

Control de una máquina de elaboración de reactancias inductivas

Mag. Iván Iglesias Navarro
Universidad Técnica del Norte - Ecuador
iglesiasnavarro@gmail.com

Mag (c). Diego Francisco Terán
Universidad Técnica del Norte - Ecuador
dferan@utn.edu.ec

Naún Alejandro Mejía
Universidad Técnica del Norte - Ecuador
alejomvalencia@gmail.com

Fecha Recepción: 03/11/15 - Fecha Aprobación: 24/11/15

Resumen: El presente artículo describe una metodología de diseño e implementación de un control PI de velocidad de un motor de inducción trifásico, aplicado en un variador de frecuencia de una máquina bobinadora. El procedimiento considera el análisis de la planta y su modelamiento, utilizando un procedimiento experimental al obtener la curva de reacción del sistema. El conjunto de datos obtenidos son almacenados y procesados utilizando una herramienta de identificación de modelos. El modelo de la planta obtenido servirá como base para encontrar las constantes del controlador PI. Se utiliza el controlador PI integrado en el variador de frecuencia y su entrada de realimentación para la señal de retorno. Se describe el diseño e implementación de un circuito electrónico convertidor de frecuencia a voltaje que servirá como transductor para captar y convertir la velocidad de la planta a su equivalente en voltaje. Se implementa el sistema de control analizando los parámetros del controlador PI.

Palabras clave: Curva de reacción, herramienta de identificación de modelos, sistema de control PI, variador de frecuencia, circuito convertidor de frecuencia a voltaje.

Abstract: This paper describes a methodology for designing and implementing an PI speed control of a three phase induction motor, applied to a frequency of a winding machine. The procedure considers the analysis of the plant and its modeling, using an experimental procedure to obtain the system response curve. The set of data are stored and processed using a pattern recognition tool. The flat model obtained will serve as a basis for finding constants PI controller. Integrated in the inverter and feedback input for the return signal PI controller is used. The design and implementation of an electronic circuit frequency, to voltage converter, which serve as transducer to collect and convert the speed of the plant equivalent voltage is described. The control system by analyzing the parameters required by the machine is deployed.

Keywords: Reaction curve, System Identification Tool, PI control system, Inverter frequency to voltage converter circuit.

1. Introducción

Los sistemas de control de velocidad de motores de inducción MI han tomado una vital importancia en los procesos industriales, ya que la calidad del proceso de producción otorga un valor agregado al producto y debe, sin duda, ser eficiente y optimizado [1]. En la actualidad se registran un gran número de investigaciones que utilizan esta estrategia para controlar los MI, tal es el caso de [2] donde se utiliza un DSC56F8323 para implementar el control de velocidad con regulación de frecuencia o [3] que hace uso de observadores no lineales para este mismo objetivo. Se

podría adicionar por último los trabajos de [4] y [5] dentro de esta misma temática.

El sistema de control a implementar se detalla en el diagrama de bloques de la Figura 1.

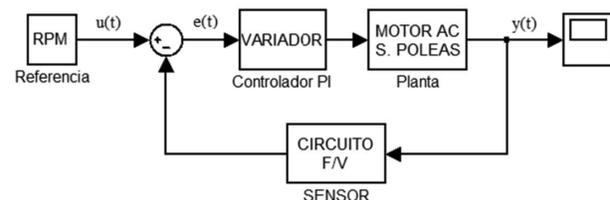


Figura 1. Diagrama de bloques del sistema de control

La implementación del sistema de control de velocidad mostrado requiere del conocimiento de las características mecánicas del MI, para realizar el modelamiento matemático de la función de transferencia del motor y la planta en general.

La planta a controlar está formada por el motor de inducción trifásico, su velocidad nominal es de 1685 rpm, la cual se reducirá a menos de la mitad utilizando el sistema de banda y poleas. El proceso se realizará con velocidades por debajo de este valor con la finalidad de proteger la aislación que recubre al cable de cobre.

1.1. Modelo matemático de la máquina de reactancias

La Figura 2 muestra el circuito tradicional equivalente simplificado por fase de un motor de inducción, el cual es similar al de un transformador [6]. Al inducir voltajes y corrientes en el rotor de un motor de inducción básicamente se está realizando una operación de transformación.

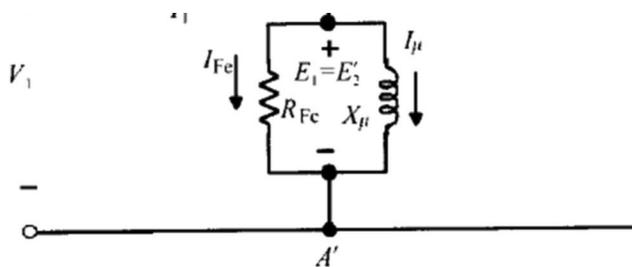


Figura 2. Modelo transformador de un motor de inducción [7].

Los valores de resistencias R1 y R2 corresponden a las resistencias de los bobinados del estator y del rotor respectivamente. Las inductancias del estator como del rotor están representadas por X1 y X2. Las pérdidas en el núcleo del estator están representadas por la resistencia Rfc. Los flujos magnéticos que ocasionan las pérdidas en el núcleo del estator están representados por las reactancias de magnetización Xμ [8]. Se debe considerar también la resistencia de carga que representa el efecto equivalente a la carga mecánica que lleva el motor como RC.

