

CONTROLADOR DE TORQUE DFOC PARA MOTORES DE INDUCCIÓN UTILIZANDO REDES NEURONALES CON UN SISTEMA HÍBRIDO FPGA-DSP FABRICADO EN EL PERÚ

MSc. Víctor Sotelo Neyra

Universidad Nacional de Ingeniería
Instituto de Investigación de la Facultad de Ingeniería Industrial y de Sistemas
Lima, Perú, L27

vsotelo@varitek.us

RESUMEN

El presente trabajo trata sobre el diseño e implementación de un controlador de Torque y de flujo magnético para motores de inducción, basado en el uso de un sistema híbrido que cuenta con un procesador digital de señales DSP y un circuito digital programable FPGA.

Las técnicas de Control aplicados son conocidas como "Control Directo de Campo Orientado" (DFOC) y "Estimación del flujo magnético por Redes Neuronales". Se busca la orientación del campo con la estimación del flujo magnético del rotor, para lo cual utiliza una red neuronal programada en el FPGA.

El campo orientado simplifica las ecuaciones del controlador de velocidad y de la corriente de campo. El DSP soluciona los algoritmos de control del campo orientado, gestiona el manejo del controlador, las señales de SVPWM del inversor y la lectura de los sensores.

En el trabajo de investigación se diseña y se fabrica un controlador del flujo magnético para que se adapte a los diferentes regímenes de operación, dado un Torque de referencia establecido que se requiera aplicar, para lo cual hace uso de una red que estima el flujo del estator y otra que en base a variaciones de los parámetros aprende a obtener el flujo magnético del rotor. Ambas redes pueden ser entrenadas con datos de un controlador FOC preestablecido, que tenga buen desempeño de forma experimental, de manera que se puedan manejar las corrientes de referencia que son proporcionales a los flujos y torques electromagnéticos.

Palabras Clave.- Redes Neuronales, DSP, FPGA, controlador, campo orientado, motores, accionamiento, estimador de flujo.

NOMENCLATURA

I	Corrientes
L	Inductancias
R	Resistencias
V	Tensiones
Φ	Flujos
B	Densidad de campo magnético
F_{mm}	Fuerza magnetomotriz
F_{cem}	Fuerza contraelectromotriz
H	Intensidad de campo magnético
J_{rl}	Momento de inercia total
t	Tiempo
T_{em}	Par de torque electromagnético
T_l	Par de torque de la carga
θ	Posición angular en el estator
$\Phi_{r,s}$	Flujo de rotor o estator
θ_{ϕ}	Ángulo del vector de flujo
θ_r	Posición angular del rotor
ω_r	Velocidad angular del rotor
ω_{eg}	Velocidad del eje giratorio
RN	Red Neuronal

1. INTRODUCCIÓN

Los nuevos avances de la tecnología y el uso de la microelectrónica en el área del control de motores, permite mejorar el desempeño y reducir significativamente los costos de fabricación. Todos los equipos modernos cuentan hoy en día con la supervisión de un microprocesador, con el fin de mejorar la calidad de su desempeño, disminuir las partes que los componen, aumentar la tolerancia a las fallas y disminuir los defectos o variaciones de parámetros producto del proceso de fabricación. Sin embargo el procesamiento de la información es de forma secuencial, lo que podría limitar el campo de acción a diferencia de los nuevos controladores basados en las redes neuronales, los cuales trabajan de forma paralela y son mucho mas eficientes.

Las redes neuronales son excelentes controladores adaptivos, trabajan de forma similar a como una persona evalúa las posibilidades de actuar, de acuerdo a las circunstancias o regímenes de trabajo del motor, adaptándose a las necesidades de carga y velocidad, e imprimiendo las corrientes necesarias para tener un sistema estable.

La estimación de flujo magnético permite eliminar los sensores mecánicos normalmente usados en el control de los motores de inducción [1]. Se puede apreciar en los controladores que hacen uso de la técnica de campo orientado por control indirecto, es decir que en la armadura no es necesaria la instalación de sensores de efecto de campo para la medición del flujo [2]. Esto tiene como principales ventajas un menor costo del accionamiento y una mayor confiabilidad. Por estos motivos, los accionamientos sin sensor de flujo son utilizados en la industria, pero solamente en aplicaciones donde no es necesaria la operación sostenida del motor a bajas velocidades.

2. PLANTEAMIENTO DEL PROBLEMA

En los motores de inducción, hay un bajo desempeño dinámico de los controladores sin sensores de flujo o torque a diferentes regímenes de carga y de velocidades, sobre todo a bajas velocidades, eso se debe fundamentalmente, a que la mayoría de las estrategias de estimación se basan en la información obtenida a partir de la tensión de alimentación o de la lectura de corrientes con mucho ruido. La atenuación o pérdida de señal, cuando la máquina trabaja a muy baja velocidad o carga variable, imposibilita el uso de estas estrategias.

3. PROPUESTA DE SOLUCIÓN

Se hace uso de una técnica moderna de redes neuronales, para hacer una estimación del flujo magnético, de manera que se puede realizar correcciones de la magnitud del flujo, cuando este presenta no-linealidades o decaimiento por efectos de velocidad o voltaje. El campo orientado al simplificar las ecuaciones permite el uso de controladores de torque y de la corriente de campo que se manifiesta como el flujo magnético en el entrehierro, como si se tratara de un motor de corriente continua DC [3], los cuales utilizan el error que existe entre el Torque o las corrientes de referencia que se deseen controlar, de forma que se pueda

establecer la diferencia entre las variables de estado de un modelo y de la planta para definir una función del torque real del rotor.

El FPGA resuelve las ecuaciones de RN de estimación del flujo de manera rápida y en pocos ciclos de reloj, de modo que disminuye la carga de procesamiento al DSP y le deja más tiempo para procesar otros algoritmos.

El DSP hace las lecturas de los voltajes, posición y corrientes del motor y entrega la información al FPGA mediante búferes de memoria, para que este resuelva la red neuronal aprendida con anticipación por datos experimentales. Hay dos redes que estiman los flujos, una primera que estima el flujo de estator y con los datos de salida estos son entregados a otra red neuronal que estima los flujos de rotor. Luego el FPGA devuelve al DSP los datos estimados de flujo del rotor tanto en intensidad como en ángulo, necesarios para el control directo de torque.

4. ESTIMADOR NEURONAL

Uno de los estudios más antiguos y de mayor profundidad en la historia, es el entendimiento de cómo funciona el cerebro humano, estudiado desde hace muchos tiempo por filósofos, biólogos, psicólogos y neurólogos, hoy en día los resultados de esos estudios son aprovechados por matemáticos e ingenieros para solucionar problemas de toda complejidad, incluso facilitando los problemas de cálculo y mejorando las velocidades de respuesta.

