

OBSERVADOR DE VELOCIDAD PARA ACCIONAMIENTOS DE ELEVADAS FRECUENCIAS EN PROCESOS DE LIXIVIACIÓN Y LAVADO

(SPEED OBSERVER FOR HIGH FREQUENCIES DRIVES
IN LEACHING AND WASHING PROCESS)

LUIS ROJAS PURÓN
SECUNDINO MARRERO RAMÍREZ
IGNACIO ROMERO RUEDA
CAYETANO DURÁN ABELLA

Ingeniero, Profesor asistente, Dpto Eléctrica, Facultad Metalurgia-Electromecánica, Instituto Superior Minero-Metalúrgico de Moa.

Dr. , Profesor titular, Dpto Eléctrica, Facultad Metalurgia- Electromecánica, Instituto Superior Minero-Metalúrgico de Moa.

Profesor asistente, Dpto Eléctrica, Facultad Metalurgia-Electromecánica, Instituto Superior Minero-Metalúrgico de Moa.

Instructor graduado, Departamento Eléctrica, Facultad Metalurgia-Electromecánica, Instituto Superior Minero-Metalúrgico de Moa.

ABSTRACT: The process of washing and leaching of lateritic minerals requires the use of pumps drives to transport pulps and liquors to the processing units to obtain Ni+Co; It is interesting to offer a way to rise the productivity of these mechanisms through the increment of the revolutions number of the motors, which is related with the flows and the speeds of mineral transport, and offer an algorithm of a speed observer an induction motor that works at high frequencies under conditions metallurgical-mining of Moa, vectorially regulated by Field Oriented Theory. The Model is simulated on MATLAB, showing the optimization graphics of the mining drives, by means a serially of subordinated

regulation by an optimum module and symmetrical optimum

Keys words: Speed Observer, Mining Drives of pumps, Simulation, Induction Motor, Field Oriented Control.

RESUMEN: El proceso de lixiviación y lavado de la laterita exige la utilización de accionamientos de bombas encargadas de transportar la pulpa y los licoros en las unidades de procesamiento para la obtención de Ni+Co; donde tiene interés brindar una vía de cómo elevar la productividad de estos mecanismos mediante el incremento del número de revoluciones de sus motores, que tiene relación con los flujos y las velocidades de

transporte del mineral, aspecto que ofrece el algoritmo de un observador de velocidad de un motor de inducción que trabaja a elevadas frecuencias en condiciones minero-metalúrgicas de Moa, regulado vectorialmente por la Teoría del Campo Orientado. El modelo es simulado en MATLAB, y se muestran los gráficos de optimización del accionamiento minero, donde se consigue la regulación subordinada en serie por módulo óptimo y óptimo simétrico.

Palabras claves: Observador de velocidad, Accionamientos mineros de bombas, Simulación, Motor de Inducción, Control de Campo Orientado.

INTRODUCCIÓN

Los accionamientos de bombas en instalaciones minero-metalúrgicas constituyen más del ochenta y cinco por ciento de todo el equipamiento encargado del transporte de mineral y los productos encargados del procesamiento de lateritas en las plantas, por lo tanto cualquier trabajo relacionado con mejorar la eficiencia y los indicadores productivos y energéticos de estas máquinas representa un aporte sustancial en propiciar la rentabilidad del proceso tecnológico en las empresas del níquel.

Por tanto, nuestro trabajo tiene como objetivo brindar una vía de cómo elevar la productividad de estos mecanismos mediante el incremento del número de revoluciones de sus motores, lo cual tiene relación con los flujos y las velocidades de transporte del mineral, aspecto que ofrece el algoritmo de un observador de velocidad de un motor de inducción que trabaja a elevadas frecuencias en condiciones minero-metalúrgicas de Moa, regulado vectorialmente por la Teoría del Campo Orientado.

En nuestro análisis, planteamos la correlación entre los parámetros del accionamiento y la de los principales mecanismos que intervienen en el proceso tecnológico,

como es la relación casi directa entre Potencia, Torque y el Momento de inercia en el árbol del rotor con los flujos de pulpas o licores y sus velocidades de transportación.

Al mismo tiempo, las facilidades que ofrecen las actuales técnicas de control, permiten manejar con amplio margen el diapason de velocidades en las máquinas mineras de forma suave y precisa sin complicar el funcionamiento de los dispositivos de protección y medición y, más aún, mejorando el comportamiento operacional de los motores de corriente alterna con cualidades parecidas a los motores de corriente directa, de ser fácilmente regulados, alto torque pero con alto consumo de potencia reactiva.

Para esto, en nuestro trabajo vamos a mostrar algunas aplicaciones del motor de inducción (MI), también conocido como motor asincrónico, con el rotor de jaula de ardilla trifásica cuyo comportamiento se considera simétrico en sus tres fases, el cual acciona bombas centrífugas en la Planta de Lixiviación de la empresa Comandante Ernesto Che Guevara de Moa.

El modelo está planteado en aras de enfocar la máquina como un objeto de control muy noble, donde espaciamos los ejes en coordenadas dd-qq, de tal forma que nos permita más adelante utilizar la Teoría del Campo Orientado (TCO), para manipular las variables de corriente y flujo magnético en la dirección del motor como si éste fuera de corriente directa.

