

DISEÑO Y CONTRUCCIÓN DE UN VARIADOR DE VELOCIDAD CON EL MICROCONTROLADOR 80C196MC

Gamboa Benítez Silvana del Pilar, Ing.
Quelal Analuisa Paulo Alexis, Ing.
Rivera Argoti Pablo, MSc.
Escuela Politécnica Nacional

RESUMEN

El control por frecuencia es uno de los métodos que presenta características ideales para el control de velocidad del motor de inducción. Para el diseño del inversor de frecuencia variable, es necesario disponer de una parte de potencia, la misma que ha sido debidamente dimensionada de acuerdo a la potencia con que se va a trabajar, el circuito inversor es implementado mediante un puente trifásico de IGBT's. El control se realiza aplicando la técnica SPWM, por medio del microcontrolador 80C196MC, que conjuntamente con el circuito de potencia se obtiene una onda variable en voltaje y frecuencia. Además, se desarrolla un interfaz hombre máquina que permite amplias opciones de control del módulo, así como un fácil manejo por parte del usuario. Finalmente, se realizan pruebas para comprobar el correcto funcionamiento del variador.

1 INTRODUCCIÓN

El objetivo primordial del trabajo es realizar un control escalar de velocidad del motor trifásico de inducción, desarrollando un módulo de características aplicables en la industria, permitiendo un amplio rango de control de velocidad. También se pretende con el mismo aportar con información a todas aquellas personas que juzguen este trabajo como una ayuda en futuras investigaciones.

Su desarrollo se justifica por la necesidad de un control adecuado de maquinaria industrial

orientado al uso eficiente de energía, como también facilitar el desarrollo de la automatización cuando se requiera el uso de motores de inducción. Durante las últimas décadas el empleo de este tipo de motores se ha incrementado por el bajo costo que representan a la industria, de esta manera el desarrollo de su control es fundamental. El prototipo realizado busca dar un paso más en este desarrollo, logrando mejores características en el tipo de control y mayor facilidad en su manejo. El uso de técnicas especiales como la Modulación por Ancho de Pulso Sinusoidal (SPWM) se garantiza un trabajo eficiente del motor disminuyendo el efecto sobre la calidad de energía hacia el medio externo, aspecto que cada día toma mayor importancia.

El trabajo parte de un prototipo desarrollado en el Proyecto BID 085, en el mismo que se utiliza el microcontrolador 87C51. El prototipo actual realiza el control escalar de velocidad del motor trifásico de inducción utilizando el microcontrolador 80C196MC. El control escalar garantiza un trabajo a flujo constante evitando el incremento de pérdidas. Además, se puede mantener un alto torque en un amplio rango de velocidad.

2 GENERALIDADES

CONTROL POR FRECUENCIA

A partir de la expresión de la velocidad sincrónica en un motor de inducción (Ecuación 1), se observa que ésta se puede variar en forma proporcional al cambio de la frecuencia del voltaje aplicado al motor.

$$N_s = \frac{120 f}{P} \quad (1)$$

spgaben@yahoo.com,
pquelal@sigmaplast.com

Donde f es la frecuencia del voltaje aplicado al motor, y P el número de polos. Es por esto que el uso de un inversor de frecuencia variable permitirá el control de velocidad del motor.

Con la variación de la frecuencia el flujo mutuo máximo también se ve afectado, pues varía inversamente proporcional a la frecuencia. Un trabajo a flujo distinto al nominal conlleva al aumento de pérdidas, por lo tanto se vuelve necesario mantenerlo constante. Esto se consigue variando el voltaje en forma proporcional a la frecuencia, tal como se observa en las Ecuaciones 2 y 3.

$$E = 4.44\phi_m \cdot f \cdot K_n \quad (2)$$

$$V_1 \approx K \cdot \phi_m \cdot f \quad (3)$$

De esta forma se procura mantener constante la relación entre la magnitud y la frecuencia del voltaje aplicado.

$$\frac{V_1}{f} = \text{CONSTANTE} \quad (4)$$

Una variación de la frecuencia implica un cambio de la velocidad sincrónica; como consecuencia la curva de torque se desplaza a lo largo del eje de la velocidad, consiguiendo así características paralelas al eje del torque, condición para un buen control de velocidad del motor (Figura 1).

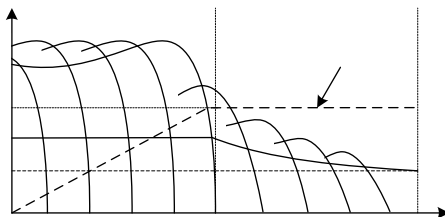


Figura 1. Comportamiento del torque al cambio de frecuencia.

Cuando se trabaja a bajas velocidades la caída de voltaje en la resistencia estática se vuelve considerable, por lo tanto el flujo mutuo ϕ tiende a disminuir y con este el

torque máximo. Para poder compensar esta reducción del torque máximo se incrementa la relación V/f aumentando el voltaje aplicado, por lo tanto el crecimiento del voltaje con respecto a la frecuencia ya no es lineal (Figura 2), esto recibe el nombre de la compensación $I \times R$.

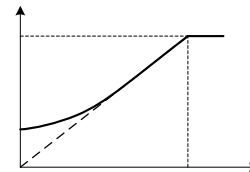


Figura 2. Compensación $I \times R$.

INVERSOR COMO FUENTE DE VOLTAJE (VSI)

Un inversor es un conjunto de dispositivos electrónicos configurados de tal modo que a partir de un voltaje continuo se obtenga un voltaje alterno de frecuencia variable. Los inversores pueden ser de dos tipos: Inversor como Fuente de Voltaje (VSI) e Inversor como Fuente de Corriente (CSI). Su configuración general consta de los siguientes componentes:

- Fuente de voltaje continuo.
- Circuito de acoplamiento de voltaje continuo, siendo un capacitor para un VSI, o un inductor en el caso de que el convertidor sea un CSI.
- Puente inversor, conformado por elementos electrónicos de conmutación

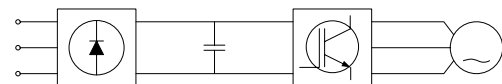


Figura 3. Inversor como fuente de voltaje.

MODULACIÓN DE ANCHO DE PULSO SINUSOIDAL (SPWM)

En este método la modulación del ancho de los pulsos se obtienen por la comparación de dos ondas (modulante y portadora) de distinta frecuencia. La modulante define la frecuencia de la onda de voltaje generado así como la forma de onda de corriente en la carga, en cambio, la portadora determina la frecuencia de conmutación, la relación de las amplitudes de ambas ondas (Índice de Modulación, I_M) determinan el valor del voltaje RMS de la onda fundamental en la salida.

