

Diseño e Implementación de un Variador de Velocidad para Motor CA

Gregorio Moctezuma Jiménez, Gabriel G. Luna Mejía y Daniel U. Campos-Delgado

Resumen— En este artículo se presenta el diseño y desarrollo de un inversor trifásico implementando la técnica PWM con inyección de Tercer Armónica. El objetivo principal de este proyecto es controlar la velocidad de un motor de inducción trifásico. Este sistema es capaz de operar con un motor de hasta 5HP. Su diseño se encuentra basado en los conocimientos de microcontroladores y electrónica de potencia, es por ello que el estudiante de ingeniería podrá analizarlo, entenderlo e implementarlo de manera sencilla con conocimientos básicos en estos temas. El sistema inversor se construyó por bloques: generación de señales de control, etapa de potencia y periféricos de comunicación con el usuario. En el artículo se detalla cada etapa y se presentan pruebas experimentales del circuito implementado.

Índices—Electrónica de Potencia, Convertidor CD-CA, Instrumentación Electrónica.

I. INTRODUCCIÓN

Actualmente la electrónica es parte fundamental de la vida cotidiana, sus múltiples aplicaciones han conseguido una forma más eficiente y cómoda de realizar actividades que anteriormente resultaban pesadas o imposibles. Una de las ramas que más se ha beneficiado con el creciente desarrollo de nuevas tecnologías es la industria, que cuenta con una gran cantidad de procesos de fabricación. Una rama específica de la electrónica enfocada del control y aplicaciones industriales es la electrónica de potencia [1],[2],[3]. Desde la invención de los semiconductores se ha desarrollado toda un área enfocada en el control de procesos. La electrónica de potencia se enfoca en el control de todo sistema que trabaje con niveles altos de energía eléctrica. El desarrollo de elementos semiconductores de potencia ha propiciado que se puedan realizar conversiones de energía de manera eficiente y a niveles altos de potencia.

Dentro de estos convertidores se encuentran los inversores, que son dispositivos que cambian un voltaje de entrada de CD a un voltaje simétrico de salida CA (convertidores CD-CA), con la magnitud y frecuencia deseadas. Idealmente se busca que esta señal sea sinusoidal. La base de esto es la

comparación de una señal triangular de frecuencia y amplitud fija (portadora) con una señal moduladora de frecuencia y amplitud variables (moduladora) Estos convertidores basan su funcionamiento en la conmutación sincronizada de interruptores unidireccionales (BJT's, MOSFET's o IGBT's) [1],[5]. Las aplicaciones prácticas de los inversores son muy variadas, siendo de gran importancia en el control de motores de inducción.

Los avances tecnológicos que se tienen actualmente han ayudado a desarrollar diferentes topologías que sirven como base para el control de sistemas de potencia. Cada una de ellas proporciona características de eficiencia y costos diferentes. Es por ello que el estudio de estas es importante, ya que el mejoramiento que se tenga repercute de manera inmediata en la eficiencia y costo del sistema.

A través de este trabajo se pretende encontrar una alternativa más para establecer una de estas técnicas ya establecidas, y aprovechando los avances que se tienen en la microelectrónica proponer un diseño práctico y de bajo costo. Es importante mencionar que al inicio de este proyecto ya se contaba con una idea del diseño, dadas las necesidades de implementar un sistema inversor con estas características. El objetivo principal es desarrollar un sistema de control para un motor de inducción trifásico (Figura 1). El control debe poder variar la frecuencia y el voltaje en cada una de las fases de manera independiente, además de contar con dispositivos que faciliten su operación. A partir de esto surge todo un diseño de control basado en la técnica de PWM con Inyección de Tercer Armónica [1],[3].

En el presente trabajo se describe entonces el desarrollo todo el sistema de potencia y control de un inversor trifásico, describiendo cada una de las partes que constituyen a este. El orden se detalla a continuación. La Sección 2 muestra el desarrollo de la etapa de control. En la Sección 3 se describe la etapa de potencia. La Sección 4 introduce la función de los periféricos de comunicación y en la Sección 5 se mostrarán los resultados experimentales. Finalmente el artículo concluye con un bloque de conclusiones y comentarios finales en la Sección 6.

El desarrollo de este trabajo fue realizado gracias al apoyo brindado por el Programa de Inmersión a la Ciencia 2003 (UASLP) y al **PROMEP** (Proyecto para la Generación y Aplicación del Conocimiento).