Se puede observar que el primario está alimentado por la red de tensión sinusoidal V1, las corrientes que relacionan el estator con el rotor se obtienen aplicando la primera ley de Kirchhoff en el nodo A obteniendo la Ecuación 1.

$$I_1 = I_0 + I'_2 = I_0 + \frac{I_2}{m_i} \quad (1)$$

Donde m_i es la relación de transformación de corrientes. Por lo tanto, las ecuaciones de primario y secundario corresponden a:

$$V_1 = E_1 + R_1 I_1 + jX_1 I_1 \quad (2)$$

$$E'_2 = R'_2 I'_2 + R'_c I'_2 + jX'_2 I \quad (3)$$

Donde V , E e I , son la representación matricial del sistema trifásico.

El circuito equivalente de un motor de inducción es una herramienta muy útil para determinar la respuesta del motor a los cambios de carga. Sin embargo, si se va a utilizar un modelo para una máquina real, es necesario determinar qué valores se utilizarán en el modelo [9]. ¿Cómo pueden determinarse R1, R2, X1, X2 y XM para un motor real?

El conjunto de información se puede hallar conformando una serie de pruebas en el motor de inducción, análogas a las pruebas de cortocircuito y de circuito abierto realizadas en un transformador. Las pruebas deben llevarse a cabo bajo condiciones perfectamente controladas, puesto que las resistencias varían con la temperatura y la resistencia del rotor varía también con su frecuencia. Los detalles precisos de cómo debe realizarse cada prueba en los motores de inducción para alcanzar resultados exactos están descritos en la norma 112 de la IEEE [9].

Si se desconoce la función de transferencia de un sistema, entonces puede obtenerse experimentalmente introduciendo entradas conocidas y estudiando el comportamiento de la salida del sistema. Una vez establecida esta función de transferencia proporciona una descripción completa de las características dinámicas del sistema [9].

En artículos como [10] y [11] se utilizan modelos computacionales de motores de inducción creados en Simulink y de esta manera analizan su comportamiento.

El objetivo de este trabajo es utilizar una metodología práctica al momento de modelar una planta real en donde se encuentra un motor de inducción trifásico, determinar su función de transferencia e implementar

un controlador de tipo **Proporcional + Integral (PI)**, además de su implementación y pruebas respectivas.

2. Desarrollo

La Figura 3 muestra los elementos a considerarse tanto en la planta del sistema como en la etapa de adquisición de datos.

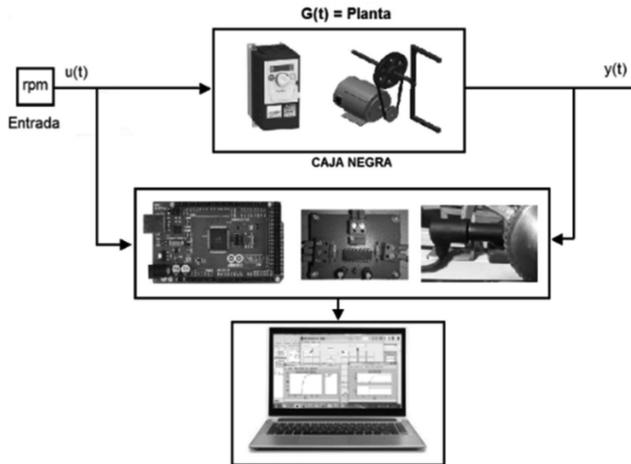


Figura. 3. Método de la caja negra

Es conocida la existencia de dos de los métodos más comunes para modelar el comportamiento dinámico de una planta o proceso, éstos se describen a continuación:

- Modelado de caja blanca: en el cual se construyen modelos dinámicos a partir de conocimientos previos y leyes físicas que describen balances de masa y energía por ejemplo.
- Modelado de caja negra: donde se construyen modelos de forma experimental, con ensayos no destructivos sin utilizar leyes.

Otra variante es la combinación de los anteriores, llamado modelado de caja gris, donde se construyen los modelos utilizando las ventajas de ambos [12].

En la presente investigación, debido a la naturaleza de la planta, se utilizó un modelo de identificación de caja negra, dado que transforma las entradas en salidas sin que sea posible saber cómo esta transformación se lleva a cabo. Para esto se han usado sensores lineales para la lectura de datos y frecuencia variables para la excitación de la planta, siendo las entradas y salidas lineales; quedando la dinámica de los sensores incorporada en el modelo.

Para definir ese proceso y analizarlo se recurre al método experimental, implementando una adquisición de datos que integra, una placa electrónica de Arduino Mega2560 y el *Toolbox* de Identificación de Sistemas de Matlab. Proceso que será explicado a continuación.

2.1. Adquisición de datos del sistema

Es necesario implementar un transductor que permita sensor la velocidad en tiempo real del sistema y poder realizar un tratamiento de los datos obtenidos.

Para sensor la velocidad del eje y cerrar el lazo de control se incorporó un sensor de reluctancia variable CKP. Este sensor opera conjuntamente con un reluctor de 48 ranuras, Figura 4, acoplados a la máquina y al eje respectivamente.

