Oca.

Santa Clara

2013

"Año 55 de la Revolución"

Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas

Facultad de Ingeniería Eléctrica

Departamento de Telecomunicaciones y Electrónica



TRABAJO DE DIPLOMA

Manejo de motores de corriente directa con microcontroladores

Autor: José Ariel Casanova Rodríguez.

E-mail: crjoseariel@uclv.edu.cu

Tutor: Ing. Arnaldo Moreno Montes de Oca.

Profesor, Dpto de Electrónica y Telecomunicaciones docente
Facultad de Ing. Eléctrica. UCLV.

E-mail: arnaldomm@uclv.edu.cu

Santa Clara

2013

"Año 55 de la Revolución"



Hago constar que el presente trabajo de diploma fue realizado en la Universidad Central “Marta Abreu” de Las Villas como parte de la culminación de estudios de la especialidad de Ingeniería en Telecomunicaciones y Electrónica, autorizando a que el mismo sea utilizado por la Institución para los fines que estime conveniente, tanto de forma parcial como total y que además no podrá ser presentado en eventos ni publicados sin autorización de la Universidad.

Firma del Autor

Los abajo firmantes certificamos que el presente trabajo ha sido realizado según acuerdo de la dirección de nuestro centro y el mismo cumple con los requisitos que debe tener un trabajo de esta envergadura referido a la temática señalada.

Firma del Tutor

Firma del Jefe de Departamento
donde se defiende el trabajo

Firma del Responsable de
Información Científico-Técnica

PENSAMIENTO

“Siempre es el momento apropiado para hacer lo que es correcto”.

Martin Luther King. Jr.

DEDICATORIA

A mi mamá, por ser ella la que me motivara a cumplir este sueño.

A mis abuelos, en especial a mi abuela Inés.

AGRADECIMIENTOS

A mi padre, por brindarme su apoyo, su sapiencia y su paciencia durante todo el tiempo y por confiar en mí.

A mi tutor Arnaldo, que siempre estuvo presente en los peores momentos.

A mis primos, por ayudarme a corregir el texto.

A mi familia y amigos por estar presente siempre que fue necesario.

A mis profesores, que me mostraron el camino y me enseñaron a caminar.

TAREA TÉCNICA

Revisión crítica de la bibliografía y análisis de temas relacionados con los distintos tipos de motores DC.

Diseño de interfaces electrónicas que permitan el manejo de los diferentes tipos de motores.

Estudio de los algoritmos para manejar los diferentes tipos de motores DC.

Implementación de diferentes algoritmos en microcontroladores PICs.

Confección de maquetas que ilustren el funcionamiento de los motores DC.

Confección y presentación del informe.

Firma del Autor

Firma del Tutor

RESUMEN

El presente trabajo está orientado al manejo de motores de corriente directa con microcontroladores. Primeramente se realizó un estudio de los diversos tipos de motores DC existentes y se describieron las señales necesarias para lograr un correcto funcionamiento de los mismos. Basado en esto se propusieron circuitos de potencia para el manejo de los distintos tipos de motores DC. Además se propusieron diversos circuitos para excitar a los dispositivos de conmutación de potencia. Posteriormente se diseñaron algoritmos que permiten variar tanto la velocidad como el sentido de giro de los motores. Finalmente se confeccionaron aplicaciones con microcontroladores PICs; dichas aplicaciones validaron el correcto funcionamiento de los algoritmos desarrollados obteniéndose de esta forma los resultados esperados, pues se logró variar correctamente tanto la velocidad como el sentido de giro.

TABLA DE CONTENIDOS

PENSAMIENTO.....	i
DEDICATORIA.....	ii
AGRADECIMIENTOS.....	iii
TAREA TÉCNICA.....	iv
RESUMEN.....	v
INTRODUCCIÓN.....	1
CAPÍTULO 1. GENERALIDADES DE LOS MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA	
3	
1.1 Principios de los motores eléctricos.....	3
1.1.1 Curva de velocidad-torque de los motores eléctricos.....	5
1.2 Tipos de motores eléctricos.....	6
1.2.1 Tipos de motores DC.....	6
1.3 Motores DC con escobillas.....	7
1.3.1 Topología de los motores DC con escobillas.....	7
1.3.2 Conmutación del motor DC con escobillas.....	8
1.3.3 Regulación de la velocidad mediante PWM.....	8
1.4 Motores DC sin escobillas.....	11
1.4.1 Topología de los motores DC sin escobillas.....	11
1.4.2 Sensores de posición de efecto Hall.....	12

1.4.3	Conmutación del motor DC sin escobillas.	13
1.4.4	Regulación de la velocidad mediante PWM.....	15
1.5	Motores DC de paso.	15
1.5.1	Topología de los motores DC de paso de imán permanente.	16
1.5.2	Tipos de motores DC de paso.....	17
1.5.3	Conmutación del motor DC de paso bipolar.	18
1.5.4	Regulación de la velocidad del motor DC de paso.	20
CAPÍTULO 2. DESCRIPCIÓN DE LOS CIRCUITOS DE POTENCIA PARA EL MANEJO DE LOS MOTORES DC.....		21
2.1	Selección del elemento conmutador.	21
2.2	Selección de la interfaz de excitación de los dispositivos de conmutación.	23
2.2.1	Técnicas de excitación para los conmutadores bajos.....	24
2.2.2	Técnicas de excitación para los conmutadores altos.....	26
2.3	Topología del circuito de potencia utilizado para manejar el motor DC con escobillas.	29
2.4	Topología del circuito de potencia utilizado para manejar el motor DC sin escobillas.	32
2.5	Topología del circuito de potencia utilizado para manejar el motor DC de paso..	34
CAPÍTULO 3. APLICACIONES DESARROLLADAS CON MOTORES DC.....		36
3.1	Descripción general del hardware utilizado en las aplicaciones.....	36
3.1.1	El microcontrolador PIC 16f874A.....	36
3.1.2	Fuente de alimentación.	37
3.1.3	Sensores Hall.	37
3.1.4	Compuerta AND 74LS08.	38
3.2	Descripción general de la aplicación diseñada para el motor DC con escobillas..	38

3.2.1	Diagrama de flujo del programa diseñado para el motor DC con escobillas.	39
3.2.2	Diseño esquemático realizado en ISIS para el motor DC con escobillas.	41
3.2.3	Pruebas preliminares de la aplicación para el motor DC con escobillas.	41
3.3	Descripción general de la aplicación diseñada para el motor DC sin escobillas. ..	42
3.3.1	Diagrama de flujo del programa diseñado para el motor DC sin escobillas. .	43
3.3.2	Diseño esquemático realizado en ISIS para el motor DC sin escobillas.	45
3.3.3	Pruebas preliminares de la aplicación para el motor DC sin escobillas.	45
3.4	Descripción general de la aplicación diseñada para el motor DC de paso.....	46
3.4.1	Diagrama de flujo del programa diseñado para el motor DC de paso.	47
3.4.2	Diseño esquemático realizado en ISIS para el motor DC de paso.....	49
3.4.3	Pruebas preliminares de la aplicación para el motor DC de paso.	49
CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES.....		51
Conclusiones		51
Recomendaciones.....		51
REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....		52
ANEXOS		55
Anexo I	Salida de los sensores Hall, BEFM, torque de salida y corriente de fase para un motor BLDC con variación de fase de 60°.....	56
Anexo II	Distintas configuraciones del inversor en función del estado de los interruptores, para una conducción de 120°.....	57
Anexo III	Circuito real diseñado para el motor DC sin escobillas.....	57
Anexo IV	Código fuente del programa diseñado para el motor DC con escobillas. ...	58
Anexo V	Código fuente del programa diseñado para el motor DC sin escobillas.	59
Anexo VI	Código fuente del programa diseñado para el motor DC de paso.....	61

INTRODUCCIÓN

Con la invención del primer motor eléctrico en 1821 por Michael Faraday se marcó una pauta en la humanidad. Estos dispositivos, capaces de convertir la fuerza eléctrica en un movimiento mecánico, han superado en determinadas circunstancias a los motores de combustión interna debido a que a igual potencia, su tamaño y peso son más reducidos. Además este tipo de motores no emite contaminantes y poseen una eficiencia elevada.

Dada la importancia y versatilidad de los motores eléctricos, el plan de estudio de la carrera de Telecomunicaciones y Electrónica de la Universidad Central de Las Villas (UCLV) ha introducido una asignatura relacionada con el estudio de los principios básicos de los mismos. Sin embargo en el marco de las asignaturas relacionadas con el estudio de los microcontroladores no se hace referencia a las diferentes alternativas de manejo de dichos motores así como al desarrollo de aplicaciones relacionadas, por lo cual este tema no se estudia en la carrera de Telecomunicaciones y Electrónica.

Los primeros motores que se popularizaron fueron motores alimentados por corriente alterna (AC, por sus siglas en inglés), los cuales persisten aun en la actualidad, aunque cada día más desplazados por los motores de corriente directa (DC, por sus siglas en inglés) a causa de sus características de velocidad-torque no lineales, su gran tamaño y su baja eficiencia respecto a los motores DC.

Los motores DC solucionan la mayor parte de los problemas de los motores de corriente alterna empleando un elemento conmutador, el cual proporciona la información necesaria para excitar a los distintos devanados en el momento correcto. Los primeros conmutadores fueron elementos mecánicos que en los últimos años han evolucionado hasta llegar a la conmutación electrónica, tal es el caso de los motores DC sin escobillas (BLDC, por sus siglas en inglés). Estos nuevos motores comienzan a ser controlados por

microcontroladores haciendo que en los últimos años evolucionen a otra perspectiva basada en la electrónica con el fin de aumentar su rendimiento, lograr una mayor eficiencia, un control más exacto y abaratar la construcción de los mismos.

Por lo anteriormente expuesto se propone acotar el trabajo al manejo de los motores DC como un primer acercamiento al manejo de los motores eléctricos, por lo cual se desprende la necesidad del estudio de los distintos tipos de motores DC para posteriormente lograr el diseño e implementación de aplicaciones con los mismos; surgiendo de este modo las siguientes interrogantes:

¿Cuáles son los motores DC existentes?

¿Qué principio de funcionamiento emplean estos motores?

¿Qué principios se deben seguir para diseñar las interfaces electrónicas que permitan el manejo de los motores?

¿Cuáles son los algoritmos empleados en el manejo de los diferentes tipos de motores?

Los objetivos del presente trabajo son consecuencia directa de las interrogantes científicas. Entre ellos están: describir el principio de funcionamiento de los diferentes tipos de motores DC, diseñar las distintas interfaces electrónicas para el manejo de dichos motores, describir los algoritmos para manejar los diferentes tipos de motores DC e implementar los algoritmos en microcontroladores PICs.

El presente Trabajo de Diploma se ha estructurado en tres capítulos con las siguientes temáticas:

CAPÍTULO 1: Generalidades de los motores de corriente directa.

CAPÍTULO 2: Descripción de los circuitos de potencia para el manejo de los motores DC.

CAPÍTULO 3: Aplicaciones desarrolladas con motores DC.

CAPÍTULO 1. GENERALIDADES DE LOS MOTORES DE CORRIENTE DIRECTA

Los motores DC se pueden clasificar en tres grandes grupos, los motores DC con escobillas, los motores DC sin escobillas y los motores DC de paso. El presente capítulo está dedicado a la descripción de los diferentes grupos de motores DC, ya que se hace necesario indagar en las similitudes y diferencias que los caracterizan. Su estudio facilitará la comprensión de los distintos conceptos necesarios para desarrollar el manejo de los mismos.

1.1 Principios de los motores eléctricos.

Cuando un conductor por el cual circula una corriente es colocado dentro de un campo magnético, una fuerza es ejercida sobre el conductor tal y como se muestra en la figura 1.1. Dicha fuerza es proporcional a la densidad del flujo magnético (B), longitud del conductor que está siendo afectado por el campo magnético (l) y a la corriente que circula por este (I), según indica la expresión 1.1.

$$F=B \cdot l \cdot I \quad (1.1)$$

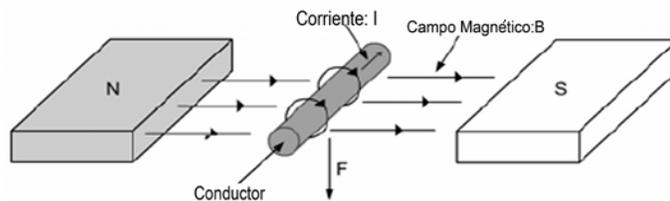


Figura 1.1. Principio básico del motor eléctrico.

Una fuerza electromagnética rotacional puede ser producida si los conductores por los cuales circula la corriente son correctamente ubicados para crear una fuerza sobre un eje

que se encuentra en el centro del campo magnético. El flujo magnético entre los polos de los imanes opuestos interactúa con el campo magnético generado por la corriente que circula por el conductor para producir un movimiento como se muestra en la figura 1.2.

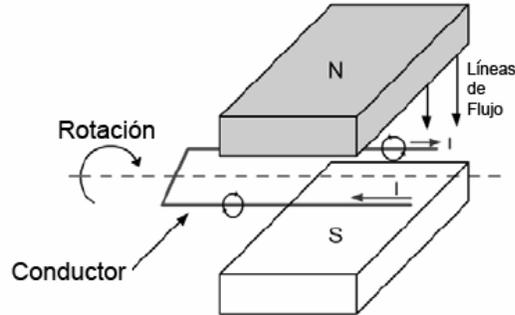


Figura 1.2. Principio básico del motor eléctrico (continuación).

Si la dirección de la corriente es alternada cuando los conductores alcancen su posición de equilibrio, los conductores continuarán rotando en la misma dirección respecto a su centro. Este proceso es conocido como conmutación (Mani, 2006).

Los motores eléctricos son máquinas eléctricas rotatorias que transforman la energía eléctrica en energía mecánica mediante el principio anteriormente explicado. Debido a sus múltiples ventajas, entre las que cabe citar su economía, limpieza, comodidad y seguridad de funcionamiento, el motor eléctrico ha reemplazado en gran parte a otros motores que se suministran con otras fuentes de energía, tanto en la industria como en el transporte, las minas, el comercio o el hogar.

Los motores eléctricos contienen un número mucho más pequeño de piezas mecánicas logrando un tamaño más reducido, además son los más ágiles de todos refiriéndose a la variación de potencia y pueden pasar rápidamente desde la posición de reposo a la de funcionamiento al máximo.

Todos los motores eléctricos comparten el mismo principio, convertir la energía eléctrica en magnética y luego a rotacional mecánica. La manera en que la conversión tiene lugar a gran escala fundamentalmente es la misma para todos los motores eléctricos. Las diferencias se encuentran en el modo en el cual el campo magnético es generado para obtener la fuerza rotacional o torque.

Antes de analizar las diferencias de los distintos tipos de motores se debe introducir el concepto de curva de velocidad-torque que es muy importante en el estudio de los motores eléctricos ya que es común para todos los tipos de motores.

1.1.1 Curva de velocidad-torque de los motores eléctricos.

Cualquier tipo de motor eléctrico produce un torque a determinada velocidad. A medida que aumente el torque del motor la velocidad tenderá a decrecer. El promedio de potencia de salida se mantendrá constante con ciertas pérdidas en la eficiencia, pero el producto del torque y la velocidad permanecerá constante. Un concepto útil que describe el rendimiento de cada motor es la curva característica de velocidad-torque. En la figura 1.3 se muestra un ejemplo de una curva de velocidad-torque. Existen dos parámetros usados para definir a los motores en general, torque máximo y torque promedio los cuales son diferentes para cada motor en específico. Durante una operación continua el motor puede manejar una carga que lo conduzca a generar el torque promedio. Aplicaciones que frecuentemente tienen inicios y paradas, cambios de rotación, con carga en el motor demandan de un mayor torque que el promedio en cortos períodos de tiempo. En estos instantes un torque extra es necesario para vencer la inercia de la carga. El motor puede entregar un mayor torque, hasta alcanzar un torque pico siempre y cuando se mantenga en los márgenes de la curva(Yedamale, 2003).

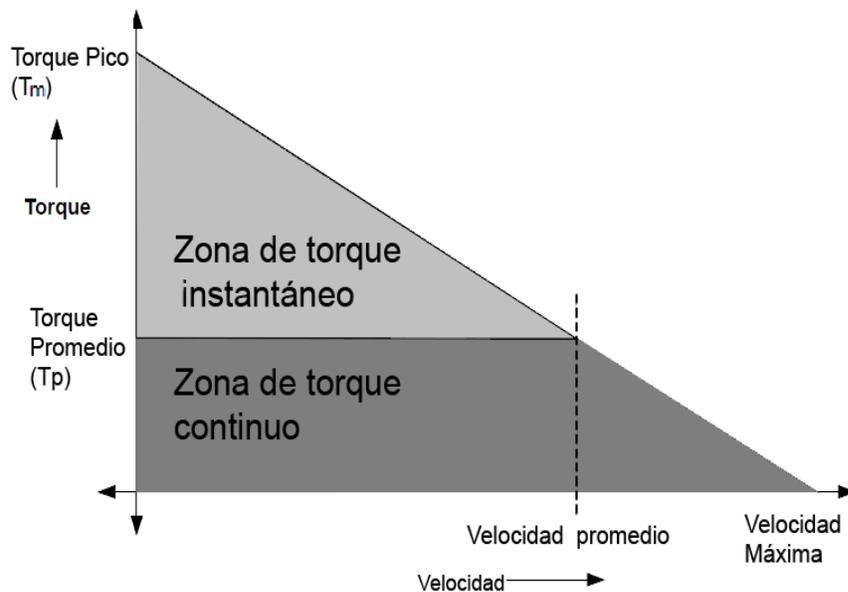


Figura 1.3. Curva característica de velocidad-torque.

1.2 Tipos de motores eléctricos.

En cuanto a los tipos de motores eléctricos, se distinguen motores monofásicos, que contienen un juego simple de bobinas en el estator, y polifásicos, que mantienen dos, tres o más conjuntos de bobinas dispuestas en círculo.

Según la naturaleza de la corriente eléctrica transformada, los motores eléctricos se clasifican en motores DC y motores AC, que a su vez se agrupan, según su sistema de funcionamiento, en motores de inducción y motores sincrónicos. Tanto unos como otros disponen de todos los elementos comunes a las máquinas rotativas electromagnéticas (Benito, 2008).

1.2.1 Tipos de motores DC.

La clasificación de los motores de DC es la siguiente (Maloney, 1997):

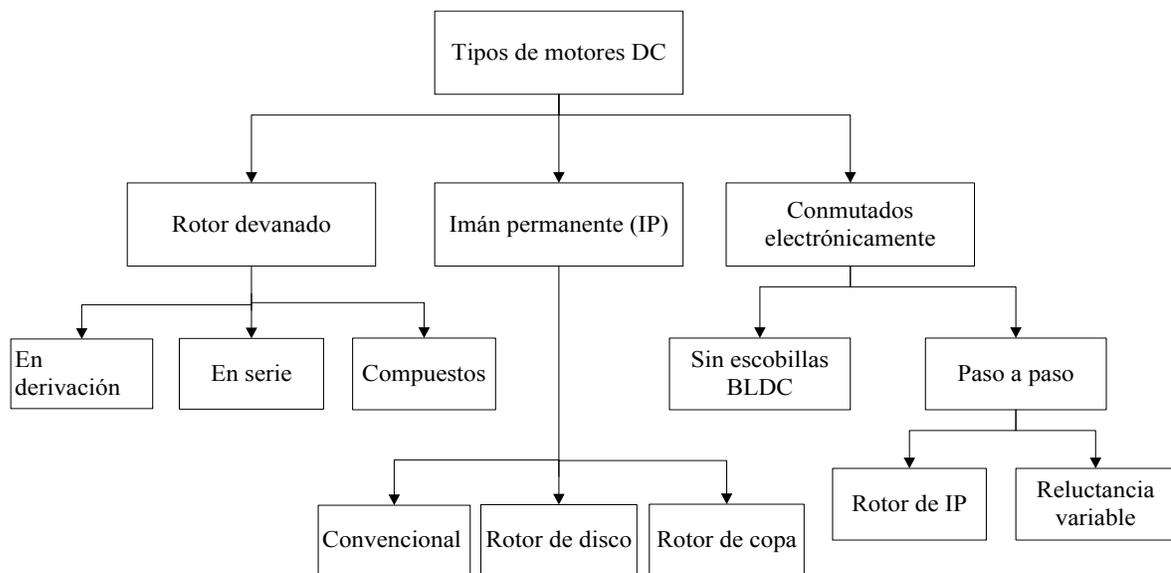


Figura 1.4. Clasificación de los motores DC.

