

Control escalar en motores de inducción monofásicos

Scalar Control in Monophasic Induction Motors

FREDY HERNÁN MARTÍNEZ SARMIENTO

Ingeniero Electricista de la Universidad Nacional de Colombia, Especialista en Gestión de Proyectos en Ingeniería y aspirante a Magíster en Automatización Industrial de la Universidad Nacional de Colombia. Docente de tiempo completo adscrito a la Facultad Tecnológica de la Universidad Distrital Francisco José de Caldas. Director e investigador del grupo de investigación Armos (Universidad Distrital).
fhmartinezs@udistrital.edu.co

JHON JAIRO GALVIS LÓPEZ

Tecnólogo en Electricidad de la Universidad Distrital Francisco José de Caldas y estudiante de Ingeniería en Distribución y Redes Eléctricas de la misma universidad. Investigador del grupo de investigación Armos (Universidad Distrital).
jjgalvisl@udistrital.edu.co

Clasificación del artículo: investigación

Fecha de recepción: 18 de noviembre de 2005

Fecha de aceptación: 13 de octubre de 2006

Palabras clave: SPWM, microcontrolador, control escalar, modulación.

Key words: SPWM, microcontroller, scalar control, modulation.

RESUMEN

El sistema de control V/f es ampliamente utilizado en motores de inducción. En varios campos de la industria, avances modernos de dispositivos de conmutación de potencia, accionamientos electrónicos y control han conducido a una mejor eficiencia en accionamientos AC. En general, el control escalar de una máquina está diseñado para mantener cons-

tante el flujo del entrehierro, ajustando la magnitud del voltaje del estator y la frecuencia en una proporción constante, con un aumento de voltaje a bajas frecuencias para evitar los efectos resistivos. En este artículo este tipo de control se implementa en un microcontrolador de 8 bits que usa la técnica de conmutación SPWM, en un motor de inducción monofásico de rotor jaula de ardilla.

ABSTRACT

The V/f system control for an induction motor is widely used in many industrial fields. Modern advances in power switching devices, electronic drivers and control have led to a better efficiency in AC drivers. Scalar control of a machine drive is usually designed to maintain constant the gap flux by adjust-

ing the magnitude of the stator voltage such that the voltage to frequency ratio is maintained constant, with a boost voltage at low frequency to overcome resistive effects. In this article, the scalar control was implemented on a microcontroller of 8 bits using the SPWM switching technique, in a single phase induction motor of squirrel cage rotor.

* * *

1. Introducción

Inicialmente, el motor de corriente directa DC era el más aceptado, debido a su simple esquema de control. El comportamiento de este motor puede describirse mediante una ecuación diferencial de primer orden; una máquina de corriente alterna AC es mucho más compleja y podría llegar a comportarse como un sistema no lineal de quinto orden. Los altos costos, su mantenimiento regular y los problemas presentados a altas y muy bajas velocidades (cercas a cero en el último caso) fueron las limitantes para continuar con el uso de este tipo de motores.

Los motores de inducción emplean un simple pero ingenioso esquema de conversión de energía electromagnética. En los tipo jaula de ardilla el rotor es inaccesible y no existen los elementos de contacto (escobillas) presentes en los motores DC. Esta configuración incrementa su capacidad; además, el hecho de no emitir chispas permite su uso en ambientes explosivos [1].

El control de velocidad en motores de inducción evoluciona continuamente. El avance se debe al progreso en varias áreas: electrónica de potencia, microelectrónica, sistemas de control (incluyendo sistemas expertos e inteligencia artificial), materiales magnéticos, sistemas de cómputo, etc. Los trabajos de Harry Ward-Leonhard marcaron el

nacimiento del uso de accionamientos para variar la velocidad en máquinas DC en un amplio rango y mostraron su eficiencia; más tarde, el control de velocidad se logró usando rectificadores de arco eléctrico de mercurio; finalmente, aparecieron los dispositivos basados en silicio.

En un primer momento, los avances en el control eficiente de velocidad en motores de corriente alterna se basaron en el comportamiento puramente eléctrico del sistema, es decir, conversión de frecuencia y voltaje (control escalar v/f). Así, los grandes avances obtenidos hasta 1970 no superaron el excelente desempeño dinámico de los controladores de velocidad de ese entonces: el método de control v/f intentaba mantener el flujo constante, pero producía una respuesta lenta en el torque del eje de la máquina.