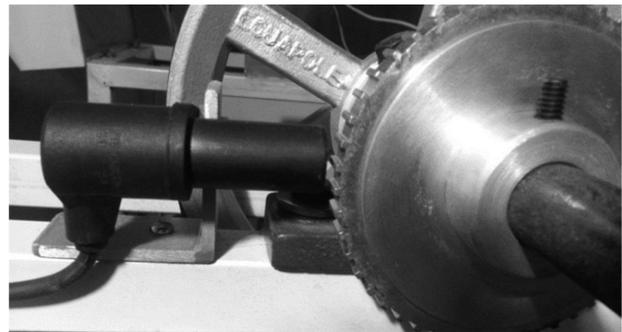


Figura 4. Sensor CKP y Reluctor

Al girar el reluctor a una determinada velocidad, el paso de sus dientes deforma el campo magnético de un imán permanente que se encuentra en el interior del sensor, este cambio en el campo induce un voltaje en la bobina que se encuentra acoplada alrededor del imán generado una señal senoidal [13].

Para transformar la frecuencia de la señal emitida por el sensor en una señal equivalente en voltaje se ha utilizado el integrado LM2907N como convertidor de frecuencia a voltaje, utilizando el circuito que se muestra en la Figura 5.

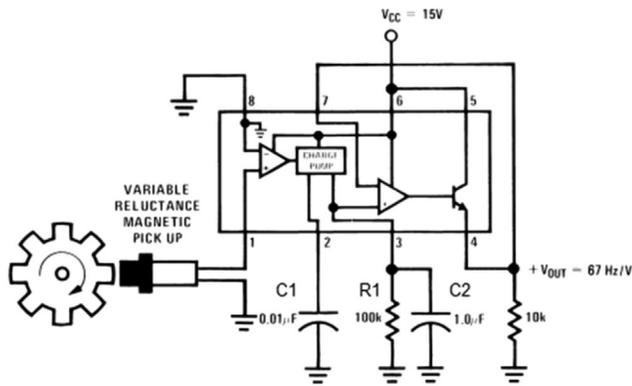


Figura 5. Conversor de Frecuencia a Voltaje F/V [14]

Con los valores de C_1 , R_1 , C_2 y V_{CC} , dados en la figura 5, el integrado tiene una relación de salida de 67 Hz/V. El voltaje de salida está dado por la ecuación 4.

$$V_o = k * C_1 * R_1 * V_{CC} * f \quad (4)$$

Los valores con los que va a trabajar el integrado conversor de frecuencia a voltaje en el lazo de control son: voltaje máximo entregado a velocidad nominal de 1685 rpm es $V_o = 5$; voltaje de alimentación del circuito $V_{CC} = 12V$; la constante $k = 0.9 - 1.1$, proporcionada por el fabricante. Debido a la relación de poleas dada por la ecuación 5, la velocidad máxima alcanzada en el eje será de:

$$\omega_2 = \frac{3[in] * 1685[rpm]}{8[in]} \quad (5)$$

$$\omega_2 = 632[rpm]$$

Para determinar la frecuencia máxima a la que estará expuesto el sensor se necesita saber a qué frecuencia trabaja el reductor de 48 ranuras a velocidad máxima, por lo tanto:

$$\omega_2 = 632 \left[\frac{rev}{min} \right] * \left[\frac{1min}{60s} \right] = 10,5 \left[\frac{rev}{seg} \right]$$

$$48 * 10,5 \frac{puls}{seg} = 505 \left[\frac{puls}{seg} \right]$$

$$f_{m\acute{a}x} = 505 [Hz]$$

Despejando C_1 de la Ecuación 4 y tomando como referencia a $R_1 = 100[k]$ y $V_{CC} = 12 [V]$ se obtiene:

$$C_1 = \frac{V_o}{(V_{CC})(f_{m\acute{a}x})(R_1)(k)}$$

$$C_1 = \frac{5V}{(12V)(500Hz)(100k\Omega)(1)}$$

$$C_1 = 8,25 [nF]$$

Entre los capacitores comerciales se encuentran los valores más cercanos a 6.8 [nF] y 10 [nF].

Con los valores de $f_{m\acute{a}x}$, C_1 , y R_1 obtenidos como referencia, después de algunos ajustes y pruebas realizadas, se implementó el circuito conversor de frecuencia a voltaje de la Figura 6.



Figura 6. Placa del circuito F/V

La curva del voltaje con respecto a la frecuencia obtenida de la señal de salida se puede observar en la Figura 7.

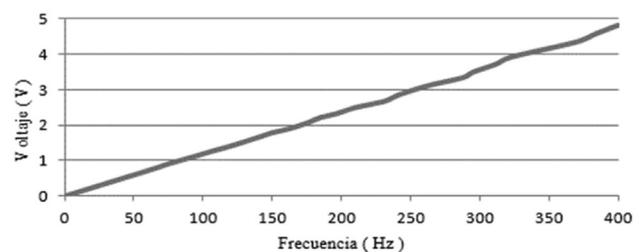


Figura 7. Curva de la Frecuencia vs Voltaje.

Para leer la señal del voltaje se utilizó una entrada analógica de la placa electrónica Arduino Mega2560. A esta placa se le cargo un *firmware* que permite enviar los datos obtenidos de la conversión analógico/digital a la computadora y poder almacenarlos.