A pesar de que existan todos estos tipos de motores DC, la principal característica que los define es la manera con que llevan a cabo la conmutación de los devanados para crear el campo magnético en el rotor. Las dos primeras columnas tienen en común que la conmutación es mecánica, a diferencia de la tercera donde la conmutación se lleva a cabo de manera electrónica.

1.3 Motores DC con escobillas.

El motor DC con escobillas es uno de los motores más versátiles en la industria. Su fácil control de posición, torque y velocidad lo han convertido en una de las mejores opciones en aplicaciones de control. La principal característica de este tipo de motor es la posibilidad de regular la velocidad desde vacío a plena carga, su principal inconveniente es el mantenimiento periódico al cual hay que someterlo.

La principal diferencia entre los distintos tipos de motores DC con escobillas radica en la manera en que se genera el campo magnético en el estator. Sin embargo la manera de lograr manejarlos es la misma para todos por lo que en el siguiente trabajo se analizará el motor DC con escobillas de imán permanente como motor de conmutación mecánica.

1.3.1 Topología de los motores DC con escobillas.

Todos los motores DC con escobillas comparten la misma topología con algunas diferencias entre ellos, pero a grandes rasgos todos están compuestos por el estator, el rotor, el colector y las escobillas.

El estator es el encargado de generar un campo magnético estacionario que rodee al motor. Este campo puede ser generado tanto por imanes permanentes o por bobinas electromagnéticas.

El rotor está compuesto de uno o varios devanados. Cuando estos devanados son energizados producen un campo magnético. Los polos magnéticos del rotor serán atraídos hacia los polos opuestos del estator, logrando así la rotación.

Los motores con escobillas no requieren de un controlador para conmutar la corriente por los devanados, esta conmutación se logra de manera mecánica a través de una funda de cobre alrededor del eje del rotor segmentada llamada colector. Por otra parte en el estator se encuentran un par de escobillas por las cuales circula la corriente, como el motor gira las escobillas se deslizarán por el colector, haciendo contacto con diferentes segmentos del colector. Los distintos segmentos del colector están conectados con las diferentes bobinas del rotor, de aquí que se genere un campo magnético dentro del motor cuando un voltaje es aplicado a través de las escobillas del motor. Es importante conocer que las escobillas son propensas al desgaste debido al constante roce con el colector (Condit, 2010).

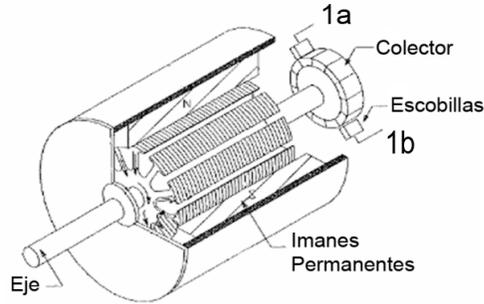


Figura 1.5. Motor DC con escobillas (Vila, 2006).

1.3.2 Conmutación del motor DC con escobillas.

Un circuito de potencia es necesario para controlar la corriente que circula por el motor, además es la etapa acoplada a la salida del microcontrolador. Estos circuitos de potencia varían según el uso al cual se someterá el motor, los distintos tipos de circuitos serán analizados en el siguiente capítulo. Conociendo que los motores DC con escobillas convencionales contienen dos cables de conexión hacia las escobillas, como se muestra en la figura 1.5. Usando el símbolo de “+” y de “-” para representar la polaridad de la fuente aplicada a cada extremo del motor y “NC” para indicar que no hay aplicada ninguna fuente de alimentación, se pueden obtener las trayectorias que logran que el motor gire a favor de las manecillas del reloj (CW, por sus siglas en inglés) o en contra de las manecillas del reloj (CCW, por sus siglas en inglés), se frene o se deslice, como es mostrado en la tabla 1.1 (Condit, 2010).

Tabla 1.1. Modos de alimentación del motor DC con escobillas.

Estados	Extremos	
	1a	1b
CW	+	-
CCW	-	+
Frenado	-	-
Libre	NC	NC

1.3.3 Regulación de la velocidad mediante PWM.

Una de las razones por las cuales hoy en día se utilizan los motores es por la facilidad con la que se logra la variación de su velocidad a cualquier torque demandado por la carga y sin

tener que realizar ningún cambio en su construcción, lo mantienen vigente en diferentes aplicaciones.

En el presente trabajo se controló la potencia entregada a los motores mediante una técnica que emplea modulación por ancho del pulso (PWM, por sus siglas en inglés), la cual varía la amplitud promedio de voltaje con que se alimenta el motor, modificando de esta manera la velocidad del motor. Se emplea esta técnica debido que mantiene el torque del motor constante y no supone un desaprovechamiento de energía eléctrica como lo son otras técnicas (Duran Castillo and López Berbesí, 2006).

La técnica de PWM se basa en que si el voltaje de una fuente ideal fuese aplicado a un motor ideal, en este la corriente tendería a infinito y el motor se aceleraría instantáneamente. Por supuesto no existe un motor ideal por lo tanto la corriente de arranque estará limitada por la resistencia parásita y la inductancia de las bobinas del motor. Dos efectos indeseados de una corriente de arranque o voltaje ilimitado son un excesivo torque y una corriente muy alta por las bobinas. Excesivo torque produce desgaste de las piezas mecánicas del motor y una excesiva corriente puede causar que se rompa la etapa de potencia que alimenta al motor.

Se pueden minimizar estos efectos limitando el voltaje aplicado en el momento de arranque mediante un modulador por ancho del pulso PWM. El modulador por ancho del pulso es efectivo y fácil de implementar. Para implementar el PWM hay que tener en cuenta las pérdidas en los elementos activos de la etapa de potencia debido a la conmutación. Una alta frecuencia en la modulación por ancho del pulso provoca altas pérdidas en los dispositivos de conmutación, pero una frecuencia muy baja provoca que la corriente hacia el motor sea una serie de pulso de alta corriente en lugar de un promedio de la misma, además que el motor sea muy ruidoso y responda lentamente a cambios en el ciclo útil. La frecuencia ideal depende de las características del motor y de los dispositivos de conmutación, como regla la frecuencia del PWM debe estar comprendida entre el rango de 4kHz y 20kHz. Este rango es lo suficientemente alto, permitiendo así que el ruido del motor sea atenuando y que las pérdidas de los conmutadores puedan ser despreciadas (Brown, 2002).

Además de poder controlar la corriente de arranque del motor, también el PWM permite controlar la velocidad del motor. El ciclo útil de la señal PWM es proporcional al voltaje

promedio que se aplica en las bobinas, las cuales filtran esta variación con su propia inductancia produciendo una corriente regulada. Cuando el ciclo de trabajo del PWM es disminuido, la tensión media suministrada al estator se reduce, lo que reduce la velocidad. Otra de las ventajas de tener PWM es que, si la tensión del bus es muy superior a la tensión nominal del motor, el motor se puede controlar mediante la limitación del porcentaje de PWM el cual debe corresponder al de la tensión nominal del motor. Esto le añade flexibilidad al regulador para conectar motores con tensiones nominales diferentes e igualar la salida de voltaje media del regulador con la tensión nominal del motor y todo ello controlado a través del ciclo de trabajo PWM (Hanselman, 1994).

Cuatro señales PWM sincronizadas controlarán la etapa de potencia del motor. La solución propuesta se basa en generar una sola señal PWM, luego multiplexar esta señal hacia cuatro conmutadores. Esto es fácil de implementar usando cuatro compuertas AND externas. Cada compuerta AND controlará a un conmutador de la etapa de potencia. La señal PWM es encaminada hacia una de las entradas de cada compuerta AND externa, la otra entrada de la compuerta está conectada con un puerto del microcontrolador de propósito general usado para habilitar o deshabilitar cada compuerta AND. La distribución se muestra en la figura 1.6 (Duran Castillo and López Berbesí, 2006).

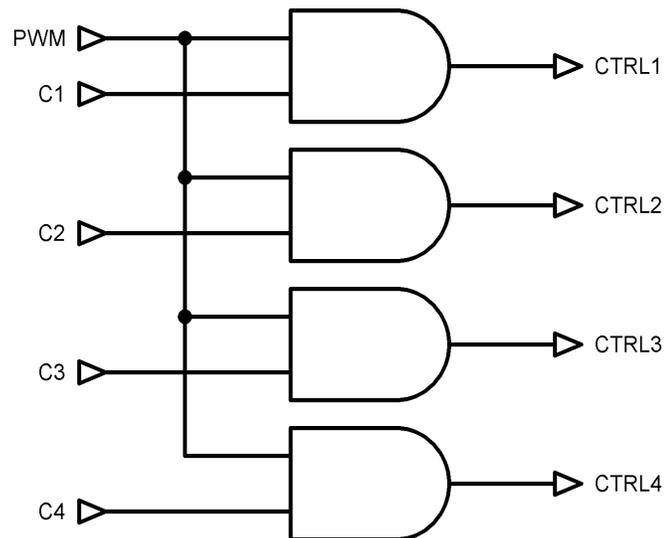


Figura 1.6. Distribución lógica de la señal PWM (Cotte Corredor and Moreno Pineda, 2010).

1.4 Motores DC sin escobillas.

Los motores DC sin escobillas son uno de los tipos de motores que más popularidad han ganado en los últimos años (Mora et al., 2003).

Los motores BLDC tienen la característica de que no emplean escobillas en la conmutación para la transferencia de energía; en este caso, la conmutación se realiza electrónicamente. Esta propiedad elimina el gran problema que poseen los motores eléctricos convencionales con escobillas, los cuales producen rozamiento, disminuyen el rendimiento, desprenden calor, son ruidosos y requieren una sustitución periódica (Haider, 2011).

Los motores BLDC tienen muchas ventajas frente a los motores DC con escobillas y frente a los motores de inducción. Algunas de estas ventajas son:

- Mayor rendimiento (mayor duración de las baterías para un mismo torque).
- Mejor relación velocidad-par motor y rango de velocidades al no tener limitaciones mecánicas.
- Mayor respuesta dinámica.
- Mayor vida útil.
- Menor ruido.
- Mejor disipación de calor.

Además, la relación par motor-tamaño es mucho mayor, lo que implica que se puedan emplear en aplicaciones donde se trabaje con un espacio reducido.

1.4.1 Topología de los motores DC sin escobillas.

Los motores BLDC son un tipo de motor síncrono. Esto significa que el campo magnético generado por el estator y el campo magnético generado por el rotor gira a la misma frecuencia. Los motores BLDC no experimentan el desfase que se ve normalmente en los motores de inducción. Los motores BLDC se dividen en motores de una sola fase, motores de dos fases y motores de tres fases. En función de cada tipo, el estator tiene el mismo número de vueltas. Los motores de tres fases son los más populares y utilizados (Yedamale, 2003).

El estator de un motor BLDC consiste en un conjunto de láminas de acero apiladas con bobinados colocados en las ranuras de forma axial a lo largo de la periferia interna como se muestra en figura 1.7. Tradicionalmente, el estator se asemeja a un motor de inducción, sin embargo, las bobinas se distribuyen de una manera diferente. La mayoría de los motores BLDC tienen tres fases en el estator conectado en estrella (Damele, 2011).

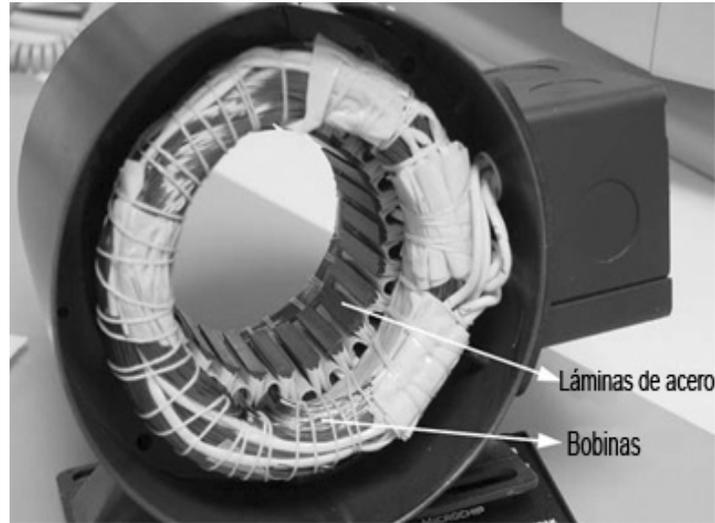


Figura 1.7. Estator de un motor BLDC.

El rotor de los motores BLDC es de imán permanente y pueden existir desde dos hasta varios pares de polos alternativos de norte y sur. En función de la densidad de campo magnético requerido en el rotor, se escoge el material magnético adecuado para fabricar el rotor (Damele, 2011).

1.4.2 Sensores de posición de efecto Hall.

A diferencia de un motor de escobillas de corriente continua, la conmutación de un motor BLDC se controla electrónicamente. Para girar el motor BLDC, los bobinados del estator deberían estar activados en una secuencia. Es importante conocer la posición del rotor para poder entender cómo deben ser activadas las bobinas según la secuencia de activación. La posición del rotor se detecta mediante sensores de efecto Hall. La mayoría de los motores BLDC tienen tres sensores Hall integrados en el estator en el extremo opuesto al rotor del motor. Cada vez que los polos magnéticos del rotor pasan cerca de los sensores Hall, dan una señal de alto o bajo, lo que indica que el polo N o S están pasando cerca de los

sensores. Basado en la combinación de estas tres señales del sensor Hall, la secuencia exacta de conmutación se puede determinar (Enany, 2009).

La figura 1.8 muestra una sección transversal de un motor BLDC con un rotor que tiene imanes alternativos N y S permanentes. Los sensores Hall se incrustan en la parte fija del motor, el estator.

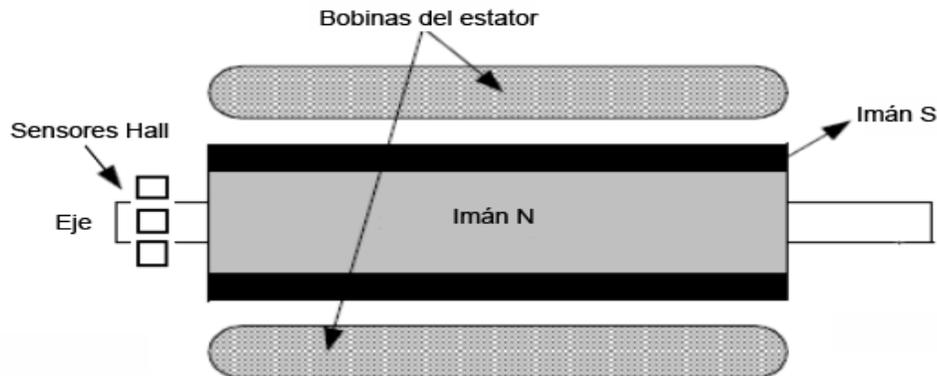


Figura 1.8. Distribución de los sensores efecto Hall en un BLDC.

Los sensores de Hall pueden estar en 60° o 120° de variación de una fase a la otra. Sobre esta base el fabricante del motor define la secuencia de conmutación que se debe seguir cuando se controla el motor (Yedamale, 2003).

En el motor que corresponde a este trabajo la variación de fase corresponde a una separación de 60° , en el anexo 1 se puede observar un ejemplo las señales de los sensores Hall respecto a la fuerza contra electromotriz (BEFM, por sus siglas en inglés), a la corriente de fase y al torque de salida para este tipo de motor.

1.4.3 Conmutación del motor DC sin escobillas.

En el presente trabajo se utiliza el método de conmutación de seis pasos, debido a que la variación de fase corresponde a 60° . Con este algoritmo se controla la corriente que circula por los terminales del motor, a cada secuencia de conmutación le corresponde un estado de activación de las bobinas. A fin de mantener el motor en marcha, el campo magnético producido por las bobinas debe cambiar de posición, de tal forma que según el movimiento del campo magnético del rotor, se actualice el campo magnético del estator. Sucesivamente se van alternando las bobinas a excitar hasta completar las seis combinaciones posibles. Las seis direcciones de las corrientes se muestran en la figura 1.9 (Brown, 2002).

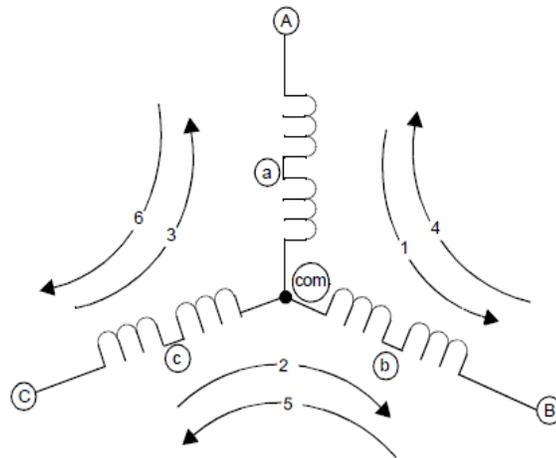


Figura 1. 9. Esquema de las seis posibles trayectorias de circulación de corriente.

Tiene como ventaja su facilidad de implementación. Pese a esto, tiene un problema inherente a la conmutación del vector de corriente que es un rizado en el torque de salida. En el anexo 1 se muestran las variaciones que sufre el torque de salida (Cotte Corredor and Moreno Pineda, 2010).

Cada 60 grados eléctricos de rotación, uno de los sensores Hall cambia de estado. Teniendo en cuenta esto, se necesitan seis pasos para completar un ciclo eléctrico. Cada 60 grados eléctricos, el cambio de fase debe ser actualizado. Sin embargo, un ciclo eléctrico no tiene porqué corresponder a una revolución mecánica completa del rotor. El número de ciclos eléctricos que se repite para completar una rotación mecánica está determinado por los pares de polos del rotor. Para cada par de polos del rotor, un ciclo eléctrico se ha completado. Por lo tanto, el número de ciclos eléctricos entre rotaciones mecánicas es igual a los pares de polos del rotor.

Según las entradas de los sensores Hall y conociendo las distintas trayectorias de la corriente se puede lograr que el motor gire tanto a favor de las manecillas del reloj como en contra, las secuencias a seguir son mostradas en las tablas 1.2 y 1.3 respectivamente, donde “+” y “-” se utilizan para representar la polaridad de la fuente aplicada a cada fase y un “NC” para representar que la fase está desconectada. Para lograr que el motor se frene es necesario poner a tierra cada fase del motor, sin embargo si se desea que gire libremente basta con desconectar cada fase del motor (Brown, 2002).

Tabla 1.2. Secuencia para hacer rotar el motor a favor de las manecillas del reloj.

Trayectorias	Sensores			Corriente de fase		
	C	B	A	C	B	A
6	0	0	1	-	NC	+
4	0	1	0	NC	+	-
5	0	1	1	-	+	NC
2	1	0	0	+	-	NC
1	1	0	1	NC	-	+
3	1	1	0	+	NC	-

La rotación en contra de las manecillas del reloj se logra haciendo circular la corriente por las bobinas en sentido opuesto a la rotación a favor de las manecillas del reloj.

Tabla 1.3. Secuencia para hacer rotar el motor en contra de las manecillas del reloj.

Trayectorias	Sensores			Corriente de fase		
	C	B	A	C	B	A
/6	0	0	1	+	NC	-
/4	0	1	0	NC	-	+
/5	0	1	1	+	-	NC
/2	1	0	0	-	+	NC
/1	1	0	1	NC	+	-
/3	1	1	0	-	NC	+

1.4.4 Regulación de la velocidad mediante PWM.

Los motores BLDC tienen una alta eficiencia debido a su baja resistencia y baja inductancia. La velocidad final del motor es determinada por el voltaje aplicado a este y la constante de BEMF. Por eso la velocidad puede ser ajustada, regulando el voltaje aplicado. Haciendo uso de la técnica de PWM se puede ajustar el voltaje promedio que va a caer sobre el motor lo que permite ajustar efectivamente la velocidad del mismo.

1.5 Motores DC de paso.

Los motores DC de paso son un tipo particular de motores DC muy útiles para la construcción de mecanismos donde se requieren movimientos muy precisos. La

característica principal de estos motores es el hecho de poder moverlos a pasos, aplicando un determinado pulso en sus terminales.

