



Análisis del convertidor de voltaje de puente H

José Castillo Hernández

Juan Ricardo Damián Zamacona

Sergio Quintana Thierry

Septiembre de 2018

Proyecto Interno

Financiamiento interno

Análisis del convertidor de voltaje de puente H

José Castillo Hernández, Juan Ricardo Damián Zamacona,
Sergio Quintana Thierry.

Instituto de Ciencias Aplicadas y Tecnología, Universidad Nacional
Autónoma de México, Circuito Exterior S/N, Ciudad Universitaria
AP 70-186, C.P. 04510, Ciudad de México, México.

Resumen

En este documento se presentan los fundamentos del convertidor de voltaje de puente H y se realiza el análisis e interpretación de sus ecuaciones de diseño. Además, se discuten las estrategias de activación de los interruptores electrónicos del convertidor a partir de la modulación por ancho de pulso unipolar y bipolar. De igual forma, se explica la necesidad de circuitos especializados para la activación de los interruptores y se mencionan los puntos esenciales que se deben tomar en cuenta para la elección de transistores MOSFET's e IGBT's como circuitos de conmutación. El desarrollo de este trabajo tiene su aplicación en fuentes conmutadas, control de motores de corriente alterna y control de motores corriente directa. Este informe fortalece las áreas de Electrónica de potencia e Instrumentación basada en microcontroladores, que son líneas de desarrollo del grupo de Electrónica.

Índice

Nomenclatura	3
Introducción	4
Definición del problema	4
Entorno actual	4
Relevancia y limitaciones	5
Método	5
Objetivos y resultados esperados	5
Organización del informe	5
1. Convertidor de voltaje de corriente directa a corriente directa.	6
1.1. Convertidor <i>CD-CD</i> lineal.	6
1.2. Convertidor de <i>CD-CD</i> conmutado elemental.	6
2. Convertidor de voltaje de Puente H.	7
2.1. Configuración	8
2.2. Diodos de recirculación libre.	9
3. Interruptores electrónicos.	11
3.1. MOSFET	11
3.2. IGBT	12
4. Circuitos de activación de MOSFET e IGBT.	13
5. Modulación	15
5.1. <i>PWM</i> bipolar.	15
5.2. <i>PWM</i> unipolar.	17
5.3. Circuitos de Modulación por Ancho de Pulso	19
6. Prueba Experimental.	21
7. Resultados	22
Conclusiones	24
Anexo A. Diagrama electrónico.	25
Anexo B. Lista de componentes.	26
Anexo C. Programación del módulo de <i>PWM</i>.	27
Referencias Bibliográficas	28

Nomenclatura

Símbolo	Significado
CD	Corriente directa.
CA	Corriente alterna.
D	Ciclo de trabajo
$i_L(t)$	Corriente instantánea en un inductor
I_o	Corriente de salida de directa
LC	Arreglo inductor-capacitor.
PWM	Modulación por ancho de pulso.
$R_{DS(on)}$	Resistencia Drain-Source de encendido.
t_{on}	Tiempo de encendido
T_s	Periodo de conmutación
$V_{(BR)CE}$	Voltaje Colector a Emisor de ruptura.
$V_{(BR)DS}$	Voltaje Drain a Source de ruptura.
V_{CE}	Voltaje Colector a Emisor.
$V_{CE(on)}$	Voltaje Colector a Emisor durante el encendido.
$v_L(t)$	Voltaje instantáneo en un inductor
V_{dc}	Voltaje de polarización, fuente de potencia.
V_{DS}	Voltaje Drain a Source.
$V_{DS(on)}$	Voltaje Drain a Source durante el encendido.
$V_{GE(th)}$	Voltaje de umbral Gate a Emisor.
V_{GS}	Voltaje Gate a Source.
$V_{GS(th)}$	Voltaje de umbral Gate a Source.
$v_o(t)$	Voltaje instantáneo de salida
V_o	Voltaje de salida de corriente directa.
$\langle V_o \rangle$	Voltaje promedio de salida.

Introducción

La corriente directa o *CD* es el flujo de carga a través de un conductor conectado entre dos puntos de diferente potencial o voltaje, que no cambia su sentido o polaridad, es decir no tiene cruces por cero. Este término se usa tanto para fuentes de corriente como para fuentes de voltaje con la finalidad de indicar que la polaridad de la corriente que entregan es única; por tal razón es válido hablar de un voltaje de corriente directa o un voltaje de *CD*. Por su parte, la corriente alterna o *CA* indica un flujo de carga o corriente a través de un conductor que cambia de polaridad. Nuevamente, este término es usual aplicarlo en fuentes de corriente y fuentes de voltaje, siendo válido hablar de un voltaje de corriente alterna o un voltaje de *CA*.

En electrónica de potencia, un convertidor *CD-CD* es un circuito que transforma una señal de corriente directa en otra similar, pero de una magnitud diferente. Tal es el caso de las configuraciones generales de Buck, Boost y Buck-Boost, así como de circuitos más elaborados como los convertidores Push-Pull, Fly-Back, de medio puente y puente completo por mencionar algunos (Erickson y Maksimovic, 2004), (Kassakian *et al*, 1992).

Por otra parte, también existen los convertidores *CD-CA*, que como su nombre lo indica cambia una señal de corriente directa en otra de corriente alterna. La aplicación de este tipo de convertidores se sitúa en el control de motores de inducción, motores síncronos, motores de pasos, motores brushless, etc.

Una configuración que se llega a explotar en ambos tipos de convertidores es el puente H en sus variantes de medio puente, puente completo y puente trifásico. En general esta configuración da lugar a sistemas conmutados de fuentes de voltaje y al control de motores, debido a que ofrece una eficiencia superior al 90%. El puente H es un arreglo de interruptores electrónicos que en función de su activación permiten controlar el valor promedio y el flujo de corriente que demanda la carga. La carga es cualquier elemento, dispositivo o sistema que consume la potencia. Existen diversas estrategias para activar los interruptores en donde la modulación por ancho de pulso o *PWM* es una de las más empleadas.

Definición del problema

A diferencia de un convertidor lineal, en donde el proceso de transformación es claro debido a que las señales son analógicas y no digitales, en un convertidor conmutado ya sea *CD-CD* o *CD-CA*, la conversión puede ser confusa debido a que las señales que se producen están moduladas; por ejemplo, en un convertidor reductor *CD-CD* el voltaje que se produce es un tren de pulsos de periodo constante, con un ciclo de trabajo que se ajusta de acuerdo al valor promedio que se desea obtener y es necesario agregar un filtro *LC* para extraer el voltaje y la corriente promedio. En el control de motores eléctricos generalmente no se usa este tipo de filtros y la señal de potencia que se modula se aplica directamente, porque la inductancia inherente del motor permite extraer el valor promedio de la corriente. En este trabajo se analizan las ventajas de un sistema conmutado sobre un sistema lineal en el manejo de potencia. Se describe la teoría alrededor del puente H, centrándose en la configuración de puente completo con un control basado en la modulación por ancho de pulso o *PWM*, discutiendo las ventajas y desventajas de la modulación unipolar y bipolar.

Entorno actual

En el Instituto de Ciencias Aplicadas y Tecnología, la electrónica de potencia es una línea de desarrollo del Grupo de Electrónica, que centra su interés en la aplicación del uso eficiente de energía. Alrededor de este tópico, con una configuración de medio puente, se tiene el desarrollo de fuentes conmutadas (Castillo, 2017), (Castillo *et al*. 2017) que pretenden mejorar el desempeño de equipos que demandan

potencias superiores de 300W (Castillo et al, 2013), (Castillo et al. 2014). También se ha trabajado en configuraciones de puente completo de variadores de velocidad para motores de inducción (Castillo et al, 2006), (Marcos, 2007). Actualmente se diseña e implementa, en una configuración de puente trifásico, el control de un motor brushless para su aplicación en vehículos eléctricos.

Relevancia y limitaciones

Este trabajo permitirá aplicar los resultados obtenidos en trabajos previos y generar tecnología propia para el ICAT. Ofrece un marco de partida, en la elección de una estrategia basada en sistemas conmutados de potencia, para el desarrollo de sistemas con un manejo eficiente de energía. La información que se desprende de este trabajo tiene su aplicación en fuentes conmutadas y control de motores eléctricos de corriente alterna y corriente directa, así como su aplicación en el desarrollo del sistema de tracción de vehículos eléctricos.

Método

Para comprender como funciona un puente H, es necesario entender las ventajas y desventajas de un convertidor conmutado sobre uno lineal; por esta razón, se expone el desempeño de ambos casos a partir de su eficiencia.

Se explican los fundamentos de la modulación *PWM* y el concepto de valor promedio por ciclo, indicando la necesidad o no de filtros para la extracción del valor promedio de corriente o voltaje. También se da a conocer las diferencias entre los tipos de modulación unipolar y bipolar, así como se establece su marco teórico y las ecuaciones que conllevan a éstos.

Para apoyar la implementación de la configuración de puente H, es importante resaltar las estrategias de activación de los interruptores electrónicos. Con base en una modulación *PWM*, se deben entender los efectos de su frecuencia en la eficiencia del puente, en el rizo de la corriente y las limitaciones de la modulación en el caso de motores eléctricos.

Establecer el vínculo entre el plano teórico y el práctico es fundamental a partir de pruebas experimentales, procurando resaltar las limitaciones en cada caso.

Objetivo y resultados esperados

- Conocer el marco teórico que fundamenta las ventajas y limitaciones que ofrece el convertidor de voltaje de puente H en aplicaciones de sistemas conmutados de potencia.
- Establecer los requerimientos necesarios para la implementación del convertidor orientado a motores eléctricos.

Organización del informe

En el capítulo 1 se analiza la diferencia entre convertidores de voltaje lineales y conmutados. La estructura de un convertidor de voltaje de Puente H se da en el capítulo 2. El capítulo 3 trata sobre las características de los transistores MOSFET's e IGBT's como interruptores electrónicos; en el capítulo 4 se presentan los circuitos de activación para estos dispositivos. La modulación *PWM* bipolar y unipolar se explica en el capítulo 5, así como su implementación. En el capítulo 6 se presenta el caso experimental y en el capítulo 7 se muestran sus resultados.

1. Convertidor de voltaje de corriente directa a corriente directa

Es un circuito electrónico que transforma un nivel de voltaje de corriente directa en otro del mismo tipo. Se dice de corriente directa debido a que la corriente que aporta la fuente no cambia de polaridad. En este tipo de convertidores, tanto la entrada como la salida pueden o no ser regulados. Los convertidores de corriente directa a corriente directa o *CD-CD* se pueden dividir en lineales y conmutados.

