



# Desarrollo de Control Escalar Económico para Motores de Inducción Monofásicos

Jhon J. Galvis L., Fredy H. Martínez S., César A. Hernández S. y José I. Madrid V.  
 Grupo de Investigación ARMOS  
 Universidad Distrital – Universidad Tecnológica de Pereira

## RESUMEN

El control escalar de una máquina asincrónica está diseñado generalmente para mantener constante el flujo del entrehierro ajustando la magnitud del voltaje del estator y la frecuencia en una proporción constante (control  $v/f$ ), con un aumento de voltaje a bajas frecuencias para evitar los efectos resistivos propios de la máquina.

Este prototipo de control escalar, se implementa en un microcontrolador de 8 bits usando la técnica de la conmutación SPWM (modulación del ancho de pulso sinusoidal) en un motor de inducción monofásico de rotor jaula de ardilla.

**Palabras clave**—Motor asíncrono, control escalar, microcontrolador.

## I. INTRODUCCIÓN

El rápido desarrollo de la electrónica de potencia (diodos, transistores, etc.) y la digital (microcontroladores, DSP, FPGA's, etc.) ha llevado al desarrollo sin precedentes de los variadores de velocidad para Motores AC, de acuerdo a la demanda en la industria.

Como técnicas de control en lazo cerrado para motores asíncronos se cuenta con: control escalar, control vectorial,

Galvis L., Jhon J.: [jhongalvis@gmail.com](mailto:jhongalvis@gmail.com), Tecnólogo en Electricidad Universidad Distrital, Candidato a Ingeniero Eléctrico Universidad Distrital, Presidente del Consejo Profesional Nacional de Tecnólogos, miembro del grupo de investigación ARMOS.

Martínez S., Fredy H.: [fhmartinezs@udistrital.edu.co](mailto:fhmartinezs@udistrital.edu.co), Ingeniero Electricista Universidad Nacional de Colombia, Especialista en Gestión de Proyectos de Ingeniería Universidad Distrital, Candidato a Doctor en Ingeniería Sistemas y Computación Universidad Nacional de Colombia, Director del grupo de investigación ARMOS. Docente planta Universidad Distrital "Francisco José de Caldas".

Hernández S., César A.: [LcTsubasa@gmail.com](mailto:LcTsubasa@gmail.com), Ingeniero Electrónico Universidad Distrital, Magister en Ciencias de la Información y las Comunicaciones Universidad Distrital, Especialista en Telemática e Interconexión de Redes Universidad Manuela Beltrán, miembro del grupo de investigación ARMOS.

Madrid V., José I.: [madrid@utp.edu.co](mailto:madrid@utp.edu.co), Tecnólogo en Electricidad Universidad Tecnológica de Pereira, Ingeniero Electricista Universidad Tecnológica de Pereira, Miembro del Consejo de educación superior CESU, Miembro de la junta directiva del Icetex.

control directo de torque y flujo (DTC), y control sin sensor de velocidad (*Sensorless Control*), fundamentalmente. El denominado control escalar es ampliamente utilizado cuando las especificaciones dinámicas son moderadas, siendo el funcionamiento en régimen permanente el principal objetivo. Ello es debido a que este tipo de control fija la amplitud del flujo en el motor, pero no su posición instantánea. En régimen dinámico, cualquier ajuste debe ser realizado de forma suave, pues de lo contrario se pueden producir inestabilidades indeseables. La velocidad del motor es controlada por completo mediante el ajuste de la tensión y la frecuencia de salida, y el par por ajuste del deslizamiento.

## II. CONTROL ESCALAR EN MOTORES DE INDUCCIÓN

La estrategia de control escalar tiene como objetivo variar el voltaje de alimentación en proporción a la frecuencia en el motor. Teniendo en cuenta la ecuación (1), para mantener el flujo constante se debe variar el voltaje en proporción con la frecuencia, a esto se llega si se despeja el valor del flujo  $\phi$ , ver ecuación (3).

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

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

Con  $\psi = N \cdot \phi$ , y el voltaje  $v(t) = v_p \cdot \text{Sen}(\omega \cdot t)$ , reemplazándolos en la ecuación (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:

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

Si se observa la ecuación (3), para lograr mantener el flujo constante solo es posible si  $v_p$  y  $f$  varían de manera proporcional. Si la frecuencia aplicada en el estator se disminuye un 30%, mientras que la magnitud del voltaje aplicado al estator 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 el estator disminuye, 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 Fig. 1 muestra el comportamiento del control escalar, donde  $V_b$  es el voltaje mínimo requerido para compensar la caída de voltaje en la resistencia del estator. Este voltaje es necesario para que a baja velocidad ( $f_b$ ) el eje del motor pueda girar.

