

Control de una Bomba Centrífuga Monofásica Comercial para Irrigación de Huertas Rurales Utilizando Energía Solar Fotovoltaica

Juan Gabriel Rojas ^{a*}, <https://orcid.org/0000-0003-4498-5000>, (juangabrielrojas97@gmail.com)
Gabriel Yonatan Aguirre ^b, (agycorreo@gmail.com)
Fernando Botterón ^{b*}, <https://orcid.org/0000-0001-8344-5993>, (botteron@gmail.com)

^aUniversidad Nacional de Misiones. Facultad de Ingeniería. GIDE. Misiones, Argentina.

^bUniversidad Nacional de Misiones. Facultad de Ingeniería. Instituto de Materiales de Misiones. GIDE. Misiones, Argentina.

Resumen

Se propone en este trabajo, una estrategia de control para bombas centrífugas monofásicas, comandadas por inversores monofásicos PWM alimentados en tensión, desde un banco de baterías, las cuales se cargan por un conjunto de paneles fotovoltaicos. La estrategia consta de un control indirecto de torque a través del control de la corriente del estator, conformando el mismo un lazo interno, y de un lazo externo de control de la velocidad angular del eje. Para evitar el uso de sensores de velocidad, se implementa un estimador de velocidad adaptativo robusto, con base en la medida de la corriente y tensión del estator del motor impulsor. Para el lazo de corriente son propuestos dos controladores: un proporcional-integral (PI) y otro basado en el Principio del Modelo Interno (PMI), específicamente un resonante, a modo de realizar un análisis comparativo de desempeño transitorio y de régimen estacionario; y, en cada caso operando con el lazo de velocidad anteriormente descrito. El desarrollo presentado se valida mediante resultados de simulación, los cuales presentan un muy buen desempeño con un buen rechazo a perturbaciones de torque.

Palabras Clave – Irrigación de huertas, bombas centrífugas comerciales, inversor monofásico, energía solar fotovoltaica, sistema de almacenamiento, control de torque, estimador de velocidad, electrónica de potencia.

Abstract

It is proposed in this work, a control strategy for single-phase centrifugal pumps, powered by voltage-fed single-phase PWM inverters, from a battery bank that are charged by a set of photovoltaic solar panels. The strategy consists of an indirect torque control through the control of the stator current, forming an inner loop, and an external loop to control the angular velocity of the shaft. To avoid the use of velocity encoders, an adaptive robust speed estimator is implemented, based on the measurement of the motor applied voltage and the coils current. Two controllers are proposed for the inner current loop: a classic proportional-integral (PI) and a resonant controller based on the Internal Model Principle (IMP), to carry out a comparative analysis of transient and steady-state performance. Both cases operate with the outer speed control loop described above. The study and design developed in this work are validated by simulation results, which present a very good performance in steady-state and a good torque disturbances rejection.

Keywords – Orchard irrigation, commercial centrifugal pumps, single-phase inverter, photovoltaic solar energy, storage system, torque control, speed estimator, power electronics.

1. Introducción

El presente trabajo surge del análisis y de una demanda concreta del ámbito rural, más específicamente de la provincia de Misiones, Argentina. Dichas zonas generalmente se encuentran alejadas de las redes de energía eléctrica y distribución de agua, por lo que el costo de instalación de líneas de distribución y estación transformadora, es elevado. En este ambiente, es común que las personas busquen otras alternativas para generar la energía eléctrica y la obtención del agua. En las zonas rurales, dicha energía eléctrica tiene, entre otros usos, uno esencial que es el de bombeo de agua tanto para uso personal como para riego de huertas.

Si bien la solución más común para habitantes de comunidades pequeñas y/o aisladas, es obtener la energía eléctrica mediante generadores impulsados con motores de combustibles fósiles, en las últimas décadas se han realizado estudios que buscan proponer alternativas ecológicas y sustentables. De tales alternativas, el uso de paneles solares para alimentación de bombas de agua [1]-[3] es la que captó (y aún lo hace) mayor atención como solución, debido a la amplia disponibilidad de radiación solar, con más o menos intensidad, en todo el planeta. En dicha aplicación, dado que el suministro de energía de los paneles no es constante, y de hecho puede fluctuar notablemente durante el día, se debe buscar obtener la mayor eficiencia posible a través de transferir a la bomba, la máxima potencia disponible en la fuente. Es, por tanto, en la etapa de conversión y adaptación de energía eléctrica, donde se ve la importancia del correcto control de la bomba de agua, que actúa como carga del sistema de paneles. Este control de la potencia entregada a la bomba, puede hacerse mediante técnicas de seguimiento del máximo punto de potencia de los paneles solares (MPPT - *Maximum Power Point Tracking*) [4]-[6] mediante convertidores electrónicos de potencia, cuyas topologías dependen del tipo de bomba utilizada [7],[8]; de corriente continua (CC) o de corriente alterna (CA). Otra forma de realizar el control de potencia de bombeo, es almacenando primero la energía eléctrica producida por los paneles en un banco de baterías y utilizarla luego, a través de convertidores electrónicos de potencia para alimentar y controlar la bomba. Esta forma es muy común cuando se usan bombas de CA, sean estas centrífugas o periféricas (por lo general usadas en aplicaciones domésticas), siendo este tipo de bomba la elegida para la presente propuesta [7]; dado su bajo costo y bajo mantenimiento en relación con las bombas de CC [2].

En este trabajo se propone el control indirecto de torque de una bomba centrífuga de CA, alimentada desde un banco de baterías mediante un convertidor electrónico de potencia CC-CA, dichas bombas generalmente constan de un motor monofásico y el cuerpo de la bomba, que se acopla al eje. Debido a esto, se estudia y analiza el modelo de un motor monofásico, y las diferentes estrategias de control utilizadas actualmente, conjuntamente con su costo y dificultad de implementación [9].

Dependiendo de la topología usada [10], se puede controlar la bomba con un inversor monofásico, controlando un solo voltaje de salida que alimenta a ambos bobinados del motor monofásico (en cuyo caso se necesita una llave centrífuga o un capacitor permanente), o, se puede tratar el motor como una máquina de dos fases, controlando el voltaje aplicado a cada bobinado por separado, utilizando un inversor trifásico. Como es de esperarse, al ir del sistema más simple al más complejo, se obtiene mayor facilidad para controlar diferentes parámetros del funcionamiento, como puede ser velocidad y torque por separado. Por otro lado, se presenta un aumento de componentes, y, por lo tanto, del costo total del equipamiento y del mantenimiento. Se debe buscar entonces una relación de compromiso, considerando que la solución demandada debe reducir los costos y resultar confiable.

Para plantear una relación de compromiso razonable, se han analizado las estrategias de control más comunes para motores monofásicos y las topologías de conversión necesarias en cada caso. Entre ellas se encuentra el Control de Flujo Orientado Indirecto, o IFOC (del inglés *Indirect Flux Oriented Control*), mostrada en [11], siendo necesario para implementar esta estrategia, un inversor de dos fases. Este método permite el control por un lado del flujo magnético, y por el otro, del torque eléctrico y velocidad del motor, por medio de las corrientes de estator, sin embargo, presenta el inconveniente de necesitar, además de sensores de voltaje y corriente para cada bobinado, un sensor

de velocidad, puesto que se necesita tanto la velocidad, como una estimación del módulo y ángulo del flujo rotórico.

Por otra parte, otra estrategia común es el Control Directo de Torque, o DTC (del inglés *Direct Torque Control*), visto en [12]. Como su nombre lo indica, permite controlar el torque directamente, cambiando el ángulo entre el vector de voltaje aplicado al motor y el vector de flujo de estator. Al igual que IFOC, utiliza un inversor de dos fases. Tiene la ventaja de no necesitar medición de velocidad, y el control del inversor se realiza con un simple control por histéresis. Sin embargo, aún necesita estimación del flujo por medio de medición de voltajes y corrientes de los bobinados del motor, la cual resulta sensible a la variación de parámetros del motor, o más específicamente, según la estimación propuesta en [12], de la resistencia de estator. Además, no permite control de corriente, lo que sí es posible con IFOC.

Si bien ambas técnicas de control tienen sus ventajas y desventajas. Ambas comparten el hecho de que se necesita un inversor de dos fases, que, como ya se mencionó, aumenta la complejidad y el costo al momento de implementar un sistema. Es debido a estos aspectos de la implementación, que surge el objetivo de este trabajo, y el cual propone utilizar una técnica de control de torque indirecto (derivada del IFOC) que permita obtener un buen desempeño transitorio, utilizando apenas un inversor monofásico; todo esto midiendo la tensión y corriente en el bobinado principal, sin necesidad de utilizar un sensor de velocidad, el cual incrementa costos y modificaciones en la máquina para su inserción.

Para ello, partiendo del modelo de un motor monofásico, se propone y diseña un sistema de control con un lazo interno de corriente, que controla la corriente del bobinado primario del motor, y, por medio de la misma, el torque, y un lazo externo que controla la velocidad del mismo motor. Para el lazo interno de corriente, se propone utilizar, con el objetivo de realizar un análisis comparativo de desempeño, dos controladores clásicos: un controlador PI y un resonante.

La velocidad se estima por medio de un algoritmo de modelo de referencia adaptativo o MRAS (del inglés *Model-Reference Adaptive System*) [9]. Dicho método de estimación utiliza dos modelos, uno de referencia y uno adaptativo, que tienen como entrada las tensiones y corrientes medidas en ambos bobinados del motor, para generar una velocidad estimada u “observada”. Se considera este algoritmo puesto que generalmente es más conveniente medir tensión y corriente que medir velocidad del motor, debido a las modificaciones físicas necesarias para la instalación de un sensor de velocidad y el costo que el mismo conlleva. Por lo tanto, la propuesta concreta de este trabajo, se basa en una estrategia de control indirecto de torque, mediante un lazo interno de control de la corriente del bobinado primario, y un lazo externo de control de velocidad, utilizado un estimador adaptativo robusto para generar la referencia de corriente. Además, se realiza en este trabajo, un análisis comparativo de desempeño del control indirecto de torque, mediante la utilización de dos controladores clásicos en el control de la corriente: un PI y un resonante.