El paso que puede dar un motor puede variar según sus características, desde los 90° hasta pequeños movimientos de tan solo $1,8^\circ$. Entre los rasgos principales que distinguen a estos tipos de motores se encuentran:

- Los motores de paso son motores que no emplean escobillas, las cuales son propensas al desgaste.
- Los motores de paso giran a una velocidad determinada sin importar la carga siempre y cuando la carga no sobrepase las características de torque máximo del motor.
- Los motores de paso se mueven en incrementos fijos o pasos, por lo cual la posición es conocida siempre sin necesidad de una realimentación.
- La respuesta de los motores de paso a los momentos de arranque y parada es excelente.

Dentro de los motores de paso existen principalmente tres tipos, como se muestra en la figura 1.4, la diferencia radica en la manera en que está construido el rotor de los motores, en el siguiente trabajo se analizará el motor DC de paso con imán permanente debido que es el más común, además el principio del manejo es el mismo para todos.

1.5.1 Topología de los motores DC de paso de imán permanente.

Básicamente estos motores están constituidos por un rotor sobre el que van aplicados distintos imanes permanentes y por un cierto número de bobinas excitadoras alojadas en el estator. Diferentes ángulos de paso se pueden obtener variando el número de polos en el estator y en el rotor. Estos motores son fáciles de construir y poseen ángulos de paso de 7.5 a 15 grados típicamente.

Una característica destacable de este tipo de motores es que el rotor permanece en posiciones fijas aunque se desconecte la fuente de potencia. Estas posiciones coinciden con las posiciones que va alcanzando el motor si es excitado con una secuencia tal que en todos los casos sea una sola fase la que está excitada.

Una desventaja importante de este tipo de motores es que la máxima densidad de flujo viene limitada por el magnetismo remanente del rotor. También los motores paso a paso de imán permanente sufren de la fuerza contraelectromotriz generada por el rotor, lo que limita la velocidad de rotación (Fernández Aragón, 2011).

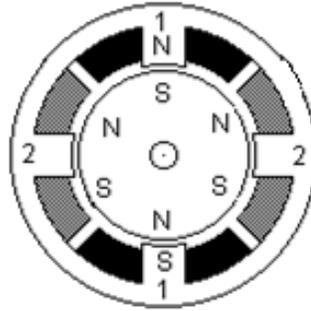


Figura 1.10. Motor DC de paso de imán permanente.

1.5.2 Tipos de motores DC de paso.

Según la construcción de las bobinas del estator, se definen dos tipos de motores de pasos de imán permanente, unipolares y bipolares.

Los motores unipolares se llaman así porque la corriente que circula por los diferentes bobinados siempre circula en el mismo sentido. Estos motores suelen tener cinco o seis cables de salida, dependiendo de su conexión interna. Este tipo se caracteriza por ser más simple de controlar (Yedamale and Chattopadhyay, 2002).

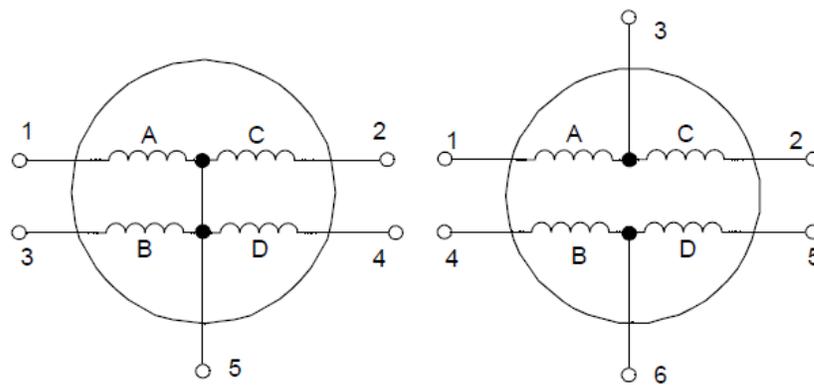


Figura 1.11. Motor DC de paso de imán permanente unipolar.

Sin embargo en los motores bipolares la corriente que circula por las bobinas cambia de sentido en función de la tensión que se aplica por lo que un mismo bobinado puede tener en

uno de sus extremos distinta polaridad (bipolar). Tienen generalmente cuatro cables de salida. Necesitan ciertos artificios para ser controlados, debido a que requieren del cambio de dirección del flujo de corriente a través de las bobinas en una secuencia apropiada para realizar un movimiento. La ventaja que tienen estos motores es que poseen mayor torque que los unipolares debido a que la corriente circula por las bobinas de extremo a extremo todo el tiempo (Condit and Jones, 2004).

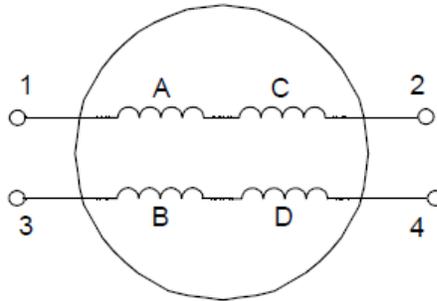


Figura 1.12. Motor DC de paso de imán permanente bipolar.

En el presente trabajo se dispone de un motor DC de paso bipolar, en el siguiente sub-epígrafe se analiza los conceptos necesarios para poder manejar a este tipo de motor.

1.5.3 Conmutación del motor DC de paso bipolar.

La diferencia principal de estos respecto a los unipolares es que no poseen una toma central en cada bobina por lo cual para que la corriente circule de izquierda a derecha en cualquier bobina es necesario que un extremo de la bobina esté a voltaje de fuente y el otro esté a tierra. La corriente circulará en sentido opuesto cuando se intercambie la polaridad de la bobina. Por lo que es necesario un puente H para lograr el cambio de polaridad de cada bobina del motor.

Existen tres métodos de excitación de las bobinas principalmente. La primera secuencia es llamada paso simple, la misma es la manera más simple de excitar a las bobinas, consiste en activar cada bobina una a una y por separado, con esta secuencia de encendido de bobinas no se obtiene mucha fuerza ya que solo es una bobina cada vez la que arrastra y sujeta el rotor del eje del motor.

Para realizar una secuencia completa es necesario realizar cuatro conmutaciones, en cada una de las cuales el motor se desplazará un ángulo de paso. Usando el símbolo de “+” y de

“-” para representar la polaridad de la fuente aplicada a cada extremo de la bobina del motor y “NC” para indicar que no hay aplicada ninguna fuente de alimentación, se pueden obtener la secuencia de excitación.

Tabla 1.4. Secuencia de modo de paso simple para motores DC de paso bipolares.

Pasos	Bobinas			
	1a	1b	2a	2b
1	+	-	NC	NC
2	NC	NC	+	-
3	-	+	NC	NC
4	NC	NC	-	+

Otro modo de excitación es llamado paso doble, con el paso doble se activan las bobinas de dos en dos con lo que se logra un campo magnético más potente que atraerá con más fuerza y retendrá el rotor del motor en el sitio. Los pasos también serán algo más bruscos debidos a que la acción del campo magnético es más poderosa que en la secuencia anterior. Este modo tiene como inconveniente que aumenta el consumo del motor.

Tabla 1.5. Secuencia de modo de paso doble para motores DC de paso bipolares.

Pasos	Bobinas			
	1a	1b	2a	2b
1	+	-	-	+
2	+	-	+	-
3	-	+	+	-
4	-	+	-	+

Combinando los dos tipos de secuencias anteriores se puede mover el motor en pasos más pequeños y precisos y así obtener el doble de pasos de movimiento para el recorrido total de 360° del motor, esta secuencia es conocida como medio paso y se muestra en la tabla 1.6.

Este método provoca que el torque generado por el motor no sea constante, debido a que los pasos se encuentran energizados con una o dos bobinas respectivamente.

Tabla 1.6. Secuencia de modo de medio paso para motores DC de paso bipolares.

Pasos	Bobinas			
	1a	1b	2a	2b
1	+	-	NC	NC
2	+	-	+	-
3	NC	NC	+	-
4	-	+	+	-
5	-	+	NC	NC
6	-	+	-	+
7	NC	NC	-	+
8	+	-	-	+

1.5.4 Regulación de la velocidad del motor DC de paso.

Conociendo el ángulo de paso del motor (M_z), se puede calcular el tiempo de paso para lograr la velocidad angular deseada empleando las expresiones 1.2, 1.3 y 1.4. Un ejemplo sería girar un motor con un ángulo de paso de 7.5° a una velocidad de 120 revoluciones por minuto (rpm), requiriendo de 96 pulsos por segundo (pps). Esto significa un tiempo de espera por paso (T_{esp}) de $1/96$ segundos para lograr la velocidad deseada, por lo que cada $1/96$ segundos se deberá actualizar la secuencia correspondiente al próximo paso. Modificando el tiempo de espera se logra variar la velocidad del motor (Yedamale and Chattopadhyay, 2002).

$$N_{ppr}=360/M_z \quad (1.2)$$

$$pps=(rpm/60)*N_{ppr} \quad (1.3)$$

$$T_{esp}= 1/pps \quad (1.4)$$

Donde N_{ppr} es el número de pasos por revolución.

CAPÍTULO 2. DESCRIPCIÓN DE LOS CIRCUITOS DE POTENCIA PARA EL MANEJO DE LOS MOTORES DC

El objetivo de un sistema capaz de manejar un motor DC es poder variar su velocidad y la dirección de rotación. Esto requiere que el voltaje aplicado al motor esté modulado de cierta manera, aquí es donde aparece la necesidad de un elemento conmutador de potencia los cuales pueden ser transistores bipolares, MOSFET o transistores bipolares de puerta aislada (IGBT, por sus siglas en inglés) dependiendo de la aplicación y del motor. Encendiendo y apagando el elemento conmutador de manera controlada, el voltaje aplicado al motor varía, variando además la velocidad del motor (Gieras and Wing, 2002).

En el presente capítulo se estudiará la configuración del circuito de potencia para cada motor analizado anteriormente. A pesar de que estos circuitos sean diferentes tienen un mismo propósito: controlar el voltaje y la corriente que circula por las bobinas de los motores. El nivel de voltaje y corriente varía dependiendo del tamaño y tipo del motor, pero el principio de selección del elemento conmutador como de la interfaz de excitación de los dispositivos de conmutación es el mismo para todos.

2.1 Selección del elemento conmutador.

La primera etapa del diseño se basa en seleccionar el elemento conmutador correcto para manejar cada motor. Conocer las especificaciones eléctricas del motor es un paso importante para determinar la elección del elemento conmutador. Debido a que la corriente tanto como el voltaje varía según el motor, el dispositivo seleccionado varía también dependiendo del motor.

Los elementos conmutadores más usuales en este tipo de aplicaciones son los MOSFETs y los IGBTs, debido a que estos son controlados por voltaje, al contrario de los transistores

bipolares los cuales son controlados por corriente, esta ventaja permite que el control de los dispositivos sea mucho más fácil (Rasid et al., 2004).

Las similitudes entre los MOSFETs y los IGBTs acaban en la manera en que son controlados, el resto de las operaciones que realizan son totalmente diferentes. La principal diferencia está en que los MOSFETs contienen un canal resistivo de drenador a fuente (R_{ds-on}) mientras que los IGBTs están compuestos por una unión PN de colector a emisor. Esta diferencia provoca que las pérdidas por conducción sean diferentes (P_{loss}). En el caso de los MOSFETs las pérdidas de potencia en conducción están multiplicadas por un factor al cuadrado que es la corriente media de drenador (I_{rms}), como se aprecia en la expresión 2.1. Debido a este factor es necesario que la resistencia (R_{ds-on}) sea lo más baja posible a medida que aumente la corriente, para mantener la potencia de disipación similar a los IGBTs donde la potencia es lineal con la corriente promedio de colector (I_{ave}) y al voltaje de saturación de colector a emisor (V_{ce-sat}) como se aprecia en la ecuación 2.2 (Barkhordarian, 1996).

$$P_{loss} = I_{rms}^2 * R_{ds-on} \quad (2.1)$$

$$P_{loss} = I_{ave} * V_{ce-sat} \quad (2.2)$$

Otro punto de comparación respecto a las pérdidas es la dependencia con la temperatura en los dos dispositivos, cuando la temperatura aumenta también lo hace la R_{ds-on} , mientras que el (V_{ce-sat}) de los IGBTs tiende a decrecer, excepto a corrientes muy altas. Esto significa que aumenten las pérdidas en los MOSFETs y disminuyan en los IGBTs.

Teniendo todo lo anterior en cuenta es apreciable que los IGBTs son superiores a los MOSFETs, pero existe otro elemento de comparación que son las pérdidas por conmutación que a veces pueden ser las de mayor peso. En este caso IGBTs son considerados elementos de conmutación lentos respecto a los MOSFETs (Rasid et al., 2004).

Las pérdidas por conmutación son la razón por la cual los IGBTs no sean utilizados en aplicaciones de alta frecuencia, pero en el caso de control de motores donde la frecuencia varía de 4 a 20kHz las pérdidas por conmutación en los IGBTs pueden ser aceptadas, permitiendo que los IGBTs trabajen tan bien como los MOSFET o incluso mejor.

Concluyendo la comparación entre los dispositivos de conmutación, se recomienda para aplicaciones de bajo voltaje ($V < 250V$) a los MOSFETs, debido a la poca existencia de IGBTs de menor de 600V. Para aplicaciones en las cuales el voltaje supere los 1000V, IGBTs son los dispositivos de selección, debido al aumento de la resistencia del drenador. Para aplicaciones en las cuales el voltaje este entre 250 a 1000V la elección involucra todos los aspectos tratados anteriormente (Dunn, 2003).

2.2 Selección de la interfaz de excitación de los dispositivos de conmutación.

Para lograr el objetivo de variar la velocidad y el sentido de giro del motor utilizando un microcontrolador hay que tener en cuenta que una línea de puerto del mismo no es capaz de proporcionar los niveles necesarios de voltaje y corriente para excitar a los dispositivos de conmutación, de aquí la necesidad de un circuito interfaz entre el microcontrolador y el motor.

Los circuitos de excitación tienen dos propósitos, primeramente adaptar la señal proveniente del microcontrolador a la requerida por los transistores de potencia, el microcontrolador solo es capaz de proporcionar pocos miliamperios (mA) por cada puerto, cuando en realidad se necesita una corriente más alta para poder manejar los transistores de potencia. Esto es debido a la alta frecuencia de conmutación junto con la capacitancia parásita de los transistores de potencia. El segundo propósito del circuito de excitación es generar los voltajes requeridos para activar a los conmutadores. Para las aplicaciones propuestas, que requieren de topologías de tipo puente debido a que permite que el motor opere de manera bidireccional, se trabaja con una configuración la cual demanda del uso de dos elementos conmutadores por rama, uno llamado conmutador alto y el otro conmutador bajo (Varsani, 2003).

Conmutador alto significa que el emisor (IGBTs o transistores bipolares) o la fuente (MOSFETs) de los transistores pueden mantenerse entre tierra y el voltaje de alimentación de los motores. Conmutador bajo significa que el emisor o la fuente siempre están conectados a tierra. Un ejemplo de ambos tipos de conmutadores se muestra en la figura 2.1, en esta configuración Q1 y Q2 siempre deben estar en estados opuestos para prevenir la destrucción de los conmutadores. Es necesario que el voltaje aplicado a la base (transistores bipolares) o compuerta (MOSFETs, IGBTs) sea mayor que el voltaje umbral

de compuerta (V_{gs}) para poder encender al conmutador, lo cual implica que el voltaje de base o compuerta deba ser mayor que el voltaje de alimentación más (V_{gs}) para el caso de los conmutadores altos. Esto requiere de técnicas, se expondrán seguidamente algunas de las más utilizadas como son compuertas aisladas o circuitos *bootstrap*, este problema no ocurre con el conmutador bajo al estar el emisor o fuente a tierra todo el tiempo, esto hace que el circuito de excitación de base o compuerta sea más sencillo (Dunn, 2003).

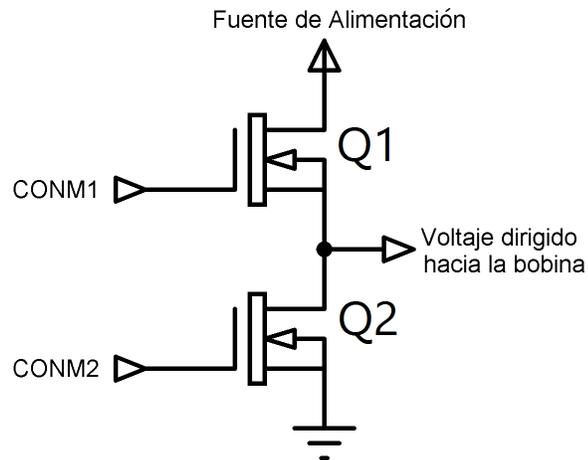


Figura 2.1. Ejemplo de conmutador alto y bajo.

2.2.1 Técnicas de excitación para los conmutadores bajos.

Cuando se utilizan MOSFETs o IGBTs canal N en la parte baja de una rama es muy sencillo conmutar su estado de operación mediante el uso de circuitos integrados lógicos. Esto permite que circuitos de bajo consumo de potencia sean capaces de controlar directamente altos niveles de potencia. Las siguientes figuras muestran una serie de circuitos a base de compuertas lógicas capaces de excitar a transistores de alta potencia, cada circuito brinda diferentes niveles de velocidad de conmutación y rendimiento.

El circuito más sencillo utiliza compuertas tipo buffer para suministrar la corriente necesaria para hacer conmutar al dispositivo de la parte baja de la rama. Teóricamente ninguna corriente puede circular por el drenador cuando se le está aplicado un voltaje de alimentación DC. En la práctica, una pequeña corriente es requerida para cargar las capacitancias parásitas.

La manera más simple de obtener tiempos rápidos de conmutación es la mostrada en la figura 2.2 en la cual se utilizan un número de compuertas CMOS en paralelo. La capacidad

adicional de corriente debido a las compuertas en paralelo mejora significativamente el rendimiento de los dispositivos de conmutación.

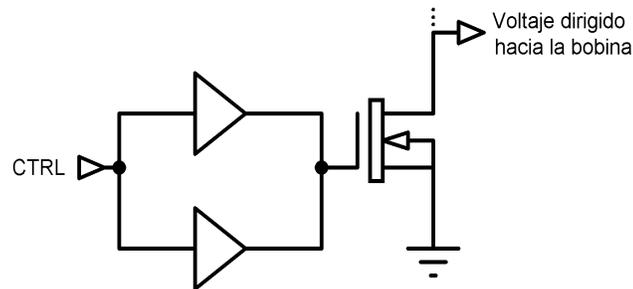


Figura 2.2. Circuito de excitación para conmutador bajo con circuito integrado CMOS.

En la figura 2.3 la corriente de excitación está compuesta por la salida de la compuerta CMOS multiplicada por la ganancia de los transistores bipolares. No hay que tener en cuenta tiempos de saturación de los transistores bipolares debido a que están operando como seguidores por emisor. Para este circuito la frecuencia no está limitada por las restricciones de corriente de salida de la compuerta CMOS.

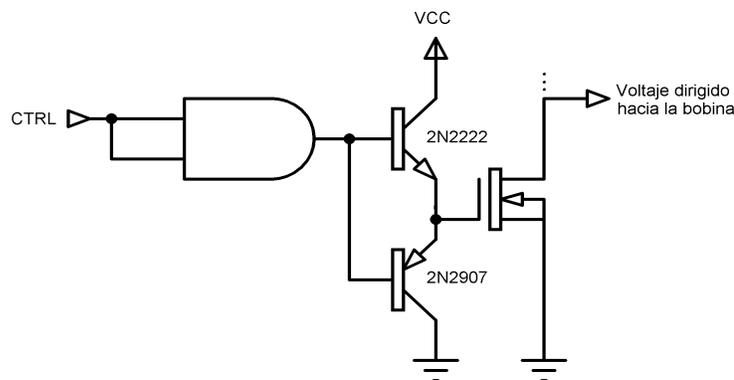


Figura 2.3. Circuito de excitación para conmutador bajo con circuito integrado CMOS y seguidor por emisor.

Como la salida del microcontrolador es un voltaje entre 0V y 5V para todos los circuitos anteriores es necesario el uso de MOSFETs o IGBTs de bajo umbral de voltaje de compuerta para que la señal de control a la etapa de excitación pertenezca a la señal del microcontrolador.