Una solución a este inconveniente surgió en 1971; en ese año, las investigaciones de los alemanes K. Hasse y F. Blaschke introdujeron los conceptos de campo orientado y esquemas de control vectorial, los cuales permiten que un motor de inducción alcance un desempeño similar al de un motor DC [2]. La aplicación de estos nuevos esquemas requiere de un conocimiento del modelo del motor, para así poder determinar el comportamiento de variables de estado como flujo, torque, corrientes y deslizamiento, entre otras [3].

2. Control escalar

Una de las estrategias de control más utilizadas es la del control escalar o control V/f; ésta tiene como objetivo variar el voltaje de alimentación en proporción a la frecuencia en el motor. Si se observa la ecuación (1), para mantener el flujo constante se debe variar el voltaje en proporción a la frecuencia; a esta conclusión se llega si se despeja el valor del flujo ϕ (ver ecuación 3).

El voltaje por fase de un motor trifásico está dado por:

$$v(t) = i(t) \cdot R + d \frac{\Psi}{dt} \quad [V] \quad (1)$$

Dado que $\psi = N \cdot \phi$, y el voltaje $v(t) = v_p \cdot \text{Sen}(\omega \cdot t)$, reemplazando en (1) y despreciando las pérdidas se tiene:

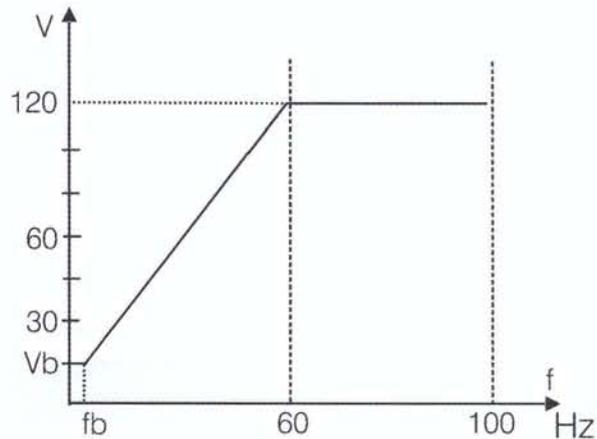
$$d \frac{\phi}{dt} = \frac{v_p}{N} \text{Sen}(\omega \cdot t) \quad (2)$$

Solucionando la ecuación (2) para $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$, el valor del flujo magnético es:

$$\phi = \frac{v_p}{(N \cdot 2 \cdot \pi \cdot f)} \cos(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t) \quad [\text{Wb}] \quad (3)$$

La ecuación (3) muestra que mantener el flujo constante sólo es posible si v_p y f varían proporcionalmente. Si la frecuencia aplicada en el estator se disminuye un 30%, mientras que la magnitud del voltaje aplicado a éste permanece constante, el flujo en el núcleo del motor se incrementará en un 30% y la corriente de magnetización también. Si por el contrario, el voltaje aplicado en el estator aumenta y la frecuencia aplicada en él disminuye, entonces el torque máximo disminuye. Una técnica que permite variar en proporción el voltaje aplicado en el estator y la frecuencia aplicada es la modulación del ancho de pulso o PWM mediante la conversión DC/AC.

La gráfica 1 muestra el comportamiento del control escalar; en ella, V_b es el voltaje mínimo requerido para compensar la caída de voltaje en la resistencia del estator; este voltaje es necesario para que el eje del motor pueda girar a baja velocidad (f_b).



Gráfica 1. Curva del comportamiento del control v/f

Al hacer algunas transformaciones para facilitar la digitalización en un controlador, la nueva ecuación obtenida a partir de la ecuación (1) es la siguiente:

$$V = V_b + K(f_b) \cdot f_b \quad (4)$$

En (4), K es el valor de pendiente y f es la frecuencia base.

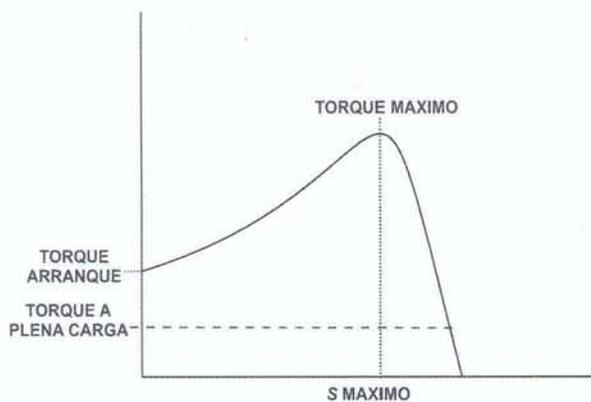
En el caso de un motor monofásico, por ejemplo, si el voltaje de alimentación es de 120 [V] rms a una frecuencia de 60 Hz, en la tabla 1 pueden leerse los voltajes a diferentes frecuencias, para una pendiente $K = 2$ voltios por frecuencia y con el propósito de mantener el flujo constante.