La novedad de nuestro estudio consiste en ofrecer el comportamiento del accionamiento en la zona de relativa elevada frecuencia, es decir, vamos a alimentar el MI con voltajes sinusoidales de frecuencias entre 60 y 80 Hertz; aspecto poco estudiado, porque implica el rediseño de la máquina ordinaria que está fabricada para operar a la frecuencia industrial de 60 Hertz.

Hay trabajos hechos para arranque en frecuencia con óptimo en tiempo de un MI de alta velocidad, (Kawecki y Niewierowicz, 1997), donde el análisis se hace considerando los transitorios electromagnéticos y sin ellos, aspecto que aporta la incidencia sensible del consumo de corriente durante esta etapa.

El modelo matemático del MI se basa en las consideraciones siguientes:

- ♦ El voltaje de alimentación es sinusoidal y simétrico.
- ♦ El motor de inducción es simétrico.
- ♦ Las inductancias y las reactancias son constantes.
- ♦ El motor opera en la parte lineal de su curva de saturación magnética.
- ♦ Se desprecian las pérdidas magnéticas, así como las componentes armónicas de orden superior del par electromagnético.
- ♦ No se consideran los transitorios por causas electromagnéticas.
- ♦ El MI opera sin carga, y se desprecian el par resistivo del mecanismo accionado.

Estos aspectos también son asumidos en sus trabajos por Sandler y Sarbatov (1966), Schreiner (1973), y Kawecki (1987), los cuales llegaron a conclusiones con opciones muy cercanas a condiciones industriales. Nosotros aportamos la simulación con opciones de carga tipo ventilador de una bomba centrífuga de una planta minero-metalúrgica, encargada de transportar pulpa y licor en una instalación de lixiviación de mineral laterítico con potencia de hasta 75 kW.

MATERIALES

Accionamiento de bombas de la Planta de Lixiviación

El mineral procedente de hornos de reducción es descargado por unos canales, donde se le añade licor proveniente de la sección de enfriadores. El licor arrastra el mineral hasta los tanques de contacto donde ocurre un proceso de homogeneización de las pulpas, que alcanzan una densidad de operación entre 1 130 a 1 140 g/l a una temperatura entre 38 a 40°C, y para que esto ocurra los tanques cuentan con un mecanismo agitador, el cual es movido por motores de inducción MI de 55 kW, con corriente de 8 ampere: A y 1 730 r.p.m.

Las pulpas ya homogeneizadas son tomadas por bombas con potencias de 90 a 121 kW, con corrientes de 140, 173 y 194 amperes y 1 730 a 1 200 r.p.m. Estas bombas hacen pasar la pulpa por diferentes reactores tubulares (nueve en total), que descargan las pulpas en turboaeradores en una primera etapa divididas en dos miniserias de cuatro turboaeradores cada una.

En los turbos las pulpas son aireadas a baja presión proveniente de la planta de compresores con el fin de oxigenar para obtener la oxidación del níquel más cobalto al finalizar el paso por los turboaeradores de la primera etapa, donde son magnetizadas por un electroimán.

Estas pulpas son descargadas en los sedimentadores de una segunda etapa donde sufren un proceso de sedimentación con la finalidad de separar la fase sólida de la líquida. El licor de reboso de los sedimentadores es tomado por las bombas y enviado a la sección de enfriadores de licor de recirculación. Las bombas de reboso tienen potencias de hasta 110 kW, con corrientes de 173 A y 1 200 r.p.m.

Es decir, el objeto de nuestro análisis es el Motor de Inducción MI que acciona bombas centrífugas de bajas revoluciones en el orden de 1 740 a 1 200 r.p.m., y en esta investigación estudiaremos el resultado desde el punto de vista energético y de control ¿Qué ocurriría al ponerla a trabajar a elevadas revoluciones, donde naturalmente se incrementarían directamente sus productividades?.

MÉTODO

Algoritmo del MI para la simulación

En esta Planta de Lixiviación de mineral laterítico, los accionamientos de bombas centrífugas encargadas del transporte de pulpa desde los canales a las unidades turboaeradores y luego a los sedimentadores de licor operan a relativas bajas revoluciones, con una productividad que esencialmente se puede incrementar sin riesgo de ocasionar obstrucción en la cadena tecnológica, lo que aumenta la velocidad de rotación de los motores y garantiza así mayor entrega de pulpa a los recipientes del proceso.

El control de la velocidad y el flujo magnético del MI puede ser efectivo empleando el principio del mando vectorial. Durante el cambio de coordenada trifásico a un sistema con velocidad sincrónica, las magnitudes aparecen como constantes, proporcionales a la del sistema de rotación. Para estas magnitudes se construye el sistema de mando, semejante al de un motor de corriente directa de excitación independiente.

Empleando el sistema de ecuaciones del modelo para la simulación dinámica del MI (Rojas Purón y Romero, 1999) que plantea:

$$\tilde{U}_1 = R_1 \cdot \tilde{I}_1 + \frac{d\tilde{\psi}_1}{dt} + j \cdot \omega_o \cdot \tilde{\psi}_1 \quad (1)$$

$$\tilde{U}_2 = R_2 \cdot \tilde{I}_2 + \frac{d\tilde{\psi}_2}{dt} + j \cdot (\omega_o - \omega) \cdot \tilde{\psi}_2 \quad (2)$$

donde:

$\tilde{U}_1, \tilde{U}_2, \tilde{I}_1$ y \tilde{I}_2 son los vectores resultantes de voltajes y corrientes del estator y rotor.

R_1 y R_2 son las resistencias óhmicas de los circuitos del estator y rotor.