1.1 Convertidor *CD-CD* lineal.

Una estrategia para transformar un nivel de voltaje en otro es a través de un transistor TBJ trabajando en la región lineal. Este circuito controla el flujo de corriente de su terminal de emisor a partir de su corriente de base. En la figura 1 se presenta el circuito elemental de un regulador de voltaje que corresponde con un convertidor lineal, donde el voltaje de salida V_o se puede calcular como el producto de la corriente de salida por la resistencia de carga, es decir $I_o R$.

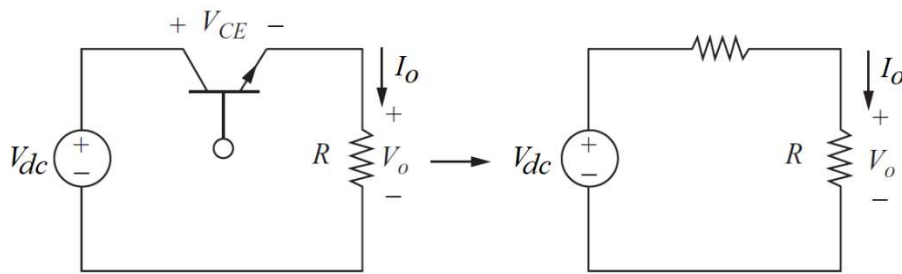


Figura 1. Circuito Elemental de un Convertidor *CD-CD* lineal.

En este circuito, el transistor trabaja de forma equivalente a un resistor; si la potencia que demanda la carga es del 25% de la que aporta la fuente V_{dc} , entonces el transistor consume el 75% restante, debido a que la corriente que fluye de la fuente V_{dc} es en esencia I_o y por tanto el convertidor es poco eficiente.

1.2 Convertidor de *CD-CD* conmutado elemental.

Los convertidores de *CD-CD* conmutados son circuitos electrónicos que ofrecen una mayor eficiencia en comparación con su contraparte lineal. Si el transistor en la figura 1 trabaja ahora en las zonas de corte y saturación, entonces el transistor se comporta como un interruptor con sus estados de corte y conducción, ver figura 2.

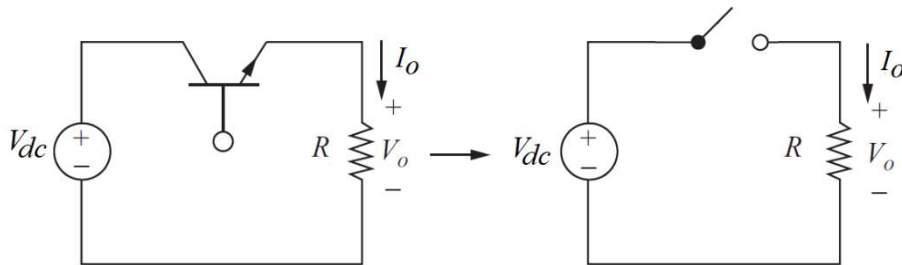


Figura 2. Circuito Elemental de un Convertidor *CD-CD* conmutado.

En este circuito cuando el interruptor conduce el voltaje entre sus terminales es cero y cuando está en corte no circula corriente a través de él. En ambos casos la potencia que se disipa es cero. Con base en el punto anterior, en teoría toda la potencia se disipa sobre la carga y por tanto el convertidor conmutado

tiene una eficiencia del 100%. En un caso real se tienen pérdidas por conducción, porque la resistencia de un interruptor electrónico no es cero. En un contexto similar, la conmutación de cualquier dispositivo electrónico trabajando como interruptor no es instantáneo y durante el paso de corte a conducción y viceversa, se generan pérdidas que se denominan de conmutación. Por otra parte, el voltaje V_o sobre la carga R es igual a V_{dc} cuando está en conducción y cuando el interruptor está en corte, el voltaje de salida mantendrá en 0 V. Considerado una señal de activación de periodo T_s , que parte del tiempo mantiene al interruptor en conducción y otra parte lo mantiene en corte, producirá a la salida un tren de pulsos, ver figura 3, donde el voltaje instantáneo $v_o(t)$ se puede establecer a partir de la ecuación (1).

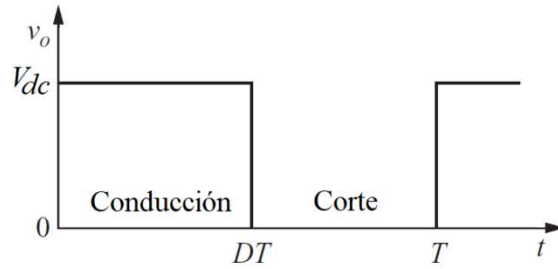


Figura 3. Voltaje de salida de convertidor conmutado elemental.

$$v_o(t) = \begin{cases} V_{dc} & \text{si } 0 \leq t < DT_s \\ 0 \text{ V} & \text{si } DT_s \leq t < (1-D)T_s \end{cases} \quad (1)$$

La variable D se denomina *Ciclo de Trabajo*. El ciclo de trabajo se calcula como la relación del tiempo de conducción t_{on} entre un periodo de tiempo T_s , ecuación (2).

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \quad (2)$$

El voltaje promedio en un periodo de la salida se calcula con base en la ecuación (3).

$$\langle V_o \rangle = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_o(t) dt \quad (3)$$

De esta forma el valor promedio da como resultado una ecuación en función del ciclo de trabajo D , ver ecuación (4).

$$\langle V_o \rangle = V_{dc} D \quad (4)$$

Según (4) el valor promedio del voltaje en la salida será menor o igual al de la entrada; sin embargo, el voltaje de salida es un tren de pulsos y no un valor constante. Hay aplicaciones en donde generar un tren de pulsos con algún valor promedio es suficiente como el caso de los motores eléctricos; sin embargo, en otras se requiere obtener como salida un valor constante. Para lograr esto se requiere agregar algún tipo de filtrado. El uso de un filtro inductor-capacitor o LC es común.

2. Convertidor de voltaje de Puente H

Dentro de los convertidores conmutados de voltajes, uno de los más empleados es el denominado Puente H. Su estructura en diagrama de bloques se muestra en la figura 4. El voltaje de salida de este circuito es de tipo diferencial, es decir, no se encuentra referida con respecto al punto de tierra del circuito. Esta característica permite generar voltaje y corrientes de ambas polaridades, por lo que tiene aplicaciones en el control de motores eléctricos, en fuentes conmutadas de alta capacidad, en inversores

de voltaje y en audio, sólo por mencionar algunos; además es la estructura básica de convertidores multinivel y circuitos generadores de alto voltaje.

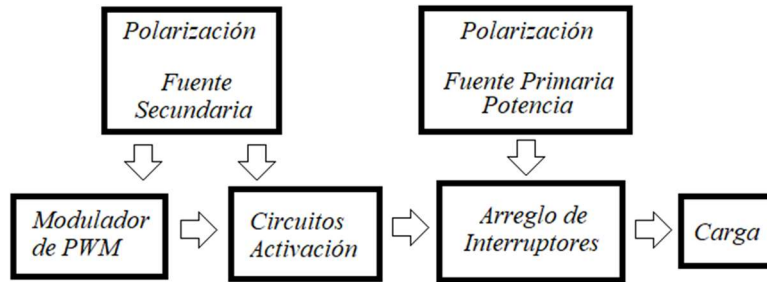


Figura 4. Convertidor CD-CD de puente H

2.1 Configuración.

El puente H es un arreglo de cuatro interruptores electrónicos agrupados en dos derivaciones o ramas, formadas por dos interruptores conectados en serie. Cada derivación está conectada por uno de sus extremos a la terminal positiva de una fuente y el otro extremo al punto negativo de la fuente. La carga, el elemento que demanda corriente, se conecta en el punto en donde los dos interruptores hacen contacto en cada rama, ver figura 5.

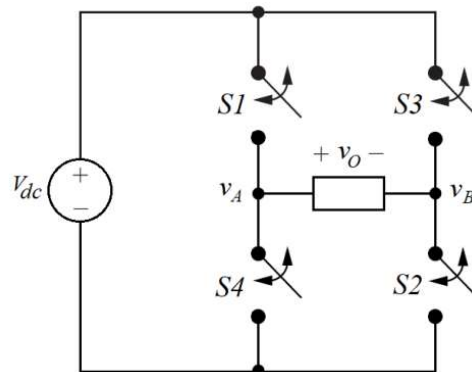


Figura 5. Configuración de Puente H.

En esta configuración no se pueden activar ambos interruptores de una misma rama, debido a que esta acción provocaría el corto circuito de la fuente V_{dc} .

El voltaje de salida $v_o(t)$ en un puente H completo es de tipo diferencial, es decir, no está referido con respecto a tierra y por tanto es posible establecer voltajes tanto positivos como negativos. Por esto, dependiendo de la activación de los interruptores, el voltaje $v_o(t)$ puede tomar los valores de 0 V, $+V_{dc}$ y $-V_{dc}$ como se indica en la tabla 1.

Interruptores activos	Voltaje $v_A(t)$	Voltaje $v_B(t)$	Voltaje $v_o(t)$
$S1$ y $S2$	V_{dc}	0 V	$+V_{dc}$
$S3$ y $S4$	0 V	V_{dc}	$-V_{dc}$
$S1$ y $S3$	V_{dc}	V_{dc}	0 V
$S2$ y $S4$	0 V	0 V	0 V

Tabla 1. Estado de los interruptores y voltaje de salida.

Relacionando esta característica del puente H y las propiedades del convertidor elemental conmutado, es posible establecer a partir del control de los interruptores, un voltaje promedio particular sobre la carga, con las ventajas de eficiencia y elección de polaridad a partir de una fuente unipolar.

Es importante resaltar que se puede incluir un filtro de salida LC para extraer el valor promedio de la señal como en el caso de las fuentes conmutadas, o se puede prescindir de éste cuando se trabaja con motores eléctricos.