El voltaje fundamental RMS de salida varía en forma lineal con respecto al índice de modulación mientras sea menor que uno, cuando este índice supera la unidad, sobremodulación, el incremento de voltaje deja de ser lineal obteniendo un voltaje menor al esperado (Figura 4) [6].

Si el radio de frecuencia (M_f) permanece constante a lo largo de la variación de frecuencia del voltaje generado se dice que el método aplicado es sincrónico, de no ocurrir esto el método es asincrónico.

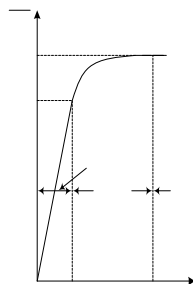


Figura 4. Variación del voltaje con respecto al índice de modulación.

Para generar un sistema trifásico se utiliza tres modulantes sinusoidales desplazadas $2\pi/3$ [rad] entre sí, que al ser comparadas con una sola portadora entregan las señales de control que son usadas en los elementos de conmutación superiores del puente, mientras que el complemento correspondiente es aplicado a los elementos inferiores. Como resultado se obtiene en cada fase (con respecto al cero de la fuente de DC) un voltaje de dos niveles resultando una onda de tres niveles cuando se obtiene los voltajes entre fases.

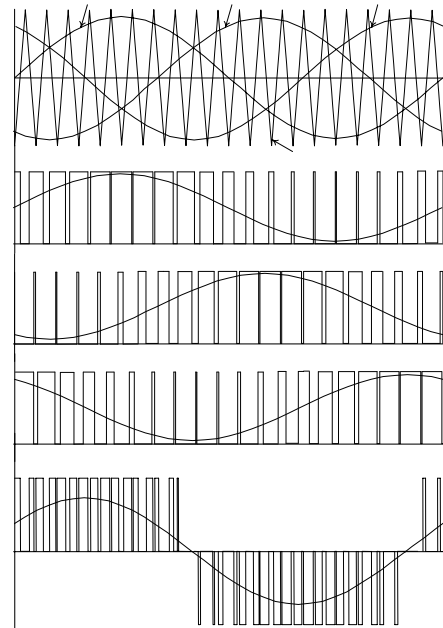


Figura 5. Formas de onda para un inversor trifásico.

La cantidad de conmutaciones está dada por el radio de frecuencia, siempre que el índice de modulación sea menor que uno. Un rango de frecuencia de la portadora de 2-15 [KHz] conlleva a trabajar con un radio de frecuencia superior a 10, reduciendo el contenido armónico en bajas frecuencias y aunque lo aumenta en frecuencias más altas permite una mejor reproducción de la onda de referencia. El uso de altas frecuencias de conmutación facilita el filtrado de los armónicos que se generan; pero crean problemas como interferencia electromagnética o avería del aislamiento del bobinado del estator del motor al que se le aplica la forma de onda.

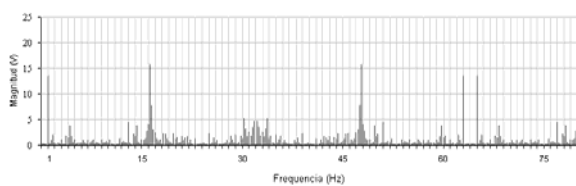
CONTENIDO ARMÓNICO EN LA TÉCNICA SPWM

Los armónicos son generados tanto por la carga como por la fuente. Los armónicos de la carga, por ejemplo los producidos por convertidores de potencia, pueden causar sobrecalentamiento del núcleo magnético de transformadores y motores. Los armónicos de las fuentes son generados por ondas de voltaje no sinusoidales. Los armónicos tanto de voltaje como de corriente implican: pérdidas de potencia, interferencias electromagnéticas (EMI), torques pulsatorios en la máquina de AC

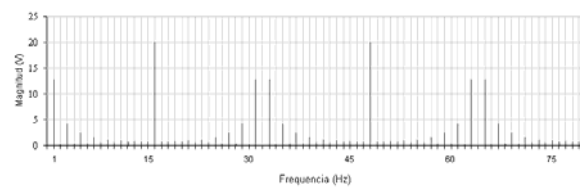
[2]. Una de las formas comunes de medir el contenido armónico de una onda es a través del Distorsión Armónica Total (THD, por sus siglas en Inglés Total Harmonics Distortion).

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} H(n)^2}}{H_1} \quad (5)$$

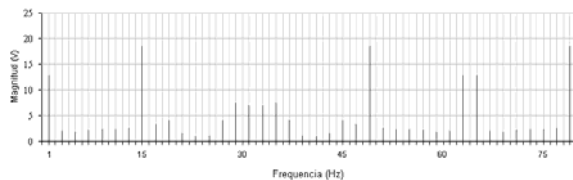
En esta técnica se trabaja con voltajes no sinusoidales, por ello el contenido armónico es alto.



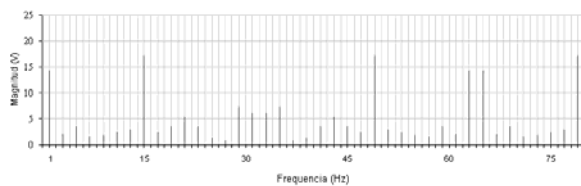
(a) $M_f = 16.33$; $I_M = 0.7$; $\phi = \text{indeterminado}$



(b) $M_f = 16$; $I_M = 0.7$; $\phi = 11.25^\circ$



(c) $M_f = 15$; $I_M = 0.7$; $\phi = 18^\circ$



(d) $M_f = 15$; $I_M = 0.7$; $\phi = 0^\circ$

Figura 6. Técnicas de eliminación de armónicos.

Una forma simple de eliminar armónicos es el uso de un radio de frecuencia entero, quedando sólo los armónicos múltiplos de la frecuencia fundamental, Figura 6 (a) y 6 (b). Para garantizar la eliminación de los

armónicos de orden par es necesario que el radio sea impar, Figura 6 (c). Por otra parte, el ángulo de desfase (ϕ) entre la modulante y la portadora determina la amplitud de ciertos armónicos, un desfase aceptable se da cuando el máximo de la modulante coincide con el mínimo de la portadora, Figura 6 (d). Para un sistema trifásico es aconsejable que el radio de frecuencia sea múltiplo de tres, con lo que los armónicos predominantes serán múltiplos de este y por lo tanto se eliminarán en el voltaje de línea; además, garantiza que cada una de las fases se compare con una forma de onda similar generando voltajes simétricos, Figura 7.

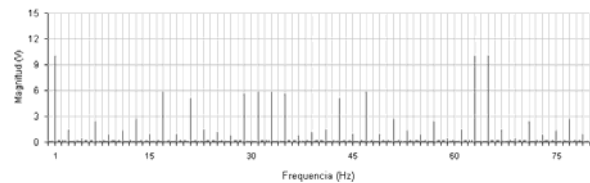


Figura 7. Contenido armónico para un M_f múltiplo de tres.