Voltaje [rms]	Frecuencia[Hz]
120	60
100	50
80	40
60	30
40	20
20	10
10	5

Tabla 1. Tabla de voltaje versus frecuencia

Los datos de la tabla 1 son ciertos si se desprecia el voltaje V_b . No obstante, cuando este voltaje se desprecia no se garantiza que el motor arranque o funcione a bajas velocidades dado que, como se mencionó antes, el torque inducido es inversamente proporcional a la frecuencia.

En la gráfica 2 hay un único punto, que es el torque máximo; al calcularlo con el valor de la frecuencia mínima (f_b) podrá obtenerse el valor de la pendiente K y el voltaje mínimo (V_b) a una mínima frecuencia (f_b) [3].



Gráfica 2. Curva torque versus deslizamiento

3. Conversión DC/AC

Como su nombre lo indica, los convertidores DC/AC reciben un voltaje de tipo directo (DC) y lo convierten en uno de tipo alterno (AC). El voltaje y la frecuencia AC pueden variar o ser constantes, dependiendo de la aplicación. El nombre *convertidor* se debe a que el mismo circuito puede operar como inversor o como rectificador; la salida del inversor puede ser monofásica o polifásica y puede tener una forma de onda cuadrada o sinusoidal, entre otras. Dentro de las aplicaciones más usuales de este tipo de convertidores se encuentran: control de motores, UPS (fuentes ininterrumpidas de alimentación), fuentes de alimentación alterna (baterías o celdas foto-voltaicas) y filtros activos de armónicos.

El inversor monofásico en puente H (figura 1) se caracteriza por tener cuatro interruptores conecta-

dos entre sí a una carga. Los pares de interruptores Q1-Q4 y Q2-Q3 están conmutando alternadamente (gráfica 3) para generar una forma de onda cuadrada de voltaje de salida. Además, los interruptores pueden ser dispositivos semiconductores de potencia IGBT o MOSFET; estos dispositivos son fáciles de controlar mediante señales de voltaje pequeñas en un gran rango de frecuencias.

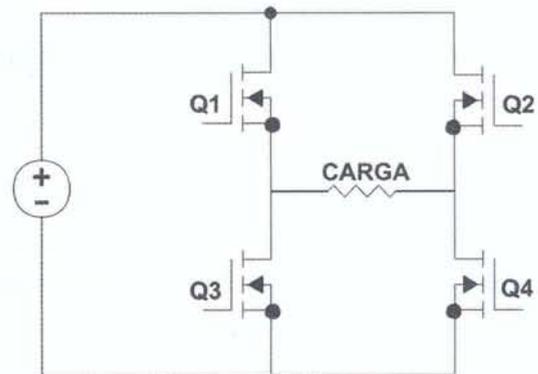
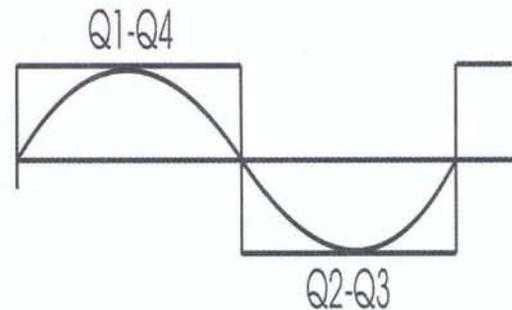
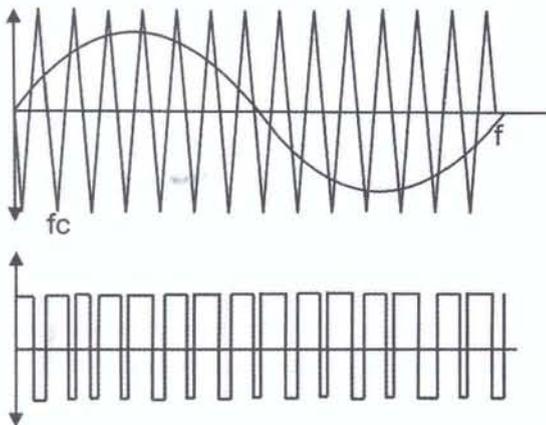