ψ_1, ψ_2 son los vectores de los flujos magnéticos en los circuitos del estator y rotor.

ω_o, ω son las frecuencias de rotación angular del estator o campo y el rotor, respectivamente.

Es de señalar que todas las magnitudes que figuran en (1) y (2) deben expresarse en el plano complejo considerando que gira con la velocidad sincrónica (ω_o).

Descomponiendo (1) y (2) en los ejes (d,q) se obtiene:

$$U_{d1} = R_{d1} \cdot I_{d1} + \frac{d\psi_{d1}}{dt} - \omega_o \cdot \psi_{q1} \quad (3)$$

$$U_{q1} = R_{q1} \cdot I_{q1} + \frac{d\psi_{q1}}{dt} + \omega_o \cdot \psi_{d1} \quad (4)$$

$$U_{d2} = R_{d2} \cdot I_{d2} + \frac{d\psi_{d2}}{dt} - (\omega_o - \omega) \cdot \psi_{q2} \quad (5)$$

$$U_{q2} = R_{q2} \cdot I_{q2} + \frac{d\psi_{q2}}{dt} + (\omega_o - \omega) \cdot \psi_{d2} \quad (6)$$

$$M = \frac{3}{2} p I_m (I_{q2} I_{d1} - I_{d2} I_{q1}) \quad (7)$$

$$\frac{d\omega}{dt} = \frac{P}{J} \cdot (M - M_c) \quad (8)$$

Teniendo en cuenta las ecuaciones que establecen la relación entre flujo y corriente del estator y el rotor:

$$\psi_{d1} = L_1 \cdot I_{d1} + L_m \cdot I_{d2} \quad (9)$$

$$\psi_{q1} = L_1 \cdot I_{q1} + L_m \cdot I_{q2} \quad (10)$$

$$\psi_{d2} = L_2 \cdot I_{d2} + L_m \cdot I_{d1} \tag{11}$$

$$\psi_{q2} = L_2 \cdot I_{q2} + L_m \cdot I_{q1} \tag{12}$$

donde: M, M_c, L_1, L_2, L_m representan el momento electromagnético, el par de resistivo de carga, las inductancias propias de los devanados del estator y rotor, y la inductancia mutua.

Empleando el sistema de ecuaciones de (9) a (12), nos queda:

$$\dot{i}_2 = \frac{1}{L_2} \psi_2 - \frac{L_m}{L_2} \dot{i}_1 \tag{13}$$

$$\psi_1 = L_1'' \dot{i}_1 + k_2 \psi_2 \tag{14}$$

Sustituyendo (13) y (14) en (1) y (2), se obtienen las expresiones siguientes:

$$\frac{d}{dt} \psi_2 = -\frac{R_2'}{L_2} \psi_2 + \frac{R_2'}{L_2} L_m I_1 - j(\omega_o - p\omega) \psi_2 \tag{15}$$

$$\frac{d}{dt} I_1 = -\frac{R_1 + k_2^2 R_2'}{L_1''} I_1 - j\omega_o I_1 + \frac{k_2 R_2'}{L_2 L_1''} \psi_2 - jp\omega \frac{k_2}{L_1''} \psi_2 + \frac{1}{L_1''} u_1 \tag{16}$$

donde $L_1'' = L_1 - \frac{L_m^2}{L_2}$ es la inductancia transitoria vista desde el estator.

Estas ecuaciones pueden ser formuladas para los ejes en cuadratura del sistema d, q, de la siguiente forma:

$$\frac{d}{dt} |\psi_2| + \frac{R_2'}{L_2} |\psi_2| = k_2 R_2' I_{d1} \tag{17}$$

$$(\omega_o - p\omega) |\psi_2| = k_2 R_2' I_{q1} \tag{18}$$

$$\frac{d}{dt} I_{d1} + \frac{R_1 + k_2^2 R_2'}{L_1''} I_{d1} = \omega_o I_{q1} + \frac{k_2 R_2'}{L_2 L_1''} |\psi_2| + \frac{1}{L_1''} u_{d1} \tag{19}$$

$$\frac{d}{dt} I_{q1} + \frac{R_1 + k_2^2 R_2'}{L_1''} I_{q1} = -\omega_o I_{d1} + p\omega \frac{k_2 R_2'}{L_2 L_1''} |\psi_2| + \frac{1}{L_1''} u_{q1} \tag{20}$$

donde $|\psi_2| = \psi_{d2}, \psi_{q2} = 0$.

De esta forma el vector de flujo magnético del rotor queda correctamente orientado según el eje directo. El momento electromagnético del motor adquiere la siguiente forma:

$$M = \frac{3}{2} p k_2 |\psi_2| I_{q1} \tag{21}$$

A las ecuaciones de f.e.m y momento, dadas desde (20) a (21), respectivamente, es necesario añadir la del movimiento a través de:

$$M - M_c = j \frac{d\omega}{dt} \tag{22}$$

que unidas determinan el comportamiento dinámico del accionamiento con mando vectorial.

Del análisis de las ecuaciones de f.e.m y momento se puede observar cómo éste último y también las corrientes en cada uno de los ejes tienen dependencia del módulo del flujo magnético del rotor. El momento de la corriente por el eje transversal I_{q1} , y también las corrientes en cada eje dependen de las tensiones de alimentación correspondientes, si se realiza una precompensación en la ecuación de f.e.m dada por (14) se obtiene una estructura en la cual los ejes son independientes. Estas compensaciones vienen dadas por:

$$L_1'' \omega_o I_{q1}; k_2 \frac{R_2'}{L_2} |\psi_2|; -L_1'' \omega_o I_{d1} \tag{23}$$

De esta forma las ecuaciones de f.e.m del motor, incluyendo el término son análogas a la f.e.m de una máquina de corriente directa.