2.2.2 Técnicas de excitación para los conmutadores altos.

Esencialmente los circuitos anteriores tenían una característica en común, la señal de control como la alimentación de las compuertas están prácticamente a un mismo potencial.

En el caso de los conmutadores en la parte alta de la rama requieren de otros tipos de circuitos, los cuales trasladen la señal de control a diferente potencial cuando se emplean transistores N.

En el caso que se utilice transistores canal P en la parte alta no es necesario modificar el potencial debido a que la lógica es inversa y lo que se necesita para encender a un transistor de este tipo es simplemente establecer un nivel de 0V en su compuerta. Esta solución es sencilla pero tiene varias desventajas entre las que se encuentran las siguientes: al trabajar en una misma rama con transistores distintos se tienen distintos tiempos de conmutación y de demoras, además existe poca diversidad de transistores canal P en el mercado en los cuales sus características son inferiores a los transistores canal N, por lo que el circuito de potencia estará limitado por las diferencias entre los dispositivos.

Para aplicaciones de bajo consumo, se propone el diseño de una interfaz compuesta por un transistor P en la parte alta debido a que facilita el diseño del circuito de excitación.

En la siguiente figura se muestra el puente propuesto para controlar el voltaje en los motores analizados. Este circuito permite controlar a los conmutadores directamente a partir de los niveles lógicos de salidas de los puertos del microcontrolador. Los valores de las resistencias dependen de la aplicación (GARCÍA et al., 2005).

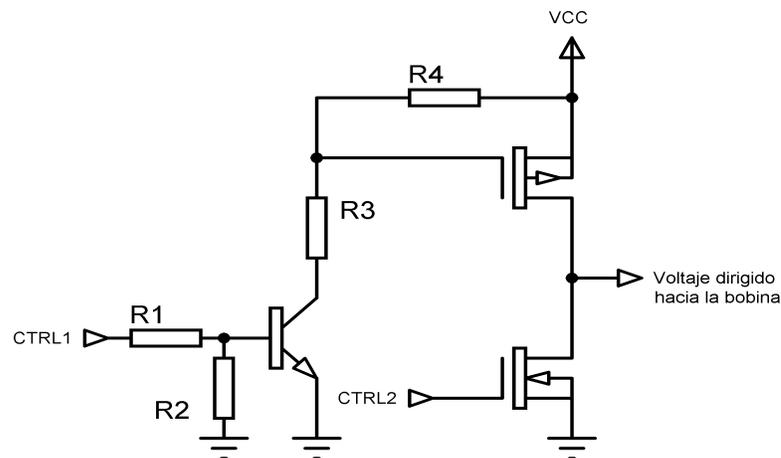


Figura 2.4. Circuito de excitación utilizado para activar a los conmutadores de una rama.

Cuando se utilizan motores de mayor consumo no se recomienda este tipo de configuración debido a las desventajas que vinculan el uso de un transistor de potencia canal P en la parte alta, por tanto se recomienda utilizar en una misma rama dos transistores canal N de iguales características.

Entre las variantes existentes para excitar a un transistor N en la parte alta se puede utilizar un circuito que utilice un sensor óptico para transmitir la señal de control hacia un circuito el cual se encuentra a otro potencial diferente al de control. De esta manera se logra excitar al conmutador alto. Como desventajas de este tipo de circuito está que añade su propio retardo de propagación además requiere de una fuente aislada separada del resto del circuito para alimentar al circuito óptico.

Otro circuito capaz de excitar a los conmutadores altos N, está compuesto por un transformador, el mismo logra que la fuente del elemento conmutador no esté referida a tierra. Este tipo de circuito apenas añade retardo de propagación cuando traslada la señal del primario al secundario del transformador (Pathak, 2001).

Ambas técnicas anteriormente explicadas tienen como ventaja que aíslan el microcontrolador de la etapa de potencia, brindando protección ante cualquier funcionamiento incorrecto que pueda causar la rotura del mismo. Sin embargo, ninguna polariza negativamente a los conmutadores en el momento de apagado para una mejor inmunidad a un falso encendido debido al ruido provocado por las inductancias parásitas que se encuentran en las uniones de los transistores.

Como es conocido los transistores de potencia IGBTs y MOSFETs son dispositivos controlados por voltaje. El voltaje de compuerta a emisor necesario para activar los IGBTs, es más dependiente de la temperatura que el voltaje de compuerta a fuente en los MOSFETs, lo cual provoca que a medida de que aumente la temperatura de trabajo comience a decrecer el voltaje umbral de compuerta mayormente para los IGBTs, provocando que el dispositivo sea más susceptible al ruido y que se active la compuerta cuando debería estar apagada. Por esta razón principalmente es que se utilizan técnicas de polarización negativa cuando se usan IGBTs (Pathak, 2001).

El siguiente circuito soluciona los dos problemas planteados, traslada el voltaje de control a otro potencial y además polariza a ambos transistores negativamente cuando están apagados.

Para lograr que la fuente de los transistores esté a diferente potencial de tierra, el circuito emplea dos técnicas, la primera a través de un diodo de *bootstrap* y la otra a través del capacitor. (C_{cp})

Una de las desventajas de este tipo de circuito de excitación radica en los altos tiempos de retraso entre la señal de control de entrada y la respuesta a esta señal del conmutador alto, lo cual puede causar problemas para aplicaciones de muy alta frecuencia, sin embargo para las aplicaciones con motores, la frecuencia de operación son por debajo 20kHz, no es relevante este problema (Williams, 1992).

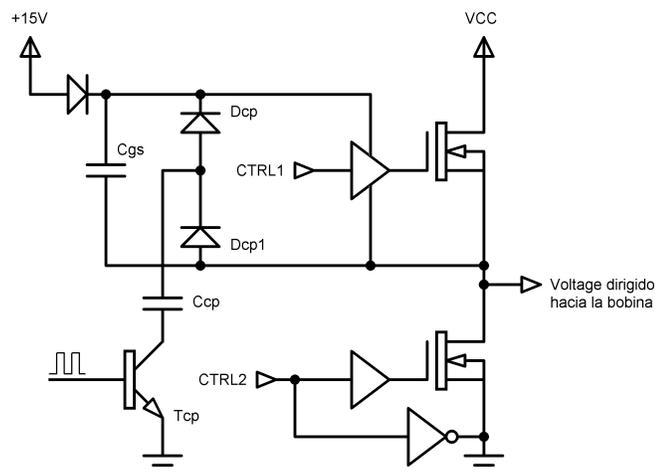


Figura 2.5. Circuito de excitación de un semipunto H empleando técnica de *bootstrap*.

Existen disponibles diversos circuitos integrados que poseen las características del circuito anterior los mismos fueron diseñados con el objetivo de servir de interfaz entre el microcontrolador y la etapa de potencia.

El circuito integrado IR2101 es un circuito de excitación de alto voltaje y alta velocidad de conmutación para transistores MOSFETs e IGBTs con canales independientes para controlar la conmutación de los transistores altos y bajos respectivamente. La salida está diseñada para suministrar pulsos de alta corriente capaces de hacer conducir al elemento conmutador de potencia. El canal flotante está diseñado para excitar al transistor de la parte

alta cuando se utiliza un transistor canal N. El esquema de conexión es mostrado en la figura 2.6. Este circuito utiliza el diodo *bootstrap* para lograr un potencial distinto a tierra en el emisor o fuente del IGBT o del MOSFET de la parte superior.

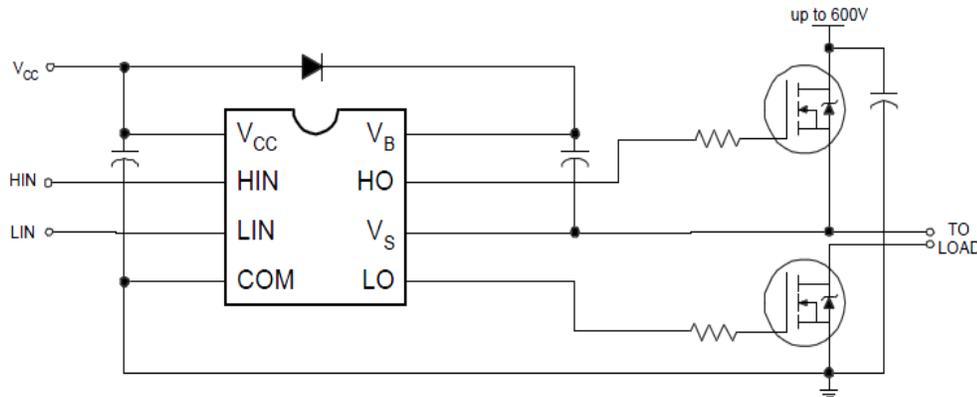


Figura 2.6. Conexión típica del circuito integrado IR2101(International Rectifier).

2.3 Topología del circuito de potencia utilizado para manejar el motor DC con escobillas.

El objetivo del siguiente circuito consiste en permitirle al controlador variar la corriente a través de las bobinas del motor DC con escobillas. El mismo permite al microcontrolador realizar el control del voltaje aplicado al motor a través de la técnica de PWM.

Existen diversas maneras de excitar a un motor DC con escobillas, a veces solo se necesita que el motor gire en una sola dirección sin embargo para una aplicación más general se requiere que el motor trabaje en ambas direcciones.

Al dar tensión a un motor DC con escobillas con cierta polaridad, este gira en un sentido, la única manera de hacerlo girar en sentido contrario es cambiando su polaridad. Para poder invertir el sentido de giro del motor se recurre a una estructura conocida como puente H. El puente H es capaz de hacer circular la corriente en ambas direcciones por la bobina del motor (Rylee, 2003).

Para entender el funcionamiento del puente H es necesario dividirlo en dos ramas o medios puentes. Observando la figura 2.1, Q1 y Q2 son los conmutadores de una rama mientras que Q3 y Q4 pertenecen a la otra rama. Cada medio puente es capaz de alternar un lado del motor con escobillas a potencial de fuente o a tierra. Un ejemplo sería cuando Q1 es

encendido, Q2 debe ser apagado, en este momento el lado izquierdo del motor estará a potencial de fuente. Seguidamente encendiendo Q4 y apagando Q3 se pone a tierra el lado derecho del motor, permitiendo que la corriente circule de izquierda a derecha según la figura, la etiqueta (I_{fwd}) muestra como circula la corriente para esta configuración (Condit, 2010).

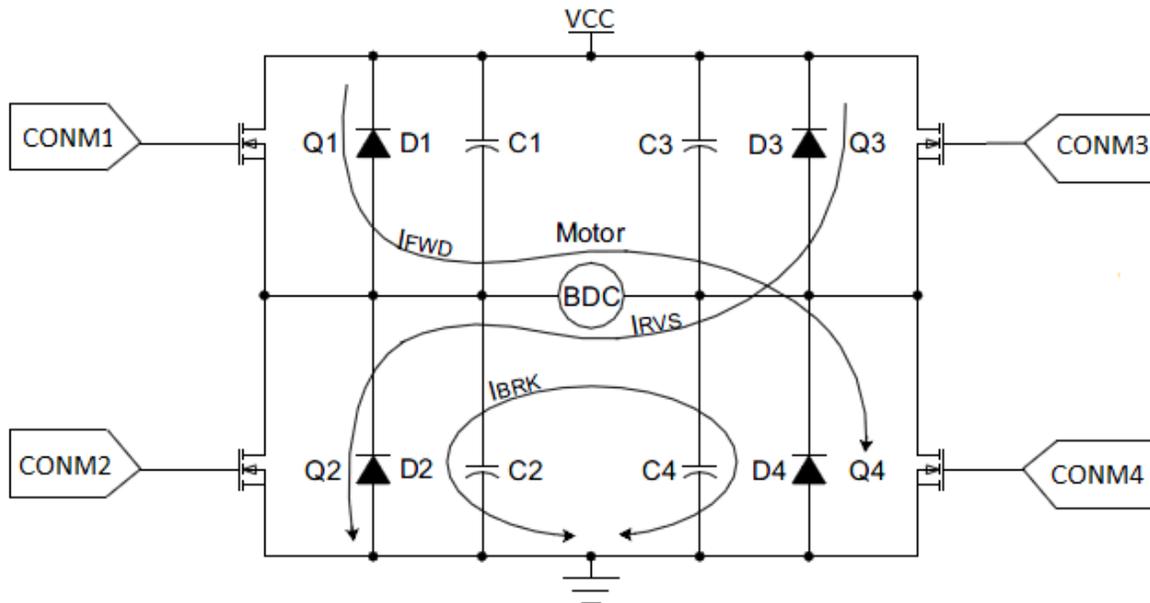


Figura 2.7. Circuito bidireccional para motores DC con escobillas.

Para que el motor funcione tanto hacia la izquierda como hacia la derecha, un lado del motor debe estar a potencial de fuente mientras que el otro debe mantenerse a tierra. En la figura 2.7 las etiquetas (I_{fwd}) y (I_{rvs}) ilustran como circula la corriente durante los modos de operación izquierda y derecha respectivamente. Para que el motor gire libremente, es necesario que los terminales del motor queden desconectados logrando así que el motor se deslice hasta detenerse. El cuarto modo de operación que permite el puente H es el modo de frenado, este es usado para frenar el motor rápidamente, en este modo los terminales del motor se conectan a tierra ambos. El comportamiento del motor cuando está girando libremente es el de un generador, el cual genera entre las escobillas un voltaje que se opone al movimiento y además es proporcional a la velocidad, el voltaje de fuerza contraelectromotriz. Cortocircuitando los terminales se obtiene una carga casi infinita para el motor provocando una parada rápida, la etiqueta (I_{brk}) ilustra el sentido de circulación de la corriente bajo estas condiciones.

Los diferentes modos de excitación para el puente H son mostrados en la siguiente tabla, donde “1” significa que el conmutador está encendido y “0” apagado,

Tabla 2.1. Modos de operación del puente H.

Estados	CONMUTADORES			
	Q1	Q2	Q3	Q4
CW	1	0	0	1
CCW	0	1	1	0
Frenado	0	1	0	1
Libre	0	0	0	0

Los diodos D1-D4 que se encuentran en antiparalelo a los conmutadores de potencia, protegen a los conmutadores de picos de corriente producidos por el BEFM cuando los conmutadores se encuentran apagados. Es importante conocer que existen dispositivos de potencia como los IGBTs que poseen estos diodos internamente, en estos casos solo son necesarios los diodos externos cuando los internos no sean capaces de disipar todo el BEFM (Salah et al., 2009).

Por otra parte los capacitores C1-C4 son opcionales. El objetivo de estos capacitores radica en reducir las radiaciones de radiofrecuencia producidas en las escobillas (Condit, 2010).

Una importante consideración a tener en cuenta cuando se diseña un circuito H radica en que todos los elementos conmutadores deben estar apagados cuando las entradas a los mismos no sean correctas, como son instantes de arranque del microcontrolador. Esto permite que los conmutadores de una misma rama nunca estén encendidos al mismo tiempo, lo cual provocaría la destrucción de los conmutadores al cortocircuitar la fuente de alimentación de la rama. Una resistencia *pull-down* es conectada a cada entrada de los conmutadores para resolver este problema.

Además es importante considerar que los interruptores precisan de un tiempo mínimo, tanto en la apertura para anular la corriente, como para el cierre. Este tiempo de espera se denomina generalmente tiempo muerto y debe de ser respetado y tenido en cuenta durante el diseño.

2.4 Topología del circuito de potencia utilizado para manejar el motor DC sin escobillas.

Fundamentalmente los motores BLDC, tienen estructura similar a la de los motores trifásicos de inducción, por esta razón pueden usarse configuraciones de inversores trifásicos para su manejo. El circuito conocido como puente inversor trifásico, permite que el motor BLDC gire en ambas direcciones y además controla la corriente a través de los devanados del motor al igual que el circuito puente H.

Tres inversores monofásicos de medio puente pueden conectarse para formar un inversor trifásico, la configuración de los seis dispositivos es la más utilizada para el manejo de los motores BLDC. Este circuito proporciona un torque elevado al motor en comparación con otros circuitos de potencia.

El objetivo de un inversor trifásico es generar energía eléctrica de corriente alterna con magnitudes y frecuencias deseadas a partir de una fuente de energía de corriente continua. Se constituye principalmente por dispositivos electrónicos de potencia, que trabajan como conmutadores operando en corte y saturación con una secuencia apropiada para obtener tres tensiones de salida simétricas y balanceadas (García Haro, 2011).

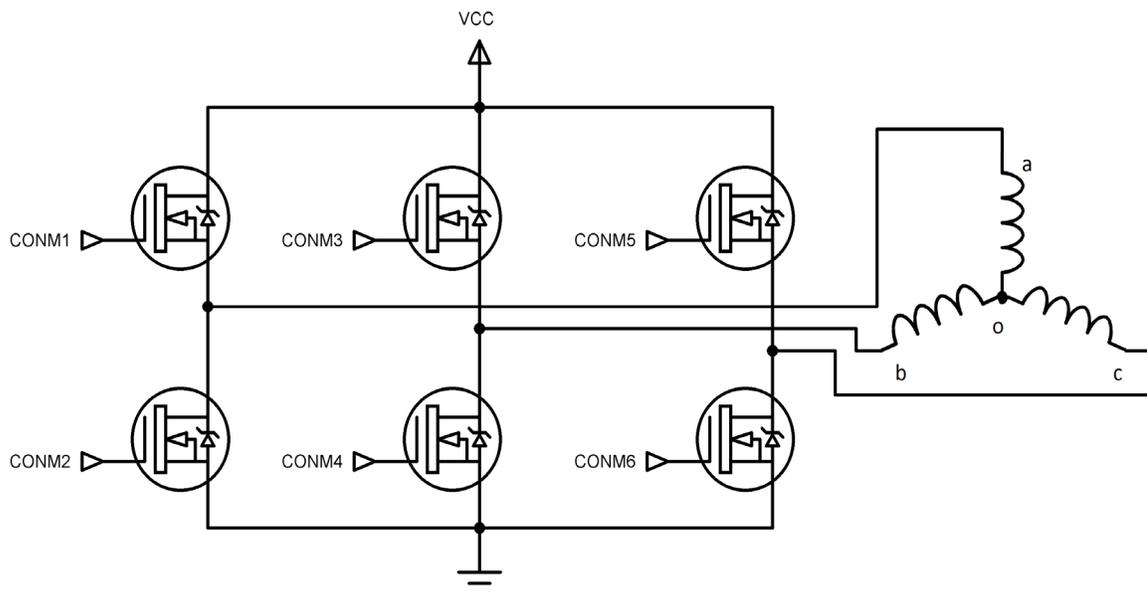


Figura 2.8. Inversor trifásico.

La figura 2.8 muestra el caso de un puente con tres ramas, o inversor trifásico en puente completo. En esta figura están representados por MOSFETs con sus diodos de libre circulación dispuestos en antiparalelo. La salida a cada fase del motor está situada en el centro de cada rama.

Estos inversores se dividen según su forma de operar en: conducción a 180° de cada elemento, con lo cual habrán 3 elementos en conducción al mismo tiempo y conducción a 120°, con 2 elementos por vez. Además pueden alimentar los dos tipos característicos de cargas trifásicas simétricas: conexión delta y estrella (Rasid et al., 2004).

Para la aplicación propuesta se utilizó el control de conducción de los conmutadores cada 120°. En este tipo de control, cada transistor conduce durante 120°. En cualquier instante de tiempo, sólo conducen dos transistores, dándose la posibilidad de que los dos transistores de una misma rama estén abiertos.

Los estados de los conmutadores para las trayectorias de corriente, necesarias para lograr la rotación en ambas direcciones, analizadas en el capítulo anterior son mostrados en las siguientes tablas.

La tabla 2.2 muestra los estados de los conmutadores para hacer rotar el motor a favor de las manecillas del reloj, empleando “1” para indicar que el conmutador está encendido y “0” para indicar que el conmutador está apagado (Muhammad H, 2004).

Tabla 2.2. Activación de los conmutadores para las trayectorias a favor de las manecillas del reloj.

Trayectorias	CONMUTADORES					
	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6
6	0	1	0	0	1	0
4	0	0	1	0	0	1
5	0	1	1	0	0	0
2	1	0	0	1	0	0
1	0	0	0	1	1	0
3	1	0	0	0	0	1

La tabla 2.3 muestra los estados de los conmutadores para hacer rotar el motor en contra de las manecillas del reloj.

Tabla 2.3. Activación de los conmutadores para las trayectorias en contra de las manecillas del reloj.