La propuesta que aquí se presenta, es corroborada mediante resultados de simulación, los cuales demuestran que mediante una solución sencilla pueden conseguirse resultados con desempeños satisfactorios para la aplicación de bombeo requerida.

2. Descripción del sistema de bombeo y de control de la bomba

2.1. Microrred eléctrica para la alimentación de bombas e iluminación

El desarrollo que aquí se expone, es parte esencial de un proyecto PDTs (Proyecto de Desarrollo Tecnológico y Social), de “Bombeo de agua con energías renovables, almacenamiento de energía y conexión a la red para pequeñas huertas rurales comunitarias”, del cual se presenta el esquema completo en la Fig. 1. En este esquema, el control de la bomba centrífuga mediante el inversor monofásico, es la parte que concierne a este artículo. El circuito eléctrico de conversión de energía para alimentar la bomba, que se utilizará en el presente análisis, está conformado, por lo tanto, por un inversor monofásico PWM alimentado en tensión desde un banco de baterías, a través de un convertidor elevador *Quadratic-boost*. El circuito de control de la bomba, utilizando un inversor monofásico de puente completo se muestra en la Fig. 2.

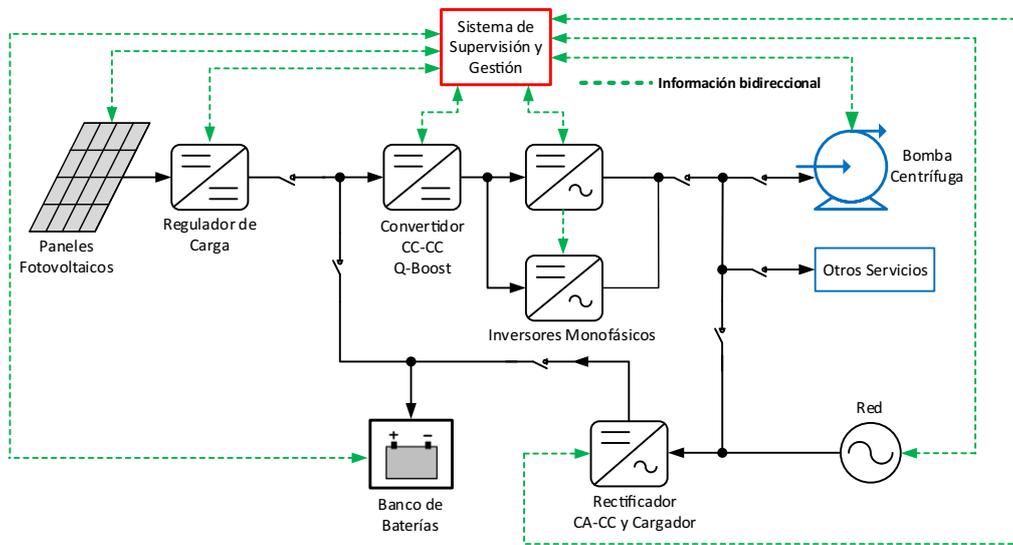


Fig. 1. Microrred eléctrica de generación propuesta para bombeo de agua utilizando energía solar fotovoltaica.

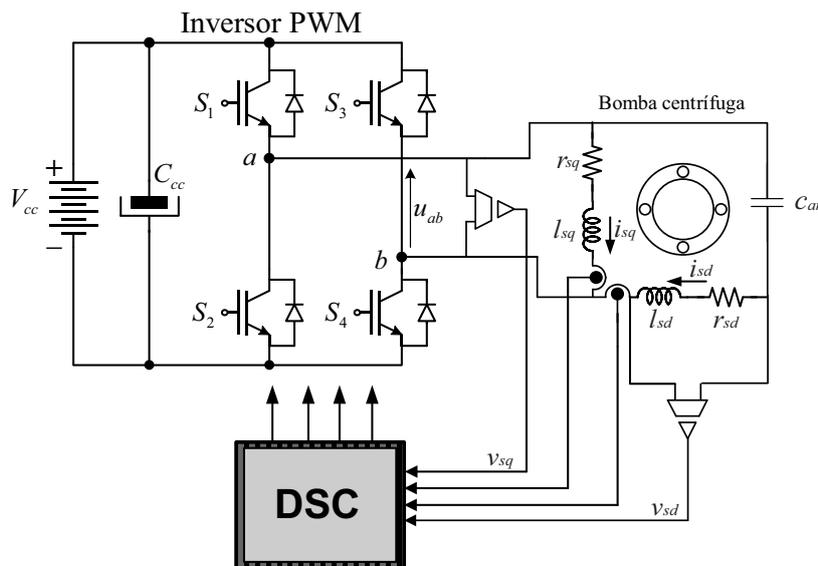


Fig. 2. Esquema de control de la bomba centrífuga.

En la Tabla 1 se muestran los parámetros del inversor y de la bomba a controlar; los parámetros de la bomba se obtuvieron de [9].

Tabla 1. Parámetros del inversor monofásico y de la bomba

Parámetro	Símbolo	Valor
Potencia de salida	S	2 kVA
Tensión de entrada	V_{dc}	400 V
Tensión de salida RMS	V_{ac}	220 V
Frecuencia fundamental	f_r	50 Hz
Frecuencia de conmutación	f_s	10 kHz
Potencia Bomba	P_{bomba}	2 HP
Pares de polos del motor	p	2

El inversor mantiene la frecuencia de conmutación constante, mientras que el sistema de control modifica el ciclo de trabajo de las acciones PWM, para sintetizar una sinusoidal de amplitud y frecuencia variable que alimenta tanto el bobinado principal del motor, como el bobinado secundario, conectado con un capacitor permanente que permite el arranque.

De la bomba se miden los voltajes y corrientes de ambos bobinados, que se realimentan al controlador para la realización de la estrategia de control a lazo cerrado, la cual se desarrolla en las siguientes secciones. La propuesta es implementar dicha estrategia en un Controlador Digital de Señales (DSC), el cual se observa en la Fig. 2, no obstante, la validación experimental se realizará en una segunda etapa.

2.2. Modelo del Motor de Inducción Monofásico

2.2.1. Modelo eléctrico:

Un motor monofásico consta de dos bobinados, uno primario que recibe el voltaje de alimentación en su totalidad, y es el encargado de generar el torque eléctrico para mover cualquier carga en el eje (en este caso, la bomba), y uno auxiliar, que actúa para dar un torque de arranque, de forma que el eje pueda moverse sin necesidad de un pulso de torque externo. Este bobinado auxiliar tiene varias formas de conectarse, como se presentan en [9], entre ellas, el uso de una llave centrífuga para que el mismo solo actúe durante el arranque, con o sin un capacitor de arranque que ayuda en el desfase de la corriente sobre el bobinado, o una forma más común, usando un capacitor permanente.

Se presenta el modelo de motor de jaula de ardilla (es decir, los voltajes de rotor están cortocircuitados), obtenido de [9], siguiendo el esquema eléctrico de la Fig. 3. Para aplicar este modelo a un motor de jaula de ardilla comercial, se considera que el eje “q” se corresponde con el bobinado principal, mientras que el eje “d” se corresponde con el auxiliar.

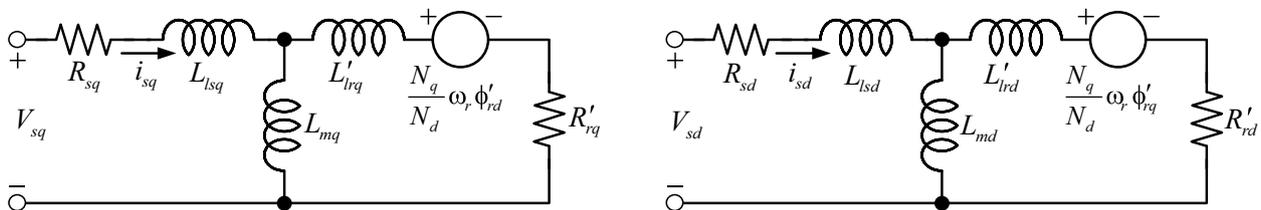


Fig. 3. Circuito eléctrico equivalente del modelo de un motor monofásico [9].

Para este modelo se toman las siguientes consideraciones:

- El entrehierro entre rotor y estator es uniforme.
- Las ranuras de estator están uniformemente distribuidas.
- Las resistencias de los bobinados no varían con la temperatura y se desprecia el efecto skin.

Siguiendo esto, las ecuaciones de voltaje estatórico están dadas por:

$$v_{sd}^s = r_{sd} i_{sd}^s + \frac{d\Phi_{sd}^s}{dt} \tag{1}$$

$$v_{sq}^s = r_{sq} i_{sq}^s + \frac{d\Phi_{sq}^s}{dt} \tag{2}$$

Donde el superíndice “s” indica que las magnitudes usan un marco de referencia en el estator, r_{sd} y r_{sq} se corresponden a las resistencias estáticas, Φ_{sd}^s y Φ_{sq}^s a los flujos estáticos, y v_{sd}^s , v_{sq}^s , i_{sd}^s e i_{sq}^s , son los voltajes y corrientes estáticas respectivamente.

Se presentan, además, las ecuaciones del rotor, siendo todas las magnitudes con apóstrofe referenciadas al estator usando la relación de vueltas entre estator y rotor.

$$0 = r_{rd}' i_{rd}' + \frac{d\Phi_{rd}'^s}{dt} + \frac{N_q}{N_d} \omega_r \Phi_{rq}^s \tag{3}$$

$$0 = r_{rq}' i_{rq}' + \frac{d\Phi_{rq}'^s}{dt} - \frac{N_d}{N_q} \omega_r \Phi_{rd}^s \tag{4}$$

Las ecuaciones de flujo están dadas por:

$$\Phi_{sd}^s = l_{sd} i_{sd}^s + l_{md} i_{rd}^s \tag{5}$$

$$\Phi_{sq}^s = l_{sq} i_{sq}^s + l_{mq} i_{rq}^s \tag{6}$$

$$\Phi_{rd}^s = l_{rd} i_{rd}^s + l_{md} i_{sd}^s \tag{7}$$

$$\Phi_{rq}^s = l_{rq} i_{rq}^s + l_{mq} i_{sq}^s \tag{8}$$

Siendo: $l_{sq} = l_{mq} + l_{lsq}$, $l_{sd} = l_{md} + l_{lsd}$, $l'_{rq} = l'_{lrq} + l_{mq}$, y $l'_{rd} = l'_{lrd} + l_{md}$.