Todos los autores se encuentran en la Facultad de Ciencias (UASLP), Av. Salvador Nava s/n, Zona Universitaria, C.P. 78290, San Luis Potosí, S.L.P., México. Gabriel Luna Mejía (e-mail: gglunamejia@hotmail.com), Gregorio Moctezuma (e-mail: gregoriomj@hotmail.com), y Daniel U. Campos Delgado (e-mail: ducd@ciencias.uaslp.mx).

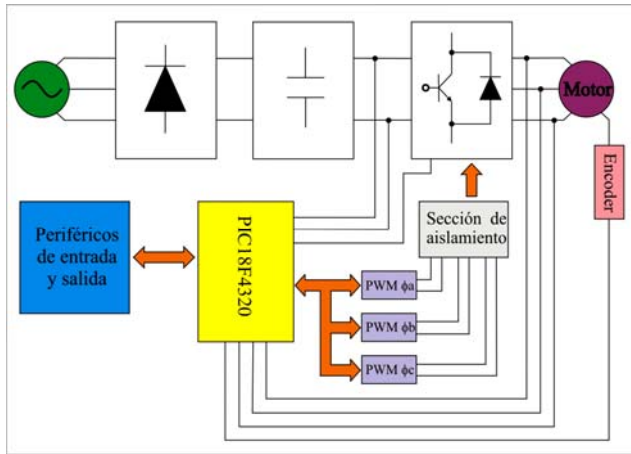


Figura 1. Esquema a bloques del Inversor Trifásico.

II. ETAPA DE CONTROL

A. Introducción a la técnica de modulación PWM con Inyección de Tercer Armónica

En la técnica de conmutación utilizada el patrón de conmutación de las señales PWM se obtiene a partir de la comparación de una señal triangular (portadora) de amplitud A_c y frecuencia f_c , con una señal fundamental sinusoidal más una componente de tercera armónica (moduladora) de amplitud A_r y frecuencia f_r . Esta señal queda definida como:

$$F(\Omega) = \frac{2}{\sqrt{3}} \text{sen}(\Omega) + \frac{1}{3\sqrt{3}} \text{sen}(3\Omega) \quad (1)$$

La amplitud de la señal de salida se controla a través del índice de modulación M :

$$M = \frac{A_r}{A_c} \quad (2)$$

donde A_r y A_c representan las amplitudes de la señal moduladora y portadora respectivamente. Ahora, la frecuencia de salida f_o se define por medio de la frecuencia de la señal moduladora. De esta manera, cambiando los parámetros de la señal moduladora por fase se regulan los índices (M, f_o), en consecuencia se modifica la señal de salida. La estructura general del inversor trifásico se muestra en la Figura 2, donde el patrón de conmutación a determinar es para los elementos ($Q_1, Q_2, Q_3, Q_4, Q_5, Q_6$). La obtención de las señales de cada interruptor se genera comparando la portadora con tres señales moduladoras, desfasada 120° entre ellas.

En el esquema anterior el interruptor superior de una rama es generado cuando la moduladora es mayor a la portadora, y el interruptor inferior es activado cuando la portadora es mayor a la moduladora. En la Figura 3 encontramos la generación de las señales de excitación, y la obtención de uno de los voltajes fase a fase (v_{ab}), este se obtiene a partir de:

$$v_{ab} = (Q_1 - Q_3)V_s \quad (3)$$

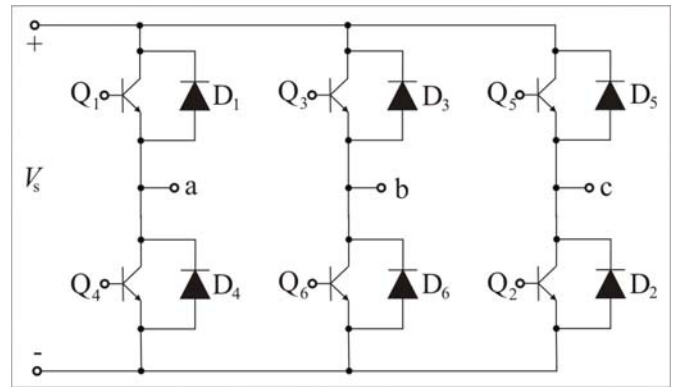


Figura 2. Circuito Eléctrico base del Inversor Trifásico.

El voltaje resultante de salida V_o a las salidas del puente para una carga resistiva se muestran en la Figura 4. A su vez en la Figura 5 encontramos el espectro armónico de V_o , donde podemos observar que las componentes armónicas se encuentran en las bandas laterales de la frecuencia de conmutación y sus múltiplos. Esta es una característica favorable de esta técnica ya que el factor de distorsión se reduce en forma significativa.