Trayectorias	CONMUTADORES					
	Q1	Q2	Q3	Q4	Q5	Q6
/6	1	0	0	0	0	1
/4	0	0	0	1	1	0
/5	1	0	0	1	0	0
/2	0	1	1	0	0	0
/1	0	0	1	0	0	1
/3	0	1	0	0	1	0

La limitación de la simultaneidad de la conducción de los dos interruptores de una misma rama es una propiedad que se repite de nuevo en el inversor trifásico con conducción a 120° a fin de no destruir los elementos conmutadores.

En el anexo 2 se muestran las distintas configuraciones del inversor en función del estado de los interruptores, para una conducción de 120° .

2.5 Topología del circuito de potencia utilizado para manejar el motor DC de paso.

Los circuitos de excitación de los motores de paso tienen dos objetivos, los cuales son cambiar el sentido de dirección de la corriente y el sentido del flujo magnético, además controlar la corriente en cada bobina en el momento en que esta debe ser excitada. De esta manera lograr que los tiempos de subida y bajada de la corriente sean los más pequeños posibles para obtener un buen rendimiento y una adecuada velocidad.

Para cambiar el sentido de dirección del flujo magnético, los motores de paso cambian el sentido de la corriente que circula por las bobinas, esto se logra de dos maneras diferentes: usando un circuito de excitación unipolar o un circuito de excitación bipolar.

El circuito de excitación más sencillo permite controlar a los motores unipolares. Este tipo de motor contiene una conexión en el centro de cada bobina. Invertir el sentido de dirección del flujo magnético se logra moviendo la corriente desde la mitad de una bobina hacia la otra mitad. Como utilizan nada más la mitad de cada bobina, las pérdidas de potencia en los motores unipolares son el doble de las pérdidas del motor bipolar para un mismo torque.

Sin embargo los circuitos de excitación para los motores bipolares se basan en el principio de cambiar la polaridad del voltaje en los terminales de la bobina para de esta manera cambiar el sentido de circulación de la corriente. Para cambiar la polaridad de cada bobina

es necesario un total de cuatro conmutadores formando una topología de puente H estudiado anteriormente (Condit and Jones, 2004).

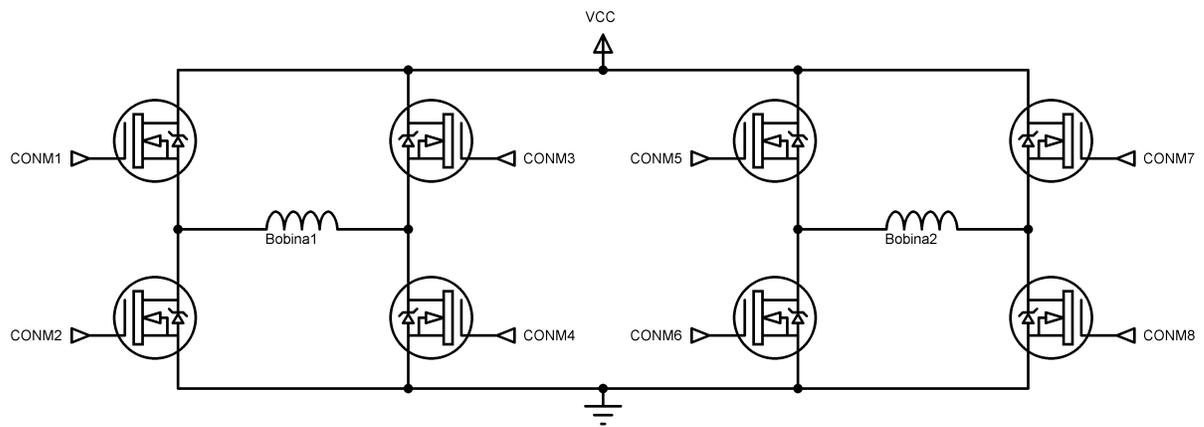


Figura 2.9. Circuito de control para motores bipolares.

El circuito mostrado en la figura 2.9 funciona conmutando el estado de los transistores a través de las señales de control para obtener diferentes trayectorias de circulación de la corriente y de esta manera lograr el movimiento del motor.

Un ejemplo sería para el paso simple, el primer paso requiere que el extremo de la bobina 1a esté a potencial de fuente y el otro extremo esta a tierra, mientras que las bobina 2 debe estar desconectada, esto se logra encendiendo el conmutador 1 y 4 y apagando al resto.

CAPÍTULO 3. APLICACIONES DESARROLLADAS CON MOTORES DC

En el presente capítulo se describen aplicaciones confeccionadas para ilustrar el manejo de los diferentes tipos motores DC. En todas las aplicaciones se utilizó el microcontrolador PIC 16F874A.

Para la confección de las distintas aplicaciones, se empleó el MPLAB IDE versión 8.5 (Microchip, 2010). Las aplicaciones fueron programadas empleando lenguaje C (Deitel and Deitel, 2003), para lo que se utilizó el compilador PCHW de CCS (*Custom Computer Services Incorporated*) versión 4.033 (Custom Computer Services, 2007). Este compilador es factible para la programación de los microcontroladores PICs, debido a que posee un gran número de funciones implementadas que facilitan la programación, además de que permite trabajar con la mayoría de las gamas de microcontroladores PICs.

Para realizar la simulación de las aplicaciones se utilizó la herramienta ISIS Proteus 7.7 (Electronics, 2009), con la cual se validó el funcionamiento de los programas confeccionados.

3.1 Descripción general del hardware utilizado en las aplicaciones.

Seguidamente se describen a grandes rasgos los elementos comunes para todas las aplicaciones desarrolladas.

3.1.1 El microcontrolador PIC 16f874A.

El microcontrolador PIC 16F874A posee 40 terminales, subsistemas avanzados que fueron empleados en las aplicaciones tal es el caso del módulo de conversión análogo-digital (CAD) y el módulo captura, comparación y PWM (CCP) el cual se utilizó en el modo

PWM (Pérez and Areny, 2007). La frecuencia para el funcionamiento del microcontrolador se obtuvo a partir de un cristal externo a 20MHz (Microchip, 2003).

3.1.2 Fuente de alimentación.

Para el correcto funcionamiento del PIC es necesario alimentarlo a través de una fuente de alimentación regulada que no supere los 5.5V. Por el bajo consumo del PIC se diseña la fuente regulada con el integrado KIA7805, el diagrama de conexión es el mostrado en la figura 3.1.

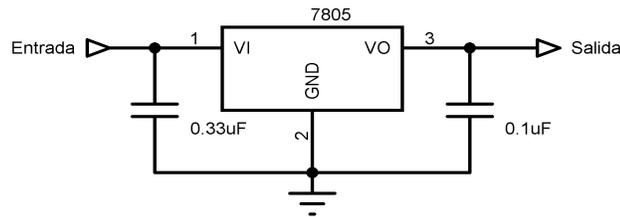


Figura 3.1. Diagrama de conexión de la fuente de alimentación regulada (Semiconductor, 1998).

3.1.3 Sensores Hall.

En el motor BLDC se utilizaron tres sensores Hall para conocer la posición del rotor, cuando los sensores son alimentados con una fuente entre 4V a 24V DC, estos dispositivos proporcionan una señal digital que cambia a medida que el motor gira. Para la aplicación que emplea el uso de sensores Hall, la fuente utilizada fue de 5V DC.

Las salidas de los sensores de efecto Hall son normalmente colector abierto. Requieren de una resistencia *pull up* entre el colector y la fuente de alimentación. Para reducir las pérdidas de potencia por disipación en los transistores Hall se utiliza una resistencia de $10\text{K}\Omega$ como resistencia *pull up*. La conexión de los sensores es mostrada en la figura.

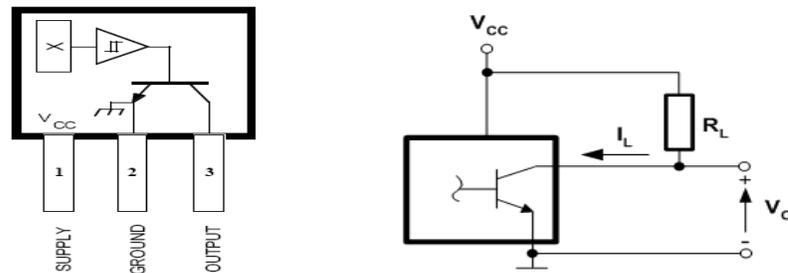


Figura 3.2. Diagrama de conexión de los sensores Hall (Allegro, 2005).

3.1.4 Compuerta AND 74LS08.

Se utilizó el circuito integrado 74LS08 para multiplexar la señal PWM generada por el microcontrolador a través del puerto CCP1. Cada compuerta AND del integrado está compuesta por la señal PWM y una señal de activación de compuerta.

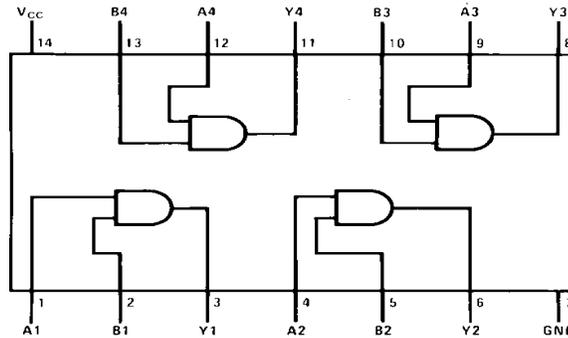


Figura 3.3. Diagrama de conexión del integrado 74LS08 (Fairchild Semiconductor, 2000).

3.2 Descripción general de la aplicación diseñada para el motor DC con escobillas.

Esta aplicación consiste en poder variar la velocidad linealmente y sentido de rotación de un motor DC con escobillas.

Se utilizó el módulo CCP1 en modo PWM, para generar una señal de 20kHz, en la cual se puede modificar su ciclo útil, para las aplicaciones programadas se utilizó un valor de conversión análogo-digital (AD) para modificar el ciclo útil. De esta manera, el voltaje medio aplicado a los motores es proporcional al valor de conversión AD. Este valor de conversión AD proviene de un divisor de voltaje formado por un potenciómetro, el cual es manipulado por el usuario.

La resolución máxima que se puede obtener en el modo PWM es de 10 bits, suficientes para percibir incrementos de potencia pequeños, brindando así una buena resolución en los incrementos de la velocidad del motor. Igualmente el convertidor AD puede ser configurado para conseguir una resolución de 10 bits.

En la aplicación se actualiza el valor de conversión y se comienza otra conversión cada 1mseg a través de una interrupción por desbordamiento de un temporizador, asegurando de esta manera que se cumplan los tiempos de adquisición y de conversión necesarios para una correcta conversión (Microchip, 1997).

A través de la interrupción externa disponible del PIC, el usuario podrá modificar sentido de rotación utilizando un interruptor.

Es importante resaltar que este sistema funciona mediante un control en lazo abierto, es decir, que no se conoce una medición del resultado de salida y no se tiene un control ajustado sobre la carga. A pesar de que exista un valor de referencia de velocidad, la velocidad puede variar dependiendo de la carga, de esta manera nunca se tendrá una velocidad constante estable.

3.2.1 Diagrama de flujo del programa diseñado para el motor DC con escobillas.

Seguidamente se muestra el diagrama simplificado del programa realizado para el motor DC con escobillas, el código fuente es mostrado en el anexo 4.

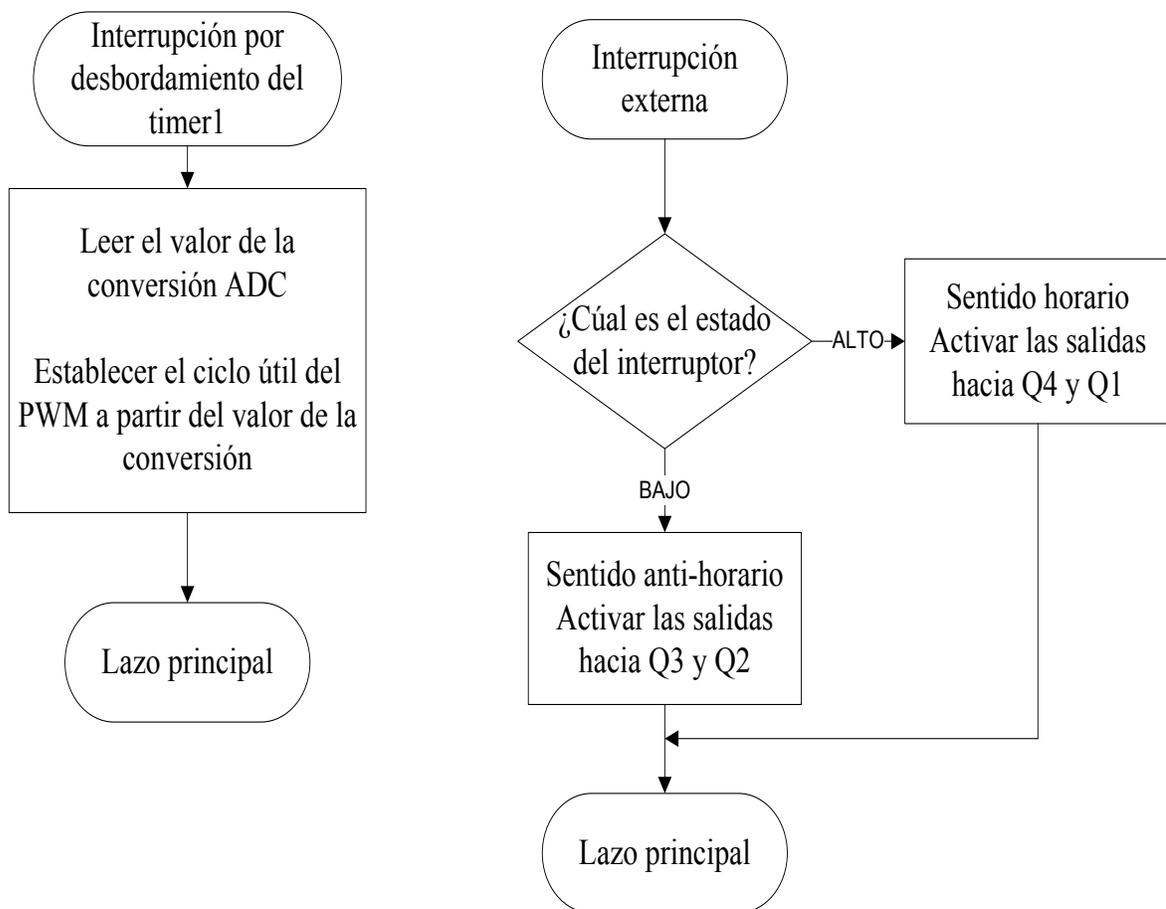


Figura 3.4. Diagrama de flujo del programa diseñado para el motor DC con escobillas.

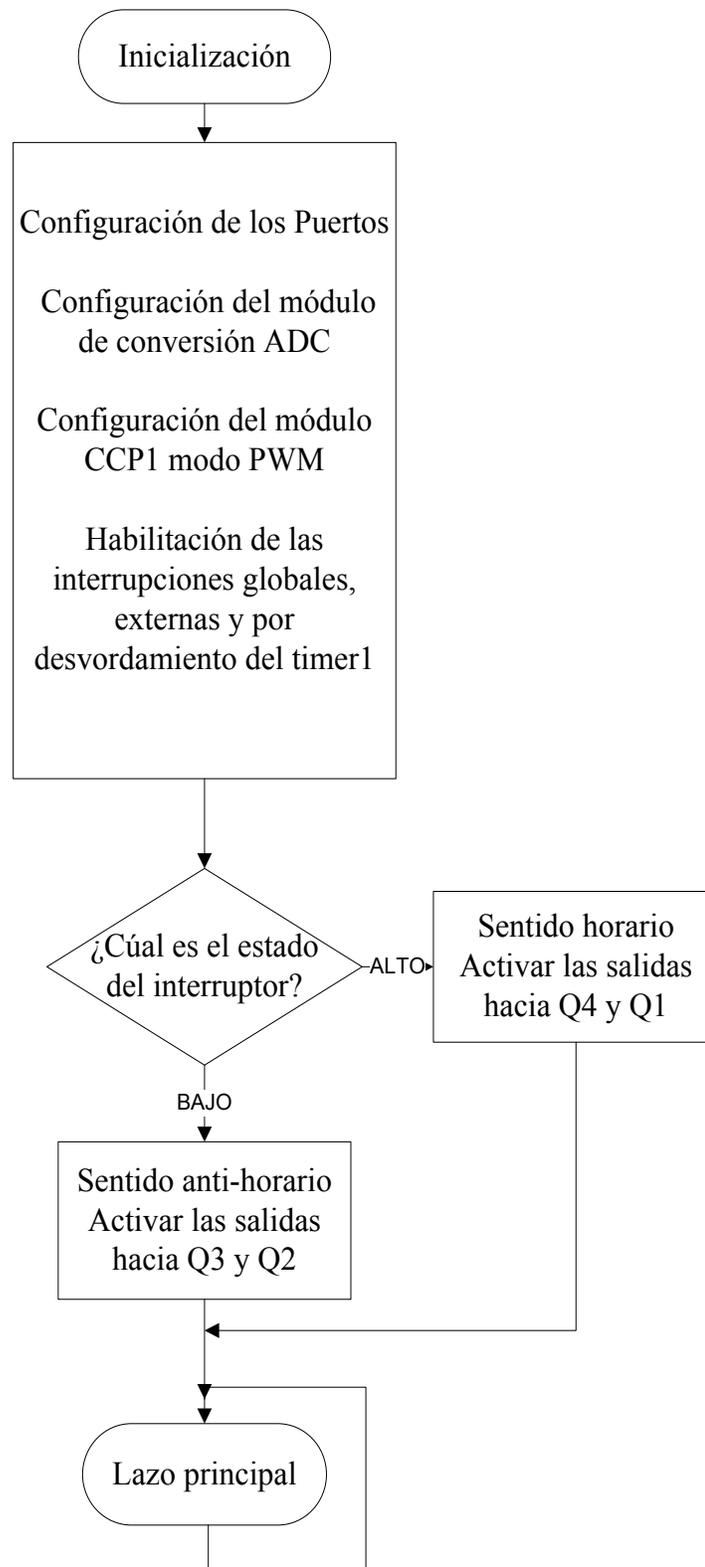


Figura 3.5. Diagrama de flujo del programa diseñado para el motor DC con escobillas.

(Continuación)

3.2.2 Diseño esquemático realizado en ISIS para el motor DC con escobillas.

La siguiente figura muestra el diseño esquemático confeccionado para comprobar el correcto funcionamiento de la aplicación.

En todos los diseños se utilizaron conmutadores y compuertas AND ideales.

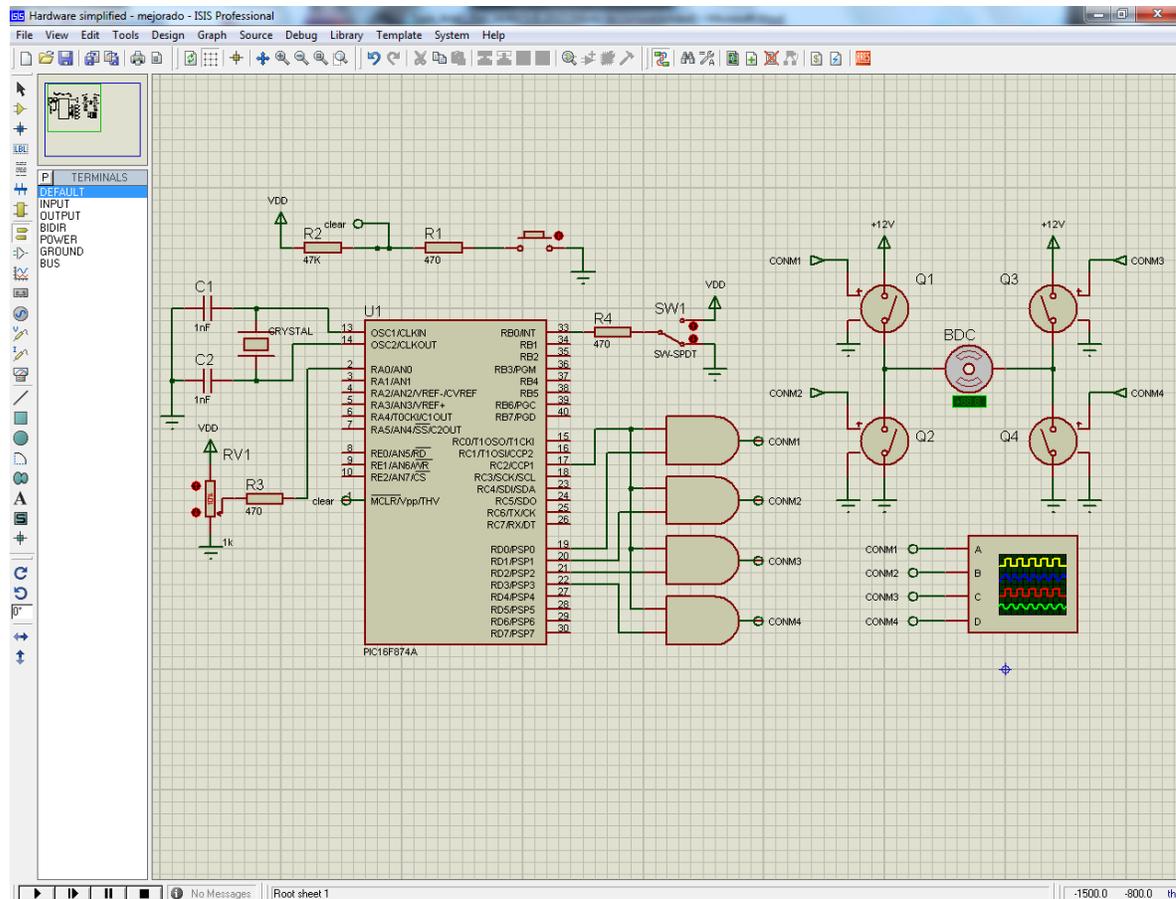


Figura 3.6. Diseño esquemático de la aplicación desarrollada para motor DC con escobillas.

