

OPTIMIZACIÓN DE LA EFICIENCIA DEL MOTOR DE INDUCCIÓN DE UN BOTE SOLAR

Gilberto C. D. Sousa¹, Domingos S.L. Simonetti¹, Ever E. Cifuentes Noreña², Joost P. Rey³

(1) *Power Electronics and Drives Laboratory, Universidad Federal de Espiritu Santo, Vitoria, ES, Brasil*

(2) *Departamento de Ingeniería Electrónica, Universidad Nacional Mayor de San Marcos, Lima, Perú*

(3) *Noordelijke Hogeschool Leeuwarden, Leeuwarden, Holanda.*

Resumen: Este trabajo describe el control en la optimización de la eficiencia *online* (en línea), basado en lógica fuzzy para el accionador de un barco solar que usa un motor de inducción con control vectorial indirecto tanto para la velocidad como para el torque. Además, actuando en el nivel de flujo para alcanzar un balance óptimo entre las pérdidas en el núcleo y las del cobre, este controlador también actúa sobre el voltaje DC del inversor para reducir sus pérdidas. Debido a su característica cuadrática, el torque de carga es bastante pequeño a baja y media velocidad, el ahorro de potencia de energía es mayor. La fuente de poder consiste de un paquete de baterías a 48 V, un conversor Boost que es controlado para mantener justo el nivel de voltaje requerido para el control de corriente, a velocidades parciales, produciendo un mejoramiento adicional en la eficiencia. El sistema accionador experimental con el controlador propuesto fue implementado en una placa de control basado en el DSP TMS320C25, construido y probado en el laboratorio para validar la técnica propuesta.

Abstract: This paper describes a fuzzy logic based on-line efficiency optimization control of a solar boat drive that uses an indirect vector controlled induction motor for either speed or torque control. Besides acting on the flux level to reach optimum balance between the core and copper losses, this controller also acts upon the DC link voltage, in order to reduce the inverter losses as well. Due to its quadratic characteristics, the load torque is quite small at low to medium speeds, and the potential for energy saving is great. As the power source consists of a 48 V battery pack fed by solar panels, a boost converter is controlled to yield just the voltage level required for proper current control, at partial speeds, resulting in additional efficiency improvements. An experimental drive system with the proposed controller implemented on a TMS320C25 DSP based control board was next constructed and tested in laboratory to validate the proposed technique.

Palabras Claves: Motor de Inducción, Barco Solar, Lógica Fuzzy, Control Vectorial Indirecto, Inversor, DSP.

I. INTRODUCCIÓN

En los últimos años se ha puesto mucha atención en la mejora de la eficiencia del control de los motores variando la frecuencia [Abrahamsen, 1998], [Abrahamsen, 1996]. En el presente trabajo, uno de los objetivos específicos aplicado a una embarcación alimentado por energía solar de alta eficiencia, es reducir los costos,

disminuyendo de esta manera el número de paneles solares y el sistema de enfriamiento para el convertidor y motor.

La eficiencia de un sistema accionador es una función compleja dependiendo del tipo de máquina seleccionada, de la topología del convertidor, del tipo de los semiconductores de potencia usados como conmutadores y del uso del algoritmo PWM. Inclusive, el sistema de control tiene un profundo efecto en la eficiencia del accionador.

Es bien conocido que, para los motores de inducción, la máxima eficiencia es obtenida cuando las pérdidas en el núcleo y en el cobre son iguales en cualquier condición de torque y velocidad. Un sistema accionador normalmente opera con flujo nominal dando una buena respuesta transitoria. Sin embargo en las condiciones de carga ligera, éste causa excesivas pérdidas en el núcleo [Sousa, 1992] disminuyendo la eficiencia del accionador. Dado que los accionadores operan la mayor parte del tiempo con cargas livianas, la optimización de la eficiencia puede ser obtenida programando el flujo. Un programa de cálculo simple del flujo se usa ampliamente en función del torque para el mejoramiento de la eficiencia cuando se usa carga liviana. El esquema puede ser mejorado generando un programa de flujo a velocidades discretas tomando en consideración la variación de la frecuencia. Las pérdidas también pueden ser calculadas en tiempo real y en correspondencia el flujo puede ser asignado de tal forma que el sistema opere con mínimas pérdidas [Abrahamsen, 1992]. Estos esquemas pueden ser inexactos debido a que la variación de los parámetros no son tomadas en consideración. En el control de la optimización en línea [Famouri, 1991; Souza, 1995], basado en la búsqueda, donde el flujo se reduce en forma escalonado hasta que la medición de la potencia alcance el valor mas bajo, es muy atractivo. El control no depende de los parámetros, luego el algoritmo es aplicado para cualquier máquina. En el presente trabajo se emplea un control de optimización de la eficiencia en línea basado en lógica fuzzy en un sistema accionador con control vectorial indirecto, el cual asegura una rápida convergencia con el tamaño adaptativo de los escalones de la corriente de excitación. Las pulsaciones del torque a bajas frecuencias, generadas por el controlador de eficiencia, fue suprimido por un algoritmo de compensación del tipo "feedforward".

Además de actuar en el nivel de flujo para alcanzar el balance óptimo entre las pérdidas en el núcleo y el cobre, este controlador también actúa en el voltaje DC del inversor para obtener una reducción de las pérdidas en el inversor. Como la carga (bote) posee una característica cuadrática torque-velocidad, el torque de carga es más pequeña a bajas y medianas velocidades, y la potencia de ahorro de energía es mayor.