Las redes neuronales que se utilizan en la ingeniería, son un conjunto de ecuaciones matemáticas que imitan el funcionamiento de una red neuronal humana, se trata de aprovechar el modelo matemático descubierto en la forma de conexión de las neuronas, teniendo en cuenta que estas solucionan problemas como el de identificar, aprender, adaptarse, memorizar, discriminar, sintetizar, imaginar y abstraer .

Desde el punto de vista del procesamiento digital se trata de ecuaciones similares a las que solucionan problemas de funciones de transferencia, es decir que pueden procesar sistemas lineales o no lineales, con retardo, con memoria y retroalimentación.

Cuando la RN se encuentra trabajando entonces los datos del flujo del rotor provienen directamente de la red neuronal que esta entrenada para trabajar de forma óptima con el

motor. Se puede establecer una comparación con los robots modernos de pintura para las fábricas de automóviles, donde son entrenados por pintores expertos, los cuales plasman su experiencia en las memorias de los robots para dejar los mejores acabados.

Redes neuronales Recurrentes

Las redes neuronales recurrentes son muy importantes cuando se trata de resolver problemas de ecuaciones diferenciales, en el mundo continuo, y ecuaciones diferenciales en el tiempo discreto que es el caso cuando se trabaja con procesadores o circuitos digitales basados en relojes. Las RN recurrentes tienen como característica que algunas de las salidas pueden volver a formar parte de las entradas, y en el caso en el que se requiera resolver una función diferencial entonces la salida puede pasar por un retardo antes de convertirse en una de las entradas [3].

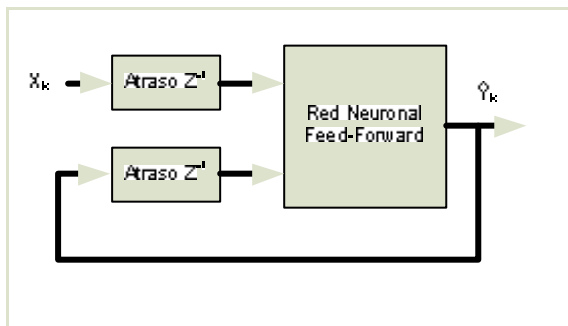


Figura 1 Modelo de red neuronal NARX

Uno de los modelos más interesantes, de mayor uso en sistemas de conversión analógico digital ADC, es la red neuronal de tiempo discreto Hopfield [4]. Otro modelo que es bastante usado en la implementación de filtros digitales es la red neuronal de tiempo en atraso TDNN [5], donde la salida es una función de las entradas y sus respectivos atrasos:

$$y(k)=F[x(k),x(k-1),x(k-2),...,x(k-n)] \quad (1)$$

Donde y_k es la salida y x_k son las entradas

Estos tipos de RN pueden ser programados fácilmente en DSP, los que suelen procesar filtros de respuesta al impulso finito FIR.

Un modelo de red neuronal muy parecido al expuesto anteriormente, y el cual es el utilizado en el trabajo de investigación, es el de red no lineal auto regresiva con entradas externas NARX, utilizados en sistemas de identificación

dinámicos. La definición de la ecuación de NARX permite la siguiente solución:

$$y(k)=F[y(k),y(k-1),...,y(k-m),x(k-1),...,x(k-n)] \quad (2)$$

En este tipo de modelo de RN se puede observar que se puede resolver fácilmente una ecuación diferencial o discreta, sin mayor complicación. En la siguiente figura se presenta el modelo NARX paralelo, donde se puede ver el diagrama simplificado de la red.

El algoritmo de aprendizaje utilizado en el NARX es el de la herramienta matemática Matlab, la cual hace uso de técnicas de aproximaciones de propagación hacia atrás BPEA recurrentes.

Primera Red Neuronal NARX para la estimación del Flujo del Estator

Se plantea la estimación del flujo del estator basándose en las ecuaciones vectoriales de Leonhard [6]:

$$\bar{V}_s(t) = R_s \bar{i}_s(t) + \frac{d\bar{y}_s}{dt} \quad (3)$$

$$\bar{y}_s(t) = L_s \bar{i}_s(t) + M \bar{i}_r(t) \cdot e^{jq(t)} \quad (4)$$

Siendo V_s un vector de voltaje que depende de las tensiones de línea y que la suma vectorial de ellas da cero, por lo que V_s puede ser representado por dos de sus tensiones V_a y V_b , de la misma forma las corrientes de fase suman cero, por lo que pueden ser representadas por dos de sus corrientes de fase la e Ib.

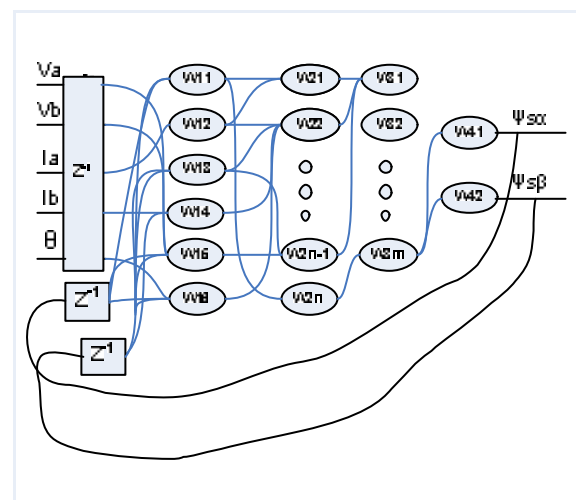


Figura 2 Red Neuronal NARX para la estimación del flujo del estator en (a,b)

En la ecuación del flujo se observa la dependencia de las auto-inductancias e inductancias mutuas, así como del ángulo del rotor ?.

De la cual se puede deducir que:

$$\bar{y}_{s_k} = F[y_{s_{k-1}}, Va_k, Vb_k, Ia_k, Ib_k, q_k] \quad (5)$$

Segunda Red Neuronal para la estimación del Flujo de Rotor

Para la estimación del flujo del rotor se requiere hacer el cálculo de las siguientes ecuaciones:

$$y_{ar} = \frac{Lr}{Lm} y_{as} + Lm \left(1 - \frac{Lr.Ls}{Lm^2} \right) i_{as} \quad (6)$$

$$y_{br} = \frac{Lr}{Lm} y_{bs} + Lm \left(1 - \frac{Lr.Ls}{Lm^2} \right) i_{bs} \quad (7)$$

Hallado el flujo del rotor en coordenadas estacionarias (α, β) se puede calcular la magnitud del flujo y su ángulo con:

$$|y_r| = \sqrt{(y_{ar})^2 + (y_{br})^2} \quad (8)$$

$$q = ARCTAN\left(\frac{y_{br}}{y_{ar}}\right) \quad (9)$$

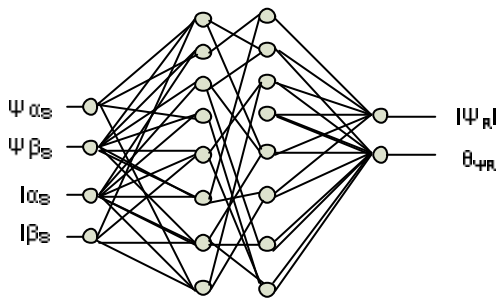


Figura 3 Red Neuronal de estimación del flujo del rotor en coordenadas absolutas.