En el computador se creó un archivo “.m” de Matlab, para procesar los datos de la señal analógica y transformarlos a una señal correspondiente en revoluciones por minuto. Se obtuvieron un total de 100 datos con un tiempo de muestreo de 0,03s. Los datos se almacenaron en dos matrices en el Workspace de Matlab. La primera matriz corresponde a los datos de la función de entrada o impulso escalón y la segunda corresponde a la curva de reacción o salida de la planta.

En la Figura 8 se muestra la curva Input $u(t)$ como la función escalón y la función Output $y(t)$ como la curva de reacción del sistema; el eje y representa la velocidad (rpm) y el eje x el tiempo de adquisición, que para este caso fue de 3 segundos.

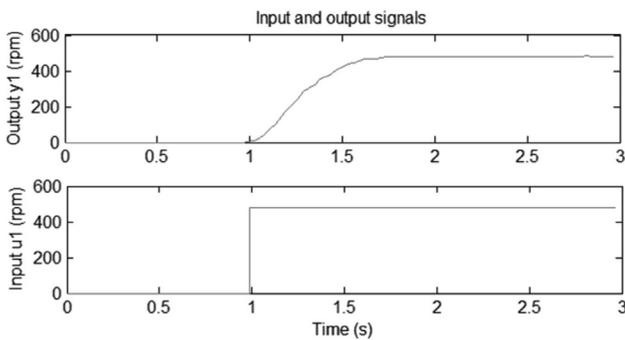


Figura 8. Señal obtenida

El sensor está ubicado en el eje del mecanismo, por lo tanto el valor máximo de la señal sería menor que la mitad de la velocidad nominal del motor.

2.2. Proceso de modelamiento

Como se ha planteado anteriormente el *Toolbox* de Identificación de Sistemas de Matlab, Figura 9, se utiliza para identificar modelos matemáticos de sistemas dinámicos a partir de datos medidos de entrada y salida. Este *Toolbox* proporciona una interfaz gráfica de usuario donde la creación de los modelos se hace de forma interactiva [15].

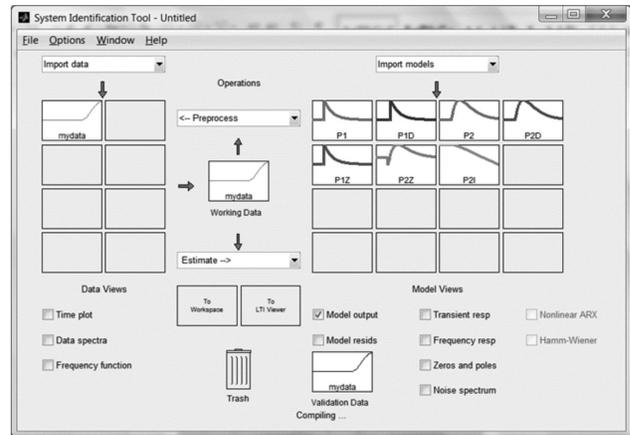


Figura 9. System Identification Tool

En este caso los datos están en el dominio del tiempo, una vez importados se procede a estimar el modelo utilizando diferentes estructuras, Figura 10, para luego seleccionar la más aproximada.

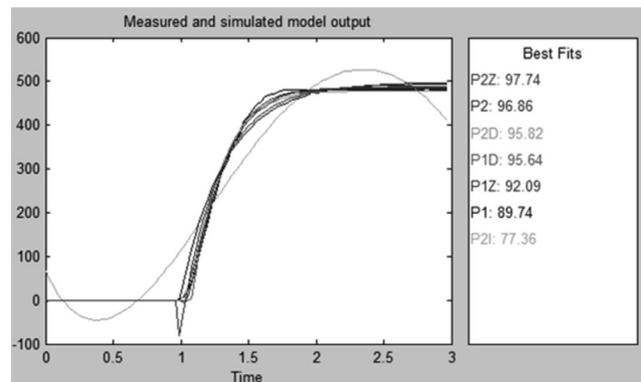


Figura10. Modelos simulados

En la tabla 1 se muestran los datos de error de predicción final (FPE) y el porcentaje de ajuste (FIT) de cada uno de los modelos obtenidos, a través de la herramienta de identificación de las diferentes estructuras a considerar.

Tabla 1. Criterios de selección del modelo

MODELO	FPE	FIT
P1	542.998	89,74%
P1D	104.14	95,64%
P2	51.65	96,86%
P2D	96.319	95,82%
P1Z	328.64	92,09%
P2Z	27.237	97,74%
P2I	2775,5	77,36%

Después de haber analizado los datos de cada modelo obtenido, se selecciona el modelo P2, ya que tiene un error de predicción final (FPE) de 51,65 y un porcentaje de ajuste, con respecto a la curva de reacción (FIT), de 96,86%, presentando una mejor relación entre ambos criterios.

Se obtiene una función de transferencia de segundo orden. El modelo de la planta seleccionado se muestra en la ecuación 8.

$$G(s) = \frac{1.0132}{(0,15346s + 1)(0.15344s + 1)} \quad (8)$$

2.3. Controlador PI

Se implementa un control proporcional integral debido a que el variador de frecuencia a utilizar para controlar el motor de inducción, cuenta con una función interna que permite configurar estos parámetros y además una entrada analógica como señal de retroalimentación o *feedback*.