2.2. Diodos de recirculación libre.

Cuando se trabaja con cargas inductivas, es interesante observar su comportamiento cuando conducen corriente y de manera abrupta se interrumpe su flujo. Para analizar esto se debe partir de la ecuación del inductor, ver ecuación (5). Si una corriente finita y constante circula a través del inductor, ver figura 6, su derivada y por tanto el voltaje a través de sus terminales es cero; sin embargo, cuando de manera abrupta la corriente se interrumpe, esto da lugar a un valor infinito y negativo de la derivada, de tal forma que el inductor responde con la generación de un voltaje infinito y negativo.

$$v_L(t) = L \frac{d}{dt} i_L(t) \quad (5)$$

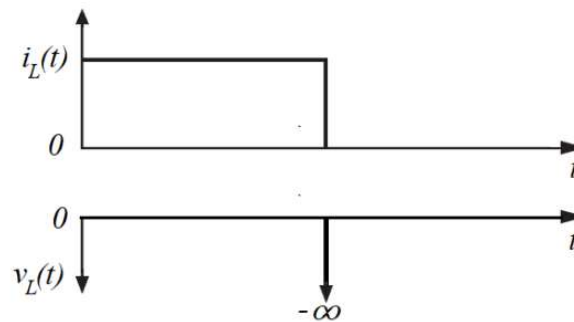


Figura 6. Comportamiento de un inductor cuando se interrumpe su flujo de corriente.

En un caso práctico el voltaje que se genera es finito, pero puede llegar a ser de cientos de volts; si uno o varios interruptores electrónicos están conectados con la carga, deben tener un voltaje de ruptura superior al que se genere durante la interrupción del flujo de corriente. También es importante señalar que, en un caso práctico, el inductor tiene asociada una resistencia serie cuyo valor depende de las características físicas del cobre y las dimensiones del devanado. Si el inductor se conecta a la fuente a través de un interruptor, esta resistencia es la que soporta la diferencia de voltaje de la fuente, manteniendo el voltaje $v_L(t)$ en cero.

En un puente H, el flujo de la corriente se puede interrumpir cuando los interruptores se apagan. Otra condición ocurre cuando los interruptores, aun si están encendidos, sólo pueden conducir corriente en un sentido y la dirección de flujo es opuesta. En estos casos, se agrega un arreglo de diodos que ofrece la ruta para que la corriente siga fluyendo, ver figura 7. En esta configuración, en el momento crítico de la conmutación, el voltaje del inductor que se genera permite que uno o dos de los diodos se enciendan, manteniendo en circulación la corriente y limitando el voltaje a través del inductor. Por su modo de operación, a estos diodos se les conoce como diodos de recirculación libre.

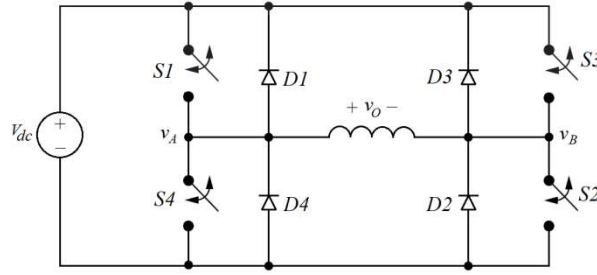


Figura 7. Puente H con diodos de recirculación.

La figura 8 ilustra cómo funcionan los diodos de recirculación cuando los interruptores son unidireccionales. Considerando que los interruptores $S1$ y $S2$ están encendidos, se establece una corriente que fluye de izquierda a derecha, figura 8a trazo rojo. En el momento que se apagan los interruptores y se enciende $S3$ y $S4$, a través del inductor, tomando en cuenta sus signos, se establece un voltaje negativo que empieza a crecer. Este voltaje se suma con la fuente V_{dc} y en un momento dado, el voltaje es tal que enciende $D3$ y $D4$ manteniendo el flujo de la corriente como se indica, ver figura 8b trazo azul. Este comportamiento se conoce como recirculación rápida o descarga rápida

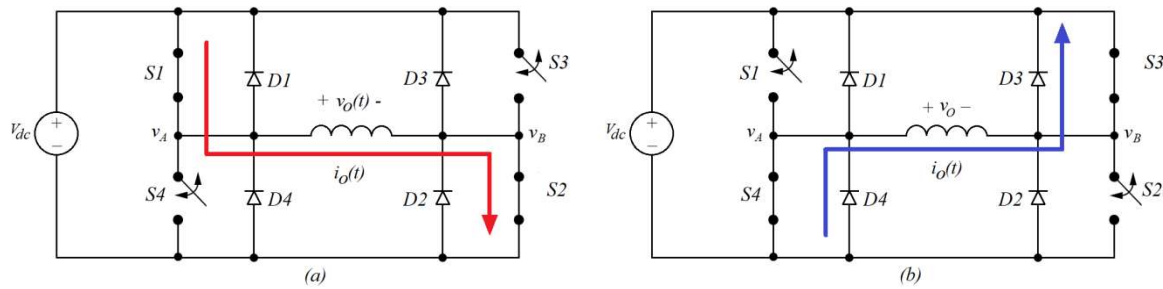


Figura 8. Recirculación rápida: (a) interruptores encendidos, (b) diodos encendidos.

En la figura 9 muestra otra forma de recirculación, en donde sólo un diodo se enciende; nuevamente para este caso se consideran interruptores unidireccionales. En la figura 9a los interruptores $S1$ y $S2$ están encendidos estableciendo una corriente que fluye de izquierda a derecha. A continuación, en la figura 9b, se apaga únicamente el interruptor $S1$, generando en el inductor un voltaje negativo que polariza con un potencial menor el cátodo del diodo $D4$ cerrando el circuito y permitiendo que la corriente siga fluyendo a través de la carga. Esto se conoce como recirculación lenta o descarga lenta.

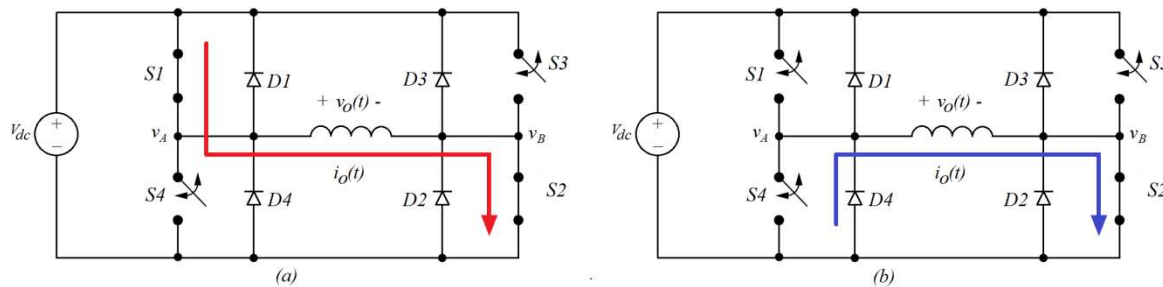


Figura 9. Recirculación lenta: (a) interruptores encendidos, (b) diodo e interruptor encendidos.

Análisis similares se pueden realizar invirtiendo el sentido inicial de la corriente. En el caso de la recirculación lenta, usando los diodos superiores, otras combinaciones son posibles (Mohan *et al*, 2002).

La diferencia entre los dos tipos de recirculación estriba en la inclusión o no de voltaje V_{dc} en la ruta de la corriente. En la descarga rápida, suponiendo diodos ideales, el inductor queda en paralelo con la fuente, por lo que se acelera su descarga de la corriente. En el caso de la recirculación lenta, el inductor depende únicamente de su respuesta natural.

3. Interruptores electrónicos

Reducir la diferencia de potencial y minimizar la resistencia de conducción durante el encendido, así como alcanzar el mayor voltaje de ruptura, son las características que se desean en dispositivos electrónicos de potencia que trabajan como interruptores electrónicos; relacionado con esto, un problema que se enfrenta en los dispositivos de alto voltaje de ruptura y una baja resistencia de conducción, es el incremento del tiempo de conmutación. Lo anterior en conjunto, es el desafío en la optimización de dispositivos electrónicos de potencia, que establecen compromisos de las características de los diferentes interruptores electrónicos.

A continuación, se comentan algunos puntos prácticos sobre dispositivos MOSFET e IGBT que son fundamentales en el desarrollo de convertidores conmutados y sobre los que se tiene particular interés en este informe.

3.1. MOSFET.

Los transistores de efecto de campo semiconductor y oxido de metal o MOSFET son interruptores de dos cuadrantes que permiten el flujo de corriente en ambas direcciones, a través de su canal, cuando el dispositivo está activo. Debido a su fabricación se forma un diodo parásito que está conectado con las terminales Drain y Source, ver figura 10. Cuando el MOSFET está apagado, el diodo conduce si se polariza en directa. En sus inicios, el diodo de los primeros dispositivos no estaba optimizado para manejar la corriente promedio y la velocidad de conmutación del transistor. Con el avance de la tecnología, el diodo de los nuevos dispositivos cumple con estas especificaciones. En este punto resalta el hecho de tener dos opciones en aplicaciones en donde es necesaria la recirculación de corriente, es decir, en estos casos se puede aprovechar el manejo bidireccional de la corriente a través del MOSFET cuando está encendido o la conducción a través del diodo cuando el transistor está apagado. La elección se realiza con base en la disipación de potencia en cada caso.

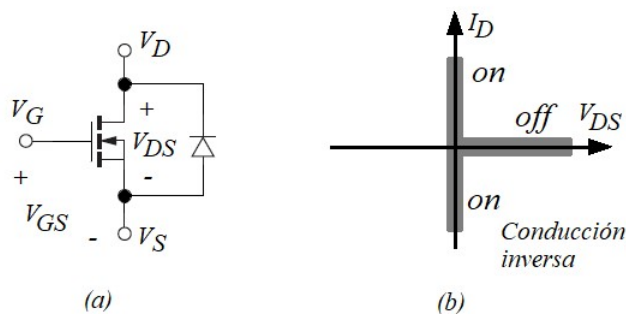


Figura 10. (a) Símbolo del transistor MOSFET, (b) Comportamiento ideal de conmutación.

El transistor MOSFET es un dispositivo controlado por voltaje. El voltaje de control V_{GS} se establece entre las terminales de Gate a Source. Si el voltaje V_{GS} supera el umbral V_{GSth} , el dispositivo se activa estableciendo un canal de conducción entre las terminales Drain y Source. Un valor típico para V_{GSth} es de 3 V y generalmente un voltaje de 6 V permite que el dispositivo se encienda, sin embargo, se

recomienda un valor entre 10 V y 15 V para garantizar su encendido y reducir al mínimo la caída de voltaje $V_{DS(on)}$.