Las Figuras 4 y 5 fueron obtenidas a través de simulación utilizando PSpice©, para una frecuencia base de 60Hz obteniendo una frecuencia de conmutación de 1.62 kHz (señal portadora seleccionada a una frecuencia 27 veces de la señal moduladora), e índice de modulación $M=0.9$.

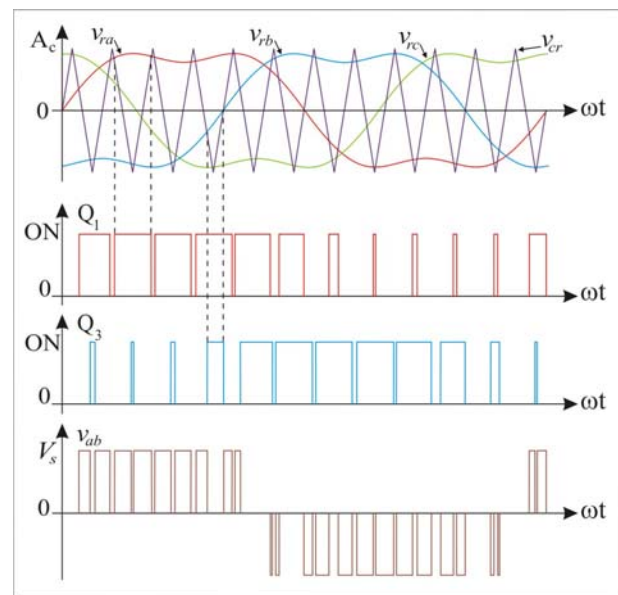


Figura 3. Esquema de Conmutación PWM con Inyección de Tercer Armónico.

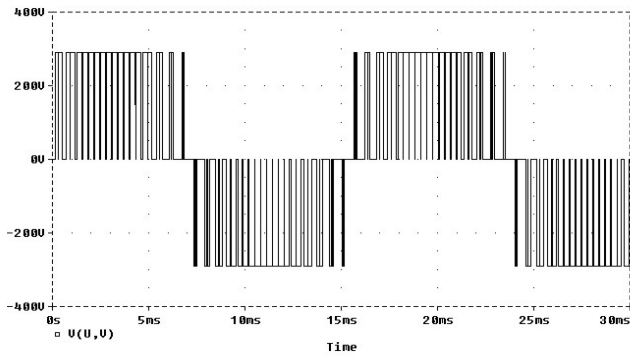


Figura 4. Voltaje de Salida bajo Carga Resistiva ($M=0.9, f_o=60$ Hz)

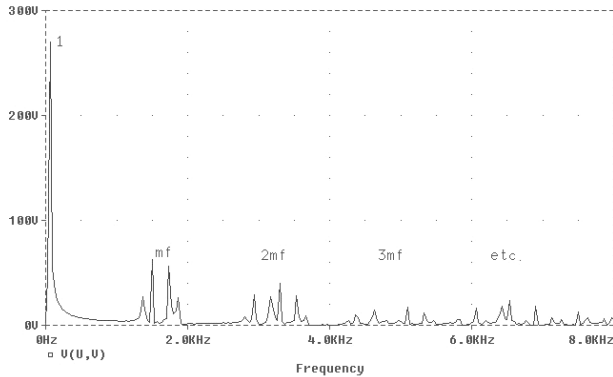


Figura 5. Espectro Armónico del Voltaje de Salida ($M=0.9, f_o=60$ Hz)

B. Generación de las Señales PWM

Las señales de excitación para los interruptores de una misma rama se obtienen a partir de diferentes bloques (ver Figura 1). Por ahora nos enfocaremos en uno de estos. La implementación de estos pulsos se llevo a cabo de manera digital, mediante un microcontrolador. El diseño quedo dividido en cuatro partes:

- i. Generador de parámetros de modulación
- ii. Generador de tiempo muerto
- iii. Generador de parámetros de frecuencia
- iv. Implementación mediante un microcontrolador

1) Generador de parámetros de modulación

La comparación de las señales de control nos genera una serie de pulsos, si consideramos uno de los pulsos como el de la Figura 6 podemos deducir que tn_{on} representa el tiempo durante el cual el interruptor permanece encendido. Si tomamos consideramos que toda la comparación es una serie de pulsos como este, podríamos llegar a obtener un patron de conmutación, únicamente cambiando los tiempos de activación de una manera adecuada. De esta manera considerando el tiempo total de uno de los pulsos.

$$tn_{off} + tn_{on} + tn_{off}' = tn \quad (4)$$

Por lo tanto

$$t1 + t2 + t3 + \dots + tn = T \quad (5)$$

donde

n = Número de pulsos por ciclo.