Estas ecuaciones podrían ser calculadas en el DSP, pero en la práctica y en el caso real de los motores eléctricos, los parámetros de las inductancias pueden ser afectadas por la saturación del motor, se puede estar seguro de los valores de los flujos del estator que fueron estimados por la primera RN y de las corrientes estacionarias que son leídas por los sensores de corriente, pero los coeficientes de las inductancias podrían ser afectados por la

saturación, esto se puede resolver con la segunda red neuronal.

La segunda RN esta compuesta por 3 capas (4-8-8-2) del tipo perceptrón multicapa Feedforward, con función de activación para la primera capa de tipo tangencial sigmoidea y las restantes de tipo lineal. Esta RN no es recursiva.

Captura de los vectores de entrenamiento

En la figura 4 se puede observar un diagrama de la captura de información de los vectores de entrenamiento para la primera red neuronal, los cuales van a servir para el aprendizaje de los coeficientes de la red neuronal de estimación del flujo de rotor. Se ha preparado una instalación de experimentación con un motor AC que puede ser accionado por el controlador configurado como un controlador de velocidad estándar V/f (flujo constante pero a diferentes regimenes), con el fin de hacer trabajar al motor en diferentes regimenes de voltajes, corrientes y velocidad para aprender el comportamiento del flujo del estator en coordenadas estacionarias. Se busca crear un archivo con los datos de los sensores de corriente, voltajes, velocidad y flujos resultantes.

Con los datos obtenidos en la memoria del DSP, que en este caso se utiliza como grabadora de datos, se procesa un archivo con la información de los diferentes regimenes de trabajo, para que esta información pueda ser introducida al sistema de aprendizaje de la red neuronal en el Matlab.

5. IMPLEMENTACIÓN DEL CONTROLADOR

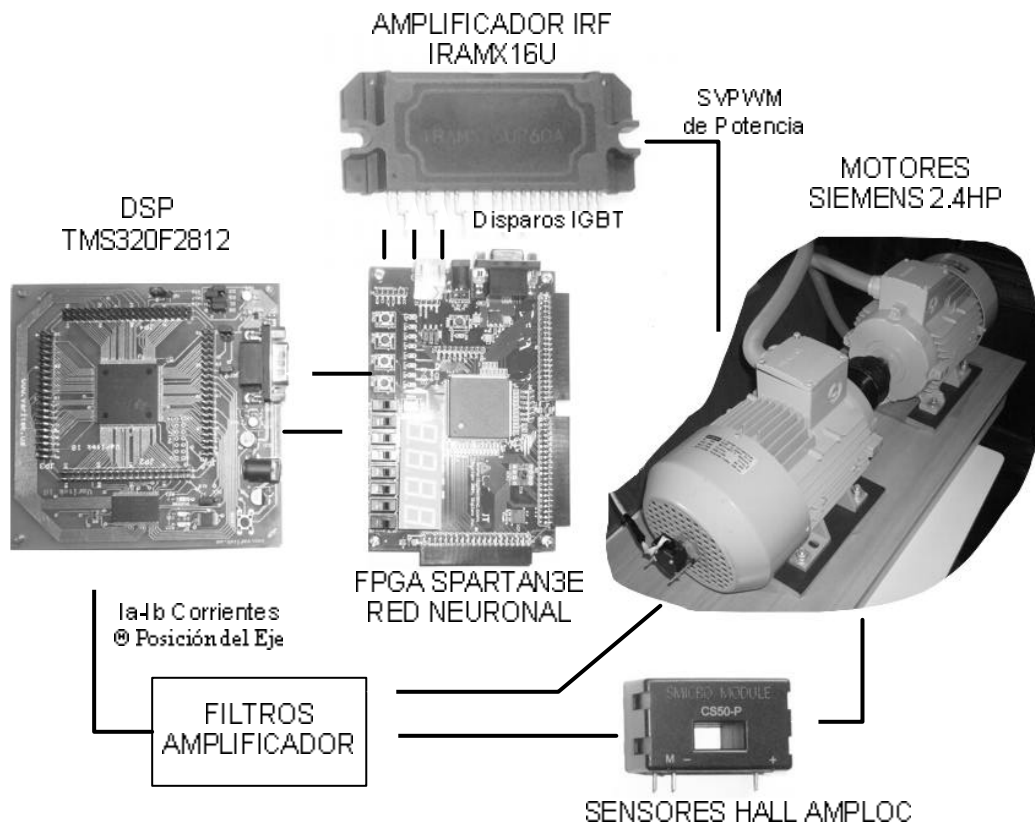
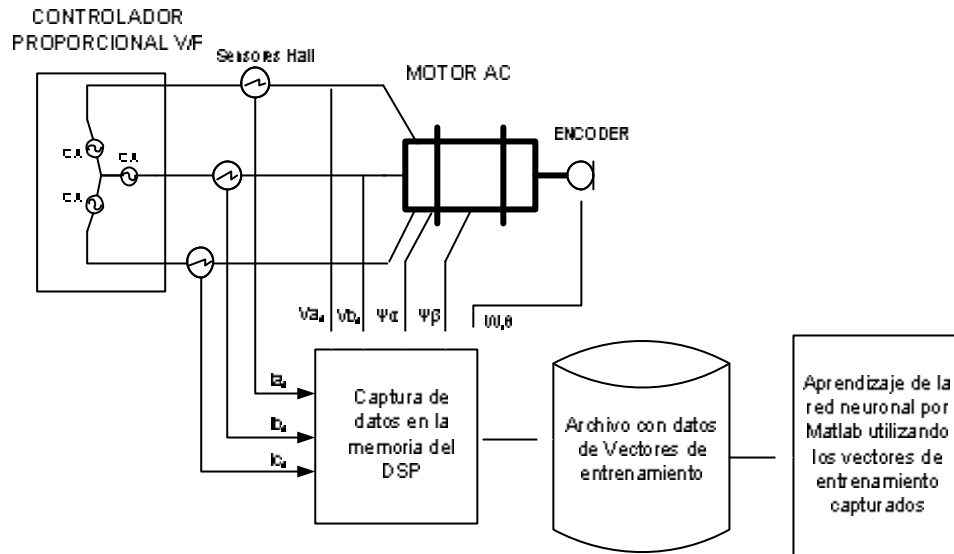
La estación experimental para la adquisición de los datos reales, consiste en una bancada con dos motores Siemens de 2.4HP conectado a controlador, uno de los motores sirve de carga y el otro de par. El controlador puede ser configurado para trabajar en modo de campo orientado o en modo V/f, lo importante es conseguir un juego de vectores de entrenamiento, que son los datos provenientes de los sensores de corrientes y voltajes de las fases, la velocidad del eje del motor y de las espiras que han sido colocadas dentro de las ranuras del estator que permiten la medición del flujo estacionario.