La resistencia $R_{DS(on)}$ es aquella que se establece entre el Drain y Source cuando el transistor está encendido. Es común que los MOSFET's de potencia se seleccionen con base en la resistencia $R_{DS(on)}$, en lugar de su corriente promedio. Esto se debe a que generalmente se busca la menor disipación posible durante el encendido, lo que reduce las dimensiones o el uso de disipadores. También se resalta que, en la manufactura, la reducción de la resistencia $R_{DS(on)}$ permite incrementar el límite de la corriente promedio; por esta razón es usual que los transistores trabajen con corrientes por debajo de este límite. Otro parámetro que se debe tomar en cuenta es el voltaje de ruptura $V_{(BR)DS}$ que el dispositivo puede soportar y se recomienda no superar el 80% de este valor.

Los transistores MOSFET generalmente se emplean en aplicaciones con voltajes menores de 400 V, debido a que su voltaje en conducción $V_{DS(on)}$ es menor al que presentan otros dispositivos de portadores minoritarios, además que sus tiempos de respuesta y conmutación son superiores y están en un intervalo de 50 ns a 200 ns.

Por otro lado, la conexión en paralelo de varios MOSFET es relativamente fácil debido a que estos dispositivos presentan un coeficiente positivo de temperatura en su resistencia de encendido $R_{DS(on)}$ y su voltaje $V_{DS(on)}$ durante el estado de conducción. Los módulos comerciales están compuestos por múltiples transistores conectados de esta forma.

3.2. IGBT.

El transistor bipolar de compuerta aislada o IGBT, es un interruptor de un cuadrante y permiten el flujo de corriente en una dirección cuando el dispositivo está activo, ver figura 11. Cuando el dispositivo está apagado, se interrumpe su corriente y tiene la capacidad de bloquear voltajes positivos. Es importante resaltar que no tiene la capacidad de bloquear voltajes negativos. Con el fin de obtener un interruptor de dos cuadrantes y permitir un flujo inverso de corriente, cuando el IGBT está apagado, se puede agregar un diodo ultra-rápido con características similares de velocidad y corriente, conectado en antiparalelo con el IGBT. El diodo permite el flujo de corriente, si el IGBT se apaga y si el diodo se polariza en directa. Ambas versiones de IGBT's, de uno y dos cuadrantes, se encuentran disponibles comercialmente.

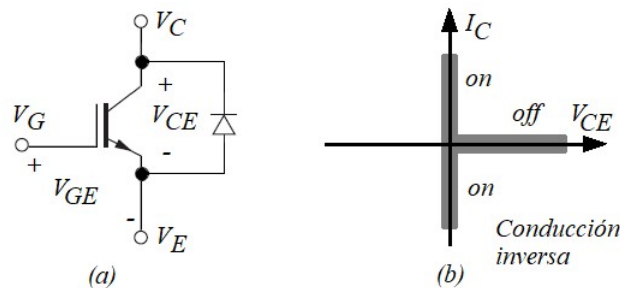


Figura 11. (a) Símbolo del transistor IGBT, (b) Comportamiento ideal de conmutación.

Al igual que el MOSFET, el IGBT es un dispositivo controlado por voltaje. El voltaje de control V_{GE} se establece entre las terminales de Gate a Emisor. El transistor se activa si V_{GE} supera el umbral $V_{GE(th)}$ de 3 V y nuevamente se recomienda un valor entre 10 V y 15 V para garantizar su encendido y reducir al mínimo su voltaje de saturación $V_{CE(on)}$.

Los transistores IGBT se seleccionan con base en su voltaje de ruptura $V_{(BR)CE}$, la corriente que manejan y su voltaje de saturación $V_{CE(on)}$ durante el encendido. Estos dispositivos permiten voltajes de ruptura que van desde 600 V hasta 3500 V; esta característica tiene un precio que se refleja en su velocidad de apagado y en la generación de una corriente residual que se conoce como corriente de talón. Por esta razón, estos dispositivos se recomiendan para frecuencias de conmutación menores de 50 kHz con tiempos de apagado de hasta 500 μ s. El voltaje de saturación generalmente se encuentra entre 1.6 V y 3 V, dependiendo de la corriente que circule a través de sus terminales.

El voltaje $V_{CE(on)}$ se puede modelar como la juntura de un diodo polarizado en directa con coeficiente térmico negativo, en serie con la resistencia efectiva de conducción con coeficiente térmico positivo. Esto complica el comportamiento térmico total de este parámetro, sin embargo, cerca del valor de corriente nominal, el coeficiente que predomina es el de la resistencia. Esto permite que la conexión en paralelo de varios dispositivos sea posible, considerando una pequeña deriva de corriente. Los módulos comerciales están compuestos por múltiples transistores conectados de esta forma.

4. Circuitos de activación de MOSFET e IGBT

Debido a que los transistores MOSFET e IGBT son controlados por voltaje, no requieren de manera permanente grandes cantidades de corriente debido a que su terminal de activación tiene un comportamiento capacitivo; sin embargo, lo cierto es que para activar al dispositivo y que responda con velocidad, es necesario un pulso instantáneo de corriente que pueden llegar a ser de algunos amperes por intervalos de tiempo del orden de nanosegundos. Por otra parte, es interesante observar que las condiciones para activar estos dispositivos, en una rama de un puente H, son diferentes cuando se trata del transistor inferior que del superior en la rama.

En la figura 12 se presentan los transistores que intervienen en un medio un puente. En esta figura se puede ver que la referencia del voltaje V_{GS} que activa el transistor inferior corresponde con la tierra del circuito.

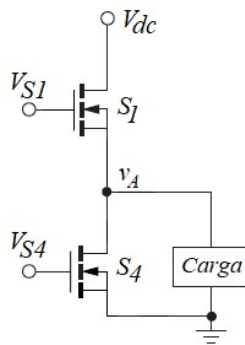


Figura 12. Circuito de medio puente con dos MOSFET's

En este caso la implementación del circuito de activación es sencilla; por ejemplo, se puede usar un arreglo de simetría complementaria con transistores TBJ de señal pequeña, donde sus potenciales pueden estar limitados a valores moderados de 12 V, ver figura 13.

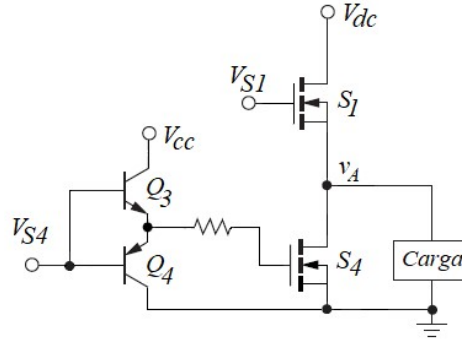


Figura 13. Circuito de medio puente con dos MOSFET's

Por otro lado, las condiciones para activar el transistor superior son distintas. Si consideramos por un momento que el transistor superior está activo, el voltaje v_A es igual al voltaje V_{dc} , debido a que el voltaje $V_{DS(on)}$ de S4 es mínimo y tiende a cero; por tanto, debido a que el voltaje V_{GS} tiene como referencia el voltaje v_A , entonces el voltaje de activación está flotado y con un valor de la terminal Gate superior al voltaje V_{dc} para garantizar el encendido del transistor. Por ejemplo, si V_{dc} tiene un valor de 180 V y se requiere un voltaje V_{GS} de 12 V, entonces es necesario que el voltaje V_G sea de 192 V.

Para cumplir estos requerimientos se pueden proponer fuentes referidas con respecto al punto medio de la conexión de los dos MOSFET; esta solución, aunque efectiva es excesiva y poco eficiente. Otra opción que se emplea extensamente en las fuentes conmutadas de computadoras personales, son los transformadores de pulsos. Esta solución tiene la desventaja de requerir el diseño de inductores y núcleos especializados para su manufactura. Finalmente, una solución viable es la generación de una fuente flotada a partir de la carga intermitente de un capacitor, ver figura 14. Esta configuración se conoce como circuito Bootstrap o circuito de arranque. En este circuito, cuando el transistor inferior está activo, el capacitor se conecta a tierra y se carga a través del diodo que se pone en conducción. En el momento que el transistor superior se activa, la referencia del capacitor cambia a V_{DC} y el diodo pasa a su estado de corte, bloqueando el voltaje V_{dc} y protegiendo la fuente V_{cc} . El MOSFET superior se activa tomando la energía del capacitor, a través del arreglo de los transistores TBJ y el MOSFET auxiliar. Para el análisis es importante observar que, en cualquier caso, sólo uno de los transistores de la rama debe estar activo o de lo contrario se genera el corto circuito de la fuente V_{dc} .

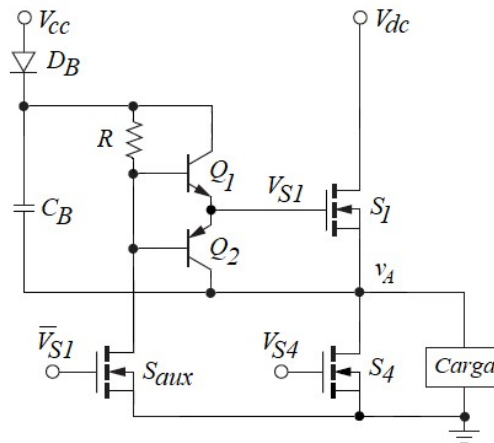


Figura 14. Circuito Bootstrap o circuito de arranque.

Por otra parte, es importante enfatizar que el circuito de Bootstrap no está pensado para mantener constante un ciclo de trabajo del 100%, debido a que es necesario realizar la carga periódica del capacitor. Es decir, es posible mantener la condición del 100% por algunos ciclos, pero no se puede mantener de manera indefinida, debido a que la energía del capacitor, si no se refresca constantemente terminará por agotarse.

El principio que se describe del circuito Bootstrap es simple, pero en la práctica es bastante complicado porque es necesario asegurar la sincronía de cada elemento. Por esta razón, se han desarrollado circuitos comerciales que desempeñan esta labor de manera eficiente, por ejemplo, el circuito IR2110 permite manejar los dos interruptores de una rama y está diseñado para activar transistores IGBT y MOSFET (Infineon, 2018). El IR2110 puede trabajar con un arreglo de medio puente polarizado con una fuente V_{dc} de hasta 500 V y tiene la capacidad de generar pulsos de corriente de 2 A con una duración máxima de 10 μ s, ver figura 15. Tiene una fuente de polarización lógica VDD para voltajes menores de 25 V, pero las terminales de entrada HIN, LIN y SD, manejan niveles lógicos TTL independientemente de esta polarización. Las terminales HIN y LIN son las entradas de control del transistor superior e inferior respectivamente y SD es la habilitación del circuito.