3.2.3 Pruebas preliminares de la aplicación para el motor DC con escobillas.

Las imágenes siguientes reflejan formas de ondas, las cuales permiten validar el funcionamiento del programa realizado para manejar a este tipo de motores.

Las figuras 3.7 y 3.8 corresponden a la simulación del circuito, ambas muestran las formas de onda de las señales de control de los conmutadores para una modulación por ancho de pulso del 90 y 10% respectivamente. En la figura 3.7 el sentido de giro del motor es a favor

de las manecillas del reloj, al contrario de la figura 3.8. Además se puede observar el período de la señal correspondiente al PWM de 50 μ seg.

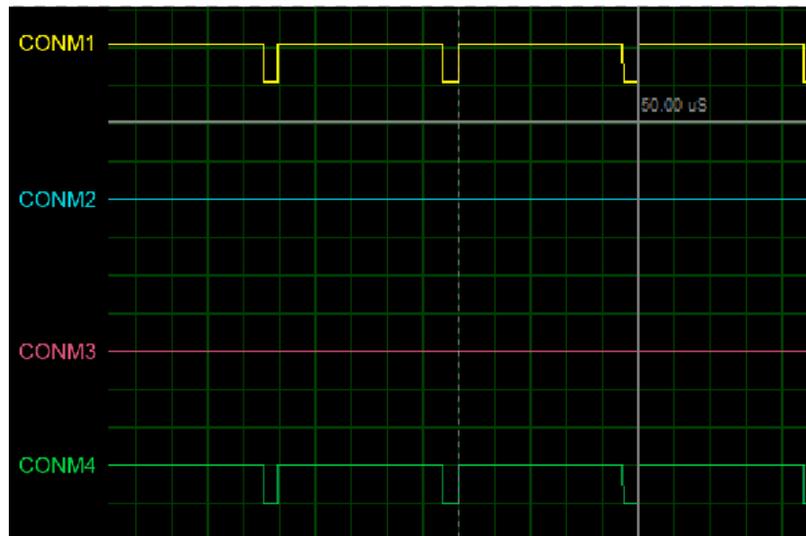


Figura 3.7. Formas de onda de las señales de control hacia conmutadores.

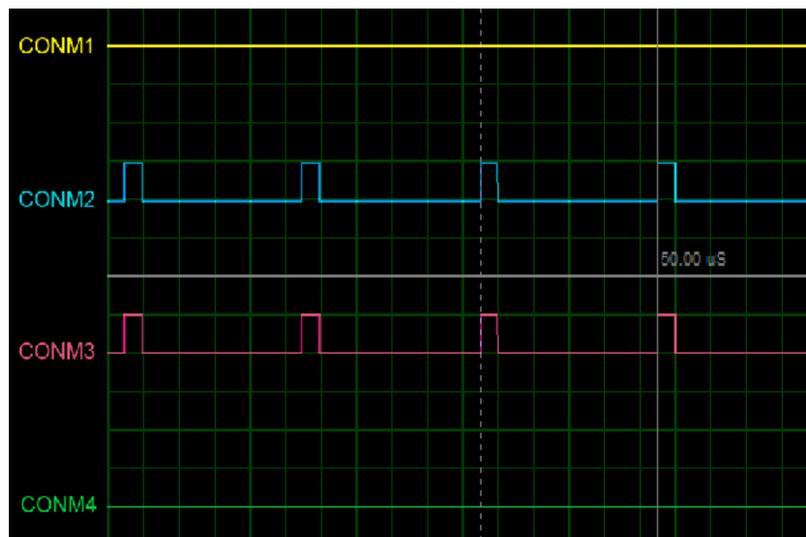


Figura 3.8. Formas de onda de las señales de control hacia conmutadores.

3.3 Descripción general de la aplicación diseñada para el motor DC sin escobillas.

Similar a la aplicación anterior este programa se basa en variar la velocidad linealmente de un motor DC sin escobillas, además cambiar su sentido de rotación. Como fue analizado en el capítulo I, entre las principales diferencias que existen entre estos motores se encuentra que el motor BLDC obligatoriamente debe ser conmutado electrónicamente mediante una

secuencia específica para lograr su movimiento tanto a favor de las manecillas del reloj como en contra. Esta secuencia depende de tres señales provenientes de tres sensores Hall, los cuales brindan información acerca del motor. El PIC es el encargado de leer las señales de los sensores y modificar la secuencia de salida hacia la etapa de excitación cuando se detecte un cambio en las salidas de los sensores mediante la interrupción por cambio en el puerto B.

Para cambiar el sentido de giro del motor se dispone de la interrupción externa del PIC, el usuario podrá modificar sentido de rotación utilizando un interruptor conectado a este puerto.

Al igual que en el motor con escobillas, se utiliza el módulo CCP1 en modo PWM para generar una señal de 20kHz, en la cual se puede modificar su ciclo de trabajo, a partir de un valor de conversión AD. De esta manera, el voltaje medio aplicado a los motores es proporcional al valor de conversión AD. Este valor de conversión AD proviene de un divisor de voltaje formado por un potenciómetro, el cual es manipulado por el usuario. En la aplicación se actualiza el valor de conversión y se comienza otra conversión cada 1mseg a través de una interrupción por desbordamiento de un temporizador, asegurando de esta manera que se cumplan los tiempos de adquisición y de conversión necesarios para una correcta conversión.

3.3.1 Diagrama de flujo del programa diseñado para el motor DC sin escobillas.

Seguidamente se muestra el diagrama simplificado del programa realizado para el motor DC sin escobillas, el código fuente es mostrado en el anexo 5.

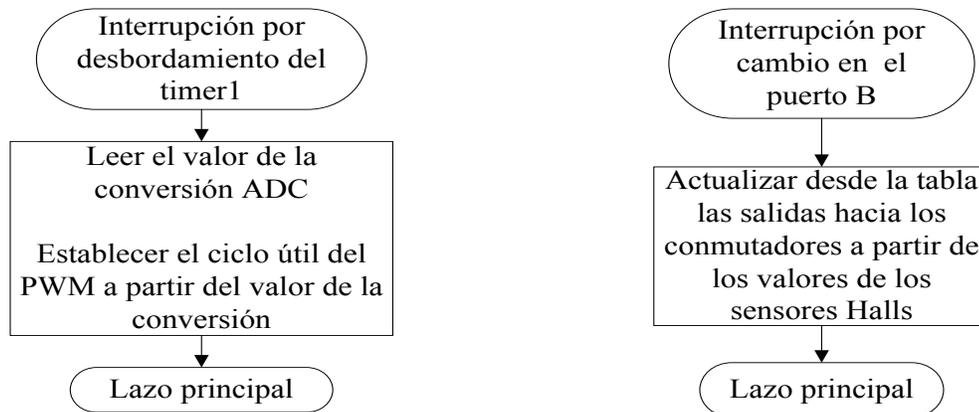


Figura 3.9. Diagrama de flujo del programa diseñado para motores DC sin escobillas.

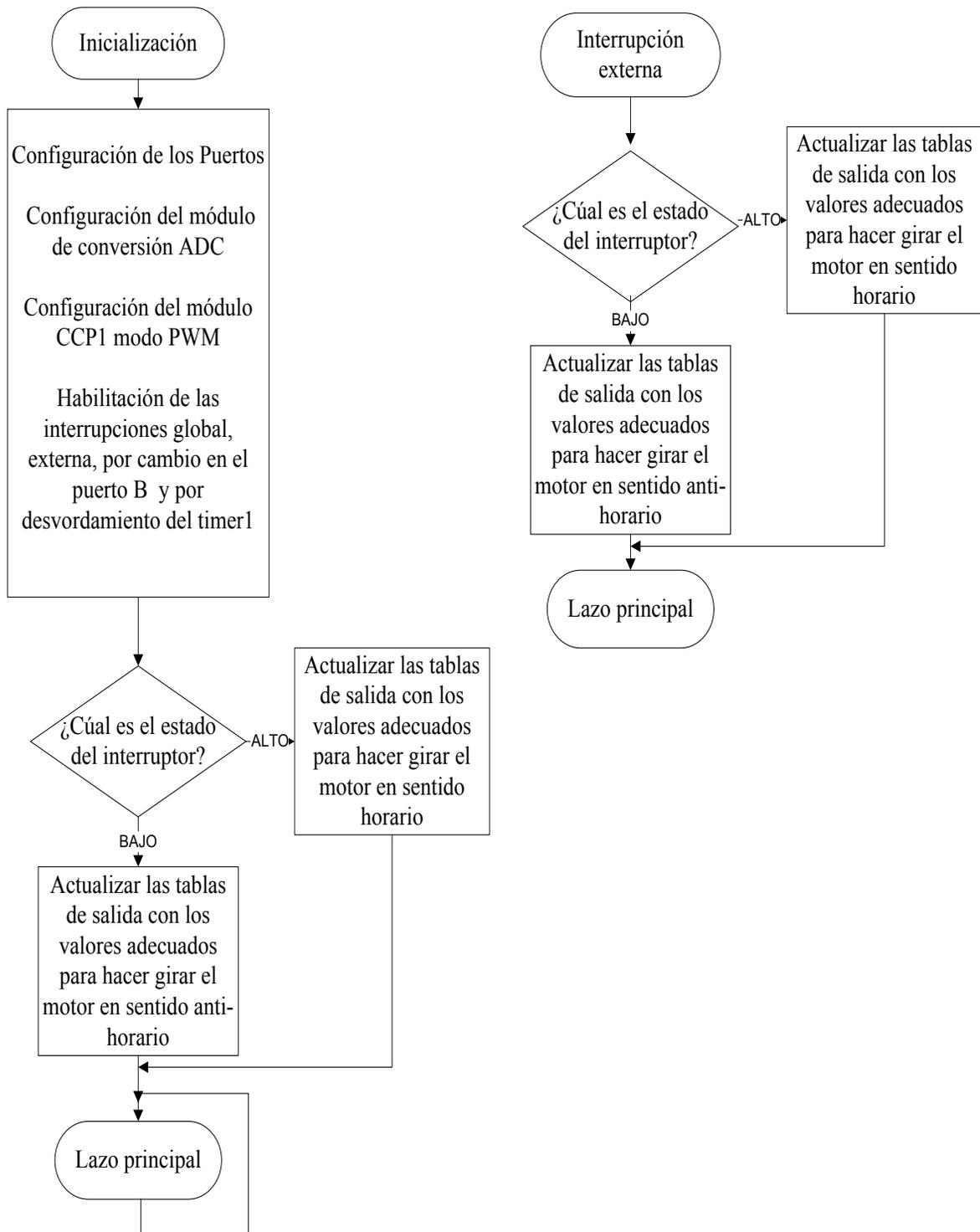


Figura 3.10. Diagrama de flujo del programa diseñado para motores DC sin escobillas.

3.3.2 Diseño esquemático realizado en ISIS para el motor DC sin escobillas.

Luego de comprobar y obtener resultados positivos en la simulación a partir del diseño en ISIS, mostrado en la figura 3.11 se procede de forma real tal como se muestra en anexo 3.

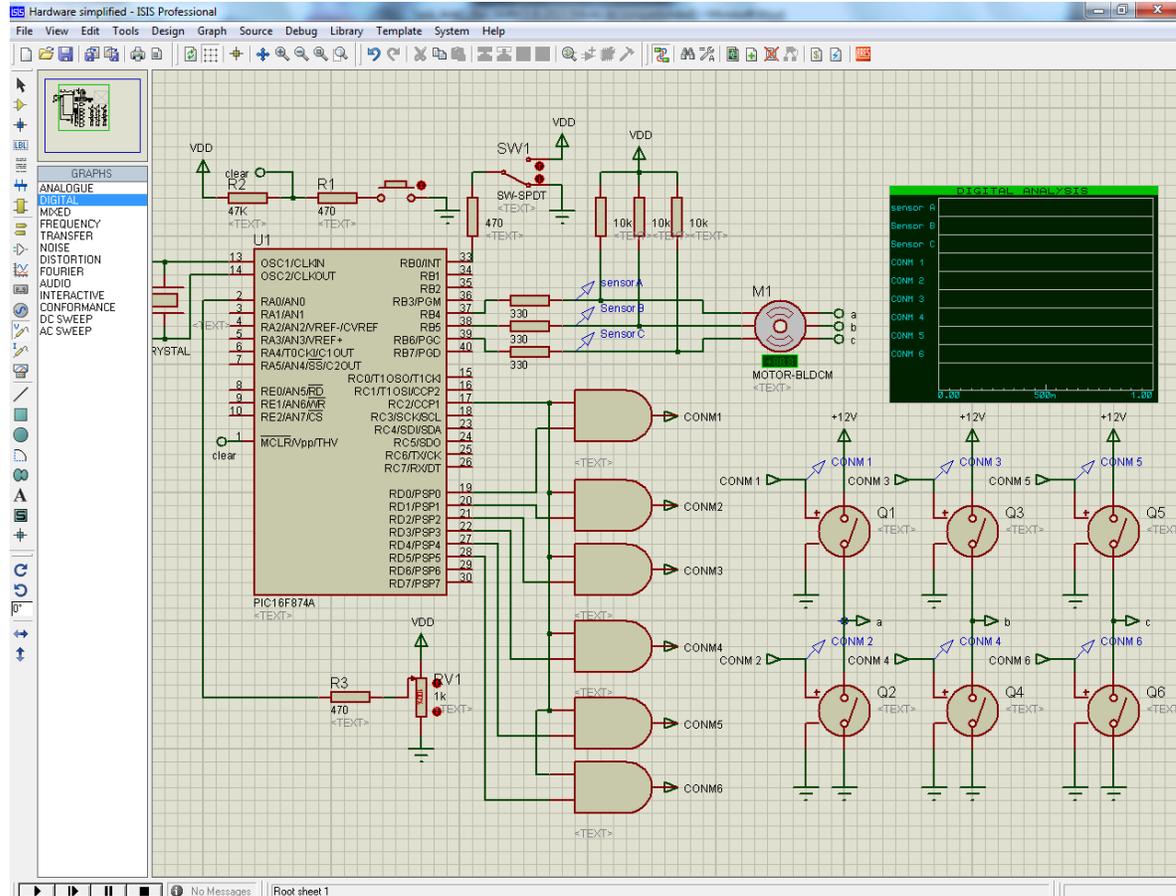


Figura 3.11. Diseño esquemático de la aplicación desarrollada para motor DC sin escobillas.

3.3.3 Pruebas preliminares de la aplicación para el motor DC sin escobillas.

Las imágenes siguientes reflejan formas de ondas de las salidas de los sensores Hall y las señales de control hacia los conmutadores, las cuales permiten validar el funcionamiento del programa realizado para manejar a este tipo de motores.

En las siguientes figuras se aprecian los 6 estados posibles de los sensores Hall con los estados correspondientes de las señales de control hacia los conmutadores para una modulación del 90% y 10% para un movimiento a favor de las manecillas del reloj y en contra respectivamente.

Como ya se conoce, la velocidad final del motor es proporcional a la potencia entregada al mismo, siempre y cuando la carga no varíe, conociendo lo anterior pareciera un error que para una modulación del 10% pueda ser posible que los cambios de estados de los sensores Hall ocurran cada iguales intervalos de tiempo que para una modulación del 90%, lo mismo se traduce en que ambas imágenes ocurren para una misma velocidad del motor. Todo lo anterior fue posible haciendo girar al motor a su máxima velocidad, alimentándolo con una fuente superior a la nominal para ambas pruebas. Esta prueba también permitió observar la modulación por ancho del pulso y observar los seis estados posibles, que a una velocidad normal no se puede alcanzar esta nitidez debido a la alta frecuencia del PWM.

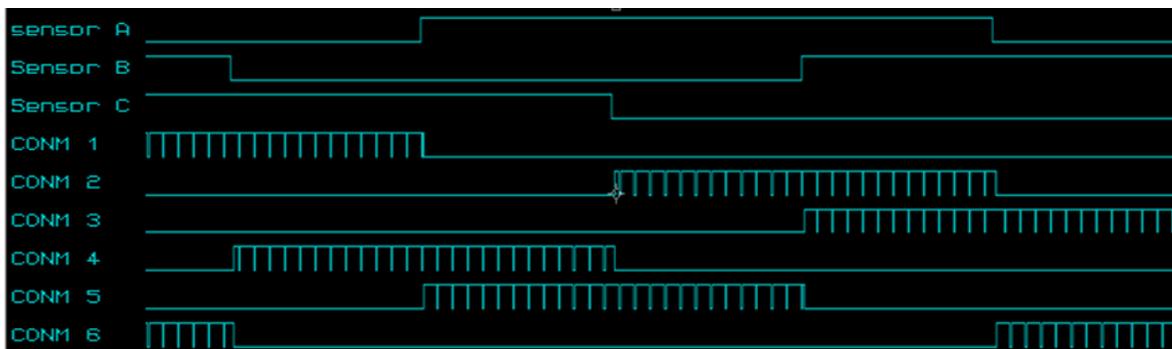


Figura 3.12. Formas de onda de las señales de control de los sensores y conmutadores.

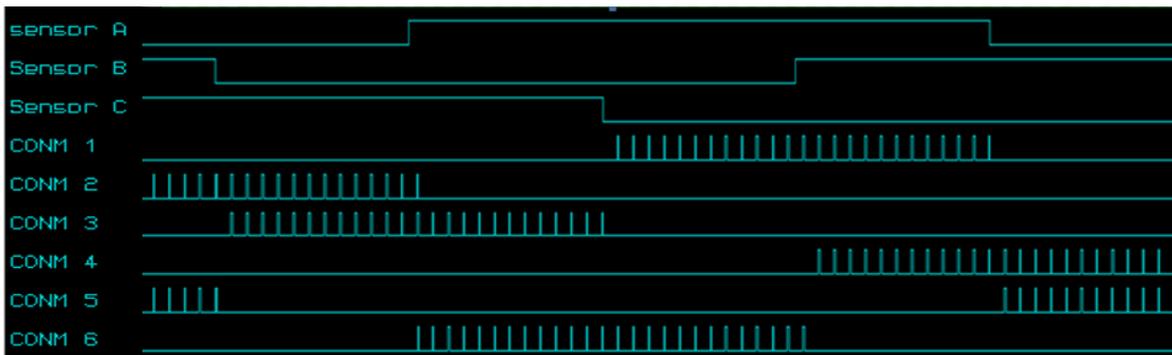


Figura 3.13. Formas de onda de las señales de control de los sensores y conmutadores.

3.4 Descripción general de la aplicación diseñada para el motor DC de paso.

Esta aplicación fue diseñada para hacer girar el motor de paso en ambas direcciones, además permite modificar la velocidad con la cual se dan los pasos del motor, de este modo variar la velocidad del motor.