Existen otras técnicas más elaboradas que disminuyen en forma significativa el THD, llegando incluso a prescindir del filtro de salida, por ejemplo los inversores multinivel donde la distorsión armónica es inversamente proporcional al número de niveles utilizado en el inversor [2].

MICROCONTROLADOR 80C196

El microcontrolador 80C196MC posee las características necesarias para realizar un buen control sobre motores de inducción. Por su configuración reduce el tiempo requerido para la ejecución de instrucciones e incluso de subrutinas. Este se caracteriza por una alta velocidad en el desarrollo de cálculos. Además realiza rápidas operaciones de entrada y salida de datos en los puertos. También, dispone de características tales como el Waveform Generator (WG) que desarrollan un grupo de acciones sin requerir de constantes intervenciones del CPU. Los modos especiales de atención a interrupciones, Periferal Transaction Server (PTS), atienden una interrupción a través de hardware codificado, reduciendo el número de veces la atención por software. El microcontrolador 80C196MC demuestra gran eficiencia en aplicaciones de

control donde la prioridad es la alta velocidad, justificando así su uso en el presente trabajo.

El WG simplifica la tarea de generación de ondas con modulación de ancho de pulso (PWM) sincronizadas. El WG es ideal para aplicaciones de control de movimiento ya sea para el motor trifásico de inducción, motores DC trifásicos sin escobillas, o motores de pasos de 4 fases. El WG puede generar tres pares de salidas independientes complementadas, que comparten un mismo período de portadora, tiempo muerto y el modo en el que operan. Una vez se inicializa, el WG opera sin la intervención de CPU, a menos que sea necesario cambiar la relación de trabajo.

3 DISEÑO DEL VARIADOR DE VELOCIDAD

CIRCUITO DE POTENCIA

Para el diseño se parte de la necesidad de construir un variador de velocidad que entregue una potencia de 2 HP. El circuito de potencia puede analizarse en dos partes, la primera correspondiente a la etapa AC-DC del inversor en la que se obtiene la fuente V_{dc} , a lo que llamaremos como bus de DC, y la segunda es la del puente inversor utilizando IGBT's como elementos electrónicos de conmutación.

Para la generación del bus de DC se usa un convertor trifásico AC/DC no controlado de seis pulsos. Configuración en la que el voltaje de DC se lo obtiene por la rectificación de un voltaje trifásico a través de seis diodos. Este voltaje es luego filtrado por un capacitor, como consecuencia el voltaje pico de la onda de DC generada será 311 [V].

Para el dimensionamiento de los diodos se toma en cuenta las características de la configuración, así como la potencia máxima que deberá entregar el convertor. Los diodos quedarán completamente dimensionados conociendo los siguientes valores:

- Corriente DC.
- Corriente nominal RMS.
- Corriente pico.
- Voltaje Pico inverso.

La potencia máxima en la salida es de 2[HP] (1.49 [KW]), considerando el rendimiento del convertor de aproximadamente el 86%, resultado de la configuración del convertor se producirá un consumo de corriente DC de 6 [A], una corriente RMS de 3.46 [A].

Al utilizar un filtro capacitivo la corriente que circula por los diodos es pulsatoria. El pico máximo de la corriente se producirá cuando el convertor trabaje a plena carga; bajo esta condición, el valor del capacitor que se calculará para un cierto rizado determinará el valor de dicho pico de corriente.

El voltaje pico inverso aplicado a cada diodo es igual al voltaje de salida de la fuente de DC 311 [V].

De acuerdo a los valores calculados, los diodos del rectificador no controlado deberán cumplir las siguientes especificaciones:

$$I_{DC} > 2 [A]$$

$$I_{RMS} > 3.46 [A]$$

$$I_{pulsante} > 31.31 [A]$$

$$V_{pico\ inverso} > 311 [V]$$

Para el dimensionamiento del filtro capacitivo se determina el rizado deseado (2%) y la corriente nominal que se debe entregar a la carga. Encontrando que el valor del capacitor a utilizarse es de 1802 [uF] [9].

En el instante de encendido del módulo, el capacitor se encuentra descargado, esto provocará un crecimiento enorme de la corriente, lo que puede causar daños a los componentes del puente rectificador e incluso al filtro. Con el fin de evitar este inconveniente se utiliza un circuito de carga del capacitor, el mismo que funcionará hasta que el voltaje en el Bus de DC haya llegado a un nivel de voltaje aceptable.

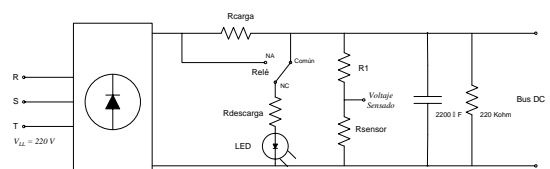


Figura 8. Circuito de precarga y descarga del capacitor.

PUENTE INVERSOR

El módulo de salida del variador de velocidad es un puente trifásico formado por seis elementos electrónicos de conmutación (Figura 9). La fuente de alimentación es suministrada por el Bus de DC, el control manejará la conmutación de estos elementos de tal forma de entregar un voltaje alterno a la carga. Se escoge IGBT's (Insulated Gate Bipolar Transistor), como elementos de conmutación.

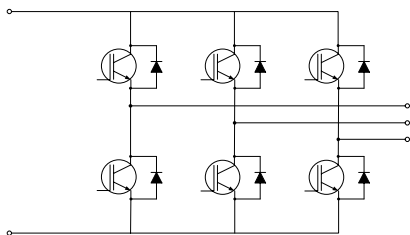


Figura 9. Puente Inversor.

Para el dimensionamiento de los IGBT's se tiene en cuenta corriente, voltaje y frecuencia de conmutación [8]. En el presente módulo se prevé trabajar con una potencia de hasta 2[HP] y factor de potencia aproximado de 0.85, de acuerdo a esto se determina que la corriente nominal por fase es de 4.61 [A].

Se considera también que la corriente máxima que suministra el bus de DC es 6 [A], determinando así la corriente pulsante en los elementos del puente inversor. El voltaje que soporta cada elemento cuando está abierto es de 311[V]. Por lo tanto los requerimientos mínimos del IGBT deben ser:

$$I_{rms} > 4.6 [A]$$

$$I_{pulsante} > 6 [A]$$

$$V > 311 [V]$$

Si se considera la posibilidad de arrancar a voltaje nominal, o bien de usar una compensación de torque tal que se aplique un voltaje equivalente a la mitad del nominal a una frecuencia mínima, se escoge un elemento que soporte las condiciones de trabajo a mínima velocidad.