Para el motor utilizado en la simulación, los parámetros toman los siguientes valores [9]:

$r_{sq} = 1,18 \Omega$; $r_{sd} = 3,85 \Omega$; $r'_{rq} = 3,3 \Omega$; $r'_{rd} = 5,1 \Omega$; $l_{sq} = 0,0543 \text{ H}$; $l_{sd} = 0,10428 \text{ H}$; $l_{rq} = 0,0543 \text{ H}$; $l_{rd} = 0,10428 \text{ H}$; $l_{mq} = 0,0254 \text{ H}$; $l_{md} = 0,0424 \text{ H}$.

El torque eléctrico generado en el motor está dado por:

$$T_e = p(l_{mq} i_{sq}' i_{rd}^s - l_{md} i_{sd}' i_{rq}^s) \tag{9}$$

2.2.2. Modelo mecánico

Partiendo de la ecuación del torque en el eje, se tiene que:

$$T_m = T_e - \tau_d = J \frac{d\omega_r}{dt} + B_n \omega_r \tag{10}$$

Donde T_m es el torque mecánico, τ_d es un disturbio en el torque, J es el momento de inercia, B_n es el coeficiente de fricción y ω_r la velocidad del rotor. En el caso del motor simulado, $J = 9 \cdot 10^{-4} \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, y B_n se considera nulo.

3. Estrategia de Control

3.1. Diseño del Lazo de Control de Corriente (Control Indirecto de Torque)

El objetivo del lazo de control de corriente es controlar de forma indirecta el torque eléctrico disponible en el motor de la bomba. Sin embargo, a diferencia del control presentado en [11], el cual utiliza un inversor de tres brazos para poder controlar la corriente en ambos bobinados, se busca utilizar un inversor monofásico de dos brazos, por lo que no será posible realizar un control para, por ejemplo, mejorar el arranque de la bomba. En este sentido, es importante aclarar que esta estrategia puede ser útil para bombas de potencias bajas y teniéndose en cuenta un factor de seguridad en el dimensionamiento de los semiconductores del inversor, en cuanto a las solicitaciones de corriente durante el arranque, como así también una estrategia de limitación de corriente para operación con sobrecarga, si fuera necesario.

El análisis del control de corriente en el bobinado principal se divide en dos secciones. La primera se realiza alimentando con el inversor solamente dicho bobinado, utilizando un torque externo para que el rotor comience a girar. Y la segunda, una vez validado el sistema de control de corriente, consiste en conectar el bobinado secundario con un capacitor de arranque fijo, considerando cualquier interacción de la corriente del mismo con la del primario como una perturbación que el sistema de control debe suprimir o atenuar.

En la Fig. 3 se observa que con rotor bloqueado el circuito del bobinado principal se reduce a un circuito RL, cuya función de transferencia (FT) de corriente $I_s(s)$ en función de voltaje de estator $V_s(s)$ en el plano de Laplace está dada por la siguiente expresión:

$$G_{motor}(s) = \frac{I_s(s)}{V_s(s)} = \frac{(l_{mq} + l'_{lrq})s + r'_{rq}}{a_1 \cdot s^2 + a_2 \cdot s + r_{sq} \cdot r'_{rq}} \tag{11}$$

Donde $a_1 = l_{lsq} \cdot l'_{lrq} + l_{lsq} \cdot l_{mq} + l'_{lrq} \cdot l_{mq}$ y $a_2 = r_{sq} \cdot l_{lsq} + r_{sq} \cdot l_{mq} + r'_{rq} \cdot l_{mq} + r'_{rq} \cdot l_{lsq}$

Reemplazando los valores de los parámetros del motor usado, se obtiene la siguiente FT:

$$G_{motor}(s) = \frac{I_s(s)}{V_s(s)} = \frac{0,0543 \cdot s + 3,3}{0,002303 \cdot s^2 + 0,2433 \cdot s + 3,894} \tag{12}$$

Como se mencionó anteriormente, se propone utilizar esta función de transferencia para el control de corriente del bobinado principal del motor, suponiendo en un principio que cualquier interacción del bobinado secundario por inducción de tensión se considera una perturbación que el sistema de control debe contrarrestar. Se analizará el desempeño del sistema de control para verificar si dicha suposición es viable.

A su vez, el motor se controla con un inversor PWM, con una tensión de entrada de corriente continua de 450 V. Teniendo en cuenta que dicho valor se presenta a la salida con un ciclo de trabajo PWM normalizado entre 0 y 1 (valores en p.u.), y considerando que la frecuencia de la señal PWM aplicada al motor es mucho mayor que la frecuencia de la señal controlada, se puede considerar la ganancia del actuador como un valor constante durante un periodo de actuación, $K_a = 450$ V.

Agregando dicha ganancia del actuador a la FT del motor, se obtiene la siguiente FT de la planta:

$$G_p(s) = \frac{I_s(s)}{V_s(s)} = \frac{21,72 \cdot s + 1320}{0,002303 \cdot s^2 + 0,2433 \cdot s + 3,894} \tag{13}$$

Los polos de la (13) se encuentran en $p_1 = -19,6712 \text{ rad/s}$ y $p_2 = -85,9429 \text{ rad/s}$, mientras que el cero se encuentra en $z_1 = -60,7735 \text{ rad/s}$.

Como se planteó inicialmente, se propone diseñar un controlador clásico PI y un controlador resonante, para luego efectuar una comparación del desempeño de ambos. Para el diseño del controlador PI, se elige una cancelación polo-cero, cancelando la dinámica más lenta de la planta, es decir, el polo p_1 , y manteniendo la ganancia K_p unitaria (la misma puede modificarse más adelante para mejorar la respuesta transitoria del sistema hasta valores deseados). De este modo, la expresión del controlador PI se presenta a continuación:

$$G_c(s) = K_p \frac{(s + K_i / K_p)}{s} = \frac{s + 19,6712}{s} \tag{14}$$

La Fig. 4 presenta un diagrama en bloques simplificado del sistema de control de corriente:

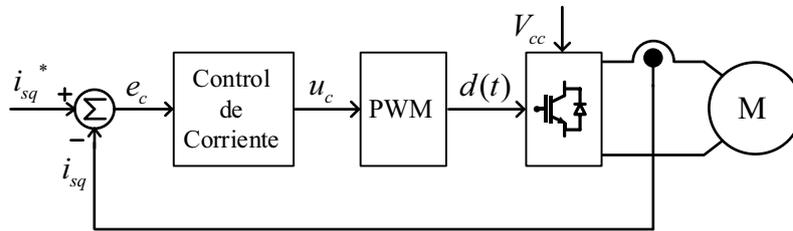


Fig. 4 - Lazo interno de control de corriente.

Como es bien sabido, el control PI únicamente puede garantizar error nulo para entrada constante o de frecuencia cero. Entonces, al ser la referencia de corriente, que el inversor debe imponer al motor, una señal sinusoidal, la reducción del error de régimen estacionario, únicamente se consigue con el incremento de la ganancia del controlador y, por ende, de la ganancia del camino directo del lazo de control. Sin embargo, el valor que tome la ganancia del controlador, resultará de una solución de compromiso entre el valor del error, el desempeño en régimen transitorio para mejorar el rechazo a perturbaciones y adecuados márgenes de estabilidad relativa.

Con el objetivo de poder llevar a cero el error de régimen estacionario, para la referencia mencionada, es adecuado en función de lo que establece el Principio del Modelo Interno (PMI), imponer en el camino directo, el denominador de los polos inestables de la referencia. En este sentido, el controlador puede adoptar la siguiente expresión:

$$G_{c_{mi}}(s) = \frac{k_i s}{s^2 + \omega_c^2} = \frac{k_i s}{s^2 + 98696} \tag{15}$$

En la cual, k_i , permite ajustar la velocidad de convergencia del error de corriente a cero y ω_c se define de la siguiente forma: $\omega_c = 2\pi f_1$ (rad/s), siendo $f_1 = 50 \text{ Hz}$. Para reducir las oscilaciones en el arranque y poder estabilizar rápidamente el lazo debido a la presencia de los polos imaginarios de $G_{c_{mi}}(s)$, se suma una acción proporcional $K_{pmi} = 0,15$.

Es importante aclarar, que este controlador opera correctamente en régimen estacionario con velocidad nominal, eliminando el error para la frecuencia selectiva ω_c para la cual se diseña, no así durante el transitorio de arranque del motor, debido a la variación de frecuencia de la corriente durante este periodo. Para eliminar el error durante el arranque de la bomba, debería adaptarse el valor de la

frecuencia ω_c en función del deslizamiento, pero dado que este no es un proceso que requiera error nulo en el arranque, puede despreciarse el error que se produce.

Es relevante agregar también, que estos controladores basados en el PMI, resultan robustos ante variaciones paramétricas, dado que garantizan un error nulo de seguimiento a pesar de que resulte afectado el desempeño transitorio, haciendo que el sistema sea siempre asintóticamente estable.

3.2. Lazo de Control de Velocidad

Dado que la aplicación deseada del control de motor estudiado es bombeo de agua, se puede suponer en primera instancia que el caudal de agua saliente de la bomba será proporcional a la velocidad angular del eje del motor. Por esto, una vez validado por simulación el control de corriente, se analiza la posibilidad de controlar dicha velocidad.

Teniendo en cuenta que la velocidad máxima teórica del motor, o velocidad de sincronismo está dada por:

$$n = \frac{60f}{p}(1-s) \tag{16}$$

Donde “ f ” es la frecuencia eléctrica, y “ s ” el deslizamiento.