La tarjeta Varitek es un kit de desarrollo para aplicaciones de procesamiento digital de señales, diseñado y fabricado en el Perú por el

autor del trabajo. El software y los algoritmos han sido implementado en el instituto de investigación de la FIIS, en la UNI. Tiene entre sus principales características un DSP Texas Instruments TMS320F2812 de última generación, 16 convertidores ADC, comunicación entre DSPs, puertos de propósito general, 2 lectores de posición de eje QEP, 2 juegos de 6 llaves PWMs, 4 Relojes entre otros.

En la figura 5 se puede apreciar el esquema de conexión de la estación experimental.

El módulo de IGBTs es un puente de 6 llaves de la International Rectifiers IRAMX16UP60A refrigerado por parrilla de aluminio con ventilador, alimentado por un rectificador de corriente continua de 380 voltios.



que lo contiene con la herramienta Eagle Laout Editor de CadSoft.

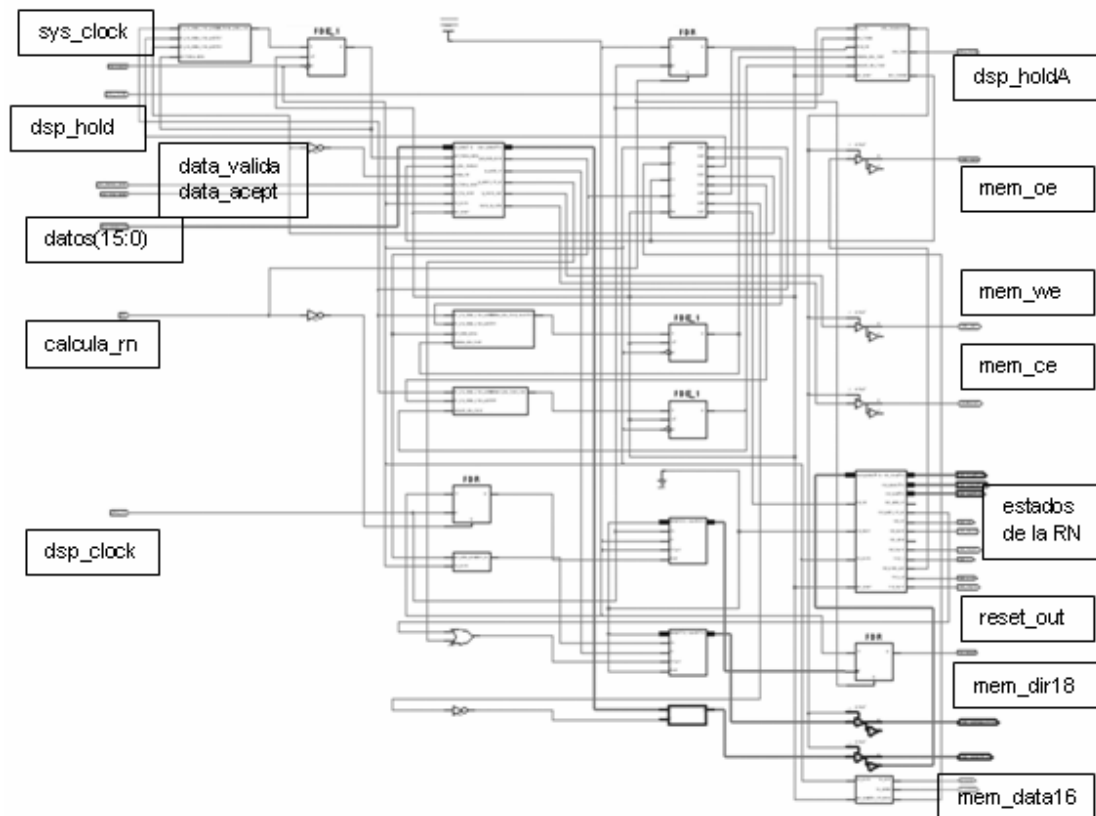


Figura 6 Diagrama esquemático del circuito digital neuronal implementado en el FPGA.

6. EXPERIMENTACIÓN

Con los parámetros obtenidos de pruebas de carga nominal, rotor trancado y de magnetización, se realiza la experimentación del control de campo orientado y las RN programadas en el FPGA, con el objetivo de lograr curvas de las corrientes, voltajes, velocidades y probar el comportamiento de los torques y flujos impuestos.

Sím	Descripción	Valor	Unidad
Rs	Res. del estator	0.9795	O
Rr	Res. del rotor	0.4267	O
Ls	Induct. del estator	0.0948	H
Lr	Induct. del rotor	0.0950	H
Lm	Inductancia mutua	0.0912	H
P	Número de polos	2	Polos
B	Coef.de Fricción	0.001	Nm.s/rad
J	Mto. de Inercia	0.003	Kg.m ²

Tabla 1 Parámetros del motor

Adquisición de datos para el entrenamiento del estimador del flujo del estator en coordenadas estacionarias (a,β)

En la figura 7 se puede observar el armado de las espiras que van a captar la información del flujo del estator. El motor es de 2 polos por lo que la posición de las espiras se encuentran a un ángulo de 90° grados una de otra, la ubicación inicial es arbitraria pero se escogió la vertical inferior como punto de referencia de la espira que corresponde al eje β y en la horizontal derecha mirando el frente del motor como la espira que corresponde al eje a. Se debe resaltar el uso de una línea de tierra enrollada alrededor de cada espira en el cable que sale del motor y llega al circuito de amplificación en la tarjeta de control, debido tanto a los ruidos eléctricos inducidos como de la línea de transmisión que debe implementarse en todo sensor.



Figura 7 Armado de las espiras de medición de flujo estacionario del estator.

La información capturada se lee directamente de la memoria del DSP, el cual ha registrado los datos provenientes de los sensores, en algunos casos se utilizan filtros analógicos conectados frente a los convertidores ADC, debido al intenso ruido eléctrico provocado por

campos eléctricos del motor y de los cables de alimentación.