T = El periodo de la señal moduladora (señal de salida).

El incremento que se tiene en los pulsos es de manera discreta. Únicamente se considera representar la comparación de las señales de control. El número de estos pasos define la resolución que se tendrá durante los cambios de la modulación. Si a estos los llamamos ρ , a mayor número de estos mejor resolución se obtendrá, y en consecuencia el cambio en v_o será más suave.

Se especifica entonces que

$$\rho_1 + \rho_2 + \rho_3 + \dots + \rho_n = tn \quad (6)$$

Donde

ρ_n = Número de pasos en la resolución.

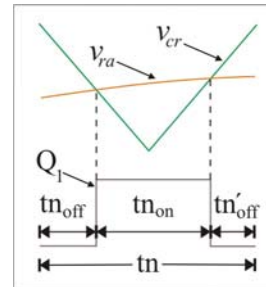


Figura 6. Obtención de las señales de control.

De aquí podemos encontrar la relación que existe entre el número de pulsos por ciclo y la resolución. Para poder establecer un algoritmo de conmutación es necesario establecer los valores de tn y ρ_n . La selección del número de pulsos por ciclo se llevó a cabo bajo el criterio de encontrar un número entero, impar y múltiplo de tres [2, 3]. Esto con el fin de mejorar los parámetros de operación. Sabemos que si n es un valor grande se tendrá una mejor eficiencia de trabajo. Sin embargo, debido a que se trabaja con un sistema digital tenemos un límite de operación relacionado con la velocidad del microcontrolador (40 MHz). Finalmente se eligió el valor con el que se podría obtener mejores resultados, $n = 27$. En cuanto a la selección del número de pasos, o cantidad ρ , solo debía considerarse que el número fuera entero. Sabemos que un número grande nos proporciona una mejor resolución, sin embargo al igual que con el número de pulsos también nos encontramos limitados por el microcontrolador. Depuse de varias pruebas y considerando el número que se tenía de n , se opto por seleccionar un valor igual a 32. El número de pulsos por ciclo y pasos en la resolución se mantiene constante para todas las frecuencias y todas las modulaciones.

2) Generador de tiempo murto

Para evitar posibles cortocircuitos durante la activación y desactivación de dos interruptores de la misma rama se implementa un tiempo muerto (tiempo en blanco). Este tiempo se selecciona según las características de los dispositivos

semiconductores, en este caso se implementó un tiempo de $6\mu s$ (ver Figura 7).

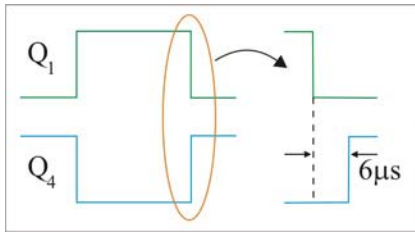


Figura 7. Generación de Tiempo Muerto.

3) Generador de parámetros para la frecuencia

Una vez definidos el número de pulsos por ciclo, de pasos en la resolución y de conocer el tiempo muerto, podemos llegar a la siguiente conclusión:

$$[(t_p \cdot 32) + 12\mu s] \cdot 27 = T \quad (7)$$

Donde

t_p = Tiempo de cada paso en la resolución.

Claramente podemos visualizar que la frecuencia de salida depende únicamente de t_p , de la Ecuación 7 sabemos que

$$t_p = \frac{\left(\frac{T}{27}\right) - 12\mu s}{32} \quad (8)$$

De esta ecuación se pueden obtener los tiempos necesarios para generar cada una de las frecuencias deseadas.

4) Implementación mediante un microcontrolador

La implementación de las señales de control se llevó a cabo mediante un microcontrolador de la serie PIC18F2320. Este fue seleccionado considerando tener un componente de alto rendimiento. Para llevar lo anterior a un programa de código que pueda ser procesado por el microcontrolador fue necesaria la utilización de tablas.

En el caso de la modulación la distribución que se tenía del pulso es tomado el valor de una serie de tablas de la comparación de una señal portadora con 64 señales moduladoras $F(\Omega)$, cada una de ellas diferente solo en amplitud, todo esto mediante herramientas y comparaciones lógicas obtenidas en Microsoft Excel.

Para la obtención de las diferentes frecuencias fue necesario crear un algoritmo con una base de tiempo ya definida. Y mediante los tiempos obtenidos de la Ecuación 8 se pudo estructurar una tabla con los valores que generan diferentes frecuencias.