La estrategia de control más simple empleada usualmente es el control escalar, donde se mantiene constante, la relación de voltaje de estator y frecuencia eléctrica V_s / f a velocidades menores a la nominal del motor, y se varía solo la frecuencia a velocidades mayores para mantener la potencia constante. Sin embargo, la entrada del sistema es un voltaje sinusoidal entregado por el inversor, con la expresión $V_{AC}(t) = V_p \text{sen}(2\pi ft)$. Dicha señal tiene solo dos grados de libertad, el voltaje V_p y la frecuencia f . Como el voltaje V_p es controlado por la referencia de corriente, el control de velocidad se limita al uso de la variable libre restante, la frecuencia eléctrica.

Se propone entonces, un esquema en donde el lazo de control de velocidad afecta solamente a la frecuencia de la corriente, manteniendo su valor de pico constante. De este modo, dado que la velocidad de sincronismo es dependiente de la frecuencia eléctrica, sería posible, dentro de ciertos límites, controlar la velocidad del motor.

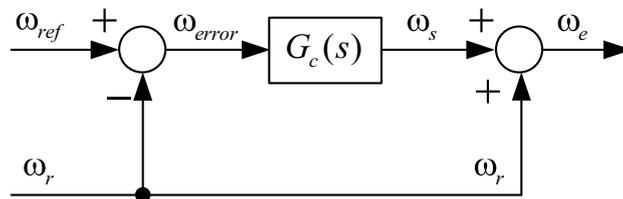


Fig. 5. Esquema de control de velocidad.

Como se mencionó anteriormente, el control de velocidad se basa en una estrategia de control escalar. El esquema de bloques de la Fig. 5 muestra el proceso para obtener la frecuencia eléctrica que controla el inversor. Se parte de obtener el error, ω_{error} , entre la frecuencia angular de referencia ω_{ref} y la frecuencia angular (velocidad) del rotor del motor ω_r .

Una vez obtenido el valor de error, el mismo pasa por un controlador, del cual se obtiene la frecuencia de deslizamiento ω_s . Por último, para obtener la frecuencia angular eléctrica, o frecuencia de sincronismo ω_e , que controlará el inversor, se suma ω_s con ω_r .

3.2.1. Control con Medición de Velocidad

Para validar el control de velocidad propuesto, en primera instancia, se procede a utilizar el valor de velocidad medido. Dado que se trabaja con simulación, en este caso se llama “valor medido” al valor obtenido de la simulación, el cual se calcula con las ecuaciones (9) y (10). Para simular el control de velocidad, se decidió usar un controlador simple, en este caso, un proporcional.

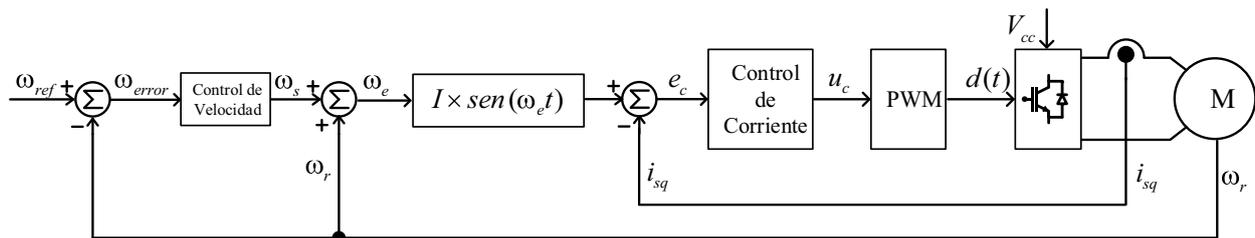


Fig. 6 - Diagrama de bloques de control de velocidad con medición de velocidad real.

3.2.2. Control con Estimador de Velocidad

El control de velocidad presentado anteriormente depende del valor de velocidad del rotor del motor, lo que implicaría el uso de un sensor de velocidad. Por las razones anteriormente descritas, el objetivo de un estimador de velocidad es obtener el valor de velocidad del rotor de forma indirecta, con los valores medidos de voltaje y corriente en los bobinados del motor (puesto que es más sencillo y económico medir voltaje y corriente que velocidad).

Para la estimación, se propone el estudio de un método basado en un esquema MRAS (*Model Reference Adaptive System*, o sistema adaptativo por modelo de referencia), presentado en [3],[9].

Dicho esquema se basa en el uso de dos modelos para el cálculo de la potencia reactiva instantánea en el motor. El primer modelo, llamado modelo adaptativo, depende de la velocidad del rotor, mientras que el otro, llamado modelo de referencia, es independiente. El modelo adaptativo se alimenta con la velocidad observada, que se obtiene de un esquema de adaptación, utilizando un controlador PI, que obtiene dicha velocidad a partir del error de potencia reactiva calculado entre ambos modelos. La Fig. 7 muestra un diagrama en bloques del sistema de estimación de velocidad.

De las ecuaciones del modelo del motor monofásico, se derivan las siguientes expresiones:

$$\mathbf{e}_M = \mathbf{V}_s - \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s - \sigma \mathbf{L}_s \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} \tag{17}$$

$$\hat{\mathbf{e}}_M = \mathbf{L}'_m \frac{d\mathbf{i}_M}{dt} = \mathbf{L}'_m \left(\hat{\omega}_r \otimes \mathbf{i}_m - \frac{1}{\tau_r} \mathbf{i}_M + \frac{1}{\tau_r} \mathbf{i}_s \right) \tag{18}$$

En las ecuaciones (17) y (18), \mathbf{e}_M y $\hat{\mathbf{e}}_M$ representan las fuerzas contra-electromotrices (*fcem*), calculada y estimada, respectivamente, y las demás variables son definidas de la siguiente forma:

$$\mathbf{V}_s = [V_{sq} \quad V_{sd}]^T; \mathbf{i}_s = [i_{sq} \quad i_{sd}]^T; \mathbf{i}_M = [i_{qM} \quad i_{dM}]^T.$$

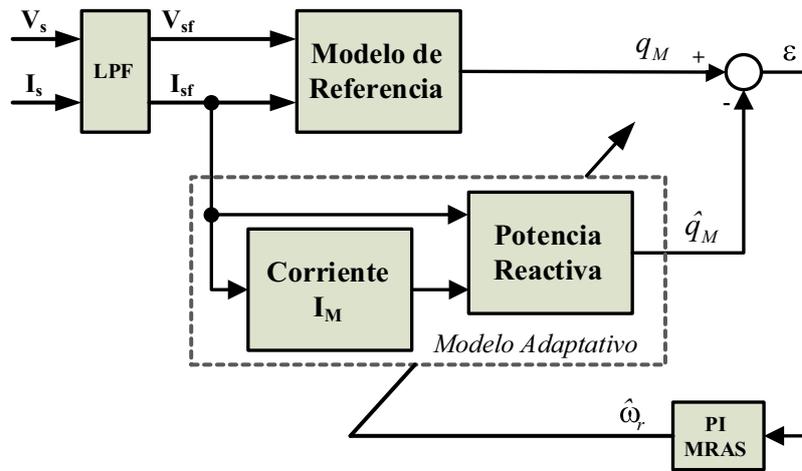


Fig. 7. Diagrama de bloques de la estrategia de estimación de velocidad MRAS [9].

$$\mathbf{L}_s = \begin{bmatrix} L_{sq} & 0 \\ 0 & L_{sd} \end{bmatrix}; \mathbf{L}'_m = \begin{bmatrix} L'_{mq} & 0 \\ 0 & L'_{md} \end{bmatrix}; \mathbf{R}_s = \begin{bmatrix} R_{sq} & 0 \\ 0 & R_{sd} \end{bmatrix}; \boldsymbol{\sigma} = \begin{bmatrix} \sigma_q & 0 \\ 0 & \sigma_d \end{bmatrix}; \boldsymbol{\tau}_r = \begin{bmatrix} \tau_{rq} & 0 \\ 0 & \tau_{rd} \end{bmatrix}$$

$$\sigma_q = 1 - \frac{L_{mq}^2}{L_{sq}L_{rq}}; \sigma_d = 1 - \frac{L_{md}^2}{L_{sd}L_{rd}}; L'_{mq} = \frac{L_{mq}^2}{L_{rq}}; L'_{md} = \frac{L_{md}^2}{L_{rd}}$$

Las variables con acento circunflejo corresponden a los valores observados o estimados.

3.2.2.1. Modelo de referencia

Si bien se podría realizar un MRAS utilizando solamente los vectores contraelectromotrices, como se presenta en [9], las resistencias de estator de un motor tienden a variar paramétricamente con la temperatura, por lo que afectan la eficiencia del esquema de estimación.

Con el conocimiento de las fem y de las corrientes del estator, puede definirse la potencia reactiva instantánea que será utilizada en el estimador de velocidad, con base en la siguiente expresión [9]:

$$\mathbf{q}_M = \mathbf{i}_s \otimes \mathbf{e}_M \tag{19}$$

El vector \mathbf{q}_M puede obtenerse tanto de (17) como de (18). La primera se usa como modelo de referencia, puesto que no depende de la velocidad del rotor. Asumiendo $\mathbf{i}_s \otimes \mathbf{i}_s = 0$, se puede eliminar el término que incluye las resistencias de estator, independizándose la estimación de la variación paramétrica, y de esta forma, sustituyéndose (17) en (19), la potencia reactiva resulta

$$\mathbf{q}_M = \mathbf{i}_s \otimes \left(\mathbf{V}_s - \mathbf{R}_s \mathbf{i}_s - \boldsymbol{\sigma} \mathbf{L}_s \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} \right) = \mathbf{i}_s \otimes \left(\mathbf{V}_s - \boldsymbol{\sigma} \mathbf{L}_s \frac{d\mathbf{i}_s}{dt} \right) \tag{20}$$

Esto, en un principio, mejoraría la eficiencia de la estimación.