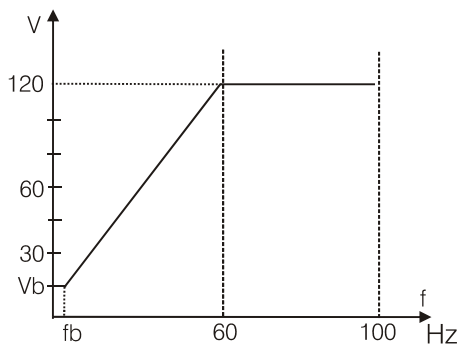


Fig. 1. Curva del comportamiento del control  $v/f$ .

De la ecuación (1), al hacerle unas transformaciones para facilitar la digitalización en un controlador, la nueva ecuación queda así:

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

Donde  $K$  es el valor de pendiente y  $f$  es la frecuencia base. Por ejemplo, para el caso de un motor monofásico, si el voltaje de alimentación es de 120 [V] rms a una frecuencia de 60 Hz, se puede ver en la tabla (1), los voltajes a diferentes frecuencias para una pendiente  $K = 2$  voltios por frecuencia, para mantener el flujo constante.

Tabla 1. Tabla de voltaje vs. frecuencia

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

Pero estos datos son ciertos si se desprecia el voltaje  $V_b$ . Al despreciar  $V_b$ , no se garantiza que el motor arranque o funcione a bajas velocidades, ya que como se mencionó antes, el torque inducido es inversamente proporcional a la frecuencia.

En la Fig. 2, hay solo un único punto, el cual es el torque máximo con el valor de la frecuencia mínima ( $f_b$ ), es posible calcular la pendiente  $K$  y el voltaje mínimo ( $V_b$ ) a una mínima frecuencia ( $f_b$ ).

### III. DISEÑO DEL ESQUEMA DE CONTROL $V/F$ PARA EL INVERSOR MONOFÁSICO

El control SPWM se implementa en un microcontrolador 68HC908JL3 de la familia Motorota de 8 bits, este control consta de una modulación PWM, donde el ancho de pulso varía en función del ángulo de una señal sinusoidal previamente almacenada en la memoria Flash del micro. 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, esto para mantener constante la relación  $v/f$ .

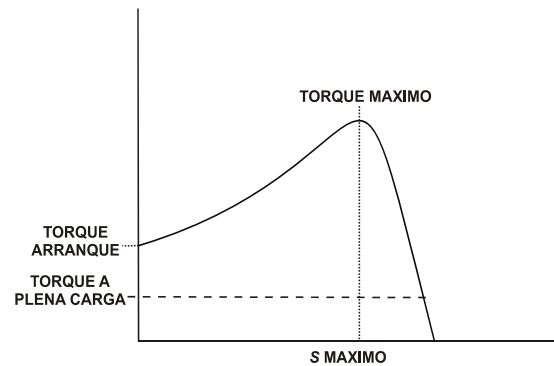


Fig. 2. Curva Torque vs. Deslizamiento.

Inicialmente, se toma una señal seno y se divide en 60 pulsos (Galvis y Vargas, 2005, p. 50-63), cada pulso tendrá un ancho de pulso igual a un ángulo de la señal seno de 60 Hz, así para el caso de una frecuencia de operación del motor de 30 Hz, el periodo de la señal SPWM será de 3600 Hz, es decir, los 60 pulsos tendrán una frecuencia de conmutación de 3600 Hz.

El rango de operación está desde 5 Hz hasta 150 Hz digitalmente en una tabla, para definir el ancho de pulso para cada uno de los 60 pulsos; este ancho de 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 grados, cada grado se multiplicó por 100, para obtener un valor entero y proporcional. Por ejemplo, una media onda seno tiene 180 grados, al dividir estos grados en 60, se tiene 3 grados por pulso, para el primer pulso de 3 grados, al ancho de pulso es el seno de los 3 grados, es decir 0.047; éste valor no es fácil de implementar en un microcontrolador, al multiplicarlo por 100 y aproximar 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 Fig. 3 muestra los datos de media señal seno ya implementada en la memoria del microcontrolador para una



frecuencia de operación de 60 Hz, si la frecuencia de operación cambia debe tener el mismo comportamiento sinusoidal lo que debe cambiar es la magnitud. Si se implementa un ancho de pulso como el de la Fig. 3, a una frecuencia de operación de 30 Hz, la relación  $v/f$  no sería proporcional, por el contrario el voltaje que suministraría el inversor sería de 120 [V] rms con una frecuencia de operación de 30 Hz, lo que acarrearía un aumento no deseado del flujo magnético.

Para evitar esto, el microcontrolador justo ante de cambiar el ancho de pulso, re-calcula el ancho de pulso para ajustar la magnitud para 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.