A través de teclas el usuario puede modificar el tipo de paso del motor, para obtener mayor torque excitando a las bobinas del motor con el paso doble o mayor resolución con el medio paso. Se dispone de una tecla la cual permite dar un solo paso por pulsación, el tipo de paso será el seleccionado anteriormente por el usuario, o por defecto será el paso simple. Estas teclas se encuentran conectadas al puerto B, lo cual permite que cuando se presione una de ellas ocurra una interrupción por cambio en el puerto B.

Para modificar la velocidad de los pasos del motor se utilizó el módulo de conversión AD del PIC, dependiendo del valor de la conversión se localiza el valor correspondiente a la demora entre pasos, ubicado en un arreglo de 250 valores. Este valor de conversión AD proviene de un divisor de voltaje formado por un potenciómetro, el cual es manipulado por el usuario.

Para cambiar el sentido de giro del motor se dispone de la interrupción externa del PIC, utilizando un interruptor el usuario podrá modificar sentido de rotación.

3.4.1 Diagrama de flujo del programa diseñado para el motor DC de paso.

Seguidamente se muestra el diagrama simplificado del programa realizado para el motor DC de paso, el código fuente es mostrado en el anexo 6.

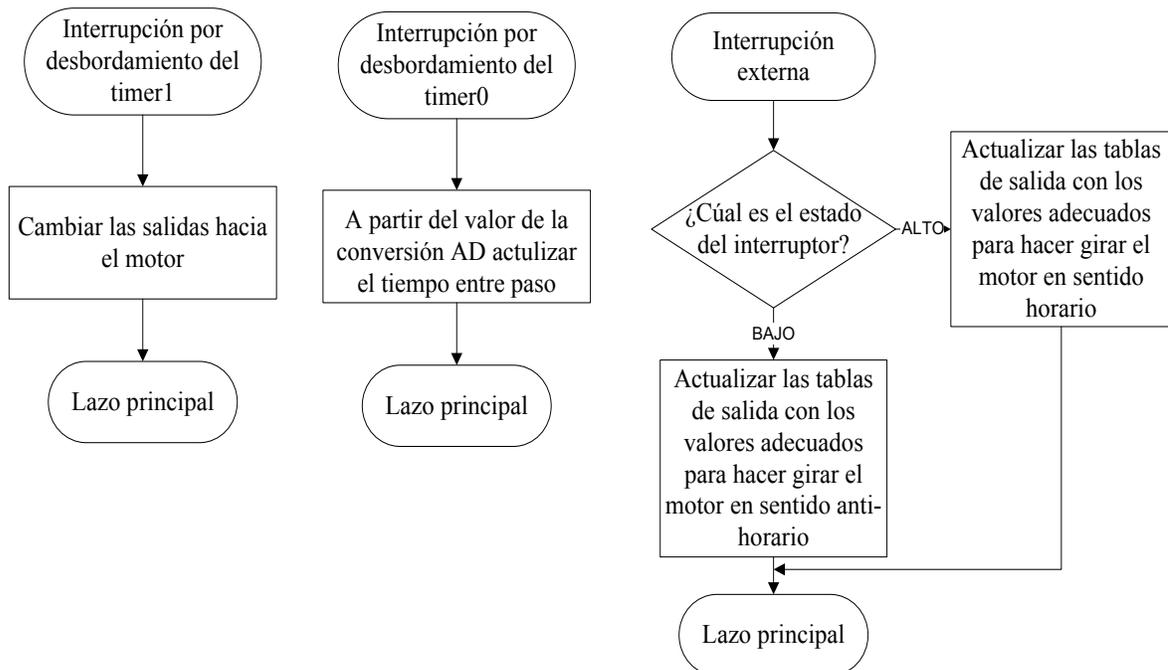


Figura 3.14. Diagrama de flujo del programa diseñado para el motor DC de paso.

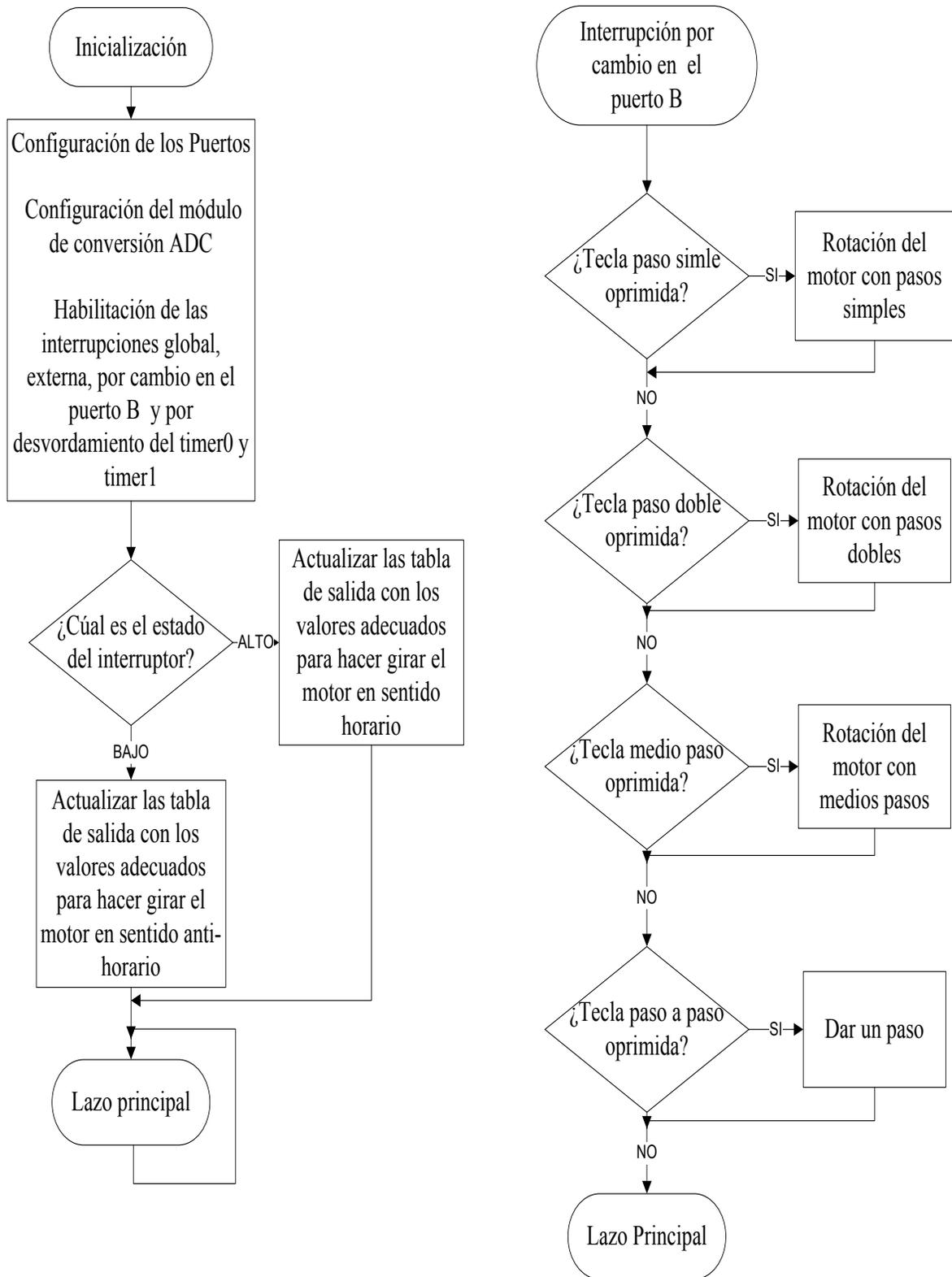


Figura 3.15. Diagrama de flujo del programa diseñado para el motor DC de paso (continuación).

3.4.2 Diseño esquemático realizado en ISIS para el motor DC de paso.

La siguiente figura muestra el diseño esquemático confeccionado para comprobar el correcto funcionamiento de la aplicación del motor DC de paso.

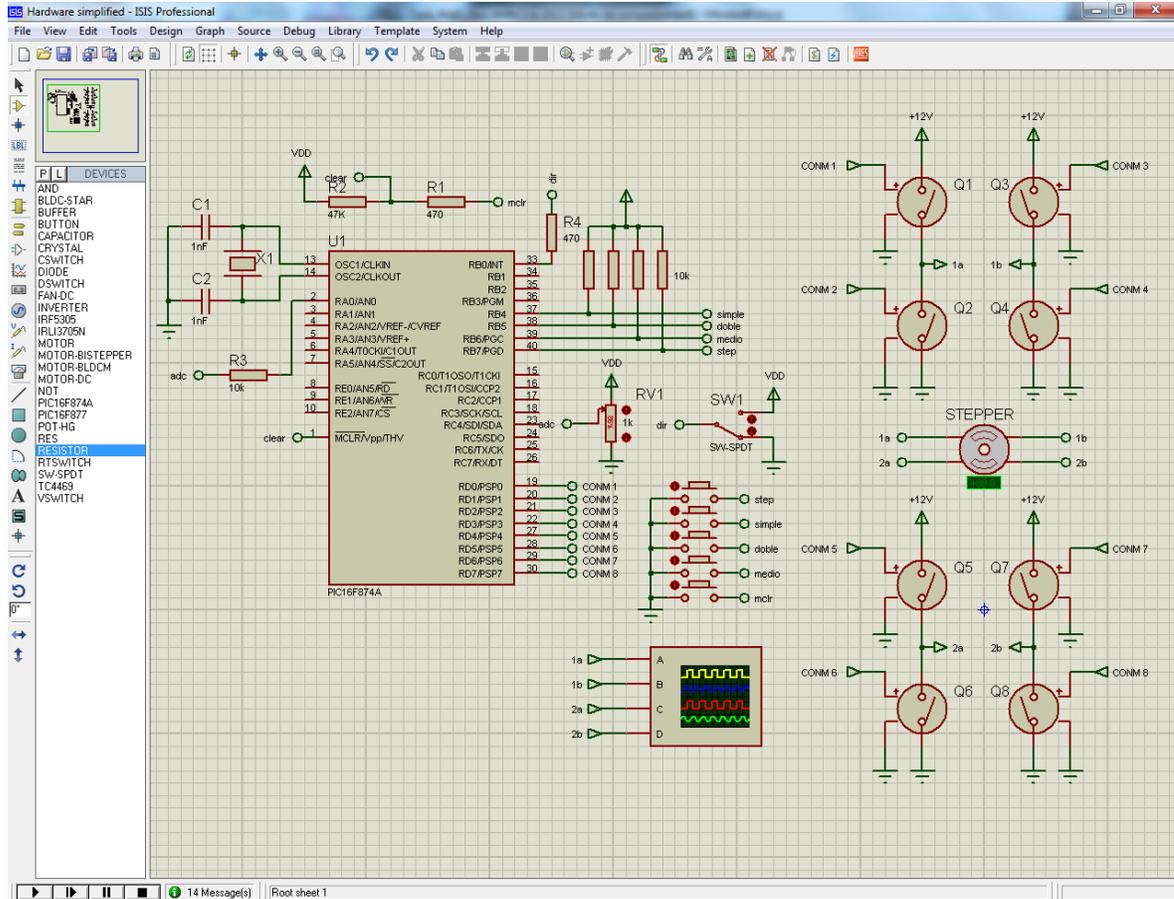


Figura 3.16. Diseño esquemático de la aplicación desarrollada para motor DC de paso.

3.4.3 Pruebas preliminares de la aplicación para el motor DC de paso.

Las imágenes siguientes reflejan formas de ondas, las cuales permiten validar el funcionamiento del programa realizado para manejar a este tipo de motores.

La figura 3.17 ilustra los voltajes hacia las bobinas del motor de paso bipolar, cuando el mismo es excitado mediante pasos simples, para un 10% del valor de conversión AD, lo cual corresponde a una velocidad de 25 rpm, equivalente a un tiempo entre pasos de 50mseg.

La figura 3.18 ilustra los voltajes hacia las bobinas del motor de paso bipolar, cuando el mismo es excitado mediante pasos dobles, para un 90% del valor de conversión AD, lo cual corresponde a una velocidad de 225 rpm, equivalente a un tiempo entre pasos de 5.56mseg.

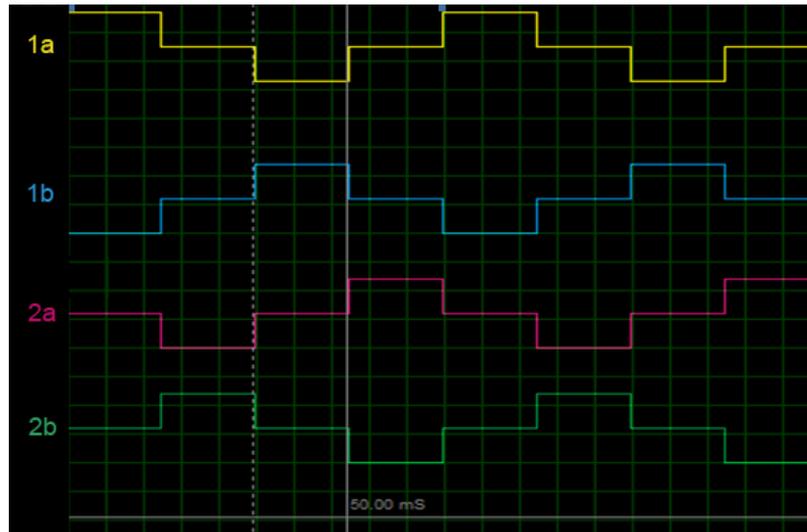


Figura 3.17. Voltajes hacia las bobinas del motor de paso excitado mediante paso simple.

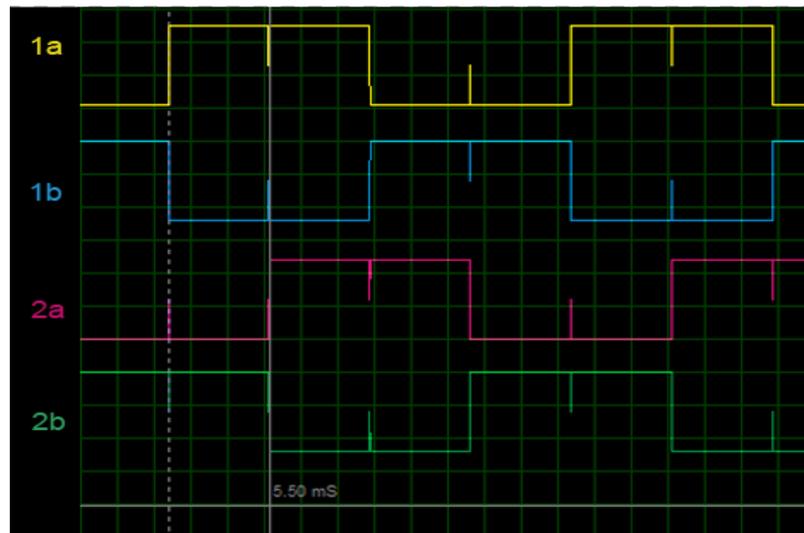


Figura 3.18. Voltajes hacia las bobinas del motor de paso excitado mediante paso doble.

CONCLUSIONES Y RECOMENDACIONES

Conclusiones

- 1 Se analizaron las características específicas de tres tipos de motores DC diferentes, los cuales caracterizan a la gran mayoría de motores DC existentes.
- 2 Se estudiaron los distintos dispositivos de conmutación necesarios para poder manejar los diferentes motores DC y también se expusieron los circuitos de excitación recomendados para controlar a los mismos.
- 3 Se describieron los algoritmos para manejar los diferentes tipos de motores DC.
- 4 Se diseñaron y presentaron aplicaciones ilustrativas empleando microcontroladores PICs, las cuales permitieron validar los algoritmos descritos anteriormente.

Recomendaciones

- 1 Introducir en la docencia el manejo de motores DC mediante microcontroladores.
- 2 Agregar al presente trabajo técnicas de control en lazo cerrado, lo cual permita tener un control preciso de la velocidad de rotación de los motores.
- 3 Integrar para el trabajo, tanto docente como investigativo, los distintos tipos de algoritmos necesarios para poder manejar motores AC.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

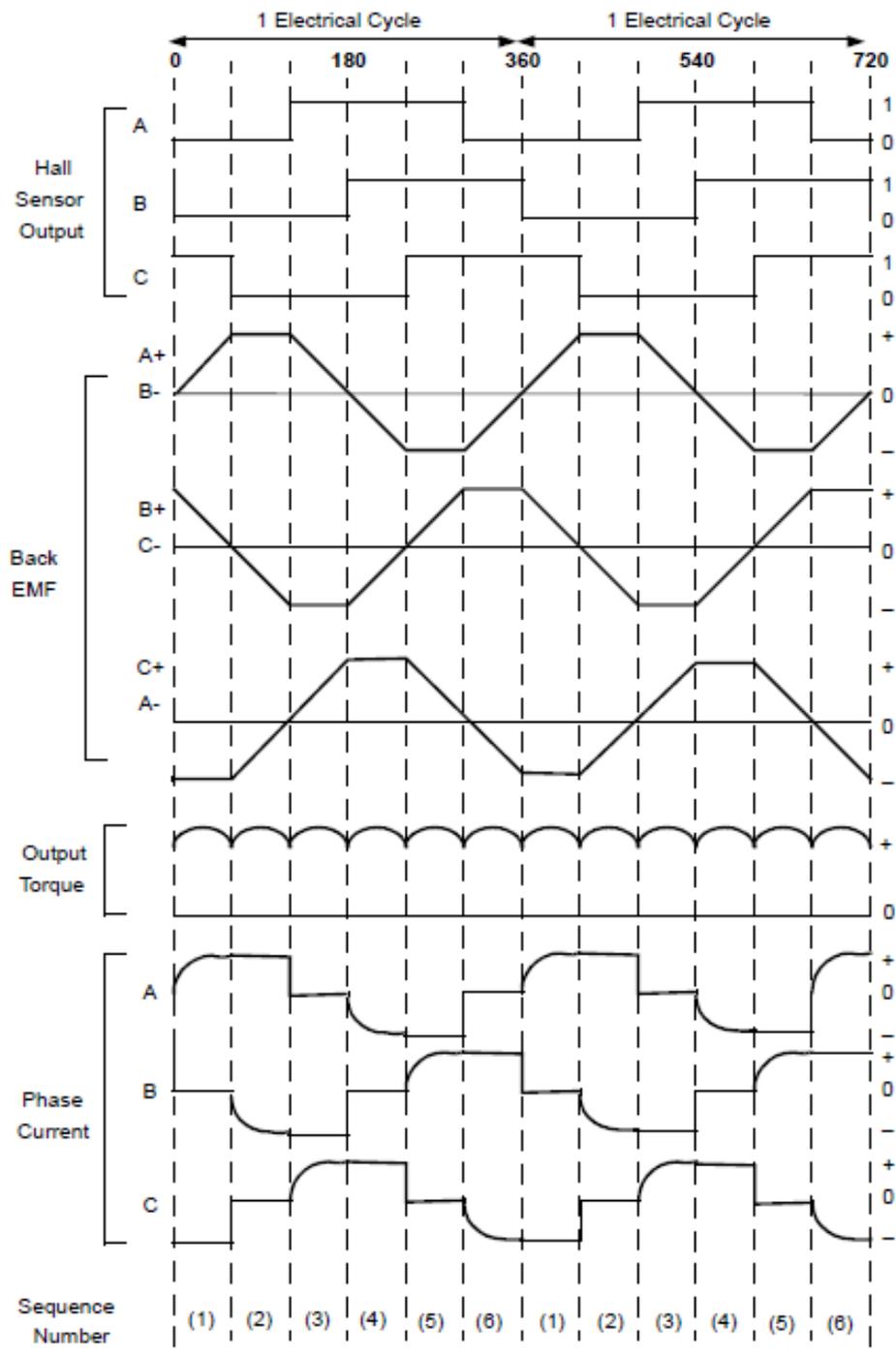
- ALLEGRO, D. 2005. Sensitive Hall Effect Switches for High-Temperature Operation. *online: www.allegromicro.com*.
- BARKHORDARIAN, V. 1996. Power MOSFET Basics. *Powerconversion and Intelligent Motion-English Edition, 22*.
- BENITO, K. 2008. La evolución de los motores eléctricos *Energías Renovables*.
- BROWN, W. 2002. Brushless DC Motor Control Made Easy. *Microchip Technology Inc*.
- CONDIT, R. 2010. Brushed DC Motor Fundamentals. *Microchip Application Note, AN905*.
- CONDIT, R. & JONES, D. W. 2004. Stepping motors fundamentals. *Microchip Application Note: AN907,[Online]. Available: www.microchip.com*.
- COTTE CORREDOR, J. M. & MORENO PINEDA, A. F. 2010. *Diseño de control robusto de velocidad de motores brushless para robótica aérea*. Universidad Nacional de Colombia.
- CUSTOM COMPUTER SERVICES, I. 2007. C Compiler Reference Manual. . Brookfield, WI, E.U.
- DAMELE, J. 2011. Brushless DC Motor Design and Build.
- DEITEL, H. M. & DEITEL, P. J. 2003. *Cómo programar en C/C++*, Pearson Educación.
- DUNN, J. 2003. Determining MOSFET Driver Needs for Motor Drive Applications. *AN898 Application Note, Microchip Technology, Chandler, AZ*.
- DURAN CASTILLO, E. & LÓPEZ BERBESÍ, F. F. 2006. Control de velocidad de un motor de corriente continua por pwm.
- ELECTRONICS, L. 2009. ISIS Professional Release 7.7. *online: www.labcenter.co.uk*.
- ENANY, E. M. A.-F. H. 2009. *PERFORMANCE IMPROVEMENT OF BRUSHLESS DC MOTOR*. Ph.D. Degree, Zagazig University.
- FAIRCHILD SEMICONDUCTOR, D. 2000. DM74LS08 Quad 2-Input AND Gates. *online: www.fairchildsemi.com*.
- FERNÁNDEZ ARAGÓN, I. 2011. Control de un motor paso a paso: PIC, USB, C#.