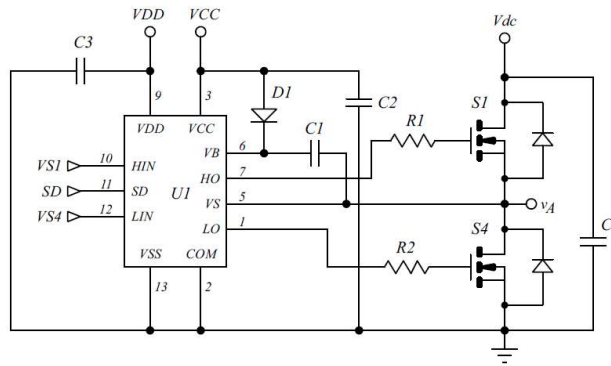


Figura 15. Configuración de medio puente H con el integrado IR2110.

La fuente V_{cc} , para de polarización de del transistor inferior, puede llegar a ser de 25 V, pero se recomienda limitarlo de 12 V a 15 V. En un dispositivo de alta velocidad, sus tiempos de respuesta típicos t_{on} y t_{off} son de 120 ns y 94 ns respectivamente; estos parámetros indican el tiempo que le toma al circuito iniciar el encendido o apagado de las señales de salida HO y LO.

5. Modulación

El control de los interruptores se puede realizar mediante la modulación por ancho de pulso o *PWM*. Los métodos principales para esta tarea son la modulación *PWM* bipolar y la modulación *PWM* unipolar.

5.1. *PWM* bipolar.

Esta modulación se obtiene a partir de la comparación entre una señal triangular $v_{tri}(t)$ y una señal de control $v_{cont}(t)$, ver ecuación (6).

$$v_0(t) = \begin{cases} +V_{dc} & \text{si } v_{cont}(t) \geq v_{tri}(t) \\ -V_{dc} & \text{si } v_{cont}(t) < v_{tri}(t) \end{cases} \quad (6)$$

En este esquema la señal triangular tiene el papel de portadora y la señal de control es la moduladora. En la figura 16(a) se presenta un ejemplo de la modulación *PWM* bipolar, considerando señal seno como señal de control. Para esta modulación se recomienda que la frecuencia de la señal portadora sea mayor

que la de la señal moduladora. En la figura 16(b) se aprecia el resultado parcial de cada rama y la figura 16(c) muestra el voltaje $v_o(t)$ que se produce cuando se toma la diferencia de éstas. En las gráficas se aprecia que, en esta modulación, el resultado parcial $v_b(t)$ es el complemento de $v_a(t)$.

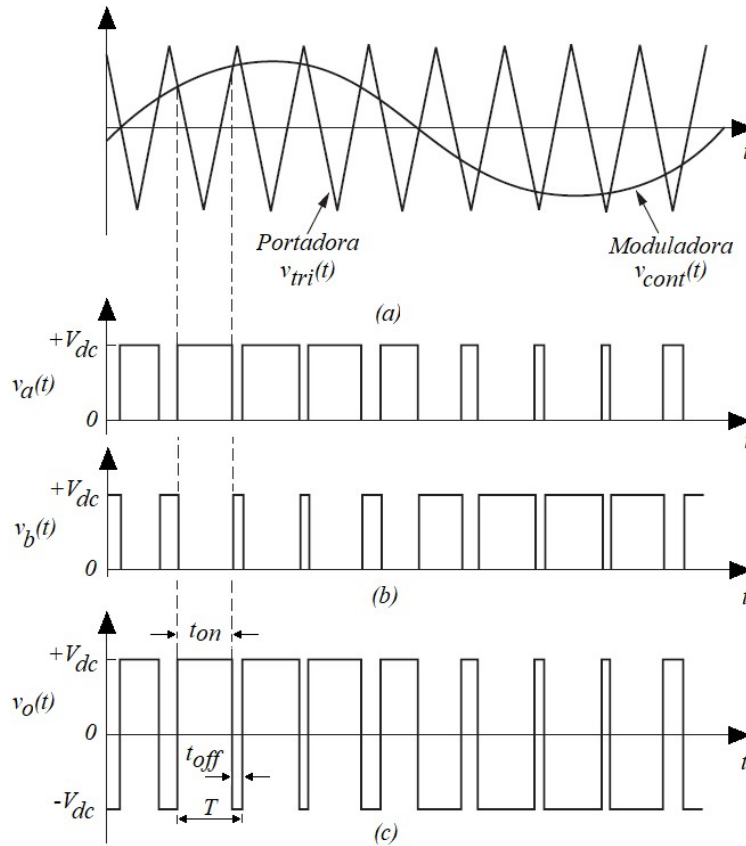


Figura 16. Modulación bipolar

El término bipolar se debe a que la señal $v_o(t)$ fluctúa entre dos niveles de voltaje, de polaridad opuesta, siendo en este caso $+V_{dc}$ y $-V_{dc}$. Se debe resaltar que el periodo y por tanto la frecuencia de las señales $v_{tri}(t)$ y $v_o(t)$ son iguales.

Para esta modulación, el voltaje promedio se puede establecer de dos formas; como una función del ciclo de trabajo o como una función de la señal de control. La primera se obtiene de la figura 16, a partir del voltaje de salida instantáneo $v_o(t)$, que al no ser continuo se debe expresar por intervalos de tiempo, ver ecuación (7).

$$v_o(t) = \begin{cases} +V_{dc} & 0 \leq t < t_{on} \\ -V_{dc} & t_{on} \leq t < T \end{cases} \quad (7)$$

Con base en esta expresión, el voltaje promedio como una función del ciclo de trabajo, se obtiene después de aplicar la ecuación (3), ver ecuación (8).

$$\langle V_o \rangle = V_{dc}(2D - 1) \quad (8)$$

Para el segundo caso, nos enfocaremos en la figura 17, en donde se considera un medio ciclo de modulación con un voltaje de control constante.

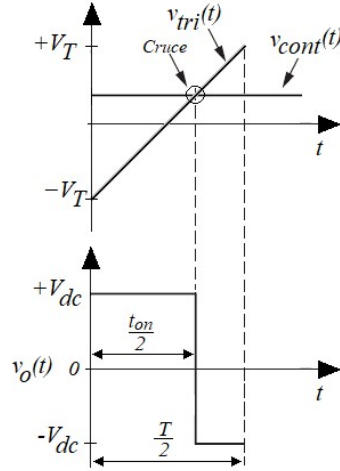


Figura 17. Medio ciclo de una modulación bipolar

En la figura 17 se aprecia que durante el medio ciclo, la señal triangular se comporta como una función rampa, ver ecuación (9), en donde su punto de cruce con la señal de control, sin importar su valor, siempre establece el tiempo $t_{on}/2$; es decir que, bajo este contexto existe una relación directa entre el voltaje V_{cont} y la duración del tiempo t_{on} , ver ecuación (10).

$$v_{tri}(t) = \frac{4V_T}{T}t - V_T \quad (9)$$

$$V_{cont} = \frac{4V_T}{T} \frac{t_{on}}{2} - V_T \quad (10)$$

Con base en este hecho y considerando la ecuación (8), el voltaje promedio en función de la señal de control se determina con la ecuación (11). Esta ecuación es muy importante porque demuestra que, a partir de la modulación bipolar, el voltaje promedio instantáneo que se puede obtener, es decir, el voltaje promedio por cada ciclo es lineal en función de voltaje de control V_{cont} .

$$\langle V_o \rangle = \frac{V_{dc}}{V_T} V_{cont} \quad (11)$$

La ecuación (11) también nos permite apreciar que, desde el punto de vista de amplificación, el puente H se comporta como un amplificador lineal con una ganancia de V_{dc}/V_T . Por esta razón, además de su eficiencia, el puente H se usa en audio en los amplificadores de potencia clase D (Hilario, 2017), de igual forma en variadores de velocidad (García, 2018) así como en el diseño de fuentes conmutadas fuera de línea (Lozoya, 2018).

5.2. PWM unipolar.

Al igual que la modulación bipolar, la modulación unipolar también se basa en la comparación de señales, sólo que en este caso la señal portadora se compara contra dos señales de control, donde una de éstas es la función invertida de la otra. La salida $v_o(t)$ se obtiene de la diferencia de los voltajes de las ramas del puente H. El voltaje en cada rama se puede calcular a partir de las funciones (12) y (13).

$$v_a(t) = \begin{cases} +V_{dc} & \text{si, } v_{cont}(t) \geq v_{tri}(t) \\ 0 \text{ V} & \text{si, } v_{cont}(t) < v_{tri}(t) \end{cases} \quad (12)$$

$$v_b(t) = \begin{cases} +V_{dc} & \text{si, } -v_{cont}(t) \geq v_{tri}(t) \\ 0 \text{ V} & \text{si, } -v_{cont}(t) < v_{tri}(t) \end{cases} \quad (13)$$

La figura 18 muestra las señales que se producen en una modulación unipolar, cuando el voltaje de control es una señal senoidal. Como se puede observar, en la gráfica 18a aparecen los voltajes $v_{tri}(t)$, $v_{cont}(t)$ y su valor negado $-v_{cont}(t)$. En esta modulación también se resalta el hecho de que la señal portadora (v_{tri}) debe ser mayor que la señal moduladora (v_{cont}). Las gráficas de la figura 18b corresponden con los voltajes $v_a(t)$ y $v_b(t)$ de las ramas del puente.

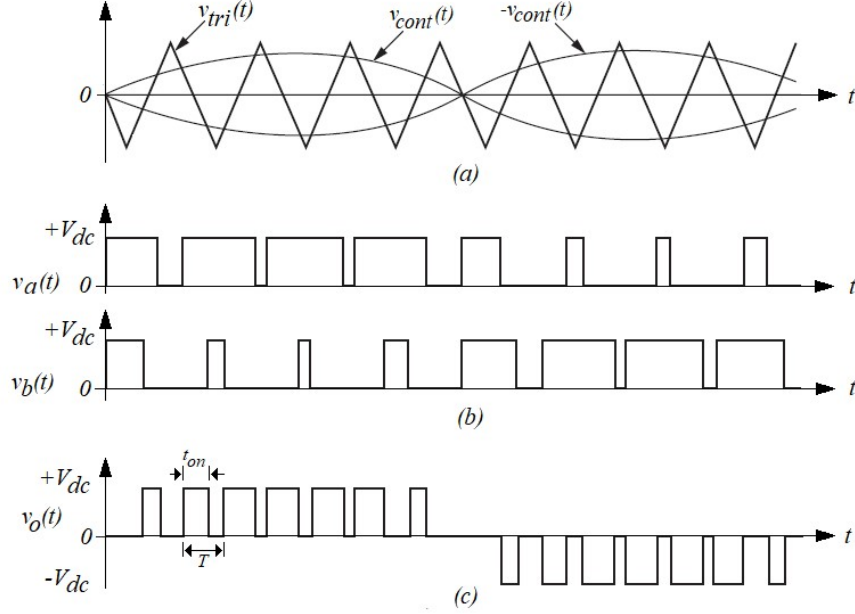


Figura 18. Modulación unipolar

Finalmente en la figura 18c, se indica el voltaje $v_o(t)$ que resulta de tomar la diferencia de $v_a(t)$ y $v_b(t)$; como se observa, cuando $v_{cont}(t) > 0 \text{ V}$, el voltaje diferencial fluctúa entre los estados de 0 V y V_{dc} , en tanto que si $v_{cont}(t) < 0 \text{ V}$, los estados que puede tomar el voltaje diferencial son ahora 0 V y $-V_{dc}$. Por último, cuando $v_{cont}(t) = 0 \text{ V}$, el voltaje diferencial se mantiene en cero.