Trabajando la expresión anterior, se obtiene el siguiente vector \mathbf{q}_M :

$$\mathbf{q}_M = \overset{\rightarrow}{\mathbf{k}} \left[i_{sq} \left(V_{sd} - \sigma_d L_{sd} \frac{di_{sd}}{dt} \right) - i_{sd} \left(V_{sq} - \sigma_q L_{sq} \frac{di_{sq}}{dt} \right) \right] \tag{21}$$

Las corrientes \mathbf{i}_m e \mathbf{i}_s son vectores giratorios con velocidad ω_r .

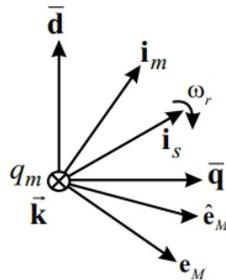


Fig. 8. Representación del producto vectorial dado por (20).

Donde el versor \mathbf{k} es perpendicular a los ejes de cuadratura q y d . El error de potencias se calcula a partir de las magnitudes de los vectores de potencia reactiva, la obtenida del modelo de referencia y la estimada, como muestra la Fig. 7.

Dado que se pretende implementar el sistema en un DSC, se procede a realizar la discretización de la potencia reactiva para el modelo de referencia dada en (21). La diferenciación se realiza usando una aproximación de diferencia hacia atrás o *backwards*. En cualquier muestra k , la potencia reactiva instantánea del modelo de referencia será:

$$q_m(k) = i_{sq}(k)[V_{sd}(k) - \sigma_d L_{sd} di_{sd}(k)] - i_{sd}(k)[V_{sq}(k) - \sigma_q L_{sq} di_{sq}(k)] \quad (22)$$

Dónde: $di_{sd}(k) = \frac{i_{sd}(k) - i_{sd}(k-1)}{T}$; $di_{sq}(k) = \frac{i_{sq}(k) - i_{sq}(k-1)}{T}$; siendo T el periodo de muestreo.

3.2.2.2. Modelo Adaptativo

Para el observador de velocidad se necesita plantear el modelo adaptativo. Del diagrama de bloques de la Fig. 7, se puede ver que el primer paso es obtener las corrientes magnetizantes:

$$\frac{d\mathbf{i}_M}{dt} = \hat{\omega}_r \otimes \mathbf{i}_M - \frac{1}{\tau_r} \mathbf{i}_M + \frac{1}{\tau_r} \mathbf{i}_s \quad (23)$$

Del desarrollo de la ecuación (23), se obtienen las expresiones de las derivadas de las corrientes magnetizantes, como se expresa a continuación:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qM} \\ i_{dM} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\tau_{rq}} & \frac{1}{n} \omega_r \frac{L_{md}}{L_{mq}} \\ -n \omega_r \frac{L_{mq}}{L_{md}} & -\frac{1}{\tau_{rd}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qM} \\ i_{dM} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\tau_{rq}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\tau_{rd}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sq} \\ i_{sd} \end{bmatrix} \quad (24)$$

La solución de la ecuación (24), permite obtener los valores de las corrientes magnetizantes. Dado que la implementación se realizará en un DSC, dicha solución puede efectuarse mediante la discretización de dicha expresión. En [9] se presenta dicha discretización utilizando la aproximación de Tustin, sin embargo, para la implementación de dicha discretización se necesita el valor de referencia de las corrientes para ambos bobinados del motor. Puesto que el presente trabajo busca controlar solamente la corriente del bobinado principal, y por lo tanto no se tiene una referencia para

la corriente del bobinado auxiliar, no es posible utilizar tal método. Trabajando ambos ejes por separado y utilizando la aproximación de Euler *forward*, se obtienen las siguientes expresiones:

$$i_{qM}(k) = T \left[-\frac{i_{qM}(k-1)}{\tau_{rq}} + \frac{\omega_r}{n} \frac{L_{md}}{L_{mq}} i_{dM}(k-1) + \frac{i_{sq}(k-1)}{\tau_{rq}} \right] + i_{qM}(k-1) \quad (25)$$

$$i_{dM}(k) = T \left[-\frac{i_{dM}(k-1)}{\tau_{rd}} - n\omega_r \frac{L_{mq}}{L_{md}} i_{qM}(k-1) + \frac{i_{sd}(k-1)}{\tau_{rd}} \right] + i_{dM}(k-1) \quad (26)$$

Obtenidas las dos corrientes magnetizantes, se procede al cálculo de la potencia reactiva instantánea observada.

$$\hat{\mathbf{q}}_M = \mathbf{i}_s \otimes \hat{\mathbf{e}}_M \quad (27)$$

La última expresión, puede representarse matricialmente de la siguiente forma:

$$\hat{\mathbf{q}}_M = \begin{bmatrix} i_{qs} & i_{ds} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -i_{qM} n\omega_r \frac{L_{mq}}{L_{md}} L'_{md} - i_{dM} \frac{L'_{md}}{\tau_{rd}} \\ i_{qM} \frac{L'_{mq}}{\tau_{rq}} - \frac{i_{dM}}{n} \omega_r \frac{L_{md}}{L_{mq}} L'_{mq} \end{bmatrix} \quad (28)$$

Una vez realizado el cálculo de la potencia reactiva instantánea con ambos modelos, se debe proceder a calcular el error y alimentar el mismo a un controlador PI que se encargará de generar la velocidad estimada $\hat{\omega}_r$.

$$\hat{\omega}_r = \left(K_p + \frac{K_I}{s} \right) (q_M - \hat{q}_M) \quad (29)$$

De [9] se obtiene la condición de diseño $\frac{K_I}{K_p} > \frac{1}{\tau_r}$. Además, se menciona que ambos valores deben

ser los más altos posibles, sin desestabilizar el sistema. Sin embargo, utilizándose este criterio, al realizarse la simulación, el sistema resulta con muy baja estabilidad relativa y se vuelve fácilmente inestable ante la presencia de perturbaciones. Por otro lado, debido a la dinámica resultante del estimador, la incorporación del PI hace que aparezca un cero de fase no mínima que produce un sobrepaso negativo en la respuesta de velocidad cuando se aplica la referencia, provocando un retraso en la respuesta y, por ende, un comportamiento no deseado para este tipo de aplicación.

Debido a esto, se optó por recurrir a una solución más simple utilizando una acción integral, comprobándose que el mecanismo de adaptación da muy buenos resultados, ajustándose la ganancia K_I para mejorar la velocidad de adaptación. El valor resultante de K_I permite llevar el error de estimación a cero lo más rápido posible, manteniendo un comportamiento estable en régimen estacionario sin oscilaciones en torno al valor de referencia.

$$\hat{\omega}_r = \frac{K_I}{s} (q_M - \hat{q}_M) \quad (30)$$

La figura Fig. 9 muestra el esquema de la estrategia de control propuesta, con el estimador de velocidad MRAS:

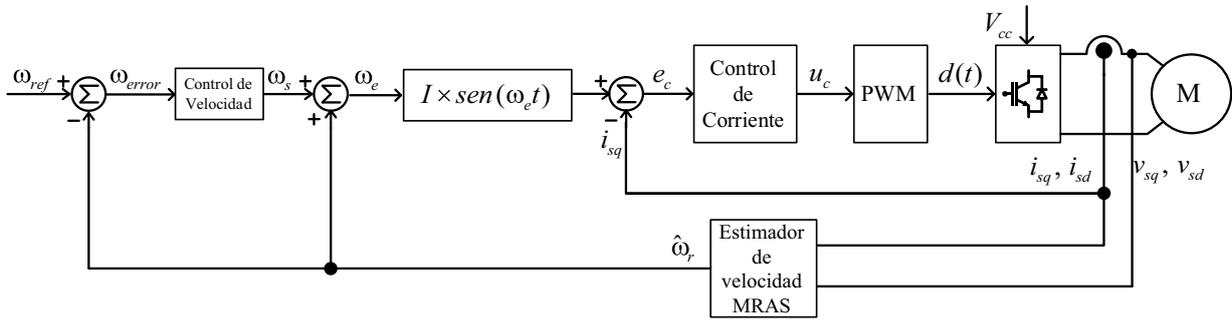


Fig. 9 - Sistema de control indirecto de torque y de velocidad con estimador MRAS.

4. Resultados de Simulación

Para validar el análisis y propuestas realizadas, se realizaron simulaciones con el software PSIM, implementando el circuito eléctrico y mecánico del motor como componentes discretos, mientras que los lazos de control se implementaron usando un bloque DLL que actúa de forma similar a un controlador digital de señales (DSC), permitiendo usar código de C++. El paso de simulación utilizado es de 1µs.

4.1. Validación del modelo del motor.

Como se mencionó anteriormente, para la validación del modelo del motor, se realiza primero la simulación energizando únicamente el bobinado principal del motor, dando un pulso de torque al rotor para ayudar al arranque. La Fig. 10 (a) presenta la velocidad del rotor y la Fig. 10 (b), la corriente del estator, en la cual se observa la corriente que toma el motor en el arranque. La Fig. 11 presenta el torque eléctrico sin carga en el eje del mismo. Se agregó el torque promedio (curva en color azul) para poder apreciar la evolución durante el transitorio de arranque.

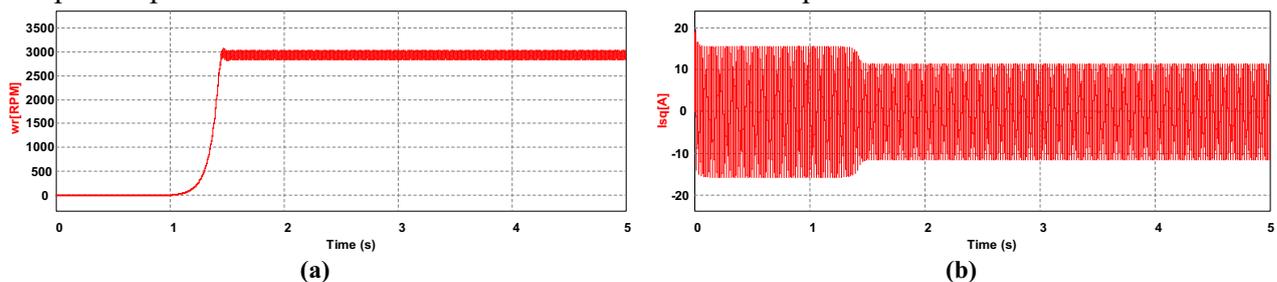


Fig. 10. Respuesta al simular el motor a lazo abierto. (a) Velocidad. (b) Corriente del estator.