Finalmente, ya que se obtuvieron las señales de control para una de las ramas del puente trifásico solo resta generar las demás. Para las otras dos la estructura de operación del programa de código es la misma. El único cambio radica en desfasar las tablas de modulación en un tercio para el segundo microcontrolador y dos tercios para el tercero. Esto nos genera un desfase de 120° entre las señales de salida de cada una de las ramas.

III. ETAPA DE POTENCIA

La etapa de potencia del inversor consiste en tres secciones principales: rectificación, filtrado e inversión. La sección de rectificación utiliza dispositivos semiconductores (diodos) que convierten el voltaje de línea CA en voltaje CD. Después el capacitor almacena esta carga formando una fuente estática de corriente directa para los elementos de potencia localizados en la sección de inversión. Finalmente, el voltaje de CD generado por las secciones anteriores es convertido a un voltaje trifásico variable en magnitud y frecuencia por la sección inversora. La sección ha sido dividida en tres secciones principales.

- i. Fuente de CD
- ii. Puente Inversor trifásico
- iii. Sección de aislamiento

1) Fuente de CD

La fuente de CD esta formada por un convertidor CA-CD y un filtro capacitivo. Un puente rectificador de diodos trifásico fue utilizado para convertir la alimentación de CA a voltaje de CD y como filtro se utiliza un capacitor de $3300\mu F$ a $400V$. La Figura 8 muestra el diagrama de esta fuente de CD.

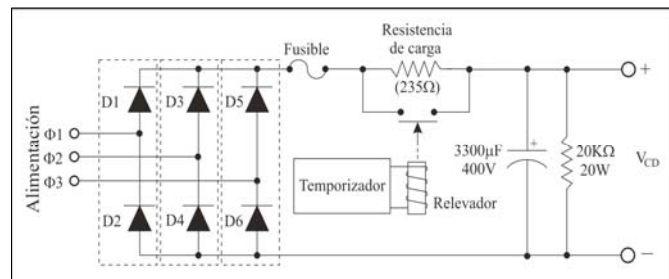


Figura 8. Fuente de CD en el Inversor.

Como se puede observar en la Figura 8 se utilizó una resistencia de carga para el capacitor de $3300\mu F$. El hecho de utilizar esta resistencia es para evitar el elevado pico de corriente que se tiene al encendido del sistema. Como la resistencia es únicamente para cargar el capacitor, una vez que el voltaje en este es el adecuado la resistencia se cortocircuita. Esto se logra a través de un relevado controlado por un temporizador con retardo al encendido ajustado a 3.7 segundos.

2) Puente inversor trifásico

El puente inversor se encuentra formado por seis interruptores (Figura 9). Estos interruptores son controlados mediante las señales PWM obtenidas con anterioridad. Como interruptores fueron utilizados transistores IGBTs por su fácil control y altos niveles de operación.

Para el diseño del puente inversor se utilizó un módulo inteligente de potencia de IGBTs de la marca POWEREX. Este módulo además del puente inversor trifásico incluye características como: un interruptor de frenado, circuito de disparo para los IGBTs, opera en aplicaciones de conmutación de hasta 20KHz, además de contar con circuitos de protección para corto circuito, sobrecorriente, sobretensión y detección de bajo voltaje en la fuente de alimentación del circuito de disparo.

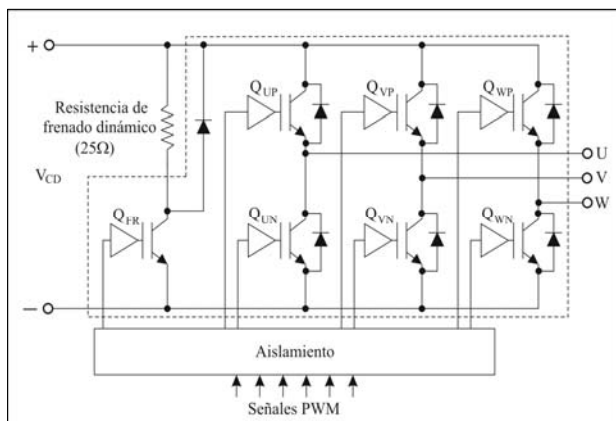


Figura 9. Puente Inversor Trifásico.

Al inversor también se le incluyó una resistencia de frenado dinámica conmutada por el interruptor Q_{FR} . Esta conmutación se hace en paralelo al bus de CD a causa de hacer un frenado dinámico. Para determinar cuando hay que conmutar esta resistencia, se mide constantemente el valor del voltaje en el bus de CD, esto mediante uno de los microcontroladores empleados. Una vez que el voltaje rebasa los 350V esta conmutación se realiza.