En un sistema de mando esta compensación técnica se realiza en un bloque de igual nombre, el cual coordina las transformaciones algebraicas entre los parámetros de flujo, corriente y velocidad.

El sistema de ecuaciones, luego de estas compensaciones, viene dado por:

$$\frac{L_2'}{R_2'} \frac{d}{dt} |\psi_2| + |\psi_2| = k_2 L_2' I_{d1} \quad (24)$$

$$\frac{L_1''}{R_1 + k_2^2 R_2'} \frac{d}{dt} I_{d1} + I_{d1} = \frac{1}{R_1 + k_2^2 R_2'} u_{d1} \quad (25)$$

$$\frac{L_1''}{R_1 + k_2^2 R_2'} \frac{d}{dt} I_{q1} + I_{q1} = \frac{1}{R_1 + k_2^2 R_2'} u_{q1} \quad (26)$$

Las tensiones en los correspondientes ejes se obtienen a través de las transformaciones de coordenadas desde el sistema trifásico hasta el bifásico de magnitudes constantes en cuadratura.

Las tensiones pueden ser suministradas a través de un convertidor, cuya función de transferencia en transformada de Laplace puede estar dada como:

$$W_c(s) = \frac{k_c}{T_c s + 1} \quad (27)$$

donde K_c es el coeficiente de transformación equivalente del convertidor de frecuencia, y representa la ganancia del mismo; T_c es la constante de tiempo equivalente del convertidor.

Considerando que:

$$R_1 + k_2^2 R_2' = R_\Sigma, \quad (L_1'' / R_\Sigma) = T_{e1}, \quad (L_2' / R_2') = T_{e2}$$

donde T_{e1} es la constante de tiempo para el circuito del estator, T_{e2} es la constante de tiempo del flujo del rotor y R_Σ es la resistencia equivalente del motor.

A partir de las ecuaciones de momento y de las de f.e.m establecidas luego de la compensación expresada en forma operacional, además de incluir la función de transferencia del convertidor (28) se tienen las ecuaciones que determinan el comportamiento dinámico del motor de inducción con mando vectorial, como se muestra a continuación :

$$\frac{|\psi_2|(s)}{I_{d1}(s)} = \frac{k_2 L_2'}{(T_{e2} s + 1)} \quad (28)$$

$$\frac{I_{d1}(s)}{u_{d1}(s)} = \frac{k_c}{(T_c s + 1)} \frac{1/R_\Sigma}{(T_{e1} s + 1)} \quad (29)$$

$$\frac{I_{q1}(s)}{u_{q1}(s)} = \frac{k_c}{(T_c s + 1)} \frac{1/R_\Sigma}{(T_{e1} s + 1)} \quad (30)$$

$$M(s) = \frac{3}{2} p k_2 |\psi_2|(s) I_{q1}(s) \quad (31)$$

$$\frac{\omega(s)}{M(s) - M_c(s)} = \frac{1}{JS} \quad (32)$$

Los momentos desarrollados por el accionamiento tienen una relación directa con el flujo de pulpa o licor que se transporta, y participan en la componente del torque electromagnético: M que tiene que crear el motor de inducción MI y con la velocidad con que se realiza este transporte, es decir:

$$P = M\Omega \Leftrightarrow Q = V.A \quad (33)$$

donde:

Q – es la productividad de la bomba.

V – es la velocidad con que se transporta la pulpa o licor.

A – es el área o sección transversal del canal de transporte de la pulpa.

Por lo tanto en nuestro algoritmo la ecuación (33) está implícita durante la utilización de la ecuación de los momentos (32).

Diseño del observador de velocidad para bombas mineras

Las bombas para transporte de pulpa o de licor de rebose de mineral laterítico en el proceso de lixiviación y lavado operan muy seguras pero con productividades muy por debajo de las posibilidades técnicas que pueden aportar al proceso tecnológico, y es por ello que este trabajo brinda una interesante opción de cómo ponerlas a trabajar en regímenes de elevadas velocidades de rotación.

Algunos observadores han sido desarrollados en la literatura (Lorenz y otros, 1994) y (Verghese y Sanders, 1988), con fines de establecer diagnósticos en Máquinas de Inducción; así como se han implementado otros para sistemas bilineales: (Hac, 1992), (Hara y Furata, 1976). Usando el criterio de Yu y Shields (1995), fácilmente muestran que estos observadores bilineales tienen insuficientes mediciones para desacoplar los términos con dominio en frecuencia, aspecto que tratan de resolver Bennett, Patton y Daley (1999), cuya estructura es el principio de trabajo de nuestro observador.

Si el sistema de ecuación formado por las expresiones (27) a (31) se representa en un diagrama de bloque se obtiene la estructura del convertidor y el motor de inducción como objeto de regulación, tal como aparece en la Fig. 1.