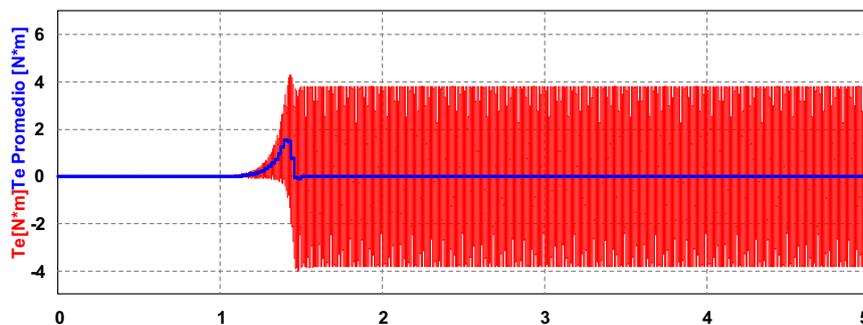


Fig. 11. Torque eléctrico del motor a lazo abierto.

Cabe destacar que el torque eléctrico presenta un incremento solamente durante el arranque, mientras que, en régimen permanente, sin carga en el eje, presenta una componente oscilatoria con promedio nulo, propia de los motores monofásicos, causada por la asimetría de los bobinados.

En base a los resultados obtenidos, se puede apreciar que la opción de utilizar un inversor monofásico para el accionamiento del motor monofásico de la bomba, en vez de uno trifásico, ofrece los resultados esperados, lo que nos indica que el control indirecto de torque y el control de velocidad, deben ofrecer también buenos resultados. Los mismos se describen a continuación.

4.2. Control de corriente

Una vez validado el modelo del motor, se procede a simular el control de corriente. Esta simulación se realiza conectando el bobinado auxiliar a la alimentación por medio de un capacitor permanente de 5 µF, de modo que el motor arranque sin necesidad de un torque externo.

Como se pretende implementar físicamente el sistema de control en un DSC, se procede a realizar el rediseño digital de la expresión del controlador I propuesto, dada por (14). Para ello, se usa la aproximación de Tustin. Realizándose la sustitución y aplicándose la transformada Z inversa, se obtiene entonces la siguiente ecuación recursiva a diferencias finitas, la cual se utiliza en el algoritmo de control digital emulado por la DLL en PSIM.

$$u_c(k) = \left(\frac{K_i T}{2} + K_p \right) e(k) + \left(\frac{K_i T}{2} - K_p \right) e(k-1) + u(k-1) = e(k) - 0,999e(k-1) + u(k-1) \quad (31)$$

con $K_i = 19,6712$, $K_p = 1$, $f_s = 10$ kHz, $T = 1 / f_s = 0,1$ ms.

De la misma forma, se aplica el rediseño digital a la expresión del controlador resonante dada en (15), utilizándose la aproximación invariante al escalón o ZOH, resultando en la siguiente expresión:

$$G_{cmi}(z) = \frac{9,9984 \times 10^{-5} (z-1)}{z^2 - 1,999z + 1}, \quad (32)$$

y, aplicándose la transformada Z inversa, se obtiene la ecuación recursiva a diferencias finitas que se utiliza en el algoritmo de control digital emulado por la DLL en PSIM.

$$u_c(k) = ae(k-1) - ae(k-2) + bu(k-1) - u(k-2) \quad (33)$$

con $a = 9,9984 \times 10^{-5}$ y $b = 1,999$ considerando la ganancia del resonante $k_i = 1$. A la ecuación (33) se le suma la acción proporcional de valor igual a 0,15 para asentar rápidamente la respuesta de corriente y reducir las oscilaciones iniciales que impone el controlador resonante.

En lazo abierto, la corriente del estator en régimen permanente presenta un valor de pico de aproximadamente 10 A. Dado que llegando a dicho valor es posible que se pierda control sobre la planta debido a la saturación del actuador, se elige un valor de corriente para la referencia de 7 A de pico a 50 Hz. Como carga, se aplica un torque de 0,05 Nm al rotor en $t = 7,005$ s (a modo de que actúe en el momento en el que la corriente está en su valor máximo; el peor caso).

Resultados usando controlador PI:

En la Fig. 12 (a), se aprecian las señales de referencia del lazo de corriente y la corriente controlada del bobinado principal, juntamente con la señal de error, y, en la Fig. 12 (b) se observa una ampliación de la señal de error de corriente, cuya amplitud es del 8,6 % del valor de pico de la corriente i_{sq} . Se

puede concluir, que a pesar de que el error no es nulo, debido al desfase que provoca la acción integral en el rango de frecuencia de interés, la amplitud de la corriente controlada es igual a la amplitud de la referencia que está siendo impuesta, por lo que se considera el diseño del controlador como aceptable para esta aplicación. Se puede destacar como la corriente sigue de cerca a la referencia, aun teniendo en cuenta la perturbación de torque aplicada, y el hecho de que, como se mencionó al momento de diseñar el controlador, la corriente del bobinado auxiliar se acopla magnéticamente al primario, actuando también como perturbación.

Por otro lado, en la Fig. 13 (a), se presenta la respuesta de velocidad del eje del motor, la cual, luego de alcanzar el valor nominal sin torque en el eje, se mantiene muy próximo al valor de referencia, decayendo luego a los 7,005 segundos de aplicado el torque en el eje. Es importante destacar, que la velocidad que se observa es la que se tiene únicamente con el control de corriente, Fig. 4, con lo cual se aprecia en base al valor de velocidad, el buen desempeño en régimen estacionario antes de la aplicación de la perturbación.

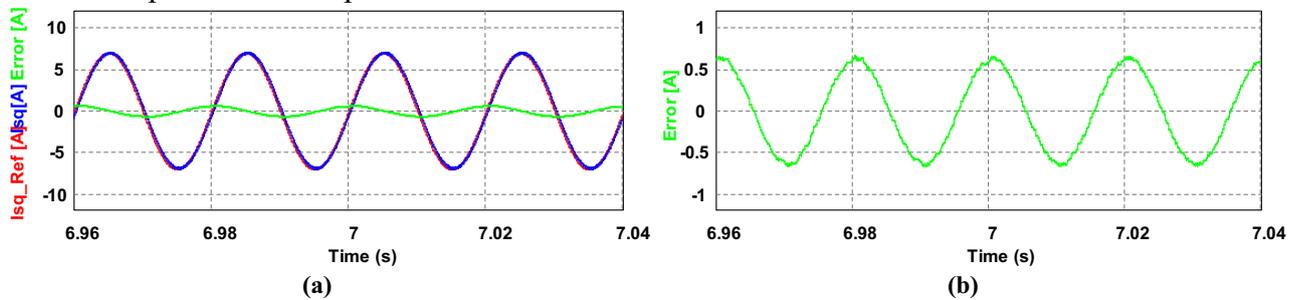


Fig. 12. Respuesta de corriente a lazo cerrado con controlador PI. (a) Referencia, Corriente de estator y Error de corriente. (b) Acercamiento de la señal de error de corriente.

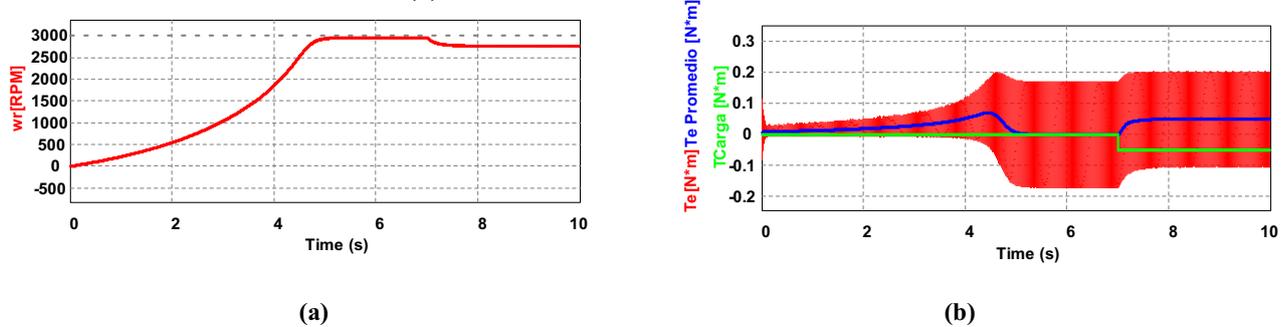


Fig. 13. Respuesta de velocidad y torque a lazo cerrado de corriente con controlador PI. (a) Velocidad. (b). Torque eléctrico instantáneo (en rojo) y promedio (en azul) y torque de carga (en verde).

En la Fig. 13 (b), se observa la componente oscilante en el torque, cuyo valor promedio evoluciona con un transitorio en el arranque para superar la inercia, y luego permanece nulo hasta la aplicación de la perturbación, momento en el cual el torque eléctrico tiene que aumentar para contrarrestarla.

Resultados usando controlador por el Principio del Modelo Interno: Controlador Resonante:

En la Fig. 14 (a) se aprecian las señales de referencia del lazo de corriente y la corriente controlada del bobinado principal, juntamente con la señal de error, y, en la Fig. 14 (b), la señal de error desde el arranque del motor. Se puede apreciar que el controlador resonante, lleva prácticamente a cero el error de corriente una vez superado el arranque del motor, a un valor no mayor a los 0,1 A de pico lo que representa un 1,4 % del valor de pico de la corriente nominal. Se considera que el error es ruido básicamente de la conmutación PWM. Según la Fig. 14 (b), el tiempo de convergencia del error a

cero, puede reducirse incrementándose la ganancia k_i , observándose siempre que la estabilidad relativa no reduzca significativamente sus márgenes. No obstante, debe tenerse en cuenta que, durante el transitorio de arranque, la frecuencia de la referencia de corriente es variable, por lo que la actuación del controlador resonante no produce la cancelación correcta del efecto de la referencia.