3) Sección de aislamiento

Este aislamiento se localiza entre la etapa de control y el módulo de potencia. Esta sección aparte de que ayuda a evitar un daño en la etapa de control si llegará a ocurrir un daño en el módulo de potencia, también nos ayuda al acoplo de las señales PWM a los circuitos de disparo del módulo de potencia.

Para la activación de los IGBTs fue necesario utilizar cuatro fuentes aisladas. Esto porque los tres IGBTs de la parte superior no tienen sus emisores referenciados a un mismo punto como lo están los tres inferiores. Para facilitar el diseño estas fuentes aisladas, POWEREX desarrolló módulos convertidores CD-CD para trabajar con módulos inteligentes de potencia. El módulo convertidor CD a CD utilizado fue el

M57140-01. En la Figura 10 se muestra un diagrama general de este circuito.

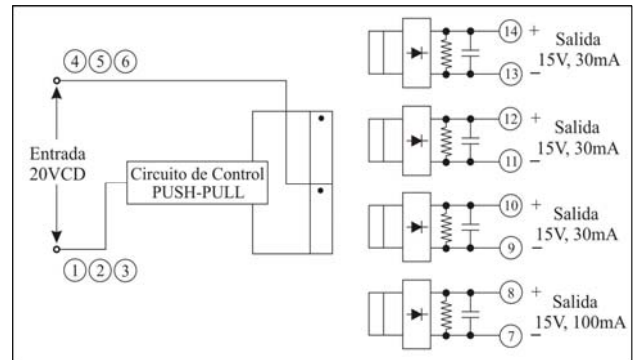


Figura 10. Módulo convertidor CD a CD.

Para emplear el acoplamiento necesario fueron empleados optoacopladores que reúnen las características que el fabricante del módulo de potencia solicita para un mejor desempeño. Los optoacopladores que portan las señales PWM, requieren una alta velocidad entre otras características, los optoacopladores apropiados son HCPL 4503, HCPL 4504 (Hewlett Packard) y PS2041 (NEC).

IV. INTERFAZ CON EL USUARIO

Una vez estudiada la manera como se implementa el inversor es necesario agrega etapas de instrumentación. Esto con el fin de volverlo más sencillo de operar (dispositivo de entrada y salida). Además algunos periféricos son agregados al sistema para conocer parámetros necesarios para la implementación de alguna ley de control en el inversor (esto como parte del trabajo futuro a desarrollar). Estos parámetros son: voltaje de salida (fase a fase), corriente de salida en las tres fases, velocidad y posición del motor.

El PIC18F4320 fue implementado en gran medida para el control del sistema. Para una mayor facilidad de operación se implementó una pantalla de cristal líquido (LCD) en la cual se despliegan los principales estados del sistema, así como también los valores de los principales parámetros de salida. Para una mayor facilidad de operación fueron agregadas entradas con las cuales el usuario puede controlarlo de manera sencilla la operación del inversor.

Además considerando los trabajos futuros a implementar en el sistema se han agregado periféricos de salida con los principales parámetros. Las ventajas de contar con estas señales facilitan en gran medida un acoplamiento sencillo con sistemas de control a lazo cerrado. Además las configuraciones que se tienen proporcionan valores representativos que nos permiten trabajar a niveles bajos de voltaje y utilizar un mismo punto como referencia para todas ellas. Las señales con las que podemos contar son: voltajes rms de fase a fase, corrientes rms por fase, voltaje de la fuente de CD, posición y velocidad del motor.

V. RESULTADOS EXPERIMENTALES

El inversor se sometió a pruebas experimentales con carga resistiva e inductiva (motor de inducción). Para tomar las lecturas del voltaje RMS correspondiente se utilizó un multímetro digital Fluke 189 y para tomar las formas de onda, un osciloscopio Tektronix TDS3014B.

A. Carga resistiva

Para realizar la prueba con carga resistiva, al inversor se le conectaron tres resistencias de 33Ω en configuración estrella. Se utilizó un índice de modulación de 1.0 para las tres fases y la frecuencia del voltaje de salida del inversor se fijó en un valor de 60Hz. Los voltajes de salida obtenidos fueron de $220V_{rms}$ y una corriente de $3.84A_{rms}$ por cada rama de la carga. En la Figura 11 se muestra la forma de onda de uno de estos voltajes entre fase (V_{UV}) junto con su corriente de rama I_U .