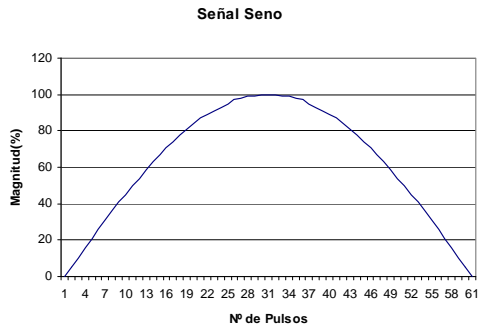


Fig. 3. Señal seno digital.

#### IV. RESULTADOS

La señal SWPM que genera el microcontrolador (ver Fig. 5), se compara 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 (Popescu M., 2004) hallar estos valores.

Pero para el ejercicio, se asume un valor del voltaje mínimo del 10% de la magnitud de alimentación y una frecuencia base de 5 Hz, y se programa el microcontrolador para que el motor trabaje a una frecuencia de operación de 22 Hz, esto es, una frecuencia de conmutación de 1894 Hz (527 ms). Cada ancho de pulso de la señal de conmutación es proporcional a un ángulo seno de periodo igual a 3788 Hz, y aplicada a una carga.

El prototipo fue evaluado a diferentes frecuencias de operación y utilizando como carga un motor de bajas prestaciones (voltaje = 120 [Vrms], corriente = 0.7 [A]). 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).

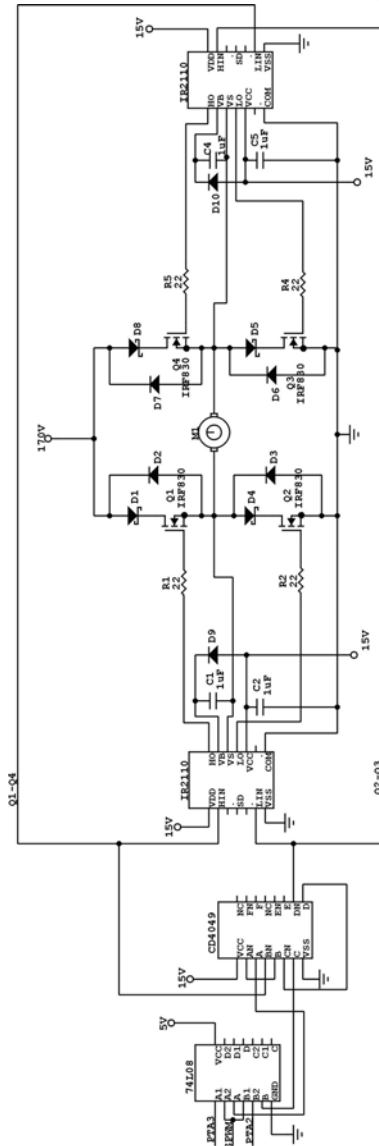


Fig. 4. Circuito de potencia.

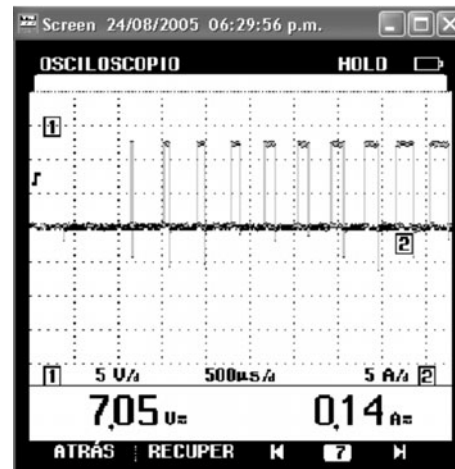


Fig. 5. Señal SPWM de salida del microcontrolador.

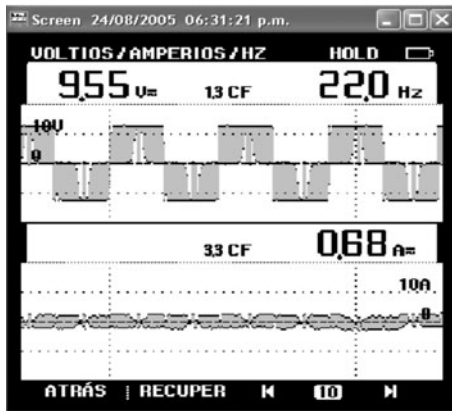


Fig. 6. SPWM en el motor.

Tabla 2. Datos tomados por experimentación

	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 = 1749 rpm	Sensor = 844 rpm	Sensor = 525 rpm

## V. CONCLUSIONES

Este prototipo 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.

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.

## REFERENCIAS

- 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.
- TRZYNADLOWSKI, Andrzej M. (2001). Control of Induction Motors. San Diego, Ed. Academic Press.
- POPESCU, Mircea. (2004) Analytical Prediction of the Electromagnetic Torques in Single-Phase and Two-Phase AC Motors. Tesis de Doctorado, The Helsinki University of Technology Engineering.