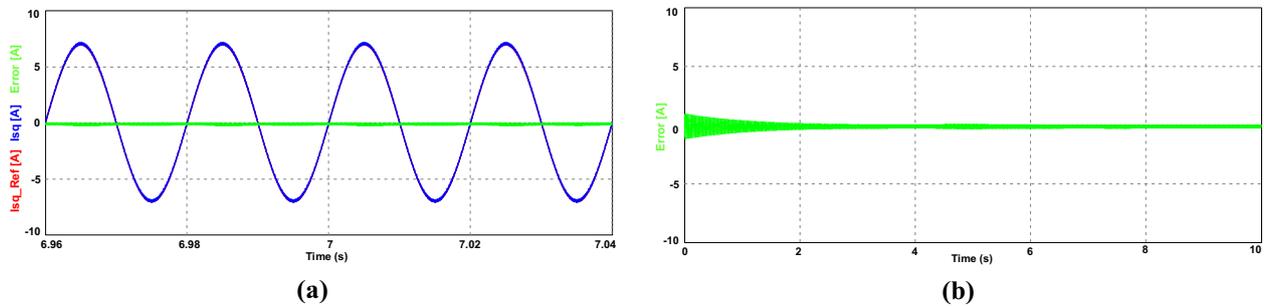


Fig. 14. Respuesta de la corriente con controlador Resonante. (a) Referencia y corriente de estator durante perturbación. (b) Error de corriente en arranque y régimen permanente antes y después de la perturbación.

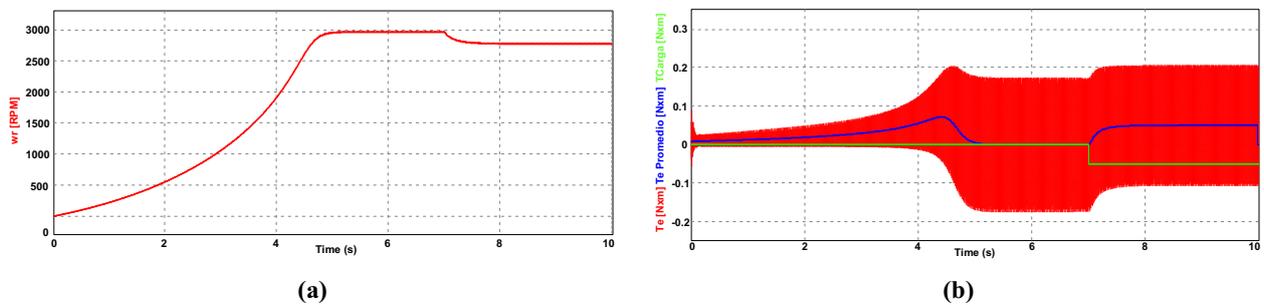


Fig. 15. Respuesta de velocidad y torque a lazo cerrado de corriente con controlador Resonante. (a) Velocidad. (b) Torque eléctrico instantáneo (en rojo) y promedio (en azul) y torque de carga (en verde).

Finalmente, se aprecia que, durante el transitorio de aplicación de la perturbación de torque a los 7,005 segundos, el controlador resonante responde con un excelente rechazo de perturbación sin afectar prácticamente el error de corriente y la respuesta del torque electro eléctrico es similar a la obtenida con el controlador PI.

4.3. Control de velocidad con controlador proporcional

Luego de validar el control de corriente, se procede a simular el efecto de cerrar el lazo de velocidad, usando la velocidad medida del motor con el objetivo de poder comparar el desempeño, al utilizar el estimador de velocidad.

Como referencia de velocidad, se usa una rampa de 500 RPM a 2500 RPM. A su vez, el lazo interno de control de corriente, el cual utiliza en esta primera etapa un PI, tiene como referencia un pico de corriente de 7 A. Por último, se aplica una perturbación de torque al eje del motor en el instante $t = 10$ segundos.

Se observa en la Fig. 16 (a) la respuesta de la velocidad ω_r del eje del motor, la cual se ajusta a la rampa luego de algunos segundos con un pequeño error, aumentando el mismo su valor, una vez aplicada la perturbación de torque a los 10 segundos. Este error se debe a que el controlador no presenta un polo en $z = 1$ que posibilite llevarlo a cero. La Fig. 16 (b), describe la evolución de la señal de error a lo largo del periodo de simulación.

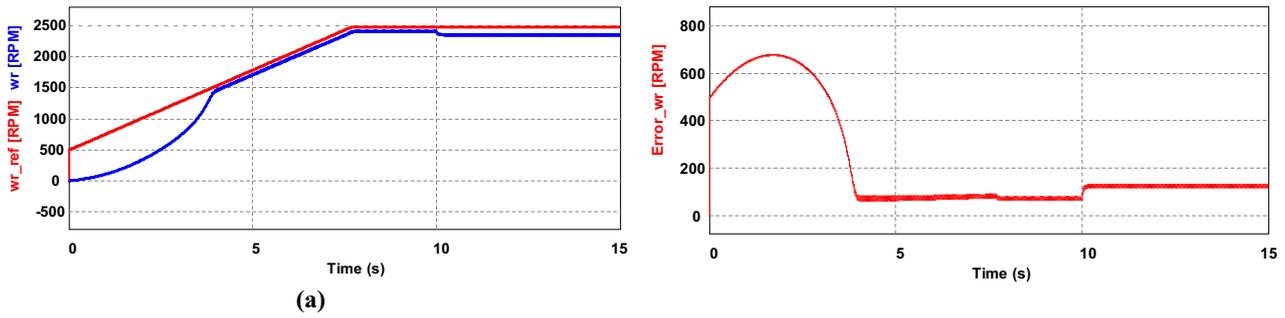


Fig. 16. Respuesta del lazo de control de velocidad. (a) Seguimiento de referencia. (b) Error de velocidad.

Puesto que en régimen permanente el error de velocidad se mantiene por debajo de 200 RPM para una referencia de 2500 RPM, es decir, un 8% de error, se considera aceptable la utilización de un controlador proporcional, sin la necesidad de agregar una acción integral; considerándose que el lazo de control de corriente, atiende las necesidades para imponer el torque necesario en la carga.

4.4. Estimación de velocidad

Los siguientes resultados de simulación corresponden a la validación del estimador de velocidad, a través de una comparación entre la velocidad medida y la estimada, usando el mismo perfil de referencia y perturbación del inciso anterior.

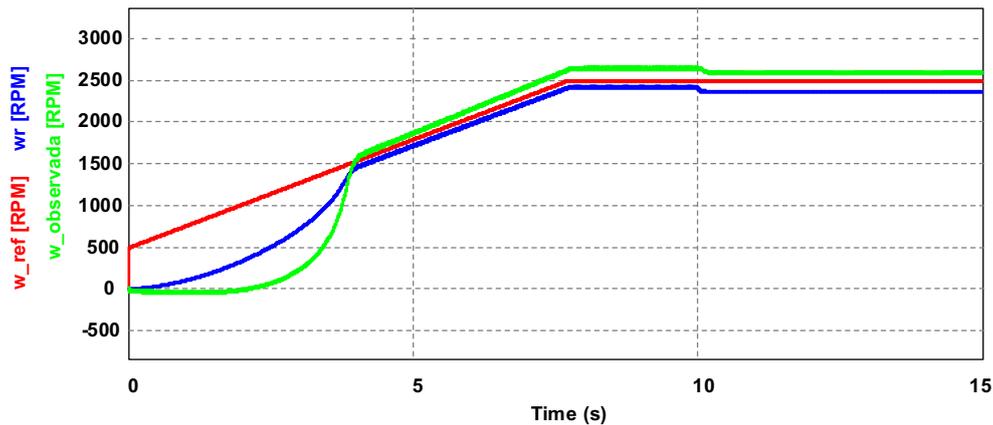


Fig. 17. Velocidad observada y velocidad medida del motor versus perfil de referencia.

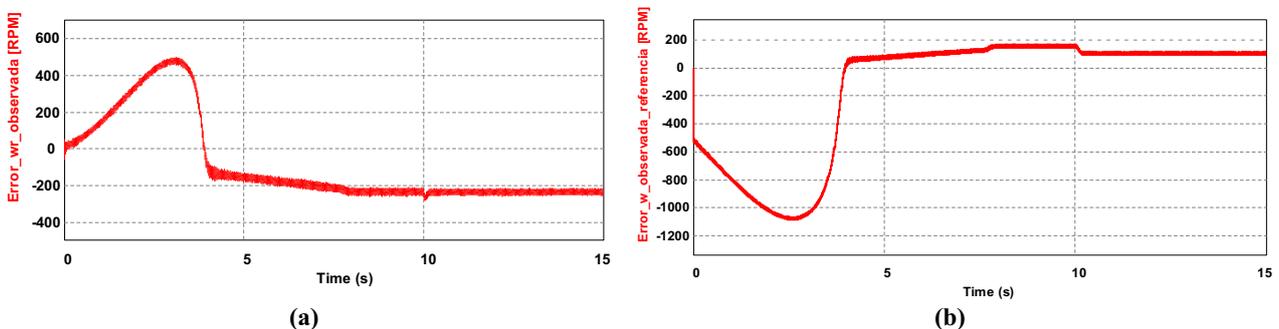


Fig. 18. Errores de la velocidad. (a) Error de la velocidad observada respecto a la real. (b) Error de la velocidad observada respecto a la referencia.

El cálculo de la velocidad observada depende de las derivadas de las corrientes medidas del bobinado principal y auxiliar, por lo que se puede esperar un desempeño pobre en la etapa transitoria de la respuesta del motor, lo que se ve traducido en un valor de error alto y un retardo en la respuesta luego de aplicado el valor inicial de 500 RPM en $t = 0$, como se muestra en la Fig. 17.