Primera prueba con arranque y carga constante a flujo constante

Se arranca el motor manteniendo una carga constante, la cual puede ser ejercida por un sistema de grúa, ascensor o cualquier dispositivo a torque constante.

Se debe mantener un flujo constante de 0.6 Weber y el torque a probar es de 1 N.m. En las figuras 8 y 9 se pueden observar las características del flujo y el torque en el arranque respectivamente, la forma de onda senoidal del flujo se impone por las características del campo orientado y la rotación de sus ejes, mientras que al torque se le puede observar estabilizándose a 1 N.m. aproximadamente. Se graban 10,000 datos por variable en un intervalo de 1 segundo.

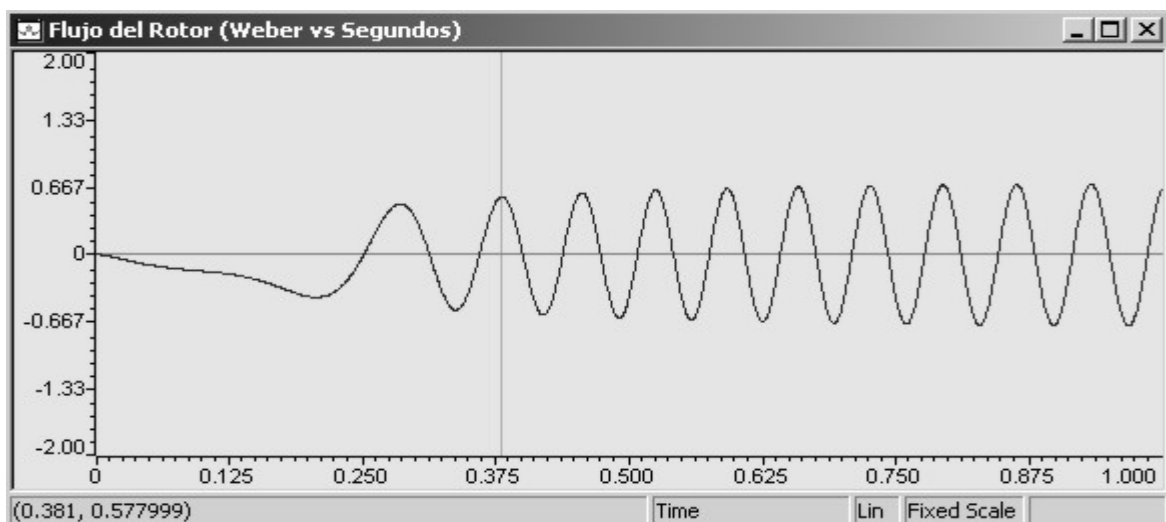


Figura 8 Regulación del Flujo del rotor en coordenadas absolutas.

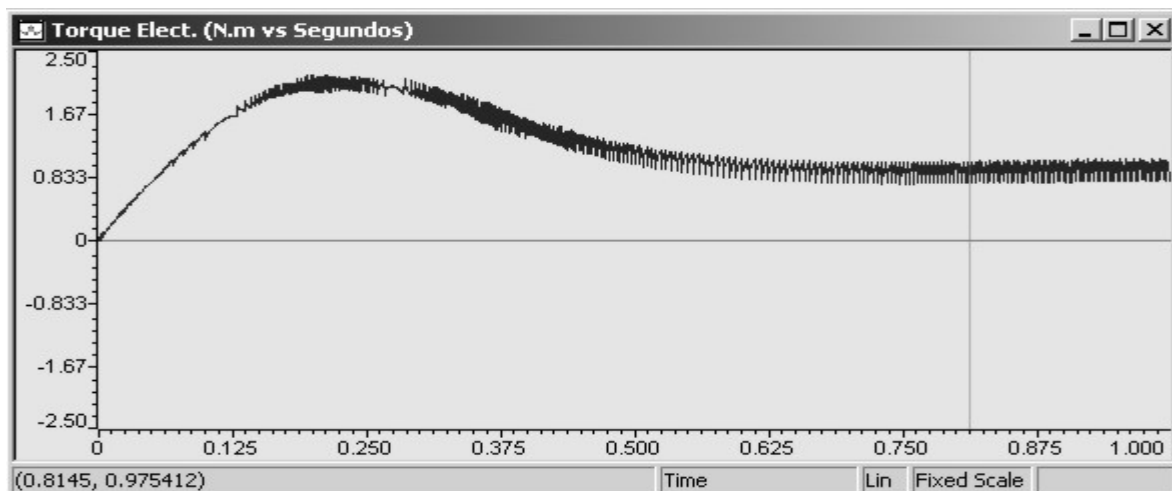


Figura 9 Regulación del Torque del rotor en coordenadas absolutas.

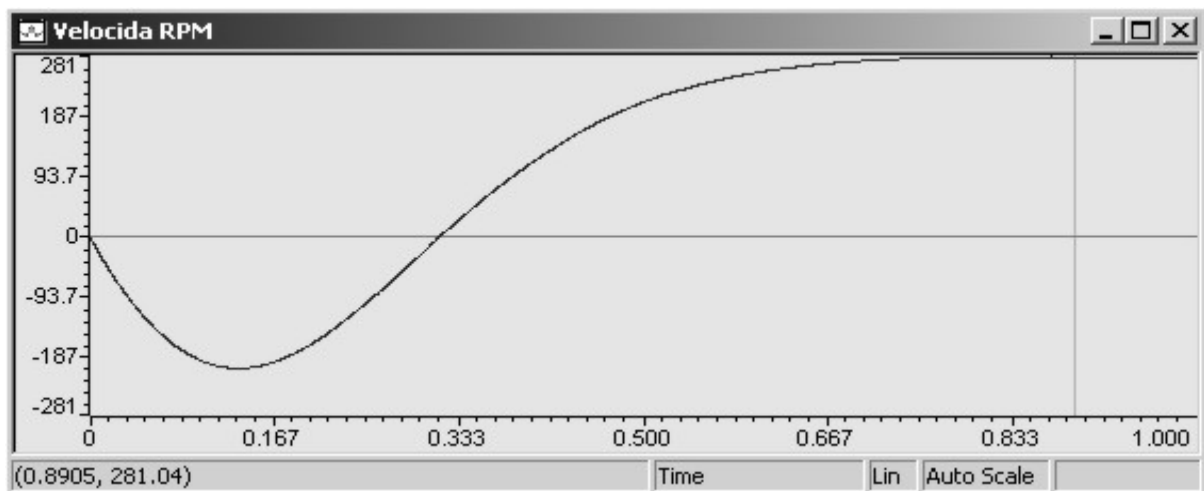


Figura 10 Velocidad en el arranque cuando una carga esta ejerciendo torque sobre el motor.