II. ANÁLISIS TEÓRICO

2.1 Modelo de las pérdidas en la máquina.

Mientras las pérdidas en las máquinas de cobre son fácilmente modeladas, y claramente depende de la corriente RMS total, el modelamiento de las pérdidas en el núcleo es más complejo. En efecto, las ecuaciones comúnmente usadas son empíricamente. Las pérdidas en el núcleo del estator (P_{cs}) debido a la componente fundamental de la frecuencia (f) puede expresarse como:

$$P_{cs} = k_e f^2 \lambda_m^2 + k_h f \lambda_m^2 \quad (2.1)$$

donde λ_m es el flujo fundamental del entrehierro, k_e y k_h son los coeficientes de pérdidas de las corrientes de Eddy y de histéresis, respectivamente. La ecuación (2.1) puede ser escrita nuevamente en términos del voltaje fundamental V_m del entrehierro:

$$P_{cs} = k_c (k_e + k_h / f) V_m^2 \quad (2.2)$$

donde k_c es una constante de proporcionalidad. De (2.1) podemos observar que las pérdidas en el núcleo es altamente dependiente del nivel del flujo.

Se demuestra que cuando se opera con tensión reducida (V_{dc}) en los bornes del inversor se obtiene una reducción extra en las pérdidas de núcleo. Para un nivel fundamental del flujo, velocidad y torque de carga fija, el voltaje fundamental del inversor es constante sin importar el valor del voltaje V_{dc} . Claramente vemos que cuando V_{dc} es reducido, el factor de modulación tiene que incrementarse para mantener el voltaje fundamental constante. Como consecuencia, los armónicos dominantes son fuertemente reducido, debido tanto a la reducción de V_{dc} así como al incremento del factor de modulación.

Asumiendo que las pérdidas en el núcleo causados por los flujos armónicos y siendo estos gobernados por los mismos principios, entonces se pueden obtener expresiones similares a (2.1) y (2.2), donde los flujos y voltajes armónicos sustituyen a λ_m y V_m , respectivamente.

Otra consecuencia de la reducción del voltaje armónico total es la disminución de la corriente armónica. Por lo tanto, la corriente total en RMS también decrece, y este incide en las pérdidas en el cobre (estator y rotor).

2.2 Modelo de las pérdidas en el convertidor

Para un inversor con PWM senoidal que utiliza IGBTs, el análisis de pérdidas muestra que las pérdidas de conducción para un IGBT determinado es proporcional al índice de modulación m , voltaje V_{CE} y corriente del colector I_C [Casanelas, 1994]. Bajo condiciones de operación de V_{dc} reducida, m es incrementada para contrarrestar la reducción de V_{dc} , tal que se produzca la tensión fundamental. Como se mencionó anteriormente, el valor RMS de la corriente del motor es reducida, el cual también produce una pequeña reducción en V_{CE} . Un análisis cuantitativo sería tedioso e innecesario, ya que llegaríamos a la conclusión que cualquier aumento o reducción en las pérdidas de conducción en los IGBT sería mínima. Sin embargo, las pérdidas de conmutación tanto durante el encendido así como en el apagado, son independientes del índice de modulación, pero son altamente dependientes de V_{dc} y de I_C . Por lo tanto, ellos se reducen fuertemente por la técnica propuesta.

En los diodos de marcha libre, las pérdidas de conducción disminuyen cuando m se incrementa, y la corriente RMS es reducida. Además de eso, las pérdidas de conmutación también son reducidas tanto por la reducción de V_{dc} así como de la corriente RMS. En consecuencia, las pérdidas totales en el inversor son reducidas, dando como resultado una ganancia extra en la eficiencia para la técnica de control propuesto.

III. DESCRIPCIÓN DEL SISTEMA

El sistema accionador total se ilustra en la figura.1. La fuente de poder consiste de un paquete de baterías de 48 V alimentados por paneles solares, en lugar de mantener una tensión DC constante en los bornes del inversor, como en la mayoría de los accionadores VSI industriales, aquí se usa un convertidor del tipo *Boost* para mantener el nivel justo de tensión requerida para un control apropiado de la corriente a velocidades parciales, dando como resultado una mejora adicional en la eficiencia, tal como se mencionó anteriormente. La energía obtenida a través de los paneles solares es almacenada en un paquete de baterías, las que alcanzan la tensión de 50 V cuando están totalmente cargadas. La selección de un voltaje tan bajo de las baterías ayuda a maximizar el número de arreglos de los paneles solares en paralelo, incrementado de este modo la confiabilidad de las instalaciones y permitiendo también la selección apropiada de nivel V_{dc} para velocidades bajas.