Luego de dicha etapa transitoria, el error disminuye notablemente, manteniéndose próximo de los 2500 RPM, con una pequeña disminución en el momento en que se aplica la perturbación de torque al rotor. Como se mencionó anteriormente, este error puede reducirse utilizando una acción integral en el lazo de velocidad.

Finalmente, para apreciar cómo se comporta el lazo de control de corriente con el lazo de velocidad, utilizándose la velocidad estimada, en la Fig. 19 se muestra el seguimiento de referencia de la corriente del bobinado primario, junto con el error, en la rampa inicial de velocidad, y la Fig. 20 al momento de la perturbación, cuando el motor ya se encuentra en velocidad de régimen. Se puede apreciar como la corriente sigue de cerca su referencia, durante el arranque y aun luego de aplicar una perturbación al eje a los 10 s. En este caso, el controlador de corriente utilizado es el PI.

En la Fig. 19 puede observarse un transitorio en el seguimiento de la referencia de la rampa de arranque, lo que se traduce en un error inicial elevado, que se va reduciendo rápidamente hasta llegar a un valor de 0,5 A de pico, que es valor final con el diseño realizado.

Comparando la figura anterior con la Fig. 20, se puede ver como la frecuencia eléctrica aumenta, lo que es de esperarse puesto que es dicha frecuencia la que se manipula para variar la velocidad del eje del motor. Además, se puede apreciar un ligero aumento en el valor máximo del error. No obstante, la corriente sigue muy bien a la referencia, con buen rechazo de perturbación.

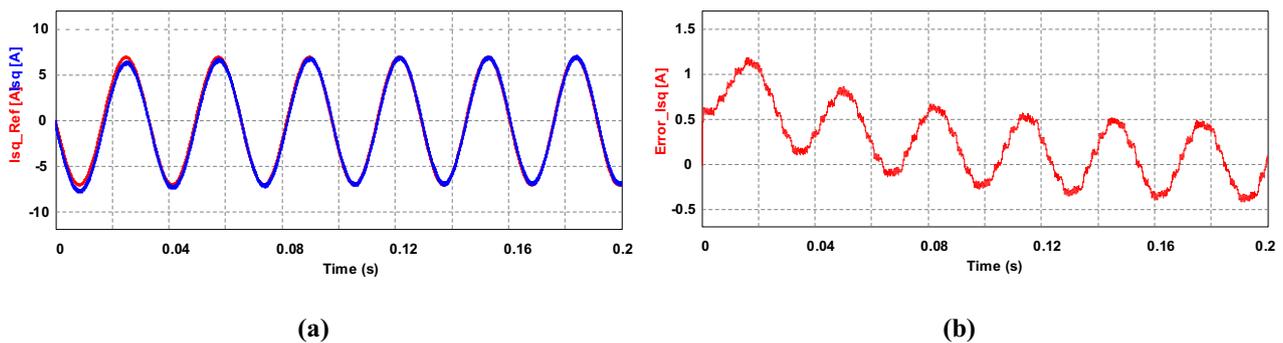


Fig. 19 - Corriente del bobinado primario durante el arranque. Control con PI.

(a) Seguimiento de referencia. (b) Error.

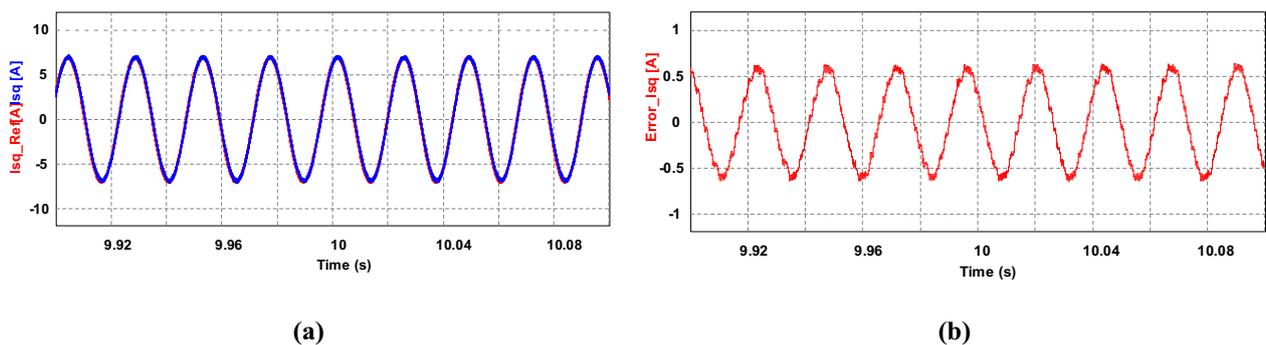


Fig. 20 - Corriente del bobinado primario durante una perturbación de torque. Control con PI.

(a) Seguimiento de referencia. (b) Error.

5. Conclusiones

Del estudio de diferentes estrategias de control se puede concluir que, si bien existen métodos que permiten un control directo sobre variables de funcionamiento de un motor monofásico, como velocidad y torque, estos suelen necesitar actuadores más complejos para un control preciso. Sacrificándose ciertos grados de libertad sobre esas variables, es posible llegar a un control indirecto

del torque, como el planteado en este trabajo, simplificándose el actuador y obteniéndose a la vez, muy buenas prestaciones para la presente aplicación de bombeo de agua en bajas potencias.

El lazo de corriente implementado funciona correctamente tanto con el controlador PI, como con un controlador por modelo interno. A pesar de que existe un pequeño valor de error menor al 10%, el controlador PI no presenta inconvenientes en el transitorio de arranque dado que no depende de la frecuencia de la velocidad. Sin embargo, el controlador resonante, una vez superado el transitorio, es el que presenta mejor desempeño en régimen permanente. Ambos controladores, presentan un muy buen desempeño para rechazo de perturbaciones, y considerando que en cuanto complejidad de implementación son similares, es preferible siempre la utilización del controlador resonante, ya que el mismo garantiza seguimiento robusto de la referencia.

En cuanto al control de velocidad, planteado por medio de la frecuencia eléctrica, demostró dar buenos resultados en simulación, siguiendo sin problemas la referencia y manteniendo un valor de error bajo frente a perturbaciones.

El algoritmo de estimación de velocidad MRAS presenta cierta complejidad en su implementación en código, y su desempeño se ve afectado en régimen transitorio. Aun así, sigue de cerca el valor de velocidad real en régimen permanente, por lo que es posible su uso como alternativa a un sensor de velocidad, con la consecuente reducción de costos y de mantenimiento, tomándose siempre los recaudos en el régimen transitorio en caso de que sea necesario.

6. Agradecimientos

Este trabajo ha sido llevado a cabo gracias al apoyo del CIN y al financiamiento de la FI-UNAM con el Proyecto de Desarrollo Tecnológico y Social, Código 16/I1083-PDTS.

7. Referencias

- [1] Packiam Periasamy, N.K. Jain, I.P. Singh, "A review on development of photovoltaic water pumping system," in Renewable and Sustainable Energy Reviews, Volume 43, 2015, Pages 918-925, ISSN 1364-0321, <https://doi.org/10.1016/j.rser.2014.11.019>.
- [2] S. S. Chandel, M. Nagaraju Naik, y R. Chandel, «Review of solar photovoltaic water pumping system technology for irrigation and community drinking water supplies», Renew. Sustain. Energy Rev., vol. 49, pp. 1084-1099, sep. 2015.
- [3] M. A. Vitorino, M. B. de Rossiter Correa, C. B. Jacobina and A. M. N. Lima, "An Effective Induction Motor Control for Photovoltaic Pumping," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 58, no. 4, pp. 1162-1170, April 2011, doi: 10.1109/TIE.2010.2054053.
- [4] B. Reshef, H. Suehrcke, y J. Appelbaum, «Analysis of a photovoltaic water pumping system», Electrical and Electronics Engineers in Israel, 1995., Eighteenth Convention of. pp. 1.5.3/1-1.5.3/5, 1995.
- [5] M. A. Elgendy, B. Zahawi, y D. J. Atkinson, «Analysis of the performance of DC photovoltaic pumping systems with maximum power point tracking», Power Electronics, Machines and Drives, 2008. PEMD 2008. 4th IET Conference on. pp. 426-430, 2008.
- [6] S. Abdourraziq y R. El Bachtiri, «A perturb and observe method using fuzzy logic control for PV pumping system», Multimedia Computing and Systems (ICMCS), 2014 International Conference on. pp. 1608-1612, 2014.
- [7] S.R. Wenham, M.A. Green, M.E. Watt, R. Corkish, «Applied Photovoltaics». Earthscan, Second Edition, 2007.

- [8] N. K. Lujara, J. D. Van Wyk, y P. N. Materu, «Loss models of photovoltaic water pumping systems», Africon, 1999 IEEE, vol. 2. pp. 965-970 vol.2, 1999.
- [9] R. P. Vieira. “*Servocontrole de velocidade aplicado a motores de indução monofásicos sem sensores mecânicos*”. Santa Maria: Universidade Federal de Santa Maria Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2008.
- [10] A. S. Ba-thunya, R. Khopkar, Kexin Wei and H. A. Toliyat, "Single phase induction motor drives-a literature survey," IEMDC 2001. IEEE International Electric Machines and Drives Conference (Cat. No.01EX485), Cambridge, MA, USA, 2001, pp. 911-916, doi: 10.1109/IEMDC.2001.939428.
- [11] M. B. de Rossiter Correa, C. B. Jacobina, A. M. N. Lima and E. R. C. da Silva, "Rotor-flux-oriented control of a single-phase induction motor drive," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 47, no. 4, pp. 832-841, Aug. 2000, doi: 10.1109/41.857963.
- [12] F. A. S. Neves, E. B. S. Filho, J. M. S. Cruz, R. P. Landim, Z. D. Lins and A. G. H. Accioly, "Single-phase induction motor drives with direct torque control," IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02, Seville, Spain, 2002, pp. 241-246 vol.1, doi: 10.1109/IECON.2002.1187514.