En la figura 10 se puede observar como la carga inicial hace retroceder al motor por unos 0.1 segundos, para luego comenzar a acelerar y estabilizarse a velocidad constante a los 0.7 segundos aproximadamente.

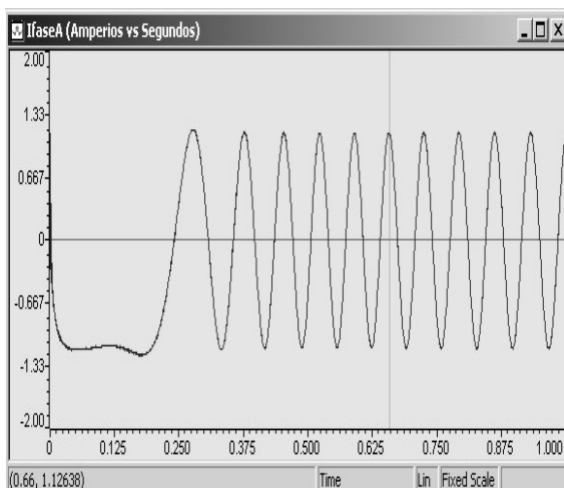


Figura 11 Forma de onda senoidal de la corriente de fase generada para controlar el flujo y el torque

En la figura 11 se observa la corriente de una de las fases, impuesta al motor por el controlador, con una corriente aproximada de 1.12 amperios.

En la figura 12 se puede observar la característica del voltaje de alimentación en coordenadas giratorias DQ, llegando a un voltaje de 67 voltios en el lapso de 1 segundo.

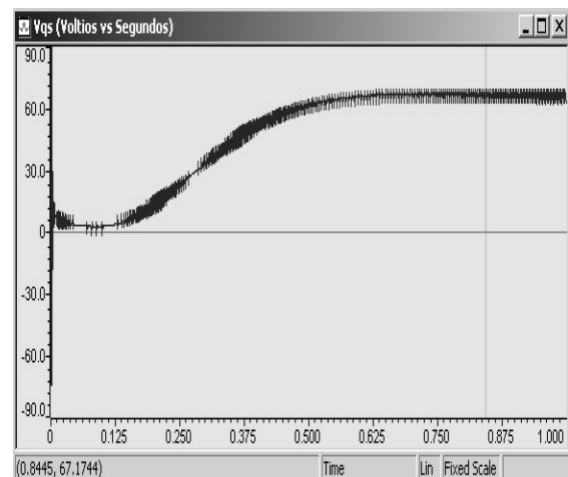


Figura 12 Voltaje en coordenadas giratorias DQ.

Segunda prueba con cambio de carga

Apenas se esta terminando de estabilizar el motor, a los 0.6 segundos se aumenta la carga repentinamente, causando un aumento necesario de la corriente para compensar la variación.

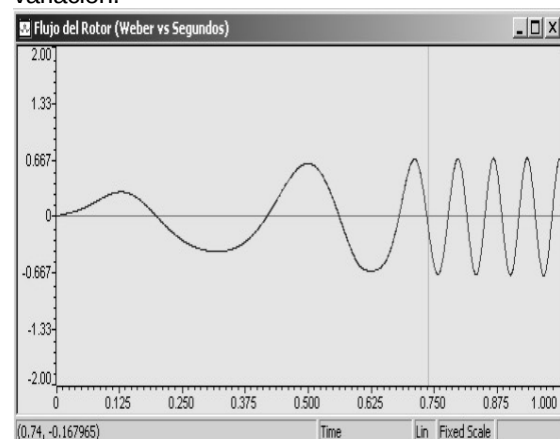


Figura 13 Cambio de carga a flujo Constante

En la figura 14 se puede observar un cambio de carga a los 0.6 segundos, donde el controlador hace su trabajo y logra recuperarse en menos de 0.25 segundos.

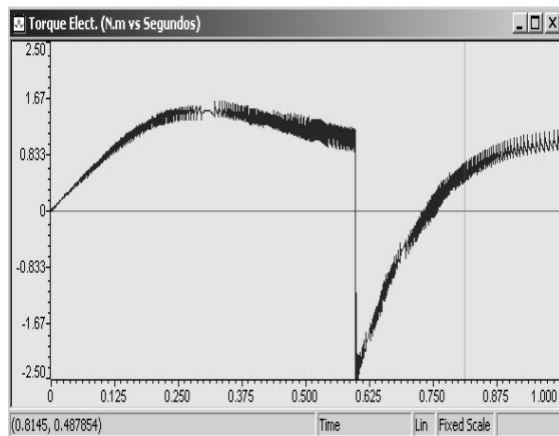


Figura 14 Cambio repentino de carga y su retorno gracias al controlador.

En la figura 15 se puede observar un cambio en los 0.6 segundos, donde la corriente cambia abruptamente para compensar la diferencia de torque de la carga, incluso aumentando su frecuencia, se debe tener en cuenta de que no solo debe mantener un torque constante sino también un flujo constante.

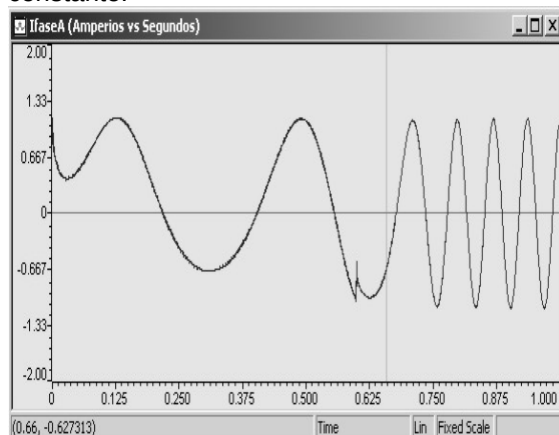


Figura 15 Corriente generada para mantener constante el flujo y sobreponerse ante el cambio de carga

7. RECOMENDACIONES

Existen en el mercado algunos proveedores de chips de redes neuronales y también de microcontroladores fabricados en base a redes de inteligencia distribuidas, la mayoría de ellos de algunos cientos a miles de neuronas y a un costo relativamente bajo, como los Echelon o los Toshiba, sin embargo la performance no tendría gran diferencia comparada con las redes neuronales implementadas en este trabajo,

puesto que los FPGAs desarrollan una altísima velocidad de procesamiento y son capaces de dar respuesta en algunos cuantos ciclos de reloj, a frecuencias de 100-400MHz, es decir en menos de 100 nano-segundos. No se recomienda el uso de estos chips, sino mas bien utilizar una buena técnica de programación en VHDL dentro de los FPGAs y un buen protocolo de comunicación con el DSP usando memorias de acceso directo DMA. El DSP TMS320F2812 tiene incluido un sistema de DMA bastante simple de manejar y puede compartir memorias de 1MB sin necesidad de mucho arbitraje.