La figura 2 muestra el diagrama de bloque del accionador de un motor de inducción con control vectorial indirecto incorporando el controlador de optimización de la eficiencia. El lazo de realimentación de control de velocidad genera el comando de corriente activa o de torque (i_{qs}^*), el vector de giro recibe los comandos de torque y excitación de corriente i_{qs}^* e i_{ds}^* respectivamente de un conmutador de 2 posiciones: la posición transitoria (1), donde la corriente de excitación es establecida por el valor nominal (i_{dsr}) y el lazo de velocidad

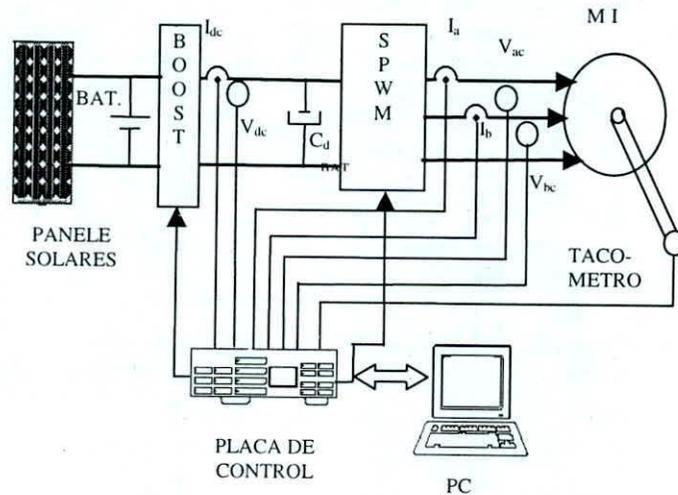


Figura 1. Diagrama general del sistema de prueba.

suministra la corriente de torque, luego la posición de estado estacionario (2), donde la excitación y el torque son generados por el controlador *fuzzy* y por el compensador de torque retroalimentado. El controlador *fuzzy* llega a ser efectivo en la condición de estado estacionario, es decir, cuando el error en el lazo de velocidad se aproxima a cero. Note que se considera la potencia P_d , de los bornes del inversor, para el controlador *fuzzy* en lugar de la potencia de entrada, y es porque ambos siguen perfiles simétricos.

3.1 Diseño del controlador de Corriente

En los accionadores industriales con control vectorial usualmente se utilizan controles de corrientes PI en el cuadro de referencia síncrono, con términos *feedforward*. Las ganancias del PI se seleccionan para producir el ancho de banda requerido, con un mínimo de sobre impulso. Dado que el voltaje DC del inversor es variable, entonces la ganancia del convertor no es constante, y consecuencia, el desempeño del controlador de corriente se deteriora. Un control apropiado bajo un voltaje DC variable del inversor se puede llevar a cabo con el uso de un bloque de desacoplamiento del ruido de entrada, mostrado en la figura 3.

Como la variable V_{dc} afecta a la ganancia del inversor, el bloque V_{dc0}/V_{dc} (V_{dc} Nominal / V_{dc} actual) ajusta la ganancia del lazo de forma inversa, de tal forma que resulta una ganancia de lazo global constante.

3.2 Control del voltaje DC del inversor

Como se estableció anteriormente, existen algunos beneficios resultantes de la operación con V_{dc} reducida. El sistema sin embargo, debe asegurar un voltaje suficiente como para asegurar una regulación de corriente apropiada para cualquier condición de carga y velocidad. Para este fin el contador EMF a flujo nominal fue calculada en función de la frecuencia (ω) y adicionada a la caída de voltaje en la resistencia nominal del estator.

Luego un voltaje adicional fue añadido para asegurar una rápida corriente transitoria a cualquier velocidad. Las relaciones resultantes son mostradas en la figura 4, siendo para el caso de un motor de inducción de 5 HP, 220V, 60 Hz y 4 polos, usado en el estudio experimental. El voltaje superior es de $300 V_{dc}$ debido al uso en esta fase del proyecto de una tensión de 220 VAC el cual alimenta a un puente de diodos trifásico, en lugar de los paneles solares y del convertor Boost, tal como será discutido en la sección experimental.