Como elementos de protección del puente inversor se colocan capacitores de desacople de 1 [uF] 250 [V] en paralelo a cada ramal, para evitar dv/dt peligrosos, por ejemplo cuando se acciona el relé del circuito de precarga o en la conmutación de los propios IGBT's.

CIRCUITO DE CONTROL

El circuito de control es la parte inteligente del sistema, está encargado de generar los pulsos que controlan el puente inversor, comunicarse con el exterior permitiendo un fácil control y de proteger al variador de posibles fallas.

Interfaz Hombre-Máquina

El módulo del Interfaz Hombre Máquina es el interprete del usuario al sistema y viceversa, es la parte del control que recoge, procesa, y envía toda la información desde y hasta los periféricos; además procesa todas las señales de entrada y entrega instrucciones concretas al 80C196MC. El mayor número de cambios del sistema programados por el usuario son ingresados previamente por los elementos del HMI, de igual forma cualquier cambio registrado en el variador es informado al usuario a través del mismo. Este esquema de trabajo responde a la necesidad de volver más confiable el trabajo del 80C196MC, asignándole la tarea específica del control del motor.

El elemento central de este módulo es el microcontrolador PIC16F876. El microcontrolador interactúa con varios periféricos (Figura 10). Como el PIC está dedicado a la tarea del Interfaz Hombre Máquina, y gracias a sus características se pudo desarrollar varios tipos de control, que se serán descritos más adelante. Pudiendo inclusive utilizarse dos de ellos para alternar el control de parámetros como la velocidad del motor, sentido de giro, encendido y apagado entre otros, llamándoles a los controles como Local al uno y Remoto al otro. Mediante programación se determina que control funciona como local y cual como remoto.

Q6

Q2

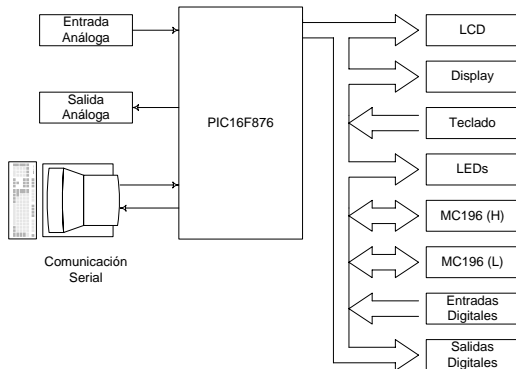


Figura 10. Diagrama de Bloques del Interfaz Hombre – Máquina.

Control del Motor

Se le da este nombre al módulo donde se encuentra el microcontrolador INTEL 80C196MC (MC = Motor-Control Systems), por ser el encargado de la operación del motor, haciendo referencia con esto a la precarga del Bus de DC, generación del control SPWM, variación de la velocidad del motor, sentido de giro, giro - paro, rampa de aceleración, compensación de torque, detección de posibles fallas que el mismo presente.

Generación del Control SPWM

La generación del control SPWM se realiza en forma automática a través de la programación de los registros del Generador de Funciones (Waveform Generator), el que proporciona tres pares independientes de salidas complementadas de PWM a través del puerto seis, que comparten una misma portadora, tiempo muerto y modo de operación, permitiendo su uso en el manejo de inversores trifásicos como en este caso para manejar un motor de inducción.

En la Figura 11 se ilustra la generación de la portadora que es una onda triangular centrada cuya amplitud y periodo (Ecuación 7) dependen del registro WG_RELOAD, la triangular se forma mediante el incremento y decremento constante del registro WG_COUNTER (contador del Generador de Señales), cuando este llega a ser igual a WG_RELOAD se genera una interrupción en el programa. El estado de las salidas:

WG1/WG1#, WG2/WG2#, WG3/WG3# dependen del valor que se da los registros WG_COMPx (x=1,2,3), pues cuando el registro WG_COUNTER llega a ser igual al valor de WG_COMP ocurren los correspondientes cambios en las salidas tomando en cuenta el tiempo muerto, programado en 1.25 [us], como se muestra en la Figura 12.

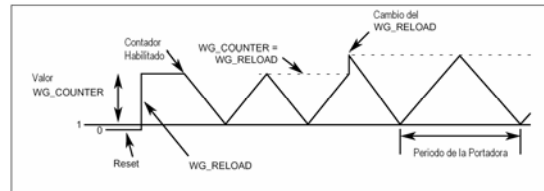


Figura 11. Generación de la portadora.

$$T_{portadora} = \frac{4 \times WG_RELOAD}{F_{XTAL}} \quad (7)$$

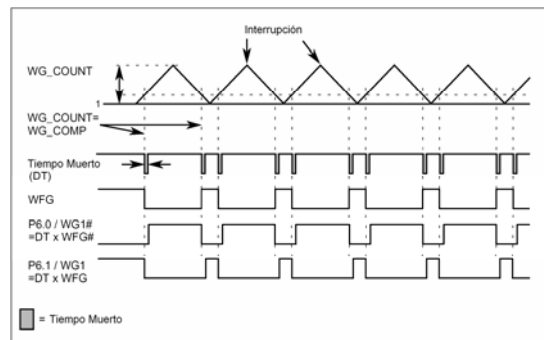


Figura 12. Generación de los pulsos PWM.

Para la generación del SPWM se tabula la modulante senoidal en un número constante de puntos. Estos valores serán cargados en los registros WG_COMPx (x=1,2,3) considerando el desfase que debe tener cada onda senoidal ($2\pi/3 [rad]$) para formar el sistema trifásico en la salida; se aprovecha la interrupción que se produce en el Generador de Señales, para actualizar dichos valores. De esta manera se obtiene un control sincrónico pues la modulante se forma con un número constante de triangulares.

El número de puntos que forman la onda senoidal determina el radio de frecuencia M_f ; como se explicó anteriormente, M_f debe ser impar con el objetivo de reducir los armónicos y múltiplo de tres para obtener ondas trifásicas simétricas; para conseguir una forma de onda senoidal lo más definida posible se utilizó 105 puntos, lo que da un $M_f=105$, lo suficientemente

grande como para alejar los armónicos que produce la portadora. Se tabuló la modulante de tal forma que su máximo coincida con el mínimo de la portadora para reducir la amplitud de ciertos armónicos, como ya se explicó con anterioridad. La Figura 13 muestra lo explicado para una senoidal formada por 15 puntos.

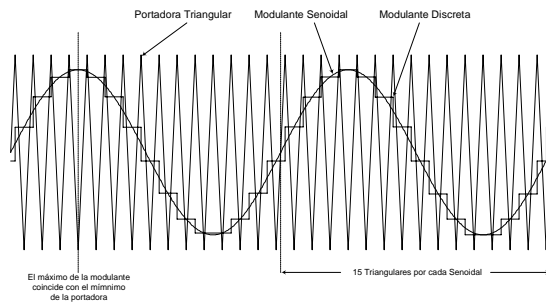


Figura 13. Generación de la modulante senoidal.