Figura 1. Inversor monofásico



Gráfica 3. Gráfica de conmutación del inversor monofásico

El voltaje de salida de los inversores puede ser controlado mediante la conmutación de los interruptores a partir una fuente de voltaje de corriente directa. La técnica PWM consiste en que una señal periódica puede aumentar o disminuir su ancho del pulso (gráfica 4); la señal PWM puede producirse a partir de un simple comparador; la frecuencia y el voltaje dependen de la interacción de la señal sinusoidal y de la señal triangular (figura 2).



Gráfica 4. Modulación del ancho de pulso

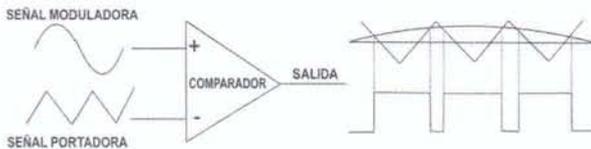


Figura 2. Comparador y salida PWM

La técnica de modulación del ancho de pulso (Bimal K., 2002: 210-220) se clasifica en:

- *PWM sinusoidal (SPWM)*. Es una de las técnicas más comunes en los convertidores DC/AC. En la gráfica 4 se ilustra el principio general del SPWM; un triángulo isósceles de la forma de onda portadora de frecuencia f_c es comparada con la frecuencia fundamental f de la onda moduladora sinusoidal; los puntos de intersección determinan los puntos en que deben conmutar los dispositivos de potencia. El ancho de pulso de la conmutación es factor del ángulo sinusoidal de la señal moduladora.
- *PWM eliminación selectiva de armónicos (SHE)*. Este método permite eliminar armónicos de bajo orden de una onda cuadrada; el voltaje fundamental puede ser controlado mediante SHE; en él se crean los anchos de pulso sobre la señal cuadrada en determinados ángulos (figura 3). La salida de la señal de medio ciclo positivo

se muestra con un cuarto de onda simétrica; asimismo, los cuatro ángulos de las muescas ($\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ y α_4) pueden ser controlados para eliminar las tres componentes armónicas más significativas y controlar el voltaje fundamental.

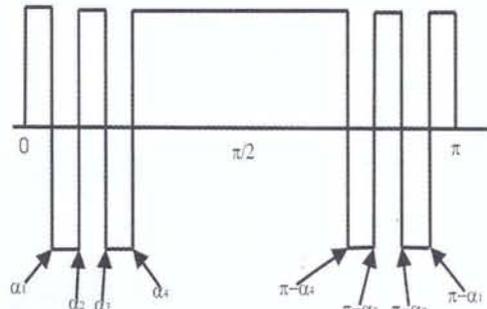


Figura 3. Método SHE

- *PWM mediante corriente mínima de rizado*. El SHE tiene una desventaja: cuando se eliminan los armónicos de orden menor se elevan considerablemente los armónicos de orden mayor; las pérdidas por armónicos en una máquina están determinadas por el rizado de la corriente (rms); este parámetro se debe disminuir haciendo énfasis en los armónicos individuales. La corriente de rizado está dada por:

$$I_r = \sqrt{\frac{1}{2} \sum_{n=5,7,11,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_n}{n\omega L}\right)^2} \quad [A] \quad (5)$$

En la ecuación (5):

L = inductancia efectiva de fuga de la máquina por fase.

n = orden de la componente armónica.

V_n = valor pico de la componente armónica n .

ω = frecuencia fundamental.

Los ángulos se iteran en un programa computacional para minimizar la corriente de rizado de las diferentes magnitudes de voltaje de la fundamental.

- *PWM vector-espacio (SVPWM)*. Es uno de los métodos más eficientes en el control de máquinas eléctricas. En los sistemas trifásicos, la técnica PWM no considera el neutro en el puente completo (figura 4) y su interacción con las fases; por lo general aíslan el neutro. La técnica SVPWM sí considera la interacción de las fases y optimiza el contenido armónico del neutro aislado de la máquina.