La utilización de un buen sistema de programación y de componentes de calidad es imprescindible para la elaboración de sistemas de control, como el que se ha tratado de utilizar en el presente trabajo, generalmente las marcas de procesadores y chips que tienen mayor éxito en la industria son aquellos que van acompañados de suites de programación, como el programa compilador en C, Code Composer de la Texas Instruments y el sintetizador de VHDL de la compañía Xilinx, así como la utilización de amplificadores International Rectifiers, los cuales son líderes en la industria de la electrónica y la automatización. No se recomienda el uso de procesadores de poca capacidad o de bajo rendimiento, puesto que una falla puede provocar la destrucción de los amplificadores, circuitos, puede provocar daños personales o incluso algún accidente en la carga que se trata de manejar.

8. CONCLUSIONES

Se ha presentado una nueva técnica de solución para el manejo de cargas y flujos de los motores de inducción, gracias a los nuevos desarrollos de dispositivos electrónicos digitales, como son los procesadores digitales DSPs y los circuitos digitales FPGAs, los cuales permiten la solución de algoritmos de control basados en redes neuronales.

Se ha procurado la fabricación de un sistema híbrido entre DSPs y FPGAs, en este trabajo se considera deben ser complementarios. Se plantea como futuros desarrollos que dentro de la arquitectura de los DSPs, estos puedan contener FPGAs embebidos para la implementación de coprocesadores de ayuda, que se encarguen de los procesos en paralelo y de los formatos numéricos en los que los DSPs tienen deficiencias. En la actualidad se puede contar con numerosos modelos de

microcontroladores y dsps, los que se están produciendo con periféricos destinados al control de motores AC y DC, la mayoría dispone de módulos con convertidores A/D, PWMs, lectores de posición, capturadores de señales digitales entre otros, sin embargo la potencia de procesamiento necesaria vs. el costo del chip para ciertos algoritmos complejos como las redes neuronales, es aún una desventaja, los DSP de familias diseñadas para el control trabajan entre los 40-150 MIPS (millones de instrucciones por segundo), que en algunos casos no logran terminar los algoritmos en un tiempo adecuado. Hay otros dsps de alto desempeño diseñados para operar con señales de video o comunicaciones, con velocidades de 1800 MIPS, pero sus precios son prohibitivos para el área de control, aún así el procesar algoritmos paralelos como las redes neuronales, deben ser ejecutados por dispositivos paralelos. Este desbalance puede ser compensando haciendo uso de los sistemas digitales flexibles como son los FPGAs, donde se pueden diseñar circuitos secuenciales y combinacionales de forma rápida y re-programable.

Antes de los 90s la información no era compartida por los productores de componentes electrónicos o chips, se trabajaba con arquitecturas muy verticales y cerradas, sin embargo hoy en día, en un mundo que comienza a globalizarse gracias a los medios de comunicación y la internet, la información y los componentes están disponible para todos.

En el Perú se abre la posibilidad de producir dispositivos de alta tecnología, los elementos necesarios se pueden encontrar en el mercado. La Universidad Peruana con sus institutos de investigación, es la encargada de explorar las nuevas tecnologías y acercarlas a las empresas, de modo que se puede generar actividades de negocios encaminadas a la exportación de productos tecnológico. Con el presente trabajo se ha tratado de probar que se pueden producir tarjetas electrónicas y el software, diseñadas y fabricadas en el Perú, produciendo equipos de avanzada hechos a la medida de las necesidades del país.

ANEXOS

A.1 CONTROL POR CAMPO ORIENTADO

En esencia, el objetivo principal de la orientación de campo es el de desacoplar las ecuaciones de dependencia de los flujos y corrientes que producen el torque

electromagnético, de modo que el motor emule el comportamiento del motor DC, de manera que las ecuaciones de control sean más sencillas y fáciles de operar.

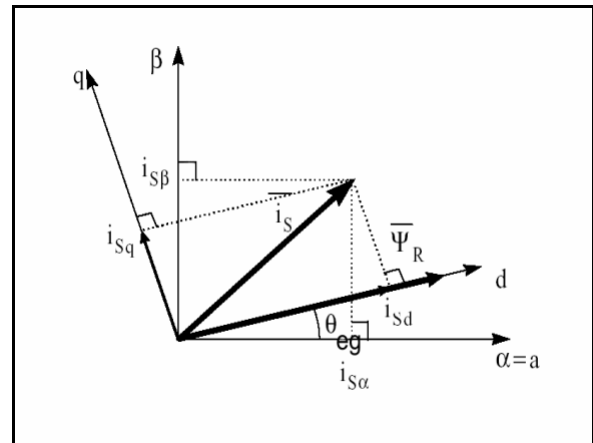


Figura A1. Proyección de los ejes (α, β) en los ejes giratorios (d, q) .

Las figuras 1, 2 y 3 describen al motor de inducción en forma del modelo dinámico en régimen transitorio en ejes de coordenadas giratorias, las cuales se pueden definir por transformaciones Clark (α, β) para coordenadas en cuadratura estacionarias y transformaciones Park (d, q) para los ejes giratorios. Las ecuaciones 1-13, describen el comportamiento del motor de jaula de ardilla, en función de las variables de voltajes (V), corrientes (I), flujos (?) y velocidades (w) transformadas a ejes giratorios.

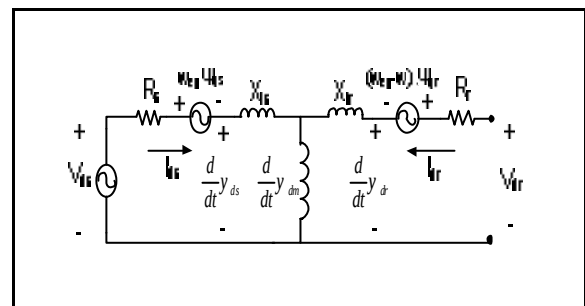


Figura A2. Modelo dinámico en el eje D de coordenadas giratorias.