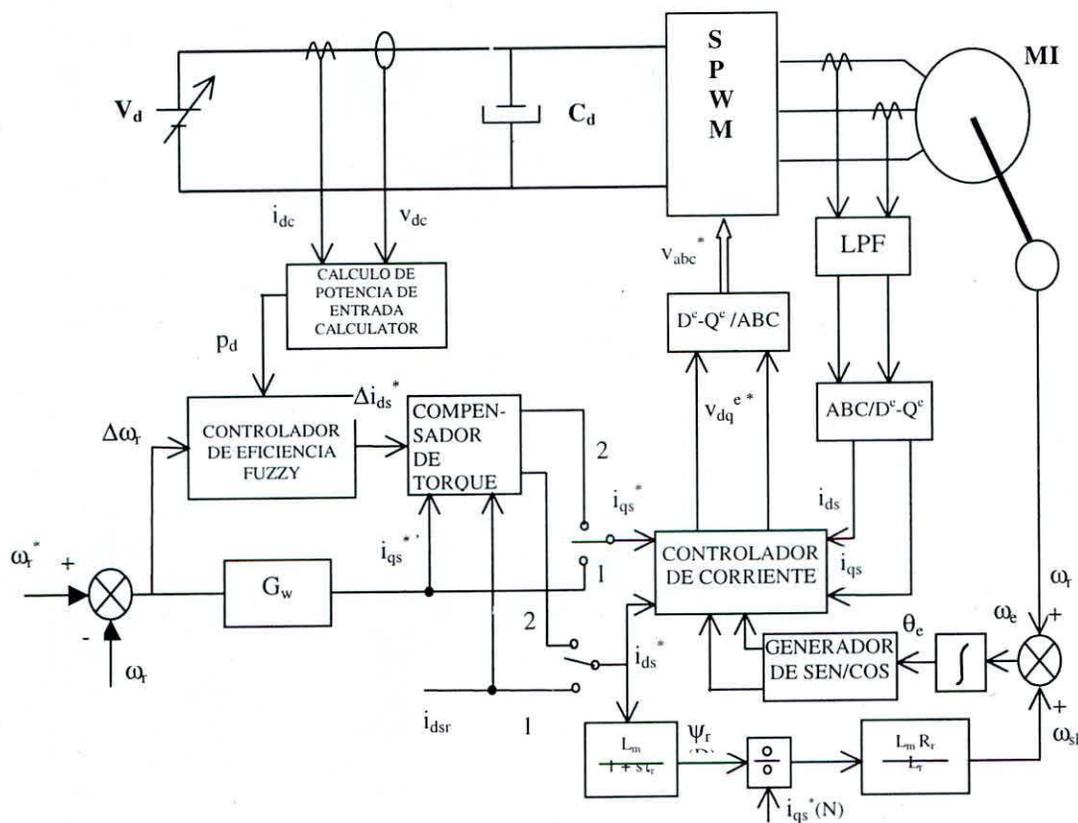


Figura 2. Accionador de un motor de inducción con control vectorial indirecto y controlador de optimización de eficiencia incorporado.

IV. DESARROLLO DEL SOFTWARE EN TIEMPO REAL

El sistema experimental ilustrado en la figura 1 y figura 2 fue construido para alimentar un motor de inducción de 5 HP standard (Clase B) en la primera fase del proyecto. En la actualidad se esta proyectando usar un motor de alta eficiencia de 8 Kw. para el accionador del barco.

4.1 Estructura del Software

Virtualmente todas las funciones de control son realizadas por la placa de control basada en el DSP TMS320C25 de Texas Instrument. Inc. La estructura del software esta graficada en la Fig. 5, donde puede verse que existe dos interrupciones distintas. La interrupción INT1 controla los canales A/D y D/A de tal forma que la frecuencia de muestreo para cada canal del A/D es de 5 KHz. La otra interrupción temporizada (TINT) es ajustada para 200 μ s, donde están las principales rutinas de control. Debido a la dinámica lenta del flujo del rotor y por consiguiente debido a las variaciones de las perdidas en el núcleo, existe una necesidad de obtener otros tiempos de muestreo, que sean fácilmente llevado a cabo vía temporizadores por software y manejados de la forma como se indica:

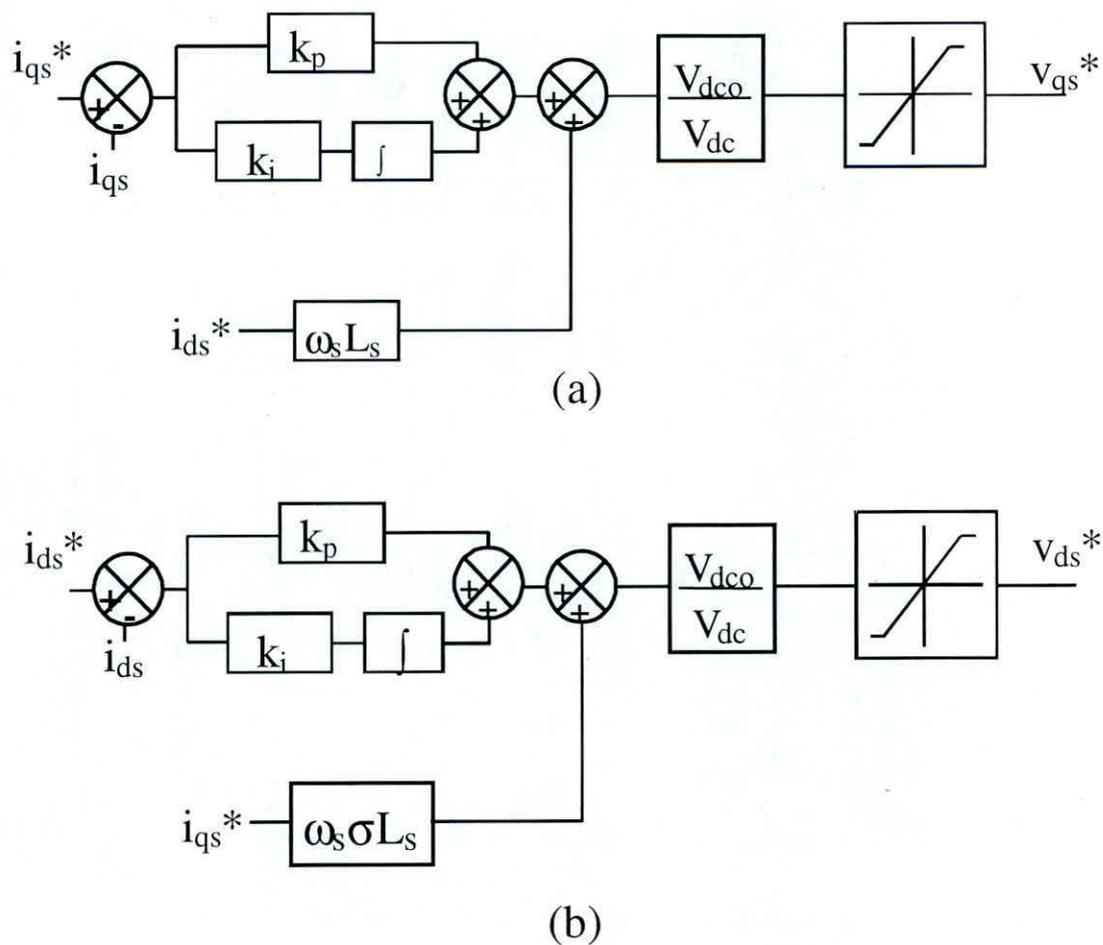


Figura 3. Diagrama de bloques del control de corriente.