Como se indicó anteriormente, la amplitud de la portadora y el periodo varían en forma proporcional al valor contenido en el registro WG_RELOAD, siendo este registro el que se modifica para alcanzar la variación de frecuencia y del I_M , cuando se trabaja en la región lineal.

Debido a la configuración del convertor, cuando se pretende trabajar a una frecuencia de $60[Hz]$ a un índice de modulación igual a uno, es imposible trabajar con $220[V]$ entre líneas a la salida del inversor. Por esto se hace necesario trabajar en la región de sobre-modulación desde los $52[Hz]$ hasta los $60[Hz]$, llegando aproximadamente a un índice de modulación constante de 1.5 desde los $60[Hz]$ en adelante.

COMPENSACIÓN DE TORQUE

Cuando se trabaja a bajas velocidades el torque tiende a disminuir, pues las pérdidas en el motor se vuelven significantes. Para motores que necesitan vencer un torque alto de carga en el arranque es necesario realizar una compensación en este sentido. La compensación se efectúa en el voltaje, pues aumentando este y manteniendo fija la frecuencia se obtiene un incremento en el torque máximo.

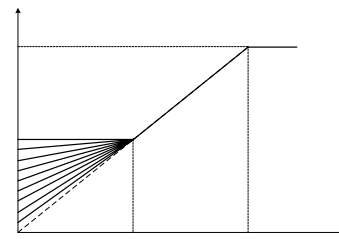


Figura 14. Compensación de Torque.

MANEJADOR DE IGBT's

La tarjeta del manejador para puentes trifásicos de IGBT's (3-Phase Bridge Driver), tiene el objeto de obtener las señales de control con referencias independientes para ser aplicadas a la etapa de potencia. Por la estructura del puente inversor son necesarias cuatro referencias independientes, una para los IGBT's inferiores de cada ramal, y tres independientes para los superiores.

Debido a que el manejador usa una sola fuente se hace necesario elementos adicionales para formar las fuentes flotantes, la configuración recomendada se muestran en la Figura 15.

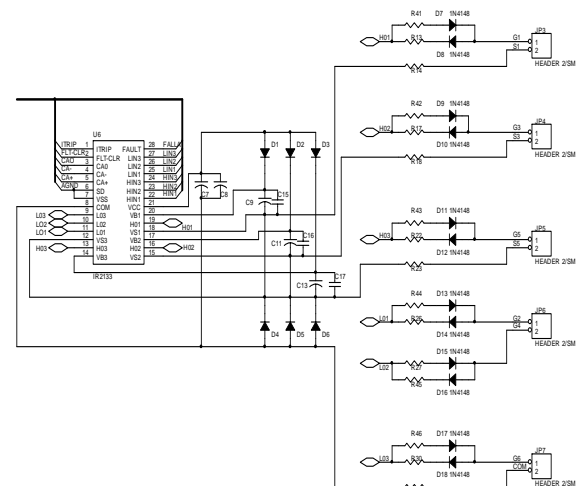


Figura 15. Circuito para el control de los IGBT's.

4 PRUEBAS Y ANÁLISIS DE RESULTADOS

CARGA Y DESCARGA DEL CAPACITOR

La carga Figura 16 y descarga Figura 17 del capacitor corresponde al módulo de potencia, circuito que es necesario para limitar el pico inicial de corriente evitando daños a los diodos del puente rectificador.

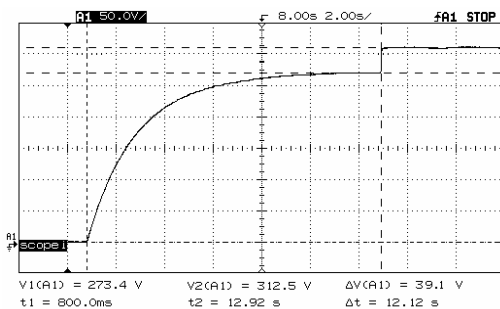


Figura 16. Carga del Capacitor.

La descarga del capacitor es necesaria para evitar la existencia de un voltaje peligroso mientras el módulo está fuera de funcionamiento.

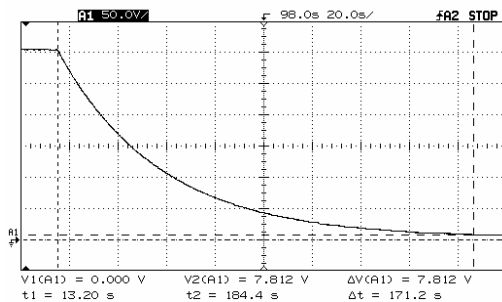
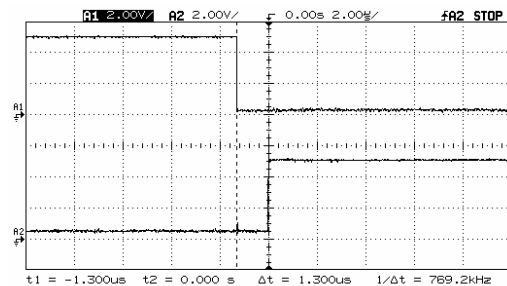


Figura 17. Descarga del capacitor.

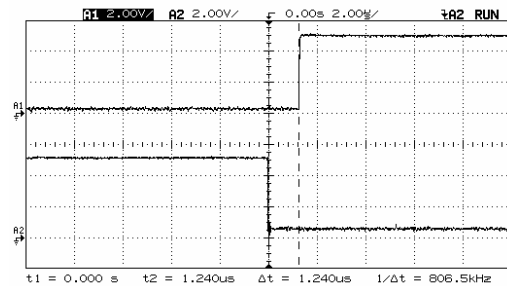
CONTROL DEL VARIADOR Y VARIACION DE FRECUENCIA

En la Figura 18 se observa los pulsos ampliados que corresponden al control de uno de los ramales del puente inversor. Se observa que los pulsos se encuentran correctamente complementados, sus flancos se encuentran separados por un tiempo de 1.25 [us], el mismo que es generado mediante software. Como consecuencia de la

aplicación de un tiempo muerto grande se tiene la generación de distorsiones en el voltaje de salida, el efecto de estas distorsiones introducen armónicos bajos en el orden de los $6m \pm 1$ (donde, $m=1,2,3,\dots$) de la frecuencia fundamental [6].



(a)



(b)

Figura 18. Tiempo en los pulsos complementados.

El programa desarrollado genera el sistema trifásico mediante el desfase de los pulsos aplicados a los diferentes ramales.