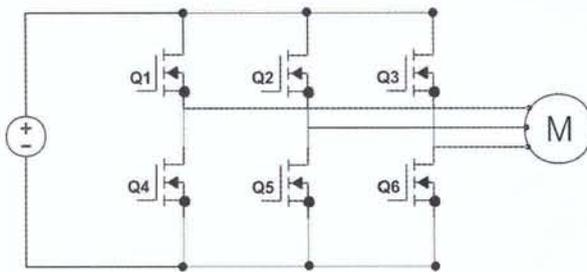


Figura 4. Puente trifásico sin conexión a neutro

4. Diseño del esquema de control V/f para un inversor monofásico

El control SPWM se implementa en un microcontrolador 68HC908JL3 de la familia Motorola de 8 bits con un cristal externo de 20 MHz (frecuencia interna de bus de 5Mhz). Consta de una modulación PWM, en la cual el ancho de pulso varía en función del ángulo de una señal sinusoidal previamente almacenada en la memoria *flash* del microcontrolador. El periodo de la señal SPWM determina la frecuencia en la cual el motor debe funcionar, y el ancho de pulso determina el voltaje que se suministra al motor, todo para mantener constante la relación V/f.

Inicialmente, se toma una media onda seno y se divide en 60 pulsos [3]; así, para el caso de una frecuencia de operación del motor de 30 Hz o un periodo de 33,3 ms, el periodo de la señal SPWM será $\frac{33,3ms}{2 * 60} = 3600Hz$; es decir, los 60 pulsos tendrán una frecuencia de conmutación de 3600 Hz. El rango de operación cubre desde 5 Hz hasta 150 Hz, el microcontrolador toma una frecuencia de operación previamente seleccionada y realiza los

ajustes de frecuencia para cada uno de los pulsos de forma automática.

El ancho de cada pulso varía en función de una señal seno; para lograrlo, se tomó una media onda seno con amplitud de uno y se dividió en 60°, y cada grado se multiplicó por 100, para obtener un valor entero y proporcional. Por ejemplo, una media onda seno tiene 180°; al dividir este número en 60 se obtienen 3°/pulso; para el primer pulso de 3°, el ancho de pulso es $sen(3°)$, es decir 0,047; dado que este valor no se implementa con facilidad en un microcontrolador, al multiplicarlo por 100 y aproximarlo a su entero más próximo se tiene un valor del ancho de pulso de 5, que es el 5% del periodo de la señal SPWM. La programación se realiza en lenguaje ensamblador y el tiempo que utiliza el microcontrolador desde el ajuste de la frecuencia, por ejemplo 30 Hz, el ciclo útil para cada pulso y la conmutación de cada par de transistores MOSFET es de aproximadamente 83.501 ciclos de máquina, es decir,

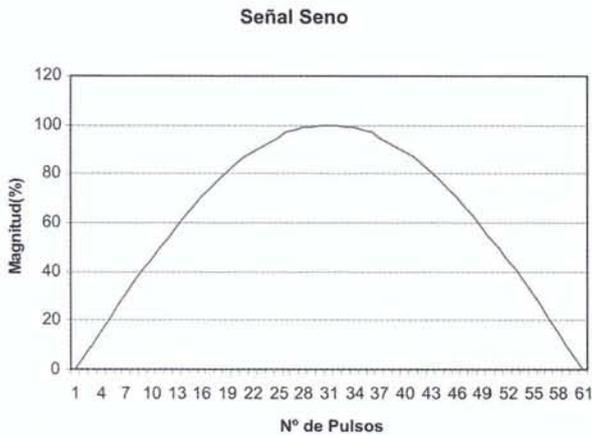
$$\frac{1}{83501 * 200nS * 2} = 29.9Hz$$

El proceso de arranque del motor está programado para iniciar desde una frecuencia de 5 Hz hasta llevarlo en forma proporcional a la frecuencia de trabajo programada; éste tiene un comportamiento similar al de la gráfica 1 y consume un tiempo aproximado de 2 segundos.

La gráfica 5 muestra los datos de media señal seno, implementada en la memoria del microcontrolador para una frecuencia de operación de 60Hz. Si la frecuencia de operación cambia la señal debe tener el mismo comportamiento sinusoidal, pero de diferente magnitud.

Si se implementa un ancho de pulso como el de la gráfica 5, a una frecuencia de operación de 30 Hz, la relación V/f no sería proporcional. Por el contrario, el voltaje suministrado por el inversor sería de 120 [V] rms, con una frecuencia de operación de 30

Hz, lo que produciría un aumento no deseado del flujo magnético. Para evitar esto, antes de cambiar el ancho de pulso el microcontrolador recalcula su valor, para ajustar la magnitud a una frecuencia de operación determinada. Si la frecuencia de operación es mayor a la frecuencia máxima de 60 Hz el microcontrolador no realizará ningún cambio en la magnitud del ancho de pulso.