El control PI se puede expresar matemáticamente en el dominio de la frecuencia compleja como se muestra en la ecuación 9.

$$G_c(s) = K_p \left(1 + \frac{1}{T_i s} \right) \quad (9)$$

Donde se tiene una acción proporcional K_p que actúa directamente sobre el error pero no lo elimina, y una acción integral T_i que elimina el error de estado estacionario [16].

A continuación se presenta el diseño de un controlador que reduzca el tiempo de subida y el tiempo de establecimiento. Para ello se utiliza el primer método de sintonización de controladores de Ziegler y Nichols [17]. Se puede utilizar este método ya que cumple con las siguientes características: la respuesta escalón de $G(s)$ tiene forma de **S** y no contiene integradores. Tales características nos permitirán encontrar los valores de **L** y **T**, que son el tiempo de retardo y la constante de tiempo respectivamente.

Se calculan las constantes del controlador por el primer método de Ziegler y Nichols utilizando la Figura 11.

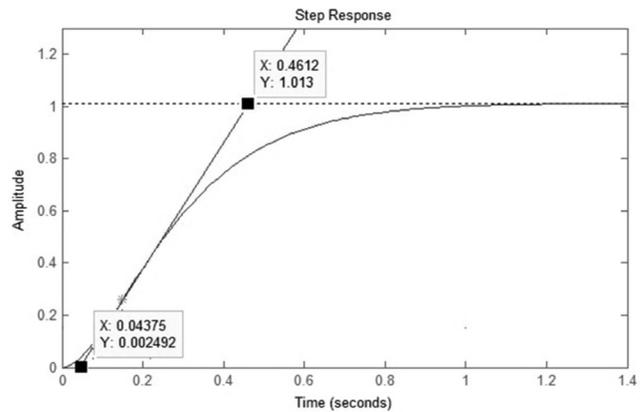


Figura 11. Determinación de las constantes L y T

La Figura 11 muestra que el punto de inflexión (marcado en la gráfica) se encuentra en (0.1500, 0.2596) por lo tanto $L = 0,0437$ y $T = 0,461 - L = 0,417$. Se utiliza la tabla 2 para calcular las constantes del controlador PI.

Tabla 2. Constantes del controlador

Tipo de controlador	K_p	T_i	T_d
P	T/L	∞	0
PI	$0.9(T/L)$	$L/0,3$	0
PID	$1.2(T/L)$	$2 L$	$0,5 L$

Luego de este proceso se decide que los valores de las constantes serian:

$$K_p = 8.59$$

$$T_i = 0.146$$

Reemplazando estos valores en la Ecuación 9 y simplificando, la función de transferencia del controlador estaría determinada por la ecuación 10.

$$G_c(s) = 8.59 + \frac{58.836}{s} \quad (10)$$

Los valores obtenidos en la mayoría de casos sólo pueden ser considerados como un punto de partida para iniciar la sintonización del controlador [18]. La tabla 3 describe los diferentes comportamientos del sistema al variar cada uno de los parámetros.

Tabla 3. Reglas de ajuste de control PI

Acción	T subida	Sobreimpulso	Estabilidad
$\uparrow K_p$	Lento	Decrece	Empeora
$\uparrow T_i$	Rápido	Aumenta	Mejora

Para simular el comportamiento del sistema con el controlador incorporado se utilizó el diagrama de bloques en lazo cerrado implementado in Simulink, como muestra la Figura 12, donde se encuentran el controlador y la planta encontrados anteriormente.

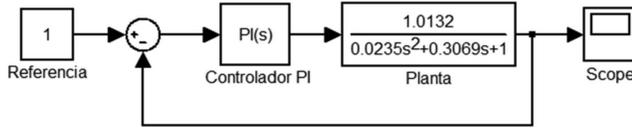


Figura 12. Diagrama de bloques de sistema de control de velocidad.

El variador de frecuencia Altivar 312 a utilizar cuenta con un controlador PI internamente, el cual está formado como lo explica el diagrama sinóptico de la Figura 13.

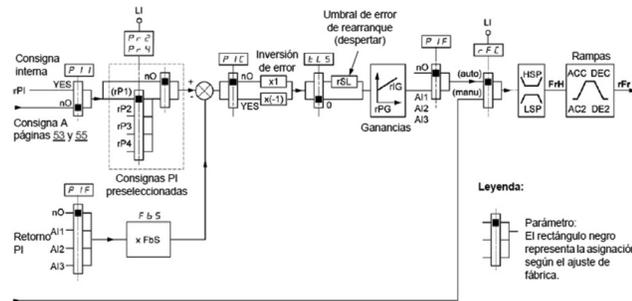


Figura 13. Esquema Sinóptico del Regulador PI [19]

Como se observa en la figura anterior, la consigna del controlador puede ser interna o externa al seleccionar $rPI = YES$; se puede introducir el valor necesario de la referencia del controlador utilizando la perilla de navegación en un rango que va de 0 a 100%. Este valor corresponde, en este caso, al porcentaje de la velocidad a la que va a trabajar la máquina: a 0% corresponde 0 rpm y a 100% corresponde 1685 rpm, velocidad nominal del motor.