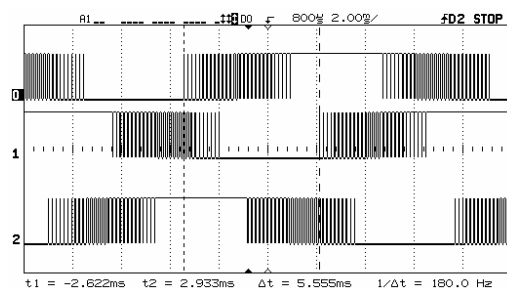


Figura 19. Desfase de los pulsos generados para 60 [Hz].

En la Figura 19 se muestran los pulsos aplicados a las compuertas cuando el inversor se encuentra en funcionamiento. Se puede observar los transitorios que se producen en la compuerta cuando el voltaje colector emisor cambia de estado, estas perturbaciones son el resultado del efecto Miller. Se observa que el

voltaje colector emisor crece y decrece en forma suave, reduciendo así los dv/dt en las conmutaciones, como consecuencia las perturbaciones en las compuertas disminuyen, llevándolas a operar dentro de voltajes seguros ± 20 [V].

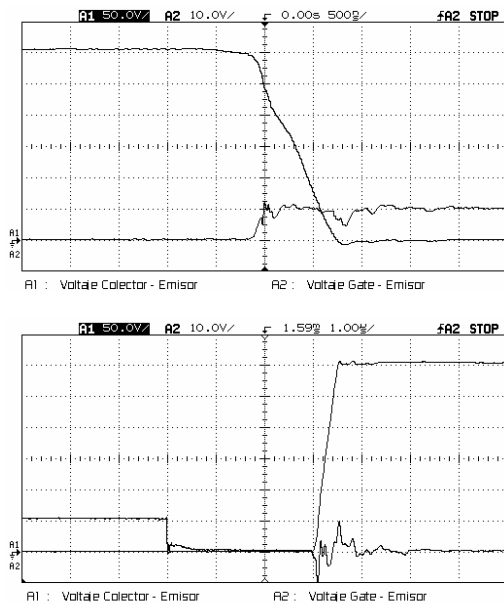


Figura 20. Pulsos aplicados a los IGBT's.

La aplicación de los pulsos de control en el circuito de potencia, da como resultado las formas de onda de voltaje y corriente que se muestran en la Figura 21, cuando se trabaja con un motor como carga.

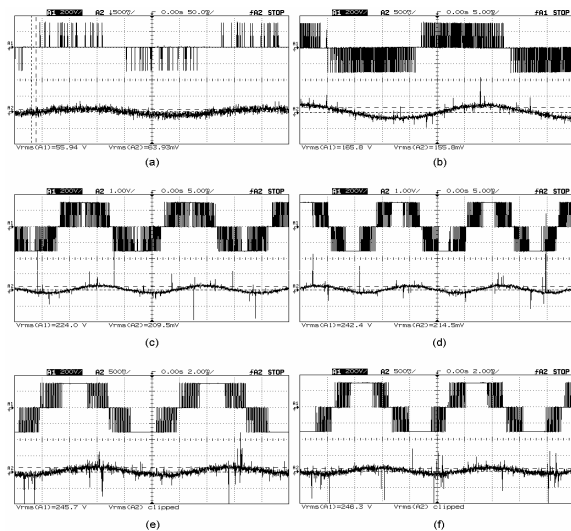


Figura 21. Voltaje y corriente en el motor.

A continuación se muestra los valores del voltaje RMS total tomados con el osciloscopio donde se observa la variación con respecto a la frecuencia.

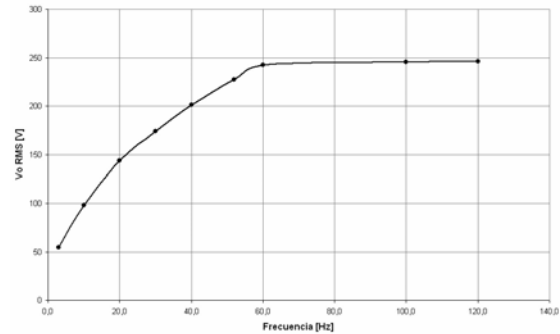


Figura 22. Variación del Voltaje RMS total con respecto a la frecuencia.

Mediante el analizador de señales FLUKE 41B, se toman valores de la componente fundamental del voltaje de salida para un valor de 310 [V] en el bus de DC. Para realizar el análisis de estos valores se toma la relación del voltaje RMS de la componente fundamental con respecto al voltaje del bus de DC, de esta manera se obtiene una gráfica general.

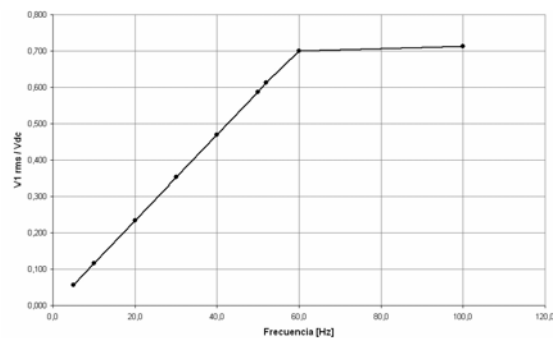


Figura 23. $V_{LL1\ RMS} / V_{dc}$ con respecto a la frecuencia.

Mediante un analizador industrial POWERMETRIX 330 se toman las gráficas del sistema trifásico (Figura 24). En ellas se puede observar el voltaje y corriente generados; el diagrama fasorial, en el que se puede ver claramente el desfase entre los voltajes línea a

línea y las corrientes que se encuentran atrasadas con respecto a los primeros. Se presenta también el contenido armónico de la corriente para 52[Hz], frecuencia a la que se trabaja con un índice de modulación igual a uno y por ende con la mejor onda de voltaje y corriente respecto al resto de frecuencias, obteniendo como resultado un THD menor al 5%.