Gráfica 5. Señal seno digital

5. Circuito de potencia

Las características del diseño de la etapa de inversión están dadas por el voltaje de alimentación (170 [V] DC) con una corriente de 5 [A]. Por su rápido tiempo de recuperación y fácil implementación, los transistores MOSFET fueron escogidos como dispositivos de conmutación.

El inversor consta de cuatro transistores en configuración puente H (figura 5). La carga (motor) se ubica entre los extremos $M+$ y $M-$. Para facilitar que los transistores de la parte superior conmuten es necesario utilizar un *driver*; en este caso, se empleó el IR2110, que permite conmutar los transistores de la parte superior mediante el método *bootstrap* [3]. El dispositivo de control, esto es, el microcontrolador 68HC908JL3, es el encargado de la modulación SPWM y del proceso de arranque.

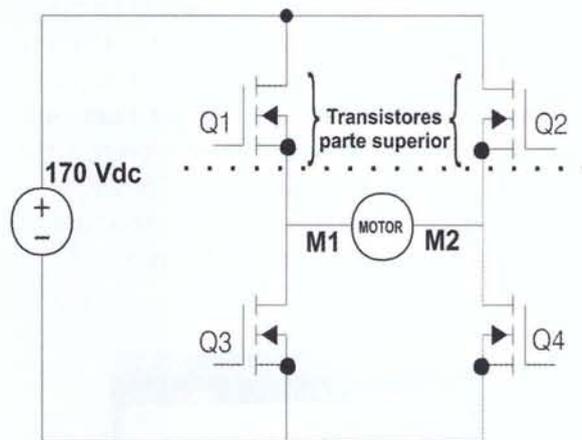


Figura 5. Inversor monofásico propuesto

La figura 6 muestra el esquemático del circuito encargado de la parte de potencia, implementado en un puente H de transistores MOSFET IRF840 500 [V]-8 [A].

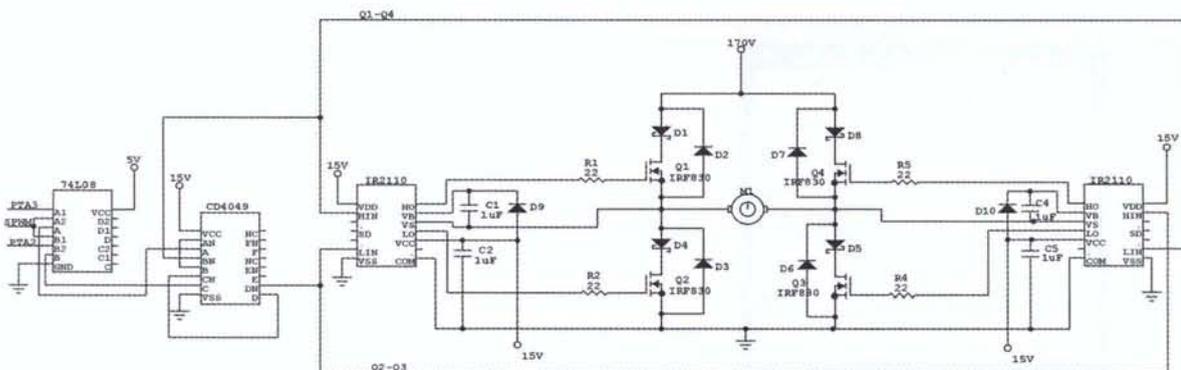


Figura 6. Circuito de potencia

6. Resultados

Inicialmente, se tomó la señal SWPM que genera el microcontrolador (figura 7) para compararla con los datos previamente calculados por simulación. Para obtener los valores del voltaje *boost* y la frecuencia base es necesario hallar un modelo del motor de inducción monofásico y, a partir de la ecuación del torque máximo [5], hallar estos valores. No obstante, para el ejercicio se asume un valor del voltaje mínimo del 10% de la magnitud de alimentación, y una frecuencia base de 5 Hz; asimismo, el microcontrolador se programa para que el motor trabaje a una frecuencia de operación de 22 Hz, esto es, a una frecuencia de conmutación de 1.894 Hz (527 ms). Cada ancho de pulso de la señal de conmutación es proporcional a un ángulo seno de periodo igual a 3.788 Hz, y aplicada a una carga. De esta manera, el comportamiento del inversor es el mostrado en la figura 8.