En el diagrama también se puede ver que el retorno PI debe ser asignado a una de las entradas analógicas AI1, AI2 o AI3. En este caso se asignó la entrada analógica AI2, ya que es una entrada analógica de voltaje en un rango de 0 a 10V.

El manual de "Guía de programación Altivar 312" [19], muestra como configurar las características del motor e inicio rápido del variador de frecuencia. Para proceder a configurar las constantes del controlador, se activa la función del controlador PI seleccionando el canal de retorno o *feedback* AI2 y la referencia interna PII [20], siguiendo el orden de los comandos que se muestran en la Figura 14.

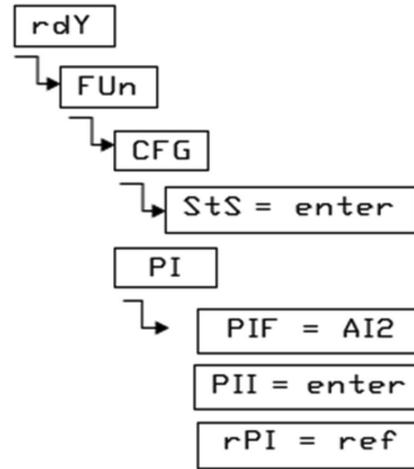


Figura 14. Configuración de parámetros de control PI

El parámetro rPI es la referencia interna del controlador, tiene un rango de 0.0% a 100.0%. A continuación se configuraron las constantes encontradas en el proceso de modelamiento del controlador, guiándose en la secuencia de comandos que se muestra en la Figura 15.

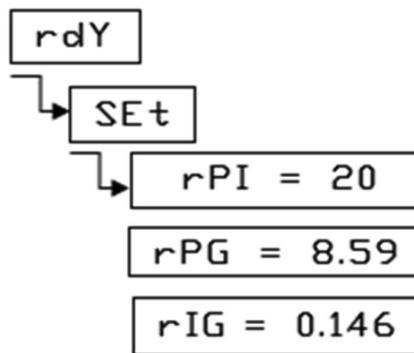


Figura 15. Configuración de ganancia k_p y k_i en el variador.

Como se puede ver estos parámetros se encuentran en la función SEt, al igual que rPI , y tienen un rango de 0 a 100%. Se selecciona un valor de 20% en rPI con la finalidad de realizar las pruebas pertinentes.

2.4. Resultados

En el proceso de implementación del circuito convertidor de frecuencia a voltaje se obtuvo una captura de la interfaz del osciloscopio mostrada en la Figura 16, en la que aparece un ejemplo de la señal obtenida del sensor Ckp, con una frecuencia de 123,4 Hz y un voltaje $V_{pp} = 774$ mV. La amplitud del voltaje de la señal es proporcional a la distancia entre el sensor y el reluctor, pero no influye en la frecuencia.

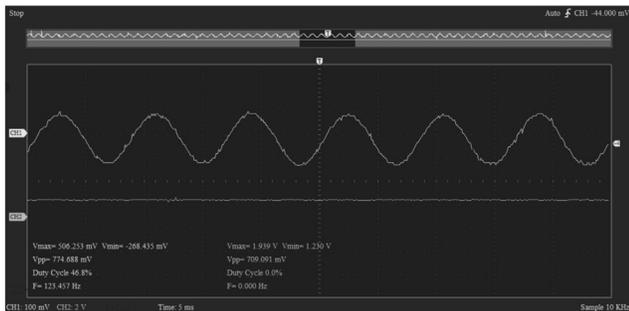


Figura 16. Señal obtenida del sensor CKP

En el modelamiento de la planta se obtuvo la respuesta escalón en lazo abierto $G(s)$, que se muestra en la Figura 17. La ganancia de la función de transferencia de la planta es 1.0132, así que éste será el valor final de la salida a una entrada escalón unitario, lo cual se puede observar. Además el tiempo de subida es de 0.516s y el tiempo de establecimiento es de 1.4s.

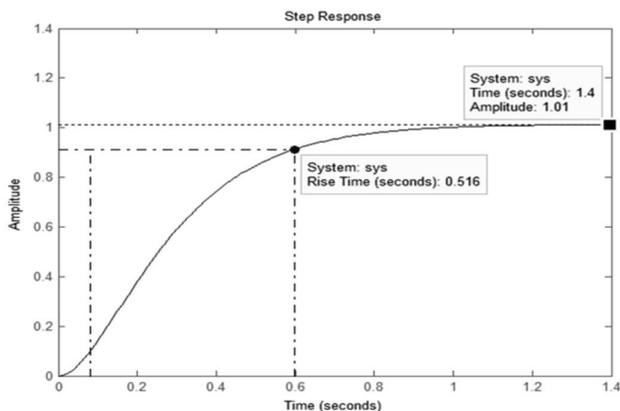


Figura 17. Respuesta escalón de $G(s)$

Al analizar el sistema de control PI se obtuvo la gráfica de color negro que se muestra en la Figura 18, la cual representa la respuesta del sistema de control en lazo cerrado con las constantes del controlador PI halladas por el método de Ziegler y Nichols, donde se puede observar que el tiempo de subida (T_r) es de aproximadamente 0.1s, el error llega a eliminarse, el

tiempo de establecimiento (T_s) es de 1.5s; se observa un sobreimpulso (M_p) de más del 50%.