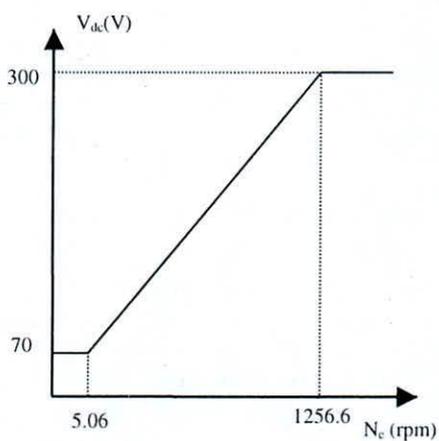


Figura 4. Voltaje DC en función de la velocidad de la máquina

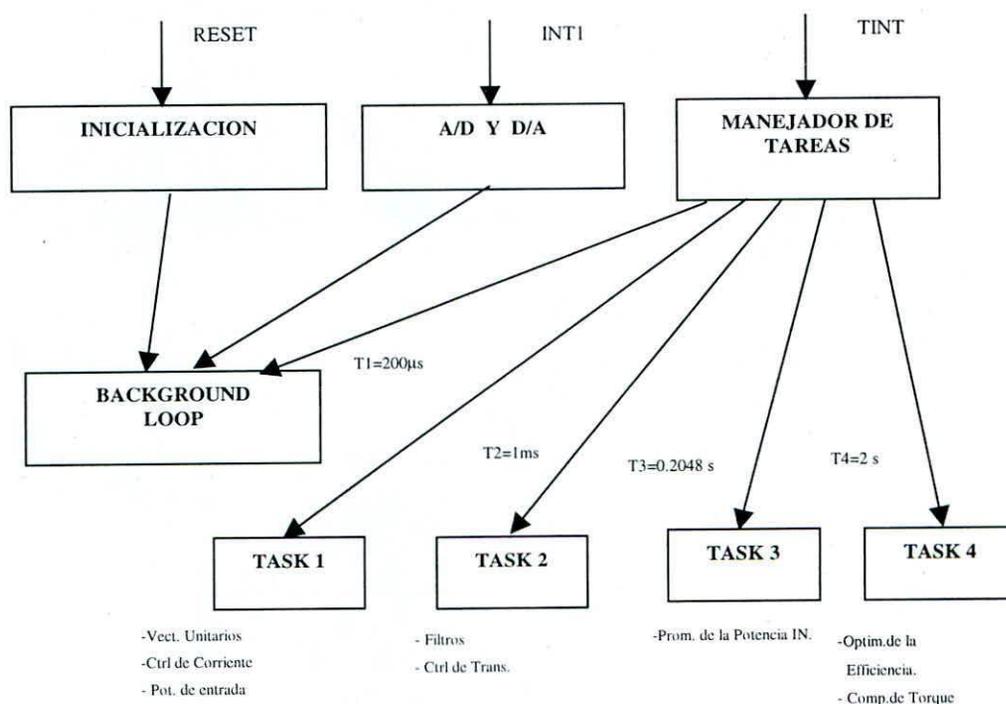


Figura 5. Diagrama de flujo del software en tiempo Real

El cálculo de los vectores unitarios, junto con el control de corriente en la trama de referencia síncrono y el cálculo de la potencia DC instantánea son realizadas en un tiempo de muestreo de $200\mu\text{s}$. Se usó un tiempo de muestreo de 1ms para filtros que alisen las señales de velocidad y potencia DC de entrada, controla la transición del estado transitorio al estado estable, el cálculo de la ganancia y las rutinas de compensación de torque *feedforward*.

Es cálculo de la potencia DC es acumulado 1024 veces, y luego promediado cada 0.2048 s , éste valor medio es usado en el controlador de eficiencia de flujo para prevenir las decisiones erróneas debido a las fluctuaciones en las potencias instantáneas.

Las evaluaciones experimentales señalan que el tiempo de muestreo utilizados sean de 2 seg. tanto para la rutina *fuzzy* de optimización del rendimiento (FEOPT) como para la rutina de compensación de torque "*feedforward*" (FFTC). Los periodos de muestreo más pequeños de muestreo tienden a causar oscilaciones en el comportamiento del controlador de búsqueda cerca del punto de eficiencia óptima.

4.2. Optimización de Eficiencia

La lógica *fuzzy* fue empleada en la construcción del controlador de búsqueda para proporcionar el tamaño de un escalón adaptativo para la corriente de referencia en el eje d i_{ds}^* (comando del flujo) ayudando a reducir el tiempo de búsqueda del punto óptimo. Aquí se discutiremos brevemente, ya que la descripción en detalle esta en la referencia [Souza and et. all, 1995]. La figura 6 proporciona detalles del controlador de eficiencia. En la medición de la variación de la potencia DC ($\Delta p_d(k)$), y de la información del ultimo escalón en el comando de flujo ($L\Delta i_{ds}^*(k) = \Delta i_{ds}^*(k-1)$), el controlador deriva un nuevo escalón en el comando de flujo ($\Delta i_{ds}^*(k)$). Los