- GARCÍA, C. F. E., PEÑA, J. A. M., GONZÁLEZ, G. A. T. & OTÁLORA, C. 2005. *Control de un motor brushless dc con frenado regenerativo*. Pontificia Universidad Javeriana.
- GARCÍA HARO, J. M. 2011. Desarrollo de un controlador para motores DC brushless basado en CompactRIO y LabVIEW de National Instruments para el estudio de nuevos algoritmos de control.
- GIERAS, J. F. & WING, M. 2002. *Permanent magnet motor technology: design and applications*, CRC Press.
- HAIDER, M. 2011. *Position Control of Permanent Magnet Brushless DC Motor using PID Controller*. Master of Engineering, Thapar University.
- HANSELMAN, D. C. 1994. *Brushless permanent-magnet motor design*, McGraw-Hill New York.
- INTERNATIONAL RECTIFIER, D. IR2101 High and Low Side Driver *online*: www.ir.com.
- MALONEY, T. J. 1997. *Electrónica Industrial Moderna*. 3 ed.: Prentice Hall.
- MANI, M. V. 2006. A quick overview on rotatory Brush and Brushless DC Motors. *Motion Control Department, Ingenia, Barcelona, Spain, Tech. Rep.*
- MICROCHIP, D. 2003. PIC16F87X Data Sheet 28/40-Pin 8-Bit CMOS Flash Microcontrollers. *online*: www.microchip.com.
- MICROCHIP, I. 1997. PICmicro™ Mid-Range MCU Family Reference Manual. *online*: www.microchip.com.
- MICROCHIP, I. 2010. MPLAB IDE Version 8.50.00.00. *online*: www.microchip.com.
- MORA, J. F., DE CAMINOS, C. D. I. & Y PUERTOS, C. 2003. *Máquinas eléctricas*, McGraw-Hill.
- MUHAMMAD H, R. 2004. *Electrónica de potencia. Circuitos, dispositivos y aplicaciones* 3ed. México: Pearson Educación.
- PATHAK, A. D. 2001. MOSFET/IGBT drivers theory and applications. *Application Note available on www.ixys.com*.
- PÉREZ, F. E. V. & ARENY, R. P. 2007. *Microcontroladores: fundamentos y aplicaciones con PIC*, Marcombo.
- RASID, M. H., GONZÁLEZ, M. H. R. V. & FERNÁNDEZ, P. A. S. 2004. *Electrónica de potencia: Circuitos, dispositivos y aplicaciones*, Pearson Educación.
- RYLEE, M. 2003. Low-Cost Bidirectional Brushed DC Motor Control Using the PIC16F684. *Microchip Technology Inc.*
- SALAH, M. S., GAZA, P. & ABDELATI, M. Parameters identification of a permanent magnet dc motor. *Proceedings of the 29th IASTED International Conference, 2009*. 177.
- SEMICONDUCTOR, D. 1998. KIA7805AP Bipolar Linear Integrated Circuit.

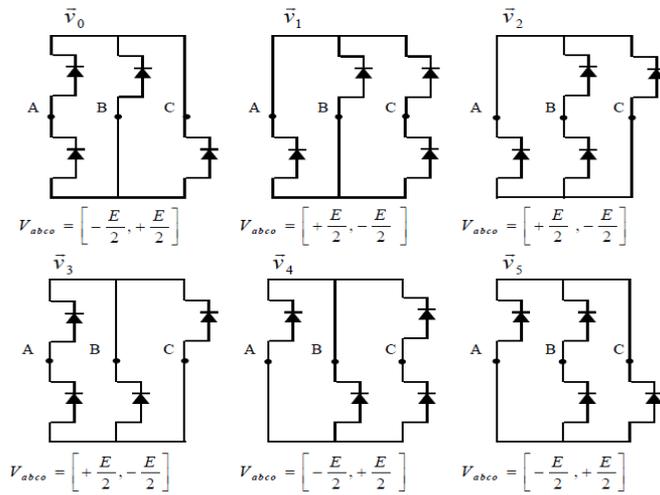
-
- VARSANI, A. 2003. *Low cost brushless DC motor controller*. Bachelor of Engineering, The University of Queensland.
- VILA, M. 2006. A quick overview on rotary brush and brushless DC motor.
- WILLIAMS, B. W. 1992. *Power Electronics, Devices, Drivers, Applications, and Passive Components*. University of Strathclyde, Glasgow: McGraw-Hill.
- YEDAMALE, P. 2003. Brushless DC (BLDC) motor fundamentals. *Microchip Application Note: AN885*, Online: www.microchip.com.
- YEDAMALE, P. & CHATTOPADHYAY, S. 2002. Stepper Motor Microstepping with PIC18C452.

ANEXOS

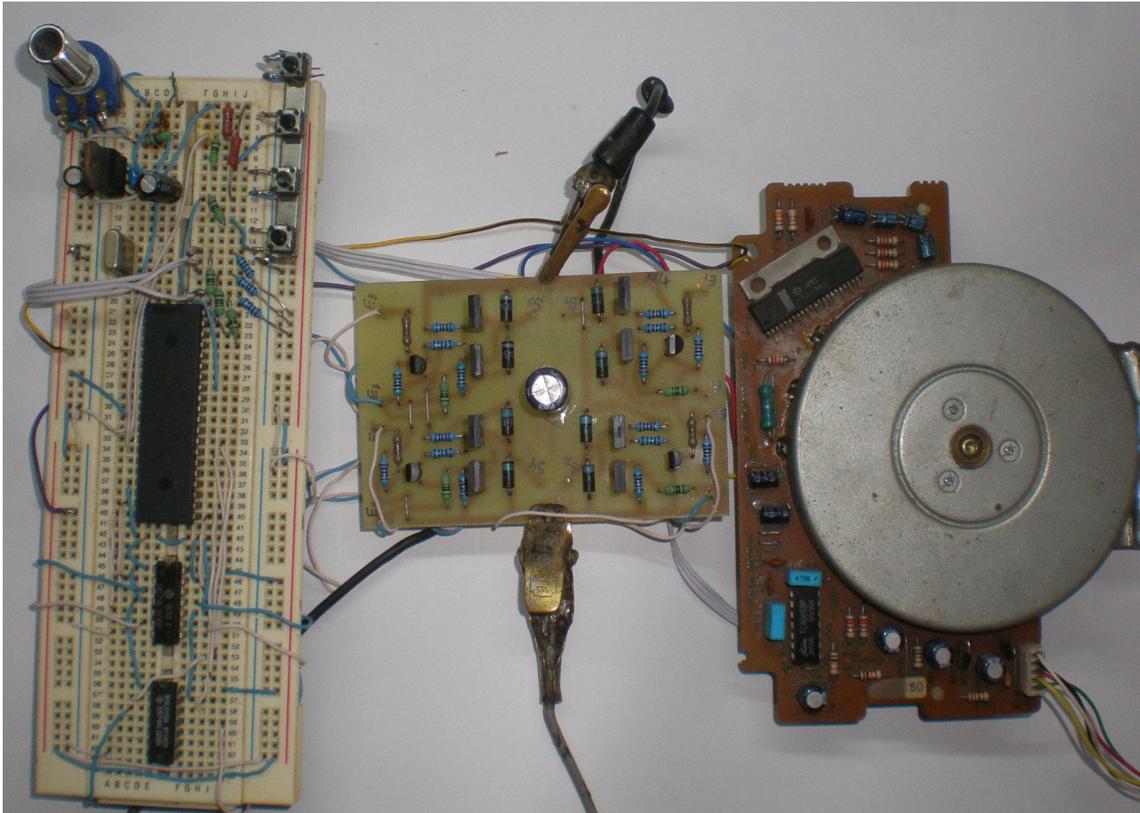
Anexo I Salida de los sensores Hall, BEFM, torque de salida y corriente de fase para un motor BLDC con variación de fase de 60°.



Anexo II Distintas configuraciones del inversor en función del estado de los interruptores, para una conducción de 120°.



Anexo III Circuito real diseñado para el motor DC sin escobillas.



Anexo IV Código fuente del programa diseñado para el motor DC con escobillas.

```
#include <16F874a.h>
#fuses HS, NOWDT, NOPROTECT, NOLVP
#use delay (clock=20000000)

void cont();
void change();
void main();

long valor_analogico ,pwm_cicle;
int flag;

#int_timer0
void cont(){
    valor_analogico=read_adc();
    if(valor_analogico>=250){
        flag=1;
        setup_ccp1 (ccp_off);
        output_high(pin_c2);
    }
    else
        flag=0;

    if(flag==0)
        setup_ccp1(CCP_PWM);

    pwm_cicle=4*valor_analogico;
    set_pwm1_duty(pwm_cicle);
    set_timer0(179); }

#int_ext
void change(){
    if(input(pin_b0)){
        set_pwm1_duty(pwm_cicle);
        output_d(0b00000110);
        ext_int_edge( H_TO_L );
    }
    if(!input(pin_b0)){
        set_pwm1_duty(pwm_cicle);
        output_d(0b00001001);
        ext_int_edge( L_TO_H );
    }
}

void main(){

    set_tris_a(0b00000011);
    set_tris_b(0b00000001);

    setup_adc_ports( ra0_analog );
```

```

setup_adc( ADC_CLOCK_DIV_2 );
set_adc_channel(0);

setup_timer_2(T2_DIV_BY_1,250,1);
setup_ccp1(CCP_PWM);

setup_timer_0(RTCC_INTERNAL|RTCC_DIV_64);

enable_interrupts(global);
enable_interrupts(int_timer0);
enable_interrupts(int_ext);

        if(input(pin_b0)){
            output_d(0b00000110);
            ext_int_edge( H_TO_L );
        }
        if(!input(pin_b0)){
            output_d(0b00001001);
            ext_int_edge( L_TO_H );
        }

set_timer0(179);

while(true){
}

```

Anexo V Código fuente del programa diseñado para el motor DC sin escobillas.

```

#include <main.h>
#include <string.h>

void cont();
void velocidad();
void main();

int valor_analogico, valor_s, flag;
int fwdtabla[]={0b0, 0b010010, 0b001001, 0b011000,0b100100, 0b000110, 0b100001};
int revtabla[]={0b0, 0b100001, 0b000110, 0b100100,0b011000, 0b001001, 0b010010};
long contador;
long t1_value=60586; //se modifica depende de c a la hora de convertir

#int_timer0
void rpms(){
    contador=contador+1;
    set_timer0(0);
}

#int_timer1
void cont(){
    valor_analogico=read_adc();
    if(valor_analogico>=250){

```

```

        flag=1;
        setup_ccp1(ccp_off);
        output_high(pin_c2);
    }
    else
        flag=0;

    if(flag==0){
        setup_ccp1(CCP_PWM);
        set_pwm1_duty(valor_analogico);
    }
    set_timer1(t1_value);
}

#int_rb
void velocidad(){
    int tempo;
    int16 c=52083;//para n=1;;desb d 8.192E-4
    float r;

    tempo=get_timer0();

    contador=contador*256+tempo;
    r=(float)c/contador;
    r=(r*60);
    contador=0;

    valor_s=input_b();
    valor_s=swap(valor_s);//para qe salga de la interrupcion
    valor_s=valor_s & 0x0f;//se crea una demora calculando la vel

    output_d(out[valor_s]);

    set_timer1(t1_value);
    set_timer0(0);
}

#int_ext
void direccion(){
    if (input(pin_b0)){
        memcpy(out,fwdtabla,7);
        ext_int_edge( h_TO_l );
    }
    else {
        memcpy(out,revtabla,7);
        ext_int_edge( l_TO_h );
    }
}

void main() {
    output_d(0x00);

    setup_adc_ports(RA0_ANALOG);

```

```

setup_adc(ADC_clock_div_32);
set_adc_channel(0);

setup_timer_1 ( T1_INTERNAL );
setup_timer_0 ( RTCC_DIV_16);

set_tris_a(0b00000011);
set_tris_b(0b11110000);
set_tris_c(0x00);
set_tris_d(0x00);
set_tris_e(0b00000111);

enable_interrupts(GLOBAL);
enable_interrupts(int_rb);
enable_interrupts(int_timer0);
enable_interrupts(int_timer1);
enable_interrupts(int_ext);

setup_timer_2(T2_DIV_BY_1,250,1);//20khz
setup_ccp1 (CCP_PWM);

valor_analogico=read_adc();
set_pwm1_duty(valor_analogico);

valor_s=input_b();
valor_s=swap(valor_s);
valor_s=valor_s & 0x0f;

    if (input(pin_b0)){
        memcpy(out,fwdtabla,7);
        ext_int_edge( H_TO_L );
    }
    else {
        memcpy(out,revtabla,7);
        ext_int_edge( L_TO_H );
    }

output_d(out[valor_s]);

set_timer1(t1_value);
set_timer0(0);

while(1) {}
}

```

Anexo VI Código fuente del programa diseñado para el motor DC de paso.

```

#include <proyecto.h>
#include <arreglo.h>
#include <tablas_pasos.h>

```

```

void derecha();
void izquierda();

```

```
void array();
void wait();
void direccion();
void paso_big();
void paso_short();
void paso_step();

int valor_analogico=0,last_valor,x;
int1 paso_s, paso_d, paso_h,flag;
long tempo;

int tabla[4];
int paso_simple[4];
int paso_doble[4];
int tabla_2[8],paso_medio[8];

#int_timer0 //interrupcion cada 1mseg
void valor_ad(){
    int change;
    last_valor=valor_analogico;
    valor_analogico=read_adc();
    change= valor_analogico^last_valor;

    if(change!=0)
        array();

set_timer0(238); }

#int_timer1
void wait(){

    if(paso_s==1 || paso_d==1)
        paso_big();
    if(paso_h==1)
        paso_short();

    set_timer1(tempo);
}

#int_ext
void direccion(){

    memcpy(tabla,null,4);
    memcpy(tabla_2,null,8);

    if(!input(pin_b0)){
        ext_int_edge( I_TO_h );
        memcpy(paso_simple,paso_simple_r,4);
        memcpy(paso_doble,paso_doble_r,4);
        memcpy(paso_medio,paso_medio_r,8);
    }
    else {
```

```

        ext_int_edge( h_TO_1 );
        memcpy(paso_simple,paso_simple_f,4);
        memcpy(paso_doble,paso_doble_f,4);
        memcpy(paso_medio,paso_medio_f,8);
    }
    memcpy(tabla,paso_simple,4);
}

#int_rb
void boton(){
    int port_change, anterior,port_b;
    port_b=input_b();
    port_change = anterior^port_b;
    anterior=port_b;

    if(bit_test(port_change,4 )&&!bit_test(anterior,4)){
        memcpy(tabla,paso_simple,4);
        paso_s=1;
        paso_d=0;
        paso_h=0;
    }
    if (bit_test(port_change,5)&&!bit_test(anterior,5)){
        memcpy(tabla,paso_doble,4);
        paso_s=0;
        paso_d=1;
        paso_h=0;
    }
    if (bit_test(port_change,6)&&!bit_test(anterior,6)){
        memcpy(tabla_2,paso_medio,8);
        paso_s=0;
        paso_d=0;
        paso_h=1;
    }
    if (bit_test(port_change,7)&&!bit_test(anterior,7)){
        paso_step();
        paso_s=0;
        paso_d=0;
        paso_h=0;
    }
    delay_ms(100);
}

void paso_short(){
    if (x==7)x=0;
    switch (x){
        case 0:
            output_d(tabla_2[x]);
            break;
        case 1:
            output_d(tabla_2[x]);
            break;
        case 2:
            output_d(tabla_2[x]);

```

```
        break;
        case 3:
            output_d(tabla_2[x]);
        break;
        case 4:
            output_d(tabla_2[x]);
        break;
        case 5:
            output_d(tabla_2[x]);
        break;
        case 6:
            output_d(tabla_2[x]);
        break;
        case 7:
            output_d(tabla_2[x]);
        break;
    }
    x++;
}

void paso_big(){
    if(flag==1){
        if(paso_d==1){
            output_d(0x00);//debido a los Q
            delay_us(20);
        }
        if (x>=4)x=0;
        switch (x){
            case 0:
                output_d(tabla[x]);
                break;
            case 1:
                output_d(tabla[x]);
                break;
            case 2:
                output_d(tabla[x]);
                break;
            case 3:
                output_d(tabla[x]);
                break;
        }
        x++;
        flag=0;
    }
    else
        flag=1;
}

void paso_step(){
    if (x>=4)x=0;
    switch (x){
        case 0:
            output_d(tabla[x]);
```

```

        break;
    case 1:
        output_d(tabla[x]);
        break;
    case 2:
        output_d(tabla[x]);
        break;
    case 3:
        output_d(tabla[x]);
        break;
    }
    x++;
}

void array(){
    int c,d,u, valor;

    if(valor_analogico>=250)
        valor=250;
    else if(valor_analogico<=1)
        valor=1;
    else
        valor =valor_analogico;
    c=valor/100;
    d=(valor-c*100)/10;
    u=valor-c*100-d*10;

    if(valor_analogico<=100){
        if(valor_analogico>=48)
            setup_timer_1 ( T1_INTERNAL | T1_DIV_BY_1);
        else if (valor_analogico>=24 )
            setup_timer_1 ( T1_INTERNAL | T1_DIV_BY_2);
        else if(valor_analogico>=12 )
            setup_timer_1 ( T1_INTERNAL | T1_DIV_BY_4);
        else //prees 8 para rpm<12
            setup_timer_1 ( T1_INTERNAL | T1_DIV_BY_8);

        tempo=array_rom_1[d][u-1];
    }
    else {
        setup_timer_1 ( T1_INTERNAL | T1_DIV_BY_1);
        if(valor_analogico<=200)
            tempo=array_rom_2[d][u-1];
        else
            tempo=array_rom_3[d][u-1];
    }
    enable_interrupts(INT_timer1);
    set_timer1(tempo);
}

void main() {
    set_tris_a( 0b00000011);
    set_tris_b(0xff);
}

```

```
set_tris_c(0x00);

setup_adc_ports(AN0);
setup_adc (ADC_CLOCK_DIV_32);
set_adc_channel( 0 );

enable_interrupts(int_rb);
enable_interrupts(int_ext);
enable_interrupts(INT_timer0);
enable_interrupts(GLOBAL);
setup_timer_0(RTCC_DIV_256);

    if(!input(pin_b0)){
        ext_int_edge( l_TO_h );
        memcpy(paso_simple,paso_simple_r,4);
        memcpy(paso_doble,paso_doble_r,4);
        memcpy(paso_medio,paso_medio_r,8);
    }
    else {
        ext_int_edge( h_TO_l );
        memcpy(paso_simple,paso_simple_f,4);
        memcpy(paso_doble,paso_doble_f,4);
        memcpy(paso_medio,paso_medio_f,8);
    }
memcpy(tabla,paso_simple,4);
set_timer0(237);
while(true){}
```