Figura 18. Respuesta del sistema de control PI

Después de haber realizado algunos ajustes de sintonización en los valores del controlador, basándose en reglas de ajuste de un control PI ya conocidas que se muestran en la tabla 3, auxiliándose del lugar geométrico de la raíz a través de su condición de magnitud y ángulo y definiendo un polo deseado dominante igual a $-5.07 \pm j*8.94$ para lograr una respuesta transitoria con un M_p menor al 20 % y un $T_s \approx 0.8s$, se obtuvieron los valores de $P = 3$ e $KI = 10$ como sintonía final del controlador.

En la Figura 18 se representa la simulación del sistema de control PI en Simulink, donde se puede observar que el M_p es menor al 18%, el T_r es de alrededor de 0.2s y el T_s se redujo alrededor de 0.75s.

En la Figura 19 se presentan las diferentes curvas de respuesta obtenidas en el sistema con la implementación del controlador PI real, con las constantes encontradas anteriormente y unas pequeñas variaciones que se detallan en la tabla 4. Como se puede apreciar la gráfica de respuesta de la Figura 19 a) es la que más se acerca a los resultados obtenidos en la simulación.

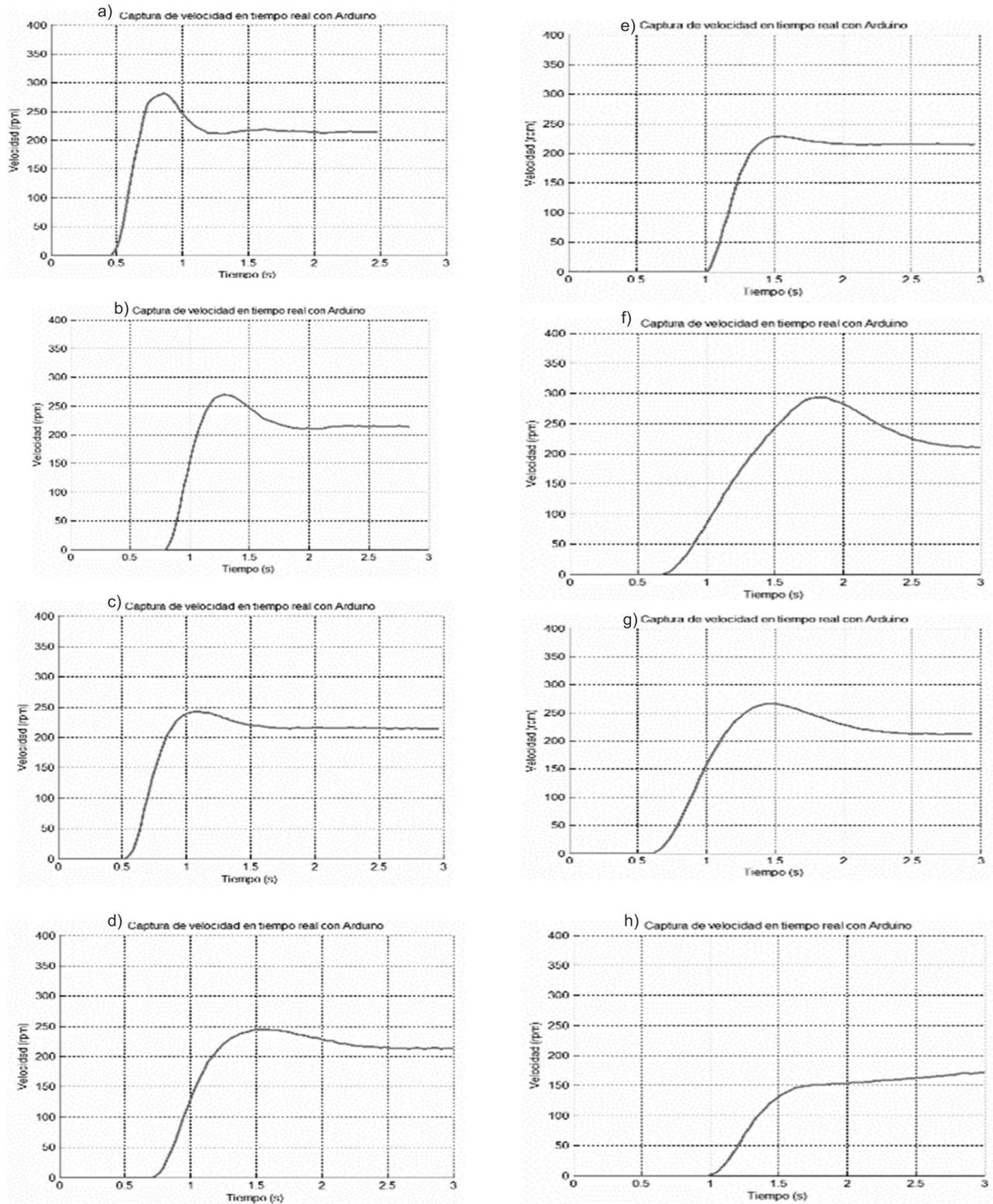


Figura 19. Respuestas reales del sistema implementado

Se ha elegido un valor de referencia de velocidad del 20 %, debido a que en el proceso la máquina no debe

afectar el aislamiento que recubre al conductor de cobre por tensiones bruscas o exceso de fricción.