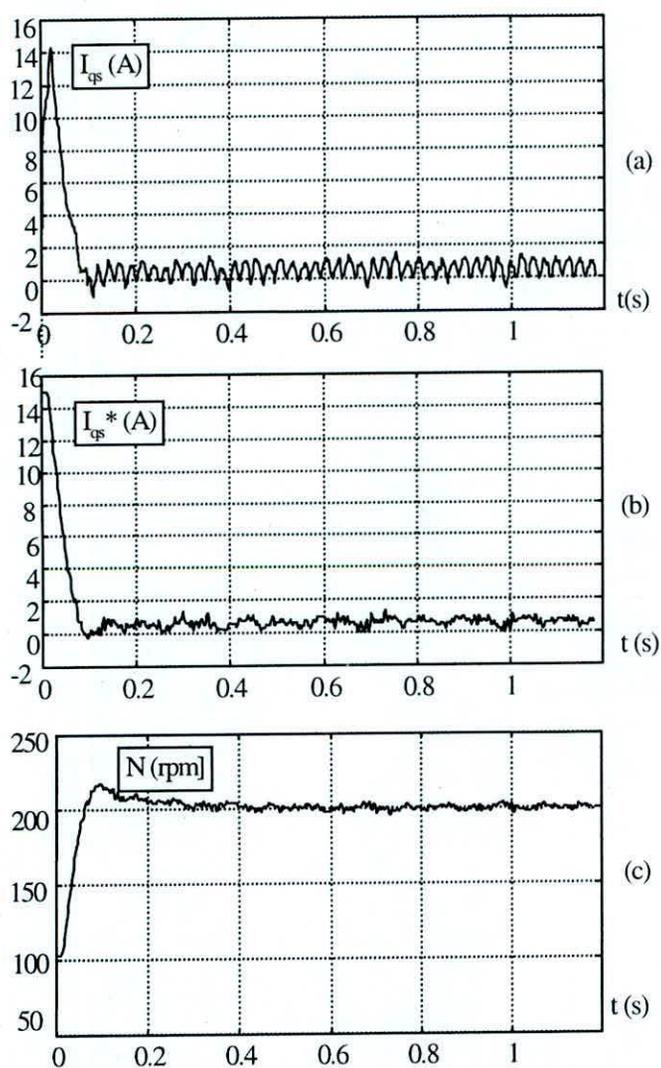


Figura 7- Respuesta a un escalón de velocidad de 100 a 200 rpm, con $V_{dc}=107$, sin el término de compensación
 (a) Corriente actual i_{qs} ; (b) Corriente i_{qs}^* de referencia; (c) velocidad del motor .

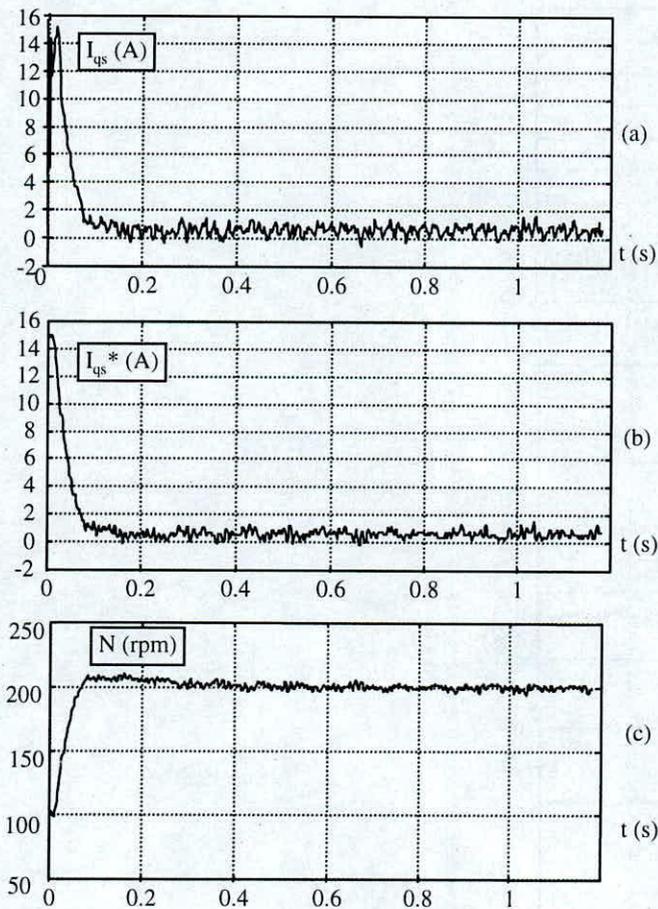


Figura 8. Respuesta a un escalón de velocidad de 100 a 200 rpm, con $V_{dc}=107$, con el término de compensación (a) Corriente actual i_{qs} ; (b) Corriente i_{qs}^* de referencia; (c) velocidad del motor.

El control de la optimización de la eficiencia a través de la reducción del flujo es ilustrado en la figura 9, para el caso de un voltaje DC a valor nominal. El sistema estuvo inicialmente operando en una condición de estado estacionario a 520 rpm, en un nivel de flujo óptimo. La referencia de la velocidad fue súbitamente ajustada a 720 rpm, provocando que la componente de corriente que produce el flujo (i_{ds}^*) sea reajustado a su valor nominal (9.2 A). Se produjo una rápida respuesta transitoria y luego de pocos milisegundos, el algoritmo de búsqueda detecta una nueva condición de estado estacionario. Entonces el flujo se decrementa por la reducción de la corriente de excitación, lo que a su vez incrementa la corriente de torque, como consecuencia permaneciendo éste constante. Cuando el flujo es decrementado, las pérdidas en el hierro disminuyen y aumenta las producidas en el cobre. Sin embargo, las pérdidas totales (convensor y máquina) decrecen, resultando en una disminución de la potencia DC. La búsqueda es continuada hasta que el sistema descansa en un nuevo punto de mínima potencia.