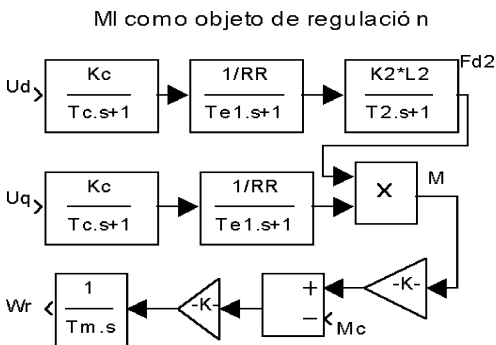


Figura 1. Esquema estructural del observador que incluye el motor y el convertidor.

Diseño de los Controladores

Las leyes racionales de mando de los accionamientos eléctricos mineros en cada caso concreto se determinan por las exigencias tecnológicas considerando las limitaciones en la parte eléctrica y mecánica del mismo. El cálculo de los parámetros del sistema de regulación subordinada, se realiza mediante la optimización en serie de los lazos individuales.

Ajuste de los contornos de regulación

Si a la fig.1 se le añaden los reguladores a utilizar se obtiene el esquema estructural del control para el motor representado en la figura 2.

En la práctica los contornos reales de regulación se pueden reducir en su estructura a elementos de segundo o tercer orden. El ajuste de estos contornos se realiza mediante

la elección de los parámetros del regulador según determinadas reglas.

Ajuste según el módulo óptimo

En este caso la duración del proceso transitorio no depende de la constante de tiempo del objeto (grande) y se determina sólo por la de menor valor que aparece en la función de transferencia. El sentido es ajustar de manera que dé un ancho de banda grande en el dominio de la frecuencia, y la característica frecuencial del contorno cerrado se acerque a la unidad.

De los trabajos consultados (Akamatsu, Ikeda, Tomei y Yano, 1982), así como los de (Gabriel, Leonhard y Nordby, 1979), (Ito, Yamaguchi, Ueda, Mochizuki, y Takada, 1983), se derivan algunas propuestas que todas concuerdan con la utilización de un controlador PI.

Controlador de corriente

La corriente en el eje directo (i_{dq}) es análoga a la corriente de excitación o del campo i_{exc} en el motor de corriente directa con excitación independiente. Con vistas a obtener una estructura completamente lineal, es necesario que el flujo contenido en el eje y w_{d2} se mantenga constante. Esto requiere un con-

Modelo del accionamiento con M

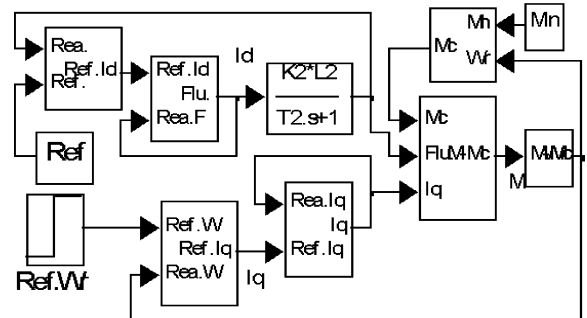


Figura 2. Esquema estructural del observador.

trol muy rápido de la corriente I_{dt} usando un controlador PI, como resultado del ajuste según el módulo óptimo, donde el canal principal tiene una como función de transferencia a lazo abierto:

$$W_a(s) = \frac{1}{K_{cc}} \frac{1}{2T_c S (1 + T_c S)} \quad (35)$$

donde:

K_{cc} es la constante de la retroalimentación de corriente.

T_c es la constante de tiempo no compensable.

Según el diagrama de la fig. 2:

$$W_a(s) = W_{rc}(s) \frac{K_c}{(1 + T_c S)} \frac{1/R_\Sigma}{(1 + T_{e1} S)} \quad (36)$$

Igualando (35) y (36) se obtiene la función del controlador que se va a instalar:

$$W_{rc}(s) = \frac{R_\Sigma}{2K_c K_{cc} T_{cc}} \frac{(T_{e1} S + 1)}{S} \quad (37)$$

donde se añade la realimentación de corriente a través de la constante K_{cc} . Separando la componente proporcional (K_{pc}), e integral (K_{ic}) de acuerdo con las expresiones (37) y (38)

$$K_{pc} = \frac{R_\Sigma T_{e1}}{2K_c K_{cc} T_c} \quad (38)$$

$$K_{ic} = \frac{R_\Sigma}{2K_c K_{cc} T_c} \quad (39)$$

La función de transferencia del regulador de corriente ajustado según el módulo óptimo, toma la siguiente expresión:

$$W_{rc}(s) = K_{pc} + \frac{K_{ic}}{S} \quad (40)$$

Controlador de flujo

El ajuste del lazo de regulación de flujo se realiza externo con respecto al de corriente por el eje directo, con el objetivo de que el mismo permanezca constante. Este principio de construcción se llama regulación subordinada, ya que el trabajo del lazo de corriente está subordinado al lazo de flujo magnético.

Aplicando el ajuste por módulo óptimo para el flujo magnético, la función de transferencia a lazo abierto de forma general debe tener la siguiente expresión:

$$W_a(s) = \frac{1}{2ST_c(1 + ST_c)} \quad (41)$$

De acuerdo con la figura no. 2 la función a lazo abierto para el flujo está dada por:

$$W_a(s) = W_{rf}(s) \frac{1}{K_{cc}(1 + 2ST_c)} \frac{R'_2 L'_2 K_f}{(T_{e2} S + 1)} \quad (42)$$

Igualando (40) y (41) se llega para la constante proporcional del regulador a que:

$$K_{pf} = \frac{K_{cc} T_{e2}}{2T_c R'_2 L'_2 K_f} \quad (43)$$

y para la constante integral se tiene:

$$K_{if} = \frac{K_{cc}}{2T_c R'_2 L'_2 K_f} \quad (44)$$

Atendiendo a (42) y (43) la función del regulador de flujo tiene la ecuación (44).

$$W_{rf}(s) = K_{pf} + \frac{K_{if}}{S} \quad (45)$$

Regulador de velocidad. Ajuste según el óptimo simétrico

Se puede reducir a cero el error estático en el contorno con el objeto en forma de integración, mediante la utilización de un regulador PI ajustado según el óptimo simétrico.