Tabla 4. Variaciones de las constantes P e I

rPI%	Weje(rpm)	P	I	ACC	DCC	Figura
20	150	3	10	0,1	0,1	a
20	150	2	8	0,1	0,1	b
20	150	2	6	0,1	0,1	c
20	150	1	5	0,1	0,1	d
20	150	2	5	0,1	0,1	e
20	150	1	5	2	0,1	f
20	150	1	5	1	0,1	g
20	150	1	1	1	0,1	h

3. Conclusiones

Con los datos obtenidos se ha encontrado que efectivamente al comparar la respuesta del sistema de control estimado, utilizando el método propuesto y la curva de respuesta del sistema de control real implementado, se observa una gran similitud, verificando así la efectividad de la metodología utilizada.

Es importante destacar que en el proceso de estimación del modelo se deben considerar varios tipos de estructuras para de esta manera comparar y llegar a una respuesta más exacta.

Fue necesaria la sintonización de los valores finales del controlador PI, ya que el comportamiento del sistema no era el deseado.

Se demostró que el uso de un controlador PI dentro del sistema permitió modificar el comportamiento de éste, de acuerdo con las prestaciones necesarias, como disminuir el tiempo de establecimiento y de subida.

Bibliografía

[1] B. Vargas. "Diseño e implementación de un controlador proporcional integral en un controlador industrial de procesos". Revista de la facultad de ingeniería industrial, vol. 13, nº 2, pp. 38-47, 2010.

[2] F. Serra y C. Falco. "Control de velocidad V/Hz a lazo cerrado de un motor de inducción usando DSC56F8323". De

XXIº Congreso Argentino de Control Automático, AAECA 2008, 2008.

[3] M. Gallegos, R. Alvarez, J. Moreno y G. Espinosa. "Control vectorial de un motor de inducción con carga desconocida basado en un nuevo observador no lineal". En: Revista Iberoamericana de Automática e Informática Industrial RIAI, vol. 7, pp. 74-82, 2010.

[4] B. Elfilali. "Utilización del Filtro de Kalman como Estimador de la Velocidad en el Control Vectorial de Motores de Inducción". sepi-esime, México DF, 2001.

[5] J. González, M. Azevedo y E. Pacheco. "Control vectorial del Motor de Inducción para el Control de Velocidad del Rotor por cambio de Frecuencia". De II Congreso Venezolano de Ingeniería Eléctrica, Mérida, 2000.

[6] L. Avendaño y J. González. "Simulación de control vectorial a un motor de inducción". En: Revista Scientia et Technica, vol. 18, nº 1, 2013.

[7] F. Mora. "Máquinas eléctricas", Madrid: McGraw-Hill, 2003.

[8] D. Valencia, E. Quishpe y S. Vladimir. "Estudio del efecto de la distorsión armónica de tensión sobre la operación del motor trifásico de inducción en estado estacionario". En: Revista Energética, vol. 43, nº 6, pp. 67-77, 2014.

[9] K. Ogata. "Ingeniería de control moderna", México: Prentice-Hall, 1998.

[10] E. Camargo, E. Garzón y M. Pérez, "Control Vectorial de motores de Inducción". En: Revista Visión Electrónica, vol. 4, nº 2, pp. 97-105, 2010.

[11] J. Bort. "Estudio del Modelo Matemático del Motor de Inducción Trifásico", 2002.

[12] M. López. "Pruebas de caja negra: una experiencia real en laboratorio". En: Revista Actas de las XI Jornadas de Enseñanza Universitaria de Informática, pp. 189-196, 2005.

[13] J. Cuero. "Diseño e implementación de un prototipo para el diagnóstico y respaldo de los sistemas de encendido de vehículos a gasolina y a gas natural". En: Revista Villavicencio, pp. 1-10.

[14] www.ti.com. [En línea]. Available: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm2907-n.pdf>.

[15] J. Márquez. "Estrategia para el control de la temperatura del crudo a la salida del intercambiador E-22 en la planta de deshidratación de crudo de la empresa petroregional de Iago, 2012.

[16] L. Lozano, L. Rodríguez y D. Giraldo. "Diseño, Implementación y Validación de un Controlador PID Autosintonizado". En: Revista Tecno Lógicas, nº 28, pp. 33-53, 2013.

[17] I. Ruge. "Optimización de señal de control en reguladores PID con arquitectura antireset Wind-Up". En: Revista Tecnura, vol. 15, nº 30, pp. 24-31, 2011.

[18] A. Alzate, M. Holguín y A. Escobar. "Uso de algoritmos genéticos en la sintonización de ganancias de un controlador difuso PID". En: Revista Scientia Et Technica, vol. 14, nº 40, pp. 7-12, 2008.

[19] www.schneider-electric.com.ar. [En línea]. Available: <http://www.schneider-electric.com.ar/documents/local/guia-de-programacion-atv312.pdf>.

[20] S. Lozano, "www2.schneider-electric.com". [En línea]. Available: http://www2.schneider-electric.com/resources/sites/SCHNEIDER_ELECTRIC/content/live/FAQS/242000/FA242466/ES/Regulador%20PI%20con%20ATV%20312.pdf.