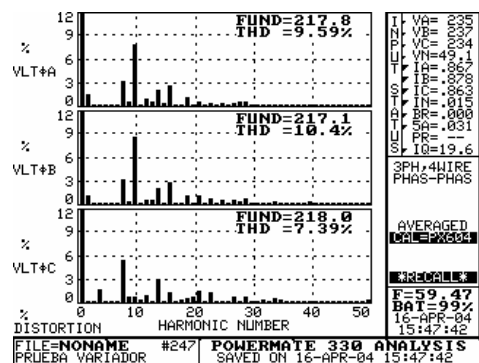
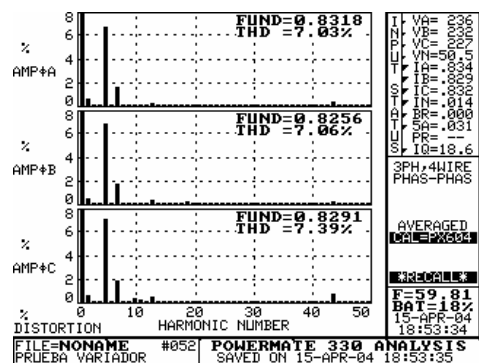
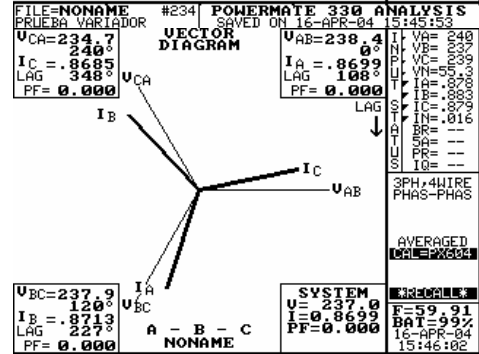
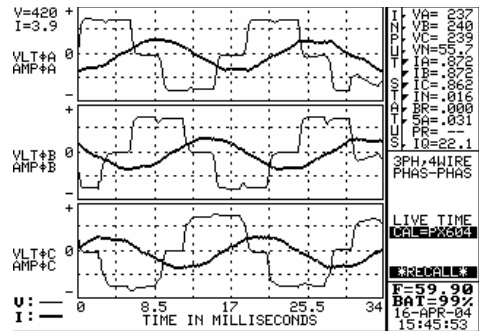
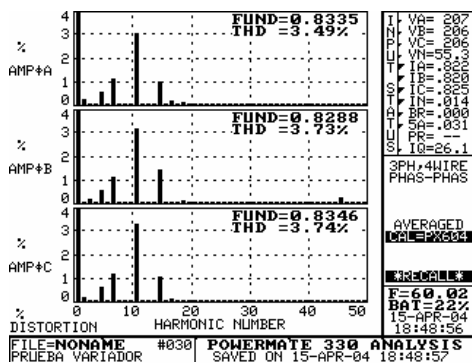
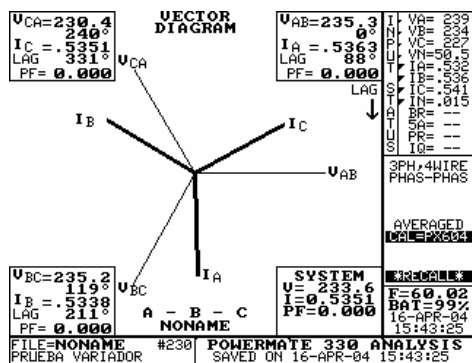
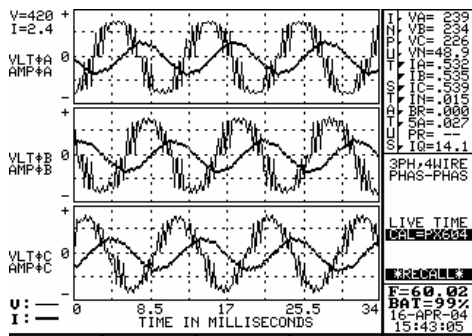


Figura 24. Análisis del voltaje y corriente trifásicos para 52 [Hz].

Figura 25. Análisis del voltaje y corriente trifásicos para 60 [Hz]

Se realiza el mismo análisis para las formas de onda de voltaje y corriente cuando el inversor trabaja a $60 [Hz]$. Como resultado se obtiene un incremento del contenido armónico tanto en la onda de voltaje como en la corriente, esto se debe a que a esta frecuencia se encuentra en la región de sobre-modulación.

RAMPAS DE ACELERACIÓN Y DECELERACIÓN

Con la finalidad de evitar una alta corriente en el arranque es recomendable el uso de rampas de aceleración, en las que se procura un crecimiento adecuado de la frecuencia del motor de acuerdo al caso específico en el que se use el variador, es así que en el caso de este módulo existen tres tipos de rampas: la rampa lineal, la rampa tipo S al 50% y rampa S al 100%, ya indicada en apartados anteriores.

RAMPA LINEAL

En el caso de la rampa lineal se entiende que la variación de la frecuencia del motor aumenta en forma proporcional al tiempo.

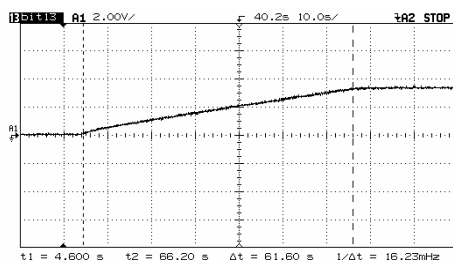


Figura 26. Rampa lineal.

RAMPA S

Al igual que en la rampa lineal en la rampa tipo S la velocidad crece durante el tiempo indicado como tiempo de aceleración hasta la velocidad deseada, con la diferencia que si se observa la característica de velocidad con respecto al tiempo esta describe un semiciclo cosenoidal consiguiendo un incremento o decremento suave de velocidad.

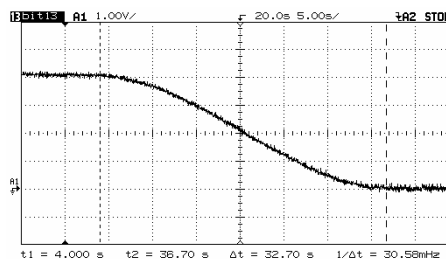


Figura 27. Rampa S 100%.

El caso intermedio entre una rampa lineal y una rampa S es la rampa S al 50%.

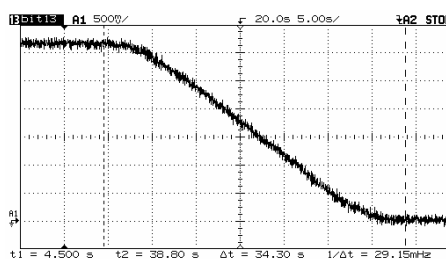


Figura 28. Rampa S 50%.

5 CONCLUSIONES

El objetivo planteado al inicio de este trabajo se ha cumplido, ya que se ha obtenido un variador de velocidad para motores de inducción que dispone de las características requeridas a nivel industrial.

Se ha obtenido a la salida del variador señales de voltaje y de corriente con un bajo contenido armónico todo esto debido a la ventaja de disponer de un microcontrolador desarrollado para generar el PWM.

Se ha probado sin problema las frecuencias en un rango comprendido entre los $3.0 [Hz]$ hasta los $120.0 [Hz]$. Al realizar el algoritmo con la relación de frecuencia de 105 se ha trabajado con una frecuencia de conmutación entre los $315 [Hz]$ y los $12.6 [KHz]$ manteniéndose así bajo la frecuencia máxima recomendable que son los $15 [KHz]$ [9].