Es importante resaltar que el voltaje $v_o(t)$ tiene el doble de la frecuencia de la portadora $v_{tri}(t)$, que para el caso bipolar. Con base en un análisis más profundo (Mohan *et al*, 2002), esta es una característica que permite reducir el rizo de corriente y el rizo de voltaje eficaz sobre la carga, cuando se considera un caso inductivo en comparación con la modulación bipolar. Por otra parte, considerando los intervalos de operación antes descritos y tomando en cuenta que el periodo de la señal de *PWM* unipolar es la mitad de señal triangular, el voltaje instantáneo se puede expresar como se indica a continuación:

$$v_o(t) = \begin{cases} \begin{cases} +V_{dc} & 0 \leq t < t_{on} \\ 0 \text{ V} & t_{on} \leq t < T \end{cases} & \text{si } v_{cont}(t) > 0 \text{ V} \\ \begin{cases} -V_{dc} & 0 \leq t < t_{on} \\ 0 \text{ V} & t_{on} \leq t < T \end{cases} & \text{si } v_{cont}(t) < 0 \text{ V} \\ 0 \text{ V} & \text{si } v_{cont} = 0 \text{ V} \end{cases} \quad (14)$$

A partir de esto, el voltaje promedio según la condición de $v_{cont}(t)$ y como una función del tiempo t_{on} se puede calcular a partir de la ecuación (15).

$$\langle V_o \rangle = \begin{cases} +\frac{t_{on}}{T} V_{dc} & \text{si } v_{cont}(t) > 0 \text{ V} \\ -\frac{t_{on}}{T} V_{dc} & \text{si } v_{cont}(t) < 0 \text{ V} \\ 0 \text{ V} & \text{si } v_{cont}(t) = 0 \text{ V} \end{cases} \quad (15)$$

Al igual que el caso bipolar, para el unipolar también se puede obtener el voltaje promedio $\langle V_o \rangle$ como una función del voltaje de control V_{cont} ; para esto, apoyándose en la figura 19, en donde se presenta medio ciclo de la modulación unipolar, se observa que nuevamente la señal triangular se comporta como una función rampa, ver ecuación (16)

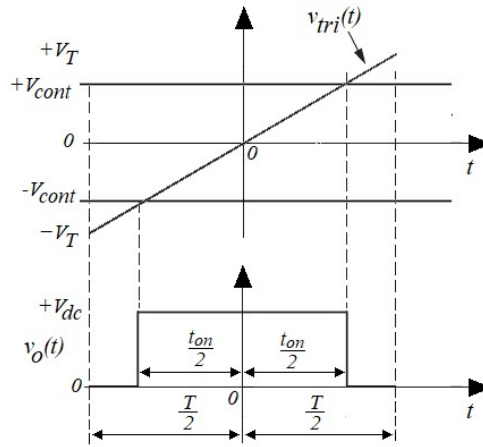


Figura 19. Medio ciclo de una modulación unipolar

Por otra parte, el pulso de salida queda alineado con el cruce por cero de la señal triangular y el punto en donde cruza V_{cont} con V_{tri} , invariablemente transcurre un tiempo de $t_{on}/2$, por tanto, existe una relación directa entre el voltaje de control y el tiempo t_{on} , ver ecuación (17). Finalmente, a partir de este resultado y la ecuación (15), el voltaje promedio $\langle V_o \rangle$ queda expresado como se indica en la ecuación (18).

$$v_{tri}(t) = \frac{2V_T}{T} t \quad (16)$$

$$V_{cont} = \frac{2V_T}{T} \frac{t_{on}}{2} \quad (17)$$

$$\langle V_o \rangle = \frac{V_{dc}}{V_T} V_{cont} \quad (18)$$

Este resultado es idéntico al del caso bipolar, sin embargo, es importante recordar que la señal de PWM obtiene el beneficio de duplicar la frecuencia con respecto a su portadora y a partir de esto reduce el rizo de corriente, si la carga es inductiva, además reduce el valor eficaz del rizo de voltaje en general

5.3 Circuitos de Modulación por Ancho de Pulso.

Los moduladores se pueden implementar a través de electrónica analógica, arreglos lógicos programables o microcontroladores. También existen circuitos integrados que desempeñan esta función.

En el caso analógico, el oscilador de la señal portadora puede ser un generador de diente de sierra o triangular; en el caso digital está basado en contadores digitales. A continuación, se muestran tres casos, dos analógicos y uno basado en un microcontrolador.

En la figura 20 se muestra un arreglo diseñado, en su mayoría, con dispositivos analógicos. Este circuito se conoce como modulador bipolar. Como se observa la salida del comparador U1 se complementa con la compuerta U2 y estas señales activan, previo acondicionamiento, los interruptores de cada rama. Los circuitos U3 y U4 conforman un oscilador de señal triangular (Franco, 2004), donde el periodo de operación T_{tri} y la amplitud V_T se calculan con base en las expresiones (19) y (20).

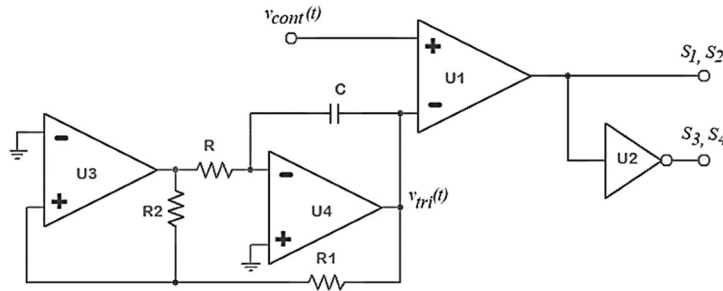


Figura 20. Circuito básico de un modulador de PWM bipolar.

$$V_T = \frac{R2}{R1} V_{cc} \quad (19)$$

$$T_{tri} = 4RC \frac{R2}{R1} \quad (20)$$

En estas ecuaciones el voltaje V_{cc} es en principio diferente de V_{dc} ; el primero generalmente es de bajo voltaje, por ejemplo 12 V y 15 V son usuales, en tanto que el segundo puede tomar valores mayores, por ejemplo 180 V, 340 V, etc.

Por otra parte, el siguiente circuito es el modulador unipolar, ver figura 21. Esta configuración se basa en un amplificador inversor formado por el OPAM U5 y las resistencias R3 y R4. Estas resistencias son iguales para asegurar una ganancia unitaria y negativa. El oscilador es similar al del caso bipolar y está formado por R, R1, R2, C, U3 y U4.

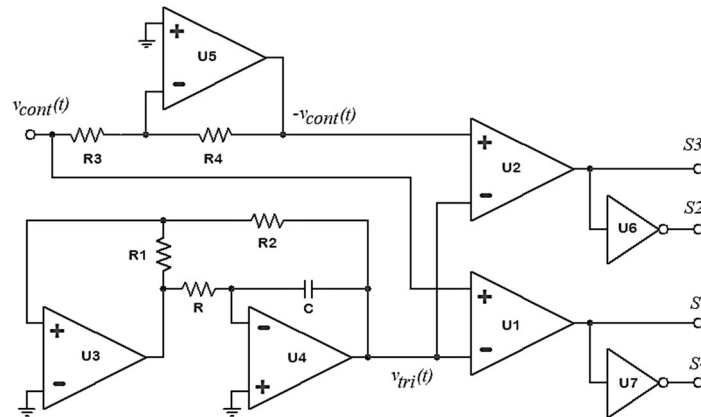


Figura 21. Circuito básico de un modulador de PWM unipolar.

Los circuitos integrados U1 y U2 son los comparadores de salida y sus respuestas en cada caso están complementadas con la ayuda de los circuitos U6 y U7. Tanto en el caso bipolar como el unipolar, se recomienda usar circuitos de propósito particular, como el LM311, para los comparadores. En el caso de las compuertas NOT, se puede usar transistores de señal pequeña como el 2N3904 trabajando en corte y saturación.

Por último, se menciona el microcontrolador PIC18F4431 (Microchip, 2018) que es un circuito especializado para el control de potencia de motores eléctricos, ver figura 22. Este circuito cuenta con dos módulos de interés: Un Módulo de Control de *PWM* y un Convertidor Analógico-Digital de 10 bits de alta velocidad. El convertidor se puede usar como alternativa para la interacción con señales analógicas que establezcan el ajuste del ciclo de trabajo.

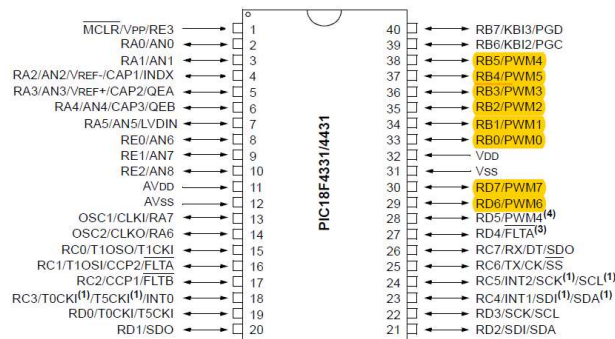


Figura 22. Microcontrolador especializado con módulo de *PWM*.

El Módulo de Control de *PWM* permite generar múltiples señales *PWM* que están sincronizadas con una sola base de tiempo. El módulo tiene 8 terminales de salida *PWM* enumeradas del 0 al 7 y agrupados en pares, con 4 generadores de ciclo de trabajo. La resolución del ciclo de trabajo es de 14 bits dependiendo del periodo de *PWM*. Se pueden realizar cambios de la frecuencia y ciclos de trabajo sobre la marcha. Permite generar las señales para la modulación bipolar y unipolar. Tiene la opción de generar interrupciones para iniciar la adquisición del convertidor analógico-digital. Las señales de *PWM* pueden trabajar en modo complementario o modo independiente, por lo que, no es necesario negar una de las dos salidas para cada rama.