La forma general de la función de transferencia ajustada según el óptimo simétrico, viene dada por:

$$W_a(s) = \frac{(1 + 8ST_c)}{32S^2T_c(1 + 2ST_c)} \quad (46)$$

Partiendo de la figura no. 2 para el lazo de velocidad con regulación subordinada de corriente por el eje en cuadratura (q), se tiene :

$$W_a(s) = W_{rv}(s) \frac{\frac{3}{2} pK_2 \frac{\omega_n}{M_n} K_v}{K_{cc} T_m S (1 + 2ST_c)} \quad (47)$$

Comparando las expresiones (45) y (46) se obtiene la función del regulador de velocidad:

$$W_{rv}(s) = K_{pv} + \frac{K_{iv}}{S} \quad (48)$$

donde el coeficiente de proporcionalidad para la velocidad viene dado en la forma:

$$K_{pv} = \frac{K_{cc} T_m M_n}{3 p K_2 K_v T_c \omega_n} \quad (49)$$

y el coeficiente de integración como:

$$K_{iv} = \frac{K_{cc} T_m M_n}{24 p K_2 K_v T_c^2 \omega_n} \quad (50)$$

La constante de tiempo electromecánica del accionamiento, viene dada por:

$$T_m = Jn \frac{\omega_n}{Mn} \quad (51)$$

Implementación del sistema de control para el MI

Para el trabajo se tomó un MI de una bomba centrífuga que envía licor de rebose de los sedimentadores en la Planta de Lixiviación, con los siguientes datos nominales:

Potencia 90 kW.

Tensión de línea 440 V.

Corriente 142 A.

Número de polos 4.

Velocidad 1750 r.p.m.

Los datos necesarios para la simulación se tomaron de los resultados de los ensayos:

Resistencia del estator 0.462 Ohm.

Resistencia del rotor referida 0.312 Ohm.

Inductancia del estator 0.0903 H.

Inductancia del estator referida 0.0916 H.

Inductancia de magnetización 0.0876 H.

Momento de inercia 0.0463 kg.m².

Luego de la aplicación de la metodología de cálculo descrita en el trabajo, se tienen los valores de las constantes, de tiempo y de los reguladores:

Para el regulador de la corriente de magnetización (eje d):

$$W_{rc}(s) = 0.0418 + \frac{4.79907}{S}$$

Para el regulador de la corriente en cuadratura (eje q):

$$W_{rc}(s) = 4.1829 + \frac{0.4791}{S}$$

Para el regulador de velocidad:

$$W_{rv}(s) = 1.0012 + \frac{0.4229}{S}$$

Durante la implementación del sistema de mando del accionamiento, la coordenada regulada debe reproducir de la mejor manera las variaciones del valor previsto, por lo que fue necesario limitar las salidas de los reguladores para lograr lo buscado.

Estos datos son llevados a la simulación y con ellos se obtuvieron los siguientes resultados.

ANÁLISIS DE LOS RESULTADOS OBTENIDOS

El accionamiento de estas bombas de rebose de li-
cor con características muy parecidas a la de transpor-
te de pulpa de mineral laterítico en el proceso de
lixiviación, muestra apreciable comportamiento cuando
se pone a trabajar con velocidades de rotación entre los
nueve mil y doce mil revoluciones por minutos, median-
te el uso de fuentes de frecuencias variables desde la
red con inversores sinusoidales de voltajes VSI con
modulación por ancho de pulsos a PWM.

La simulación del MI fue realizada usando el paque-
te de MATLAB, mediante el modelo de la máquina de
inducción en un sistema de ejes que gira con la veloci-
dad sincrónica expresada a través de la corriente del
estator y el flujo magnético en el rotor.

Las figuras de 3 a 6 muestran el comportamiento de
las variables obtenidas durante la simulación del motor
sin controlar.

Observando los gráficos obtenidos en la simulación,
en el motor sin el controlador vemos que la velocidad y
el momento electromagnético presentan oscilaciones,
y el transitorio transcurre durante 0,3 segundo, la co-
rriente de magnetización adquiere inicialmente un alto
valor y luego se establece a un valor igual al nominal.
La corriente de fase toma valores máximos de hasta
seis veces la corriente nominal.

Las figuras de 7 a 10 muestran el comportamiento de
las variables obtenidas durante la simulación del motor
controlado.

Realizando un análisis de los resultados después
del control, el transitorio dura alrededor de 0,25 se-
gundo; se establece el valor de la tensión nominal sin
oscilaciones, el momento electromagnético adquiere la
forma mostrada en la figura 7, donde se observa la no
existencia de oscilaciones, y la máquina aproxima su
comportamiento a un motor de corriente directa, que
desarrolla alto momento en muy corto tiempo, esto hace
que la corriente de fase tome menor valor (de 1,5 su
valor nominal) en breve tiempo, lo que ocasiona un me-
nor consumo de energía durante los transitorios contro-
lados.