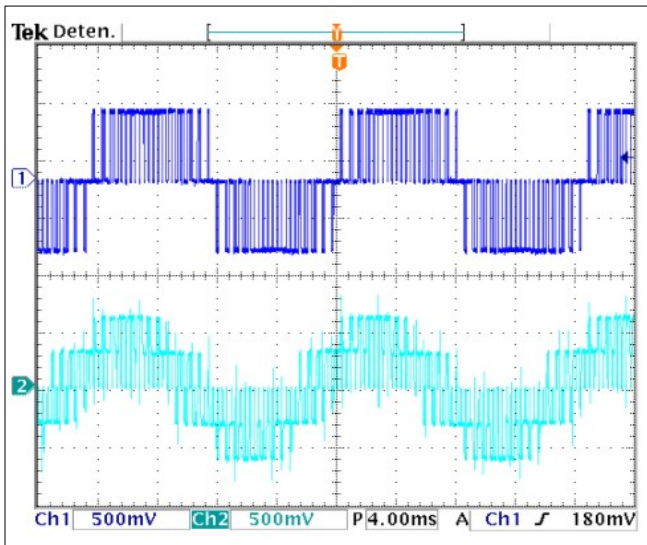


Figura 11. Voltaje de fase a fase y corrientes de fase para una carga resistiva.

B. Carga inductiva

Para realizar esta prueba se conectó un motor de inducción trifásico al inversor. Las características son: alimentación – 220 VCA, caballos de fuerza – 3 HP y velocidad angular nominal – 1750 R.P.M.

La flecha de este motor de inducción a su vez fue conectada con la flecha de un motor e CD con imán permanente cuyas características son: voltaje nominal de armadura – 180 V, corriente nominal de armadura - 14 A, caballos de fuerza – 3HP y velocidad angular nominal – 1750 R.P.M. Este motor de CD con imán permanente hará la función de un generador, el cual tendrá conectado una resistencia de frenado R_f en sus terminales de armadura. Esta resistencia disipará la energía generada por el motor de CD exigiendo una corriente, la cual tendrá como consecuencia un par que se opondrá al movimiento del motor de inducción, estableciendo así una carga para este.

En esta prueba, la frecuencia del voltaje del inversor se fijó a 60HZ y el índice de modulación se fue incrementando desde 0 hasta 1.0, de esta manera se hace girar el motor hasta su velocidad plena. Uno de los voltajes de fase a fase y la corriente correspondiente se muestra en la Figura 12. Este conjunto trifásico de voltajes aplicados al motor tiene un valor de $220V_{rms}$ entre fases y una corriente de $3.6A_{rms}$ por fase.

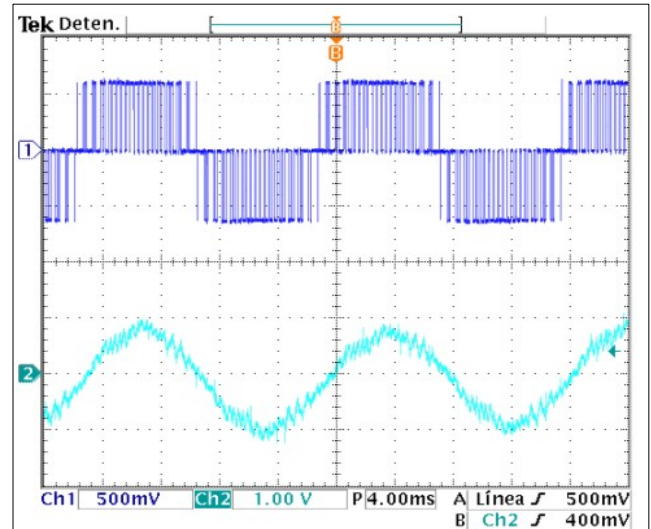


Figura 12. Voltaje de fase a fase y corrientes de fase para una carga inductiva

El espectro armónico del voltaje V_{UV} y la corriente I_U se muestran en las Figuras 13 y 14 respectivamente. En estas Figuras se puede observar los armónicos en bandas laterales a la frecuencia de la señal portadora (o frecuencia de conmutación), 1.62KHz y sus múltiplos.