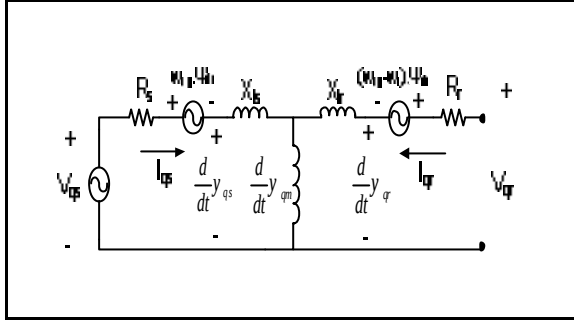


Figura A3. Modelo dinámico en el eje Q de coordenadas giratorias.

$$V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d}{dt} y_{qs} + w_{eg} \cdot y_{ds} \quad (A1)$$

$$V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d}{dt} y_{ds} - w_{eg} \cdot y_{qs} \quad (A2)$$

$$V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d}{dt} y_{qr} + (w_{eg} - w_r) \cdot y_{dr} \quad (A3)$$

$$V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d}{dt} y_{dr} - (w_{eg} - w_r) \cdot y_{qr} \quad (A4)$$

$$y_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + L_m \cdot i_{qr} \quad (A5)$$

$$y_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + L_m \cdot i_{dr} \quad (A6)$$

$$y_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + L_m \cdot i_{qs} \quad (A7)$$

$$y_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + L_m \cdot i_{ds} \quad (A8)$$

Donde L_m es la inductancia mutua y los L_s con las auto-inductancias:

$$L_s = L_{ls} + L_m \quad (A9)$$

$$L_r = L_{lr} + L_m \quad (A10)$$

De las ecuaciones (4) y (8) y considerando $V_{dr}=0$ por tratarse de una jaula de ardilla:

$$\frac{R_r}{L_r} y_{dr} + \frac{d}{dt} y_{dr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{ds} - (w_{eg} - w_r) y_{qr} = 0 \quad (A11)$$

El Torque electromagnético en coordenadas giratorias en función del flujo y la corriente del estator por:

$$Te = \frac{3}{2} pp \cdot (y_{ds} \cdot i_{qs} - y_{qs} \cdot i_{ds}) \quad (A12)$$

También puede ser expresado en función del flujo del rotor y la corriente del estator:

$$Te = \frac{3}{2} pp \cdot \frac{L_m}{L_r} (y_{dr} \cdot i_{qs} - y_{qr} \cdot i_{ds}) \quad (A13)$$

En función de las corrientes solamente:

$$Te = \frac{3}{2} pp \cdot L_m \cdot (i_{dr} \cdot i_{qs} - i_{qr} \cdot i_{ds}) \quad (A14)$$

Para la orientación del campo con el flujo del rotor, se considera que el eje giratorio DQ está en sincronismo con el flujo y que además el vector está alineado con el eje D. De este modo se tiene:

$$y_{dr} = y_r \quad (A15)$$

$$y_{qr} = 0 \quad (A16)$$

Reemplazando $y_{qr} = 0$ y $y_{dr} = y_r$ en la ecuación 12, se obtiene finalmente:

$$Te_m = \frac{3}{2} pp \cdot \frac{L_m}{L_r} y_r \cdot i_{qs} \quad (A17)$$

Y la ecuación que relaciona al flujo del rotor y_r con la corriente i_{ds} :

$$\frac{R_r}{L_r} y_r + \frac{dy_r}{dt} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{ds} = 0 \quad (A18)$$

En la ecuación A13 se aprecia la simplicidad de la reducción de un sistema trifásico, como es el de un motor de inducción, a las ecuaciones del motor DC donde el torque es proporcional a un flujo y una corriente.

Se debe notar que el flujo y la corriente al haber sido trasladado a ejes coordenados giratorios, estos no son ondas sinusoidales como es el caso real en el flujo del entrehierro y las corrientes en los conductores del motor, sino más bien valores de amplitudes.

Los controladores neuronales entonces, deben tratar de conseguir un flujo magnético constante y una corriente adecuada para controlar el torque, por lo regular manteniendo el campo magnético alrededor de 0.6 a 1 Weber, sobre todo en régimen permanente, sin embargo a condiciones de baja o alta velocidad, las características de los materiales magnéticos del motor pueden producir condiciones no deseadas, así que el control neuronal puede prepararse para trabajar de forma óptima

entrenando a la red para que compense dichas condiciones, creando compensadores (boosters) a baja velocidad, o controlando el flujo a alta velocidad para que no se sature el motor.

REFERENCIAS

[1] Abdellfattah Ba-Razzouk, Chéríte, Guy Olivier, "Field Oriented Control of Induction Motors using Neuronal Network Decouplers", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 12, N°4,USA July 1997.

[2] Luis Cabrera, Malik Elbuluk, Iqbal Husain, "Tuning the Stator Resistance of Induction Motors using artificial Neuronal Network", ", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 12, N°5,USA September 1997.

[3] Stamatios Kartalopoulos, AT&T Bell Labs,"Understanding Neuronal Networks and Fuzzy Logic", IEEE Press Understanding S&T series, 1966.

[4] John J. Hopfield, D:W:Tank, "Neural Computation of Decisions in Optimization Problems", Biologic Cybernetics, vol.52 ,1985.

[5] J. Hampshire, H. Webel, "A novel objective Function for improved phoneme recognition using Time Delay Neuronal Networks", Proceedings of IJCNN, pp 1235-1241, June 1989.

[6] Werner Leonhard, "Control of Electrical Drives", Power Systems Springer, 3ra edición, 2001

Víctor Manuel Sotelo Neyra, nacido en Nazca- lca 1966. Recibió el grado de bachiller en Ing. Mecánica-Eléctrica en el año 1992 y el de maestro en ciencias en automatización e instrumentación en el año 2000 en la Universidad Nacional de Ingeniería. Desde el año 1992 a 1999 trabajó en IBM como especialista de soporte a sistemas. De 1999 al 2001 como Jefe de Proyectos en Alignet SAC. Miembro de la IEEE desde 1998. Actualmente se desempeña como gerente general de la empresa Varitek y es Catedrático en el postgrado de la FIIS en la Universidad Nacional de Ingeniería, dictando cursos en las facultades FIIS, FIEE y FIM. Miembro activo del Instituto de investigación de la Facultad de Ingeniería Industrial y de Sistemas UNI.



Nombre de archivo: VictorSotelo_Conimera2007.doc
Directorio: C:\Documents and Settings\Administrator\My
Documents\Congresos\CONIMERA_2007
Plantilla: C:\Documents and Settings\Administrator\Application
Data\Microsoft\Plantillas\Normal.dot
Título: Author Guidelines for 8
Asunto:
Autor: foobar
Palabras clave:
Comentarios:
Fecha de creación: 6/4/2007 9:22:00 AM
Cambio número: 2
Guardado el: 6/4/2007 9:22:00 AM
Guardado por: vsn
Tiempo de edición: 0 minutos
Impreso el: 7/8/2007 1:28:00 PM
Última impresión completa
Número de páginas: 14
Número de palabras: 4,494 (aprox.)
Número de caracteres: 25,616 (aprox.)