El valor máximo del momento está solamente limita-
do por el límite de la corriente en cuadratura (I_{q1}), en el
trabajo hasta 1,5 del momento nominal. Esto es posible
ya que está accionando un mecanismo de una carga
noble (tipo ventilador). Si fuera necesario mover una car-
ga que requiera alto momento, entonces es preciso dis-
minuir el límite de la corriente que lo determina (Rapp,
1993).

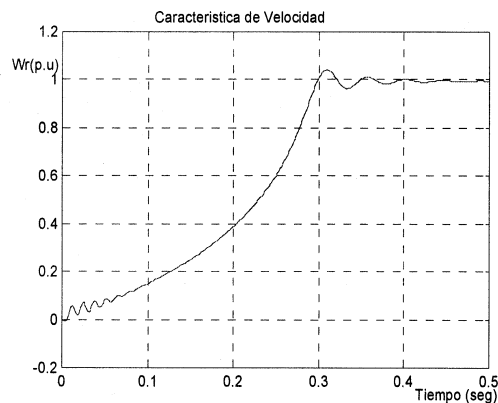


Figura 3. Comportamiento de la velocidad sin controlador.

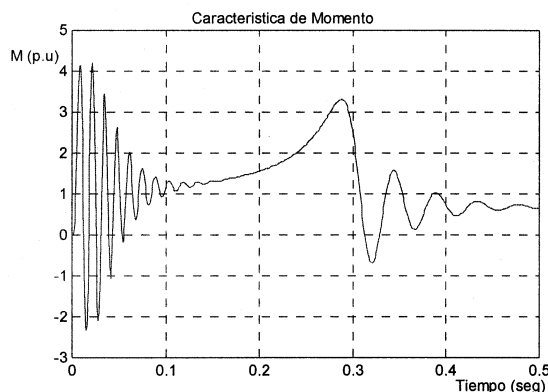


Figura 4. Comportamiento del par electromagnético sin el controlador.

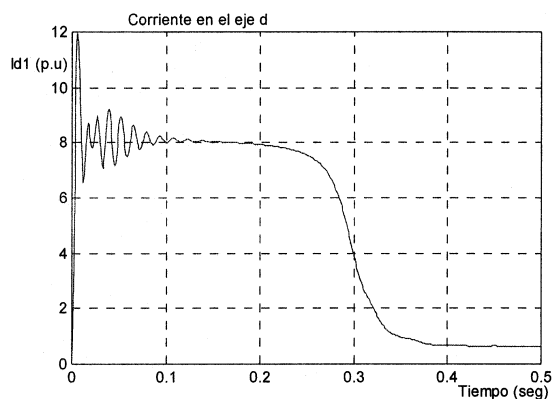


Figura 5. Comportamiento de la corriente I_d sin el controlador.

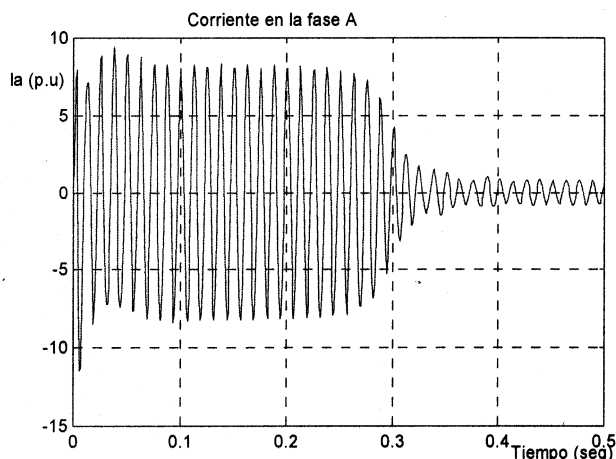


Figura 6. Comportamiento de la corriente en la fase A del estator sin el controlador.

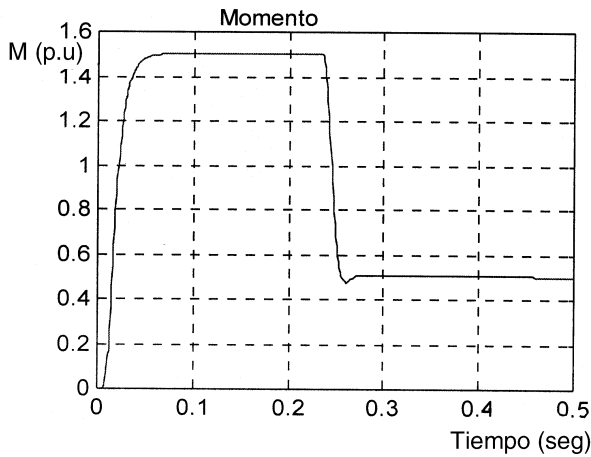


Figura 7. Comportamiento del par electromagnético con el controlador.

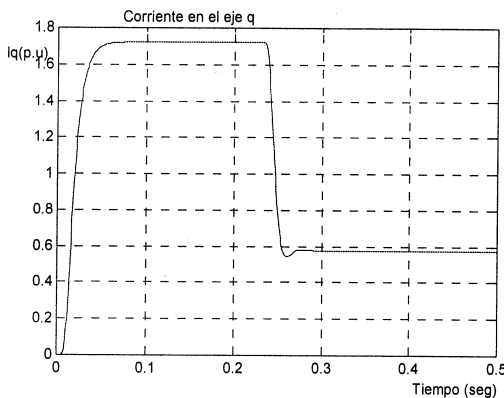


Figura 8. Comportamiento de la corriente I_q con el controlador.