6. Prueba Experimental

En la figura 23 se presenta un arreglo de puente H para ajustar la velocidad de un motor de inducción monofásico. El circuito se armó en una tarjeta prototipo como fase preliminar de diseño. En la imagen se muestra un arreglo de tres transformadores que están conectados en serie, con el fin de ofrecer una etapa de aislamiento; los transformadores en combinación producen un voltaje total que se aproxima a 175 V con un límite de corriente de 4 A. El circuito de entrada es un convertidor de AC-DC con un arreglo de puente de diodos y capacitores, que en conjunto transforman el voltaje de corriente alterna en uno de corriente continua de 170 V; este convertidor toma el papel de la fuente V_{dc} de polarización.

Por otra parte, el puente H se implementó a partir del arreglo de la figura 23. Se usaron transistores MOSFET IRFP350 y el circuito integrado IR2110. Los transistores se caracterizan por tener un voltaje de ruptura $V_{DS(on)}$ de 400 V, una resistencia de encendido $R_{DS(on)}$ de 0.3Ω y un voltaje de umbral $V_{GS(th)}$ de 4 V. En los anexos A y B se presenta el circuito electrónico y la lista de componentes.

Para la modulación se usó el módulo de *PWM* de un microcontrolador PIC18F4431. En el Anexo C se incluye la programación de módulo de *PWM*. El microcontrolador desempeña el control de un perfil V/F con base en la modulación unipolar (Valantine, 1998); el perfil V/F es un método que mantiene constante

la relación voltaje/frecuencia, de tal forma que la corriente que circula a través de motor permite que la potencia también se mantenga constante.

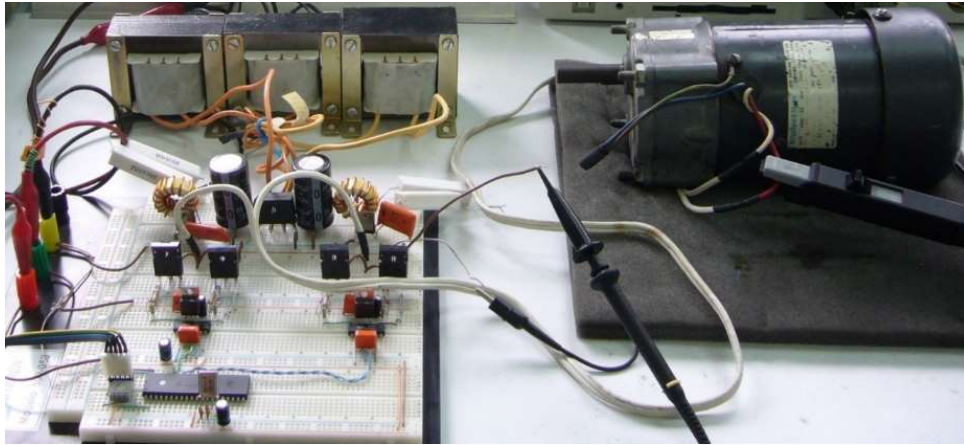


Figura 23. Circuito de Puente H para controlar la velocidad de un motor de inducción monofásico

7. Resultados

Los siguientes resultados se tomaron con un Osciloscopio digital Tektronix TDS 3012B de dos canales de 100 MHz y 1.25 GS/s. También se usó una sonda de corriente Tektronix TCP202 con capacidad de 15 A en baja frecuencia y 50 A para pulsos menores de 10 μ s.

La figura 24 muestra el oscilograma de las señales que se generan en el puente H a partir de la modulación de *PWM* unipolar. La frecuencia de las señales v_A y v_B , trazos 1 y 2 respectivamente, tienen periodo de 75 μ s que corresponde a una frecuencia de 13.3 kHz, en tanto el voltaje diferencial, trazo M, presenta el doble la frecuencia, es decir 16.6 kHz. Las señales corresponden con el caso en donde $v_{cont} > 0$ V y por tanto el voltaje v_o conmuta de 0 V a 170 V en cada ciclo.

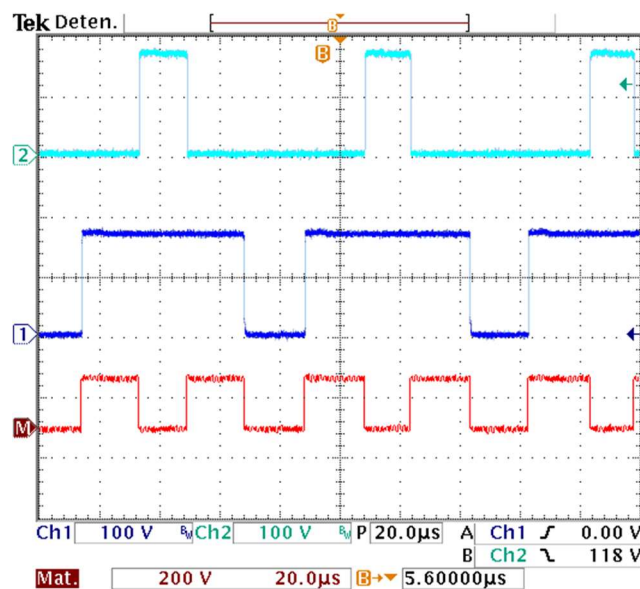


Figura 24. Modulación Unipolar.

En el oscilograma de la figura 25 se aprecia, en el trazo superior, la modulación unipolar cuando el voltaje de control corresponde con una función seno. En el trazo inferior se muestra parte de la misma señal en el momento de cruce por cero. Las gráficas se tomaron a partir de la diferencia de voltaje v_A y v_B de las ramas del puente.

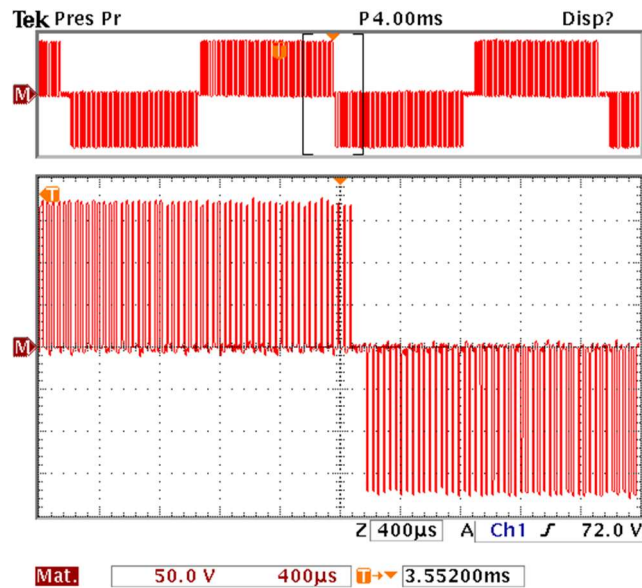


Figura 25. Voltaje diferencial sobre el motor.

Es importante mencionar que, debido a la resolución, en el oscilograma anterior no se aprecia el cambio del ciclo de trabajo; sin embargo, en la figura 26 se muestra la corriente que circula a través del motor. Como se observa la corriente corresponde con una función seno de 1 A de amplitud y frecuencia de 50 Hz. Esto era de esperarse debido a que, el devanado del motor funciona como filtro.

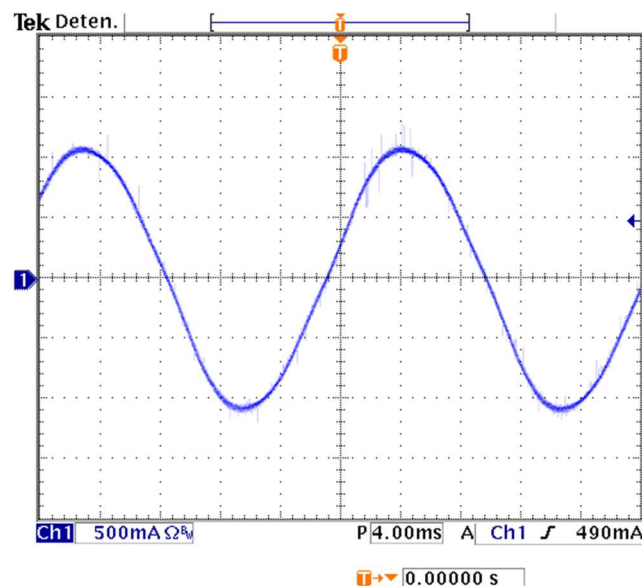


Figura 26. Corriente a través del motor.