Uno de los aspectos más complejos del desarrollo de este trabajo fue las perturbaciones que presenta las compuertas de

los IGBTs en el momento de las conmutaciones y la solución de las mismas, debido a que estas se producen por las características propias del elemento siendo inevitable su presencia, para esto fue necesario el trabajo con las resistencias tanto en la compuerta como en el emisor del IGBT que si bien no las eliminan completamente al menos modifican las características del elemento y disminuyen a un rango aceptable dichas perturbaciones.

El fenómeno de latch-up, comportamiento de IGBT como tiristor, es más probable que se presente cuando se trabaja a altas frecuencias de conmutación, pues se hace necesario una conmutación más rápida de los IGBT's incrementándose los dv/dt así como la amplitud de las perturbaciones en la compuerta.

Los capacitores de desacople colocados en paralelo a cada ramal del inversor ayudan a eliminar transitorios de voltaje en el bus de DC los que si podrían causar severos daños a los IGBT's durante la conmutación de los mismos ayudando a mejorar las formas de onda de estos y al mismo tiempo se contribuye a disminuir las perturbaciones en la compuerta al atenuar el dv/dt en la conmutación de los IGBT's.

Por el desarrollo de un algoritmo de trabajo en el que la relación de frecuencias es un número entero e impar se puede observar que el mayor contenido armónico es impar, también, teniendo en cuenta que el sistema con el que se trabaja es trifásico caso en el que los armónicos múltiplos de tres son eliminados se ha elegido una relación constante y múltiplo de 3 con el fin de aprovechar esta situación y disponer de la menor cantidad de armónicos de estos valores.

El desarrollo de un algoritmo con modo sincrónico, relación de frecuencias constante, favorece a que la forma de onda de voltaje tenga el mismo número de pulsos a lo largo de la mayor parte del rango de frecuencia de trabajo desde los 3.0 [Hz] hasta los 52.0 [Hz], consiguiendo así que la corriente también mantenga su forma senoidal en todo este rango, sobre los 52.0 [Hz] el número de pulsos disminuye provocando una pequeña

distorsión en la corriente, lo que se traduce en el aumento del THD en la forma de onda.

Al utilizar un microcontrolador independiente para el HMI se tiene como ventaja que se puede desarrollar algunos modos de control del variador, es así que no solo se dispone del teclado sino que además de entradas digitales, análogas, y la opción de comunicación serial, de este modo se busca facilitar el uso presentando varias opciones de control que dependiendo de la programación puede ser locales y/o remotas lo que permite el trabajo desde dos distintas estaciones.

El HMI desarrollado para este caso puede ser de aplicación general, es decir no está limitado al trabajo con este variador sino por su estructura puede ser utilizado en otros módulos siempre y cuando se respete el protocolo de comunicación con el que ha sido desarrollado.

El sistema es un sistema abierto a cambios de tal manera que puedan ampliarse las opciones de control. Además, este trabajo puede servir como base para implementar el control vectorial del motor 3 ϕ de inducción.

De trabajos anteriores se concluye que los microcontroladores de aplicación general no son eficientes en el trabajo realizado en un variador de velocidad, es por ello que se opta por el trabajo con un microcontrolador dedicado específicamente al control de motores lo que ha permitido un trabajo más eficiente e incluso del desarrollo de dos tareas al mismo tiempo, permitiendo que el sistema sea más rápido y preciso.

REFERENCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] MICROELECTRONICS FOR INDUSTRIALISTS, Control de Motores de Inducción, Universidad de Paderborn, Alemania, 2001
- [2] LAI, Jason, BOROJEVIC, Dusan, HUANG, Alex, Optimized Harmonic Stepped-Waveform for Multilevel Inverter, Siriroj Sirisukprasert, Blackburgs Virginia, 1999
- [3] HAVA, Ahmet, SUL, Seung-Ki, Dynamic Overmodulation Characteristics of Triangle Intersection PWM Methods, IEEE Industry Applications Society,

- Annual Meeting Volume 2, New Orleans Louisiana, 1997
- [4] POMILIO, J. A., Electrónica de Potencia, UNICAMP, Brasil, 2001
- [5] ROSERO, Patricio, Teoría de Sistemas Lineales, EPN, Quito Ecuador, 1999
- [6] MOHAN, Ned, UNDELAND Tore M., ROBBINS William P., POWER ELECTRONICS: Converters, Applications, and Design, John Wiley & Sons, Inc, Republic of Singapore, 1989
- [7] INTEL CORPORATION, 8XC196MC, 8XC196MD, 8XC196MH Microcontroller User's Manual, USA, October 1995
- [8] MICROCHIP TECHNOLOGY INCORPORATED, PIC16F87X Data Sheet, USA, 2001
- [9] ESPINOZA, Karel, Inversor Trifásico con IGBT's Aplicando Técnica PWM, EPN, Quito Ecuador, 2000
- [10] INTERNATIONAL RECTIFIER, IGBT Design Guide – Insulated Gate Bipolar Transistor, International Rectifier, California USA
- [11] RASHID, Muhammad H., ELECTRONICA DE POTENCIA Circuitos, Dispositivos y Aplicaciones, Segunda Edición, Traducido por Ing. Sánchez García Gabriel, Prentice may Hispanoamericana, S. A., México, 1993
- [12] INTERNATIONAL RECTIFIER, Motor Drive Control IC - Designer's Manual, International Rectifier, California USA
- [13] RIVERA, Pablo, Control de Máquinas Eléctricas, EPN, 2000
- [14] SCHILDT, Herbert, TURBO C/C++ The Complete Reference, Second Edition, McGraw-Hill, Berkeley California, 1992
- [15] ZHANG, Yi, SOBHANI, Saed, CHOKHAWALA, Rahul, Snubber Considerations for IGBT Applications, International Rectifier Corporations, Technical Papers.
- [16] NATIONAL SEMICONDUCTOR, Linear Applications Handbook, National Semiconductors, 1994
- [17] OPTREX CORPORATION, LCD Liquid Crystal Display, Japan, 1998

BIOGRAFÍAS

GAMBOA SILVANA.- Nació en Quito el 15 de agosto de 1979. Obtuvo el título de Bachiller en Humanidades Modernas en el Colegio Manuela Cañizares de Quito.

Sus estudios superiores los realizó en la Escuela Politécnica Nacional y obtuvo el título de Ingeniera en Electrónica y Control en el 2004.

Actualmente es profesora Asistente de Cátedra en el Área de Electrónica de Potencia de la Escuela Politécnica Nacional.

QUELAL PAULO.- Nació en Latacunga, Cotopaxi el 2 de enero de 1978. Obtuvo el título de Bachiller en Humanidades Modernas en el Instituto Superior Vicente León de Latacunga.

Sus estudios superiores los realizó en la Escuela Politécnica Nacional y obtuvo el título de Ingeniero en Electrónica y Control en el 2004.

Actualmente es Ingeniero Electrónico 1 en Sigmaexport S.A.