Los efectos de cada variable de control, es decir, flujo del rotor y tensión DC, en la eficiencia de accionador pueden ser mejor visualizados en la figura 10, para los casos de referencia de velocidad de 160 a 360 rpm, con un torque de carga de 0.04 pu a 360 rpm, la figura 10(a) muestra los resultados para un i_{ds}^* nominal y V_{dc} nominal; mientras que en la figura 10(b) se muestra el controlador de flujo óptimo activado, pero V_{dc} es mantenida a su valor nominal. En contraste, en la figura 10(c) se muestra como la potencia DC puede ser disminuida sustancialmente por la reducción de V_{dc} simultáneamente con el control de flujo óptimo.

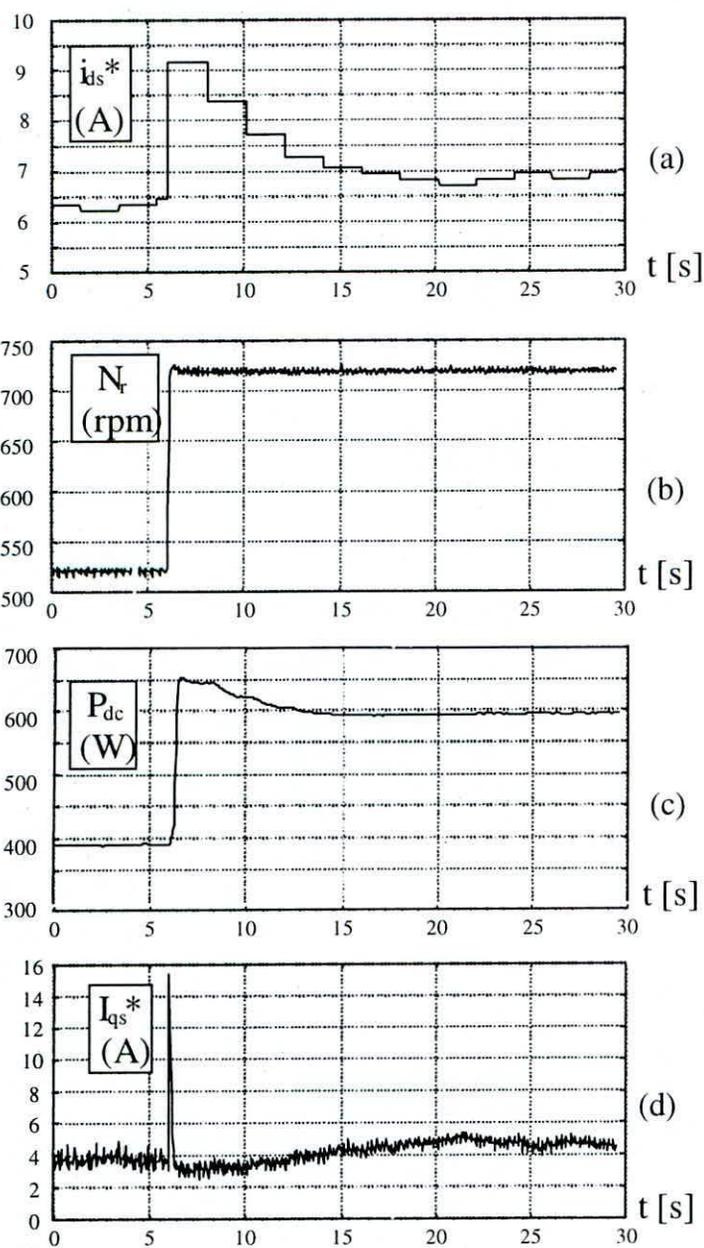


Figura 9. Comportamiento del sistema a un escalón de velocidad 520 a 720 rpm, con una carga de 0.16 pu, con optimización de flujo a tensión V_{dc} nominal. (a) Corriente en el eje D.

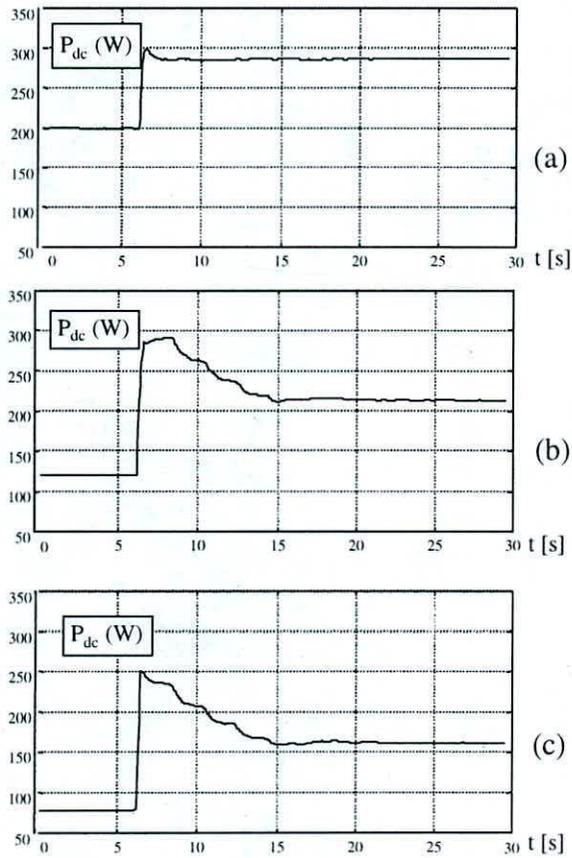


Figura 10. Diferentes potencias de entrada DC a un escalón de velocidad de 160 a 360 rpm, con una $TL=0.04$ pu. (a) V_{dc} , i_{dc}^* nominal, (b) V_{dc} nominal, i_{dc}^* optima, (c) V_{dc} reducida, i_{dc}^* optima.