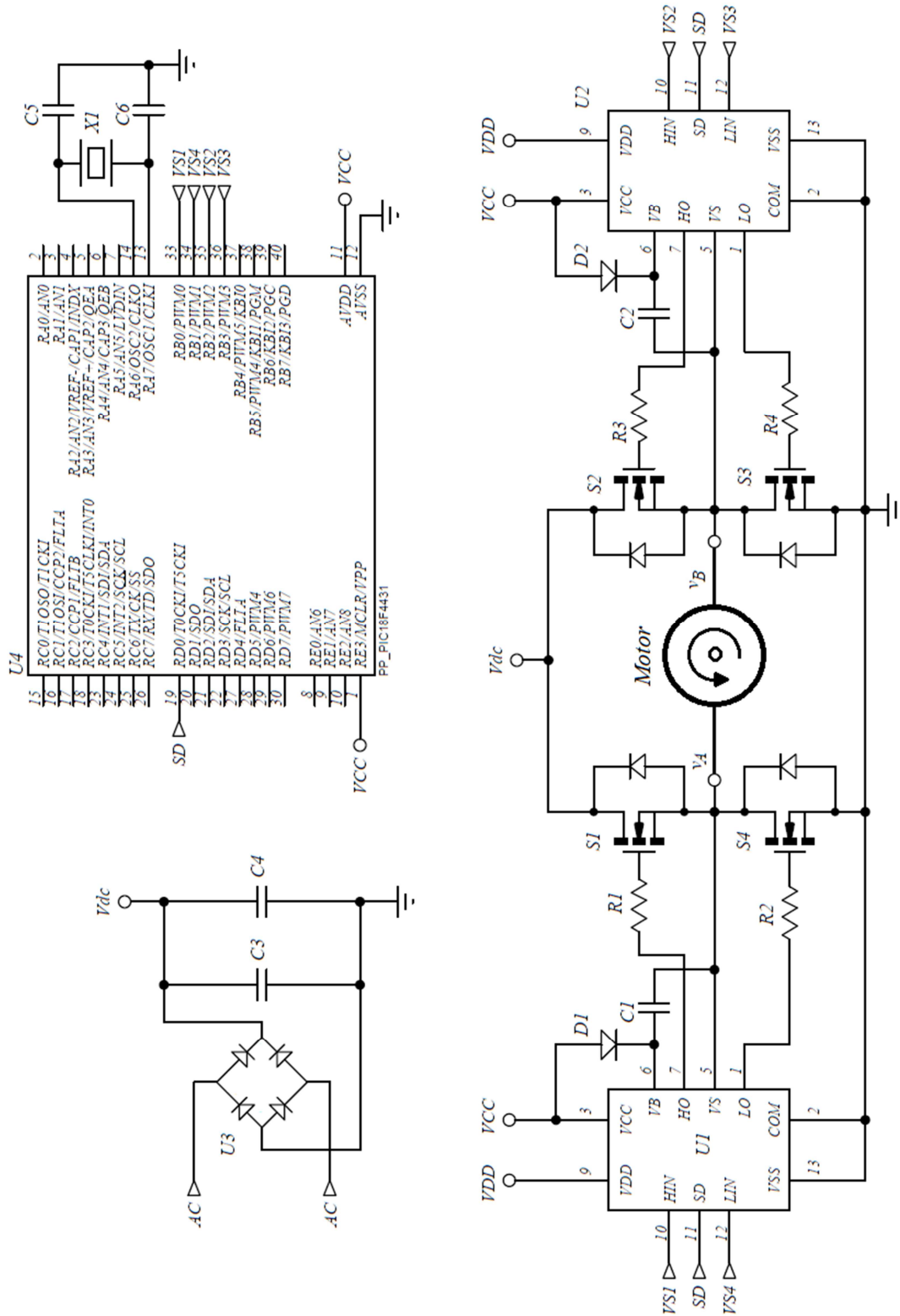
Conclusiones

Se presentó el funcionamiento de un convertidor de voltaje basado en el puente H. Su análisis permitió entender el mecanismo que genera voltajes de ambas polaridades a partir de una fuente de voltaje unipolar. El elemento central del análisis es el interruptor que se caracteriza por permitir la máxima transferencia de energía debido a que su disipación de potencia en cualquier instante es cero. Se mostró además que, el control de los interruptores a partir de la modulación de PWM permite ajustar el valor promedio de la señal de salida y se expuso la diferencia entre la modulación unipolar y bipolar, obteniendo las ecuaciones del voltaje promedio en función del ciclo de trabajo y del voltaje de control, cuando se usa la modulación por ancho de pulso. A partir de esto, con base en el valor promedio, se pudo plantear el concepto de voltaje promedio por ciclo que permite ajustar la amplitud promedio de salida en cada ciclo y da como resultado la generación de voltajes diferenciales de corriente directa o de corriente alterna, con la aplicación inmediata del puente H en convertidores de *CD-CD* y *CD-CA*.

Se explicó el funcionamiento de cada bloque de la estructura del convertidor y la relación que guardan entre sí. Se trataron los puntos importantes de la implementación como la elección de los interruptores electrónicos, sus circuitos de activación y los circuitos de modulación. Se analizó la necesidad y funcionamiento de los diodos de recirculación cuando la carga es de tipo inductiva, como ocurre en el caso de máquinas eléctricas. Estos puntos, junto con la propiedad de producir señales moduladas de corriente directa o corriente alterna, forman los requerimientos necesarios para el desarrollo del convertidor en la aplicación de una amplia gama de motores eléctricos. A partir de esto, se resalta que la estructura básica del convertidor no cambia cuando se aplica en diferentes tipos de motor, en realidad, la diferencia en cada caso radica en el tipo de modulación y la estrategia de control.

Por último, se dieron resultados experimentales en donde se corrobora el comportamiento de la modulación unipolar para producir el voltaje que polariza a un motor de inducción. En los oscilogramas que se mostraron fue posible observar que la corriente que fluye a través del motor es de tipo senoidal, aunque el voltaje que se aplica en sus terminales es una señal de PWM unipolar. Este resultado reafirma la característica que presentan los devanados de un motor eléctrico de extraer el valor promedio de la corriente a partir de una señal de voltaje modulada por ancho de pulso cuando la frecuencia de su señal portadora es mayor que la frecuencia de su moduladora.

Anexo A. Diagrama electrónico



Anexo B. Lista de componentes

Ref.	Componente
<i>U1</i>	<i>IR2110</i>
<i>U2</i>	<i>IR2110</i>
<i>U3</i>	<i>RS605</i>
<i>U4</i>	<i>PIC18F4431</i>
<i>S1</i>	<i>IRFP350</i>
<i>S2</i>	<i>IRFP350</i>
<i>S3</i>	<i>IRFP350</i>
<i>S4</i>	<i>IRFP350</i>
<i>D1</i>	<i>Diodo</i>
<i>D2</i>	<i>Diodo</i>
<i>R1</i>	<i>50 Ω</i>
<i>R2</i>	<i>50 Ω</i>
<i>R3</i>	<i>50 Ω</i>
<i>R4</i>	<i>50 Ω</i>
<i>C3</i>	<i>220 μF a 200 V</i>
<i>C4</i>	<i>220 μF a 200 V</i>
<i>C5</i>	<i>22 pF</i>
<i>C6</i>	<i>22 pF</i>
<i>X1</i>	<i>Cristal de 10MHz</i>
<i>C1</i>	<i>100 nF</i>
<i>C2</i>	<i>100 nF</i>

Anexo C. Programación del módulo de *PWM*.

```
//=====
//===== Rutina de Inicialización del Módulo de PWM =====
//=====

void PWM_INIT(void)
{
    int x=VAR_FREQ;           // Valor que define el periodo de la señal (500 = 20kHz por puente)
    PTCON1bits.PTEN=0;        // Deshabilita la base de tiempo del PWM
    TRISB = 0x00;             // Define las terminales del puerto B como salidas

    PTPERH = x>>8;            // Esta sección define la
    PTPERH_AUX = x>>8;        // frecuencia del PWM por rama
    PTPERL= x&0x00ff;         // y del doble por puente.
    PTPERL_AUX= x&0x00ff;

    PWMCON0=0b00110000;        // Habilita las salidas PWM0,PWM1,PWM2 y PWM3 (RBO AL RB3)
                                // y define que todas las terminales de PWM
                                // están en modo complementario.
    PWMCON1=0b00010000;        // Permite que la actualización de los buffers del ciclo de trabajo
                                // y periodo estén habilitados.
                                // Permite que los eventos especiales de disparo ocurran durante la
                                // cuenta ascendente
                                // El post-escalamiento para los eventos de disparo especiales es de 1:1
    SEVTCMPL=0x1F;             // El Comparador de los eventos especiales del PWM
    SEVTCMPH=0x00;             // está cargado con valor de 0x10.

    PTCON0=0b00000011;        // Con este registro se indica para que señal de PWM ,
                                // la salida de pos-escalamiento es de 1:1.
                                // El pre-escalamiento es de 1:1 y el modo seleccionado para
                                // el PWM es de cuenta continua hacia arriba/abajo con doble
                                // actualización de PWM.
    DTCON=0b00001010;         // Define un DT con un valor de 10 y un pre-escalador de FOSC/2
    PTCON1bits.PTEN=1;         // Habilita la base de tiempo del PWM.
    RCONbits.IPEN = 0;         // Deshabilita la característica de interrupciones de prioridad.
}
}
```

Referencias

- Castillo, J. (2017) **Fuente conmutada basada en convertidor de medio puente con transformador de alta frecuencia**. Informe técnico II-INME-2017-469 México, CCADET, UNAM.
- Castillo, J.; Damián, J.; Quintana, S. (2017) **Método de compensación en frecuencia para reguladores conmutados**. En: Congreso de Instrumentación SOMI XXXII, Sociedad Mexicana de Instrumentación, Acapulco, Guerrero, México, octubre 2017. Ay_SOMI32_68
- Castillo, J.; Quintana, S.; Bañuelos, M. A. (2006) **Inversor basado en el algoritmo V/F**. En: Congreso de Instrumentación SOMI XXI, Sociedad Mexicana de Instrumentación. Ensenada Baja California, México, octubre 2006. JCHXXI151
- Castillo, J.; Valera, B.; Montiel, M. (2013) **Fuente de poder bipolar de potencia y generador de señales**. Informe técnico II-INME-2013-343. México, CCADET, UNAM.
- Castillo, J.; Valera, B.; Mata, M. E. (2014) **Diseño y desarrollo de la electrónica de control y medición de un horno de atmosfera controlada**. Informe técnico II-INME-2014-373. México, CCADET, UNAM.
- Erickson, R.; Maksimovic, D. (2004) **Fundamentals of power electronics**. 2nd edition. Colorado USA, Kluwer Academic Publishers.
- Franco, S. (2015) **Design with operational amplifiers and Analog Integrated circuits**, 4th edition, USA, McGraw Hill Companies, Inc.
- García, R. (2018) **Tarjeta para evaluar esquemas de modulación en motores de inducción monofásicos**. Tesis de Licenciatura, Facultad de Ingeniería, UNAM.
- Hilario, C. H. (2017) **Amplificador clase D de intervalo de audio completo**. Tesis de Licenciatura, Facultad de Ingeniería, UNAM.
- Infineon. (2018) **IR2110 datasheet**. [Internet]. Disponible desde <<http://www.infineon.com>> [Acceso marzo 2017].
- Kassakian, J.; Schlecht, M.; Verghese, G. (1992) **Principles of power electronics**. USA, Addison Wesley.
- Lozoya, G. (2018) **Desarrollo de una fuente conmutada fuera de línea**. Tesis de Licenciatura, Facultad de Ingeniería, UNAM.
- Marcos, J. A. (2007) **Implementación de un algoritmo SV-PWM en un FPGA para control de motores de inducción**. Tesis de Licenciatura, Facultad de Ingeniería, UNAM.
- Microchip. (2018) **PIC18F2458/2553/4458/4553 Data Sheet** [Internet]. Microchip USA. Disponible desde <<http://www.microchip.com>> [Acceso marzo 2018].
- Mohan, N.; Undeland, T.; Robbins, W. (2002) **Power Electronics: Converters, Applications, and Design**. 3rd Edition. USA, Wiley.
- Valentine, R. (1998) **Motor Control Electronics Handbook**. USA. Mc Graw Hill.