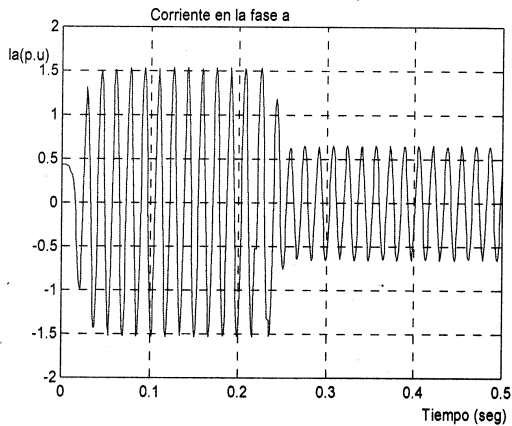


Figura 9. Comportamiento de la corriente en la fase A del estator con el controlador.

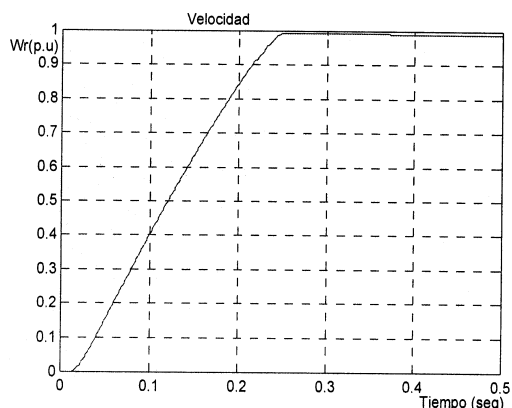


Figura 10. Comportamiento de la velocidad con controlador.

CONCLUSIONES

Durante el desarrollo del trabajo se han demostrado las facilidades que brinda la teoría del campo orientado, aplicada a observadores de velocidad en motores de inducción que accionan bombas de licor de reboso en el proceso de lixiviación de mineral laterítico, donde se realiza un control con técnica de diseño lineal.

El uso de estos observadores en la modelación dinámica de estas máquinas mineras permite un control semejante al de un motor de corriente directa de excitación independiente (Diana, Pickering y Harley, 1990), donde se obtiene por separado el circuito de excitación que proporciona el flujo magnético principal y el de la armadura por el cual circula la corriente de carga, estas cualidades hacen posible el control del momento electromagnético de una forma eficiente. Los resultados de la simulación muestran la potencia del mando vectorial como técnica de control para el MI. El uso de los reguladores, sintonizado según el módulo óptimo para la corriente y el flujo y de acuerdo con el óptimo simétrico para la velocidad permite un esquema de control de construcción simplificada (Akamatsu, Ikeda y Yano, 1982).

BIBLIOGRAFÍA

Akamatsu, M., K. Ikeda, H. Tomei y S. Yano (1982): "High performance IM drive by coordinate control using a controlled current inverter", IEEE Trans, IA-18, p. 382-392.

Diana, G., M. W. Pickering y R. G. Harley (1990): "Design of a speed controller for a squirrel cage induction motor using field-oriented control". Electric Power System Research, p. 235-245.

Gabriel, R., W. Leonhard y C. Nordby (1979): "Microprocessor control of induction motors employing field coordinates", IEEE 2da. Conferencia Internacional sobre Accionamientos de velocidades variables, Londres, p. 146-160.

Hac, A. (1992): Design of disturbance decoupled observer for bilinear systems. Trans ASME. Journal Dynamic Systems Measurements Control, p. 556-562.

Hara, S. y K. Furuta (1976): "Minimal order state observer for bilinear systems". Journal Control, p. 705-716.

Ito, T., R. Yamaguchi, T. Mochizuki, y S. Takata (1997): "Analysis of field orientation control of controlled current source inverter drive induction motors system", IEEE Trans IA 18, p. 206-209.

Kawecki, L. y T. Niewierowicz (1997): "Simulación del arranque en frecuencia, óptimo en tiempo, de un motor de inducción para investigar la influencia de los transitorios electromagnéticos en el tiempo de arranque". Acta Mexicana de Ciencia y Tecnología, Vol XII, Número 43, 17-30, julio-sep.

Rapp, H. (1996): "Examination of Transient Phenomena in Induction Machines, Caused by an Incorrectly Adjusted Rotor-Time Constant in Field-Oriented Control System". ETEP, vol. 3, No. 6, Nov/Dic, p. 397-405.

Rasmussen, H., M. Knudsen y M. Tunnes (1996): "Parameters estimation of inverter and motor model at stand still using measured currents only". Proc. IEEE. Systems on Industrial Electronics, Vol I p. 331-336.

Rojas Purón, L. D. e I. Romero Rueda (1999): "Comportamiento del motor de inducción por cambio de frecuencia empleando la programación dinámica", Simposio Internacional de Ingeniería Eléctrica, Santa Clara, Cuba.

Verghese, G. y S. Sanders (1994): "Observer for flux estimation in induction machines". IEEE Transaction Industrial Electronics, p. 35-65.

Yu, D. y D. Shields (1995): "Fault diagnosis in bilinear systems. A survey Proc". 3rd. European Control, Vol. I, p. 360-365.