El impacto de la optimización de la eficiencia es mostrado en la figura 11, para 0.4 pu de velocidad y varios torques de carga. El caso A representa a flujo nominal a una operación de tensión nominal en el inversor, mientras el caso B es el resultado sólo de la optimización del flujo, tal como se discutió en la figura 10. La curva C fue obtenida por imposición del flujo óptimo con la tensión DC. Se puede ver que la reducción en el voltaje DC tiene un impacto significativo en la eficiencia para este caso. Conclusiones similares pueden ser obtenidas para otras condiciones de operación.

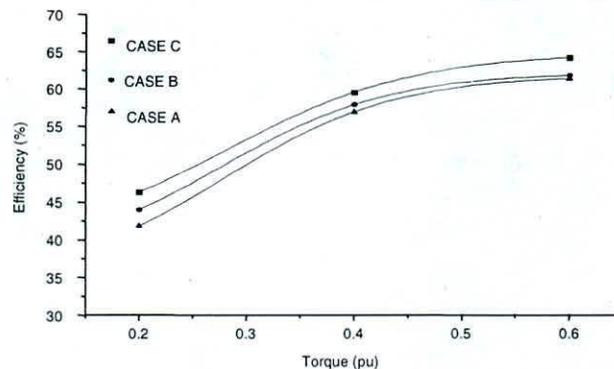


Figura 11. Eficiencias para un 0.4 pu de velocidad y algunos torques de carga.

VI. CONCLUSIONES

En el presente trabajo se observa como las particularidades de un accionador para un barco solar pueden ser muy bien utilizadas para el mejoramiento de la eficiencia global de un accionador. Considerar de un número fijo de paneles solares con una tensión baja (48 V) es una buena elección para mantener el número de celdas solares conectados en serie y por consiguiente, incrementa el número de ramas conectados en paralelo. Esto permite aumentar la confiabilidad del sistema y también la selección de la tensión DC adecuada para bajas velocidades.

El problema del apropiado control de corriente bajo la tensión variable del inversor fue solucionado con ayuda de un mecanismo de desacoplamiento. Esto permite que la respuesta de la corriente no sea afectada por las variaciones de la tensión V_{dc} . Los resultados experimentales fueron obtenidos para puntos de operación a lo largo de la característica cuadrática del torque y velocidad, para tres condiciones: (1) flujo y V_{dc} nominal, (2) V_{dc} nominal y control de flujo óptimo y (3) flujo óptimo y V_{dc} variable.

Los beneficios de aplicar un nivel de flujo óptimo con control de V_{dc} reducida a bajas y medias velocidades fueron claramente demostradas al reducir las pérdidas en la máquina y en el inversor, así como también al reducir los requerimiento de ventilación y al incrementar la confiabilidad debido al más bajo *stress* de tensión de los conmutadores. La eficiencia global se puede aumentar aún más si se usan máquinas de resistencias bajas, como es el caso de los motores de inducción de alta eficiencia

VII. AGRADECIMIENTOS

Los autores desean agradecer al CNPq, Agencia Brasileira para la Investigación y el Desarrollo y a la Universidad Nacional Mayor de San Marcos por su aporte financiero a este proyecto y así mismo al Noordelijke Hogeschool Leeuwarden, de Holanda, por su apoyo.

VIII. REFERENCIAS

- Abrahamsen, F., Blaabjerg, F., Pedersen, J.K., Grabowski, P. Z., Trogersen, P., "On the Energy Optimized Control of Standard and High-Efficiency Induction Motors in CT and HVAC Applications", IEEE Trans. on Ind. App., vol. 34, no. 4, pp. 940-945, July/August 1998.
- Abrahamsen, J., Pedersen, J.K., Blaabjerg, F., "State-of-the-Art of Optimal Efficiency Control of Low Cost Induction Motor Drives", Power Electronics and Motion Control PEMC'96, vol. 2, pp. 163-170, Budapest, Hungary, 2-4 September 1996.
- Sousa, G. C. D., Bose, B. K., Cleland, J. G., Spiegel, R. J. and Chappell, P. J., "Loss modeling of converter induction machine system for variable speed drive", IEEE/IECON Annual Meet. Conf. Rec. Vol. 1, pp. 114-120, 1992.
- Famouri, P. and Cathy, J. J., "Minimization control of an induction motor drive", IEEE Ind. App. Soc. Trans.; Jan-Feb. 1991, Vol. 27, no. 1, pp 33-37.
- Kirchen, D. S. et al., "On-line efficiency optimization of a variable frequency induction motor drive", 1984 IEEE/IAS Annual Meet. Conf. Rec., pp. 488-492, 1984.
- Sousa, G. C. D., Bose, B. K., Cleland, J. G., "Fuzzy logic based on-line efficiency optimization control of an indirect vector controlled induction motor drive", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42 No. 2, pp. 192-198, April, 1995.
- Casanellas, F. "Losses in PWM inverters using IGBTs", IEE Proceedings on Electronic Power Applications, September 1994, vol. 141, pp. 235-239.