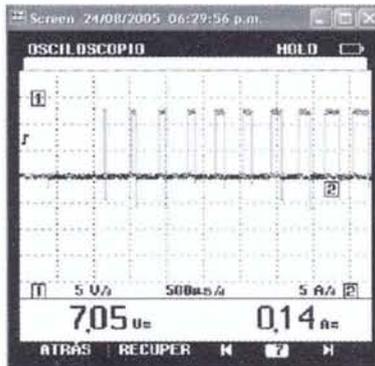


Figura 7. Señal SPWM de salida del microcontrolador

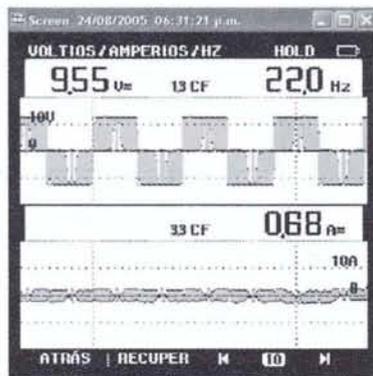


Figura 8. SPWM en el motor

El prototipo fue evaluado a diferentes frecuencias de operación, utilizando como carga un motor monofásico de fase partida de bajas prestaciones (voltaje=120 [Vrms], corriente = 0,7 [A]) en vacío. Los resultados obtenidos en el laboratorio se observan en la tabla 2. Inicialmente el motor se conectó a la red y se tomó la lectura de velocidad dada por un sensor óptico (1760 [rpm]-60 Hz).

	Prototipo	
Vdc = 159,3 V	Vdc = 158 V	Vdc = 158 V
Vrms = 120 V	Vrms = 75 V	Vrms = 55,2 V
Fprog = 60 Hz	Fprog = 30 Hz	Fprog = 20 Hz
Sensor = 1.749 rpm	Sensor = 844 rpm	Sensor = 525 rpm

Tabla 2. Datos tomados por experimentación

7. Conclusiones

La teoría del control escalar permite controlar la velocidad de rotación del eje en un motor, operando desde un procesador de 8 bits de uso común y bajo costo, manteniendo constante el flujo magnético en el entrehierro. Aunque el esquema propuesto no presenta ninguna realimentación, las velocidades obtenidas por experimentación muestran un margen de error inferior al 4%, en relación con la velocidad nominal de funcionamiento del motor.

Una alternativa de mayor desempeño basada en este desarrollo consiste en implementar esquemas de control más complejos (control vectorial o control directo del torque) sobre un DSP o una FPGA, dado que estos dispositivos son más rápidos y con mucha más capacidad de procesamiento.

Referencias bibliográficas

- [1] Trzynadlowski, A. (2001). *Control of Induction Motors*. San Diego, Ed. Academic Press.
- [2] De Rossiter, J., Lima y Da Silva. (2000). *Rotor-flux-oriented control of a single-phase induction motor drive*. IEEE Transactions on Industrial Electronics.
- [3] Galvis, J. y Vargas, F. (2005). *Diseño y construcción de un variador de velocidad monofásico para motores de inducción*. Bogotá, D.C., Tesis de pregrado, Universidad Distrital Francisco José de Caldas, Facultad Tecnológica.
- [4] Boldea I. Nassar S.A. (2001). *The Induction Machine Handbook*. CRC Press, 1st ed.
- [5] Popescu, M. (2004). *Analytical Prediction of the Electromagnetic Torques in Single-Phase and Two-Phase AC Motors*. Tesis de Doctorado, The Helsinki University of Technology Engineering.
- [6] Bose, B.K. (2002). *Power Electronics and AC Drives*. Upper Saddle River, Prentice Hall.
- [7] Boldea, I. y Nasar, S. (2002). *The Induction Machine Handbook*. London, Ed. Crc Press.
- [8] Cirstea, M. N. and Dinu, A. (2002). *Neural and Fuzzy Logic Control of Drives and Power Systems*. New York, Ed. Newnes.
- [9] Skvarenina, T.L. (2002). *The Power Electronics Handbook*. London, Ed. Crc Press.
- [10] Chapman, S. (1987). *Máquinas Eléctricas*. México, 2a. ed., Ed. McGraw-Hill.