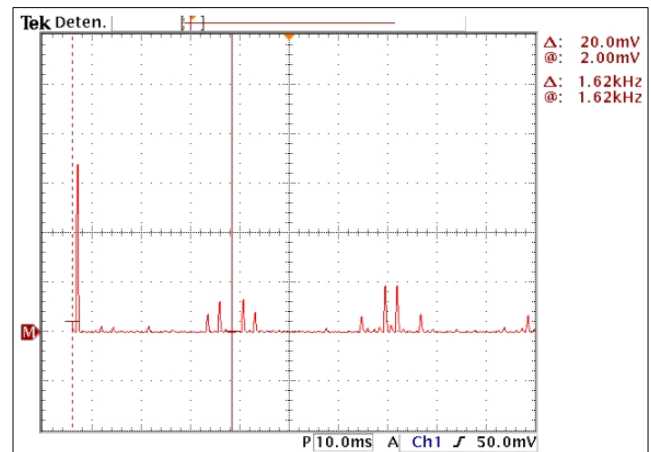


Figura 13. Espectro Armónico del Voltaje fase a fase.

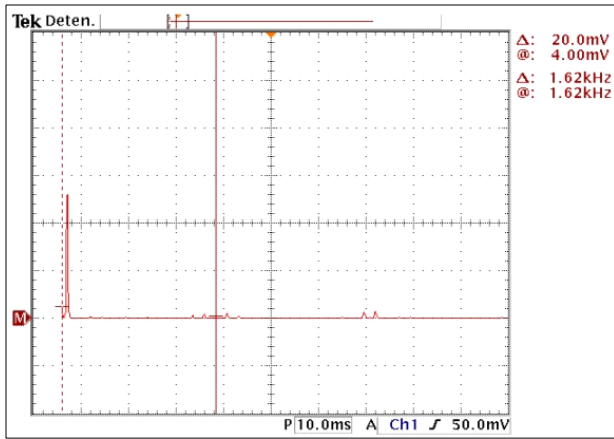


Figura 14. Espectro Armónico de la corriente por fase.

VI. CONCLUSIONES Y COMENTARIOS FINALES

En el presente artículo se desarrolló un dispositivo capaz de controlar un motor de inducción trifásico de 5HP (ver Figura 15). El diseño bajo el cual se construyó fue seleccionado debido a las ventajas que ofrecía frente a otros diseños similares. Las características de operación quedaron definidas en gran medida por el trabajo futuro que se pretende llevar a cabo. En el diseño final se ha demostrado la alta eficiencia de operación. De aquí también se pueden deducir algunos comentarios con respecto al sistema: la implementación de dispositivos de la misma marca (POWEREX) [4] ayudan en gran medida a evitar ruido inducido lo cual provocaría un mal funcionamiento, el valor del capacitor en la fuente de cd debe ser elegido adecuadamente, ya que si se utiliza un valor muy grande surgirían problemas al momento de realizar un frenado dinámico, este problema radica en no poder disipar una gran cantidad de energía. Además de haberse demostrado que un sistema más compacto y con un buen diseño en las tarjetas de control tiene una mayor estabilidad en su funcionamiento, no viéndose afectado por perturbaciones ajenas al sistema.

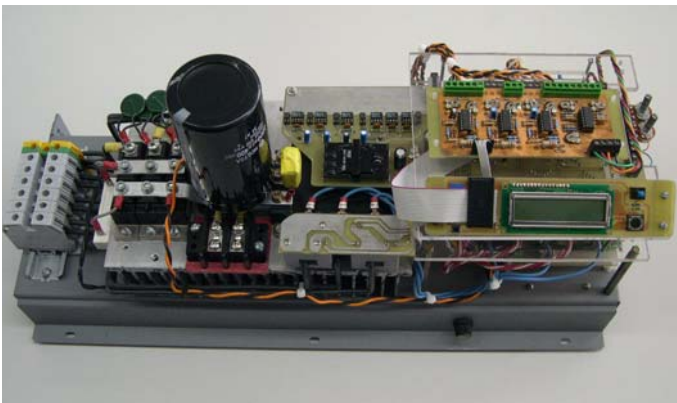


Figura 15. Prototipo del Inversor Trifásico.

VII. REFERENCIAS

[1] H. Rashid, Muhammad. “Electrónica de Potencia, circuitos, dispositivos y aplicaciones”, 2ª ed., Prentice Hall, 1995.

- [2] J.M. Benavent García, A. Abellán G., E. Figueres A. “Electrónica de Potencia, teoría y aplicaciones”, 1ª ed. Alfaomega, 2000.
- [3] H. Rashid, Muhammad. “Power Electronics, Handbook”, 1ª ed., Academic Press, 2001.
- [4] Introducción a los módulos inteligentes de POWEREX. <http://www.pwr.com/pwr/app/intellmodIntellPwrMods.pdf>
- [5] N. Mohan, T.M. Undeland y W.P. Robbins, “Power Electronics: Converters, Applications and Design”, Third Edition, John Wiley & Sons, Inc., 2003