

Universidad Autónoma de Querétaro

Facultad de Ingeniería

Doctorado en Ingeniería

Regulación de velocidad con torque constante, basada en un controlador directo con Redes Neuronales Artificiales, para un motor BLDC

TESIS

Que como parte de los requisitos para obtener el grado de
Doctor en Ingeniería

Presenta:

M.C. Alfonso Gómez Espinosa

Dirigido por:

Dr. Edgar Alejandro Rivas Araiza

SINODALES

Dr. Edgar Alejandro Rivas Araiza

Presidente

Firma

Dr. Hugo Jiménez Hernández

Secretario

Firma

Dr. Juan Carlos Jáuregui Correa

Vocal

Firma

Dr. Juvenal Rodríguez Reséndiz

Suplente

Firma

Dr. Manuel Toledano Ayala

Suplente

Firma

Dr. Aurelio Domínguez González

Director de la Facultad

Dr. Irineo Torres Pacheco

Director de Investigación y Posgrado

**Regulación de velocidad con torque constante, basada
en un controlador directo con Redes Neuronales
Artificiales, para un motor BLDC**

Por: M.C. Alfonso Gómez Espinosa

RESUMEN

Las variaciones de torque se producen en los Motores de Corriente Directa Sin Escobillas (BLDC), debido a una distribución de la densidad de flujo no-trapezoidal alrededor del rotor y por la reluctancia magnética variable del entrehierro resultante de la distribución de las ranuras del estator. Estas variaciones de torque cambian periódicamente con la posición del rotor y son evidentes como variaciones de velocidad, que degradan el desempeño del motor BLDC particularmente a velocidades bajas debido al bajo filtrado inercial. En este manuscrito se propone un Controlador Directo basado en Redes Neuronales Artificiales con el objetivo de reducir la variación de velocidad en motores BLDC, permitiendo un funcionamiento más suave. Se realizó la evaluación experimental en una plataforma de evaluación de un micro-controlador y se registraron las variaciones de velocidad para comparar su desempeño con el del controlador PID. Los resultados de las pruebas obtenidas validan la eficacia del controlador propuesto para reducir la variación de torque; logrando una reducción del 50%, en el rango de variación de velocidad, en comparación con la obtenida con el controlador PID.

Palabras Clave: Variación de torque, Variación de velocidad, BLDC, Controlador Directo, RNA, Micro-controlador.

SUMMARY

Torque ripple occurs in Brushless Direct Current Motor (BLDC), and it is due to non-trapezoidal flux density distribution around the air-gap and variable magnetic reluctance of the air-gap as a result of stator slots distribution. These torque ripples periodically change with rotor position and are shown by speed variations, which degrade the BLDC motor performance particularly at low speeds because of the low inertial filtering. In this manuscript, a Direct Controller based on Artificial Neural Networks is proposed with the aim of reducing the speed ripple in a BLDC motor, thus allowing for smoother operation. Experimental evaluation is performed on a microcontroller evaluation platform and the speed variations are registered to compare its performance to the PID controller. Test results validate the effectiveness of the proposed controller in reducing the torque ripple, achieving a 50% reduction in speed range variation comparing to PID controller.

Key words: Torque ripple, Speed ripple, BLDC, Direct Controller, ANN, Microcontroller.

A mi esposa e hijos, Adriana, Andrea y Arturo,
por el amor que me obsequian y por ser la
motivación de mis proyectos y actividades.

AGRADECIMIENTOS.

- Al Centro de Ingeniería y Desarrollo Industrial, en especial al Dr. Felipe Alejandro Rubio Castillo y al Dr. Carlos Rubio González, por el apoyo para realizar mis estudios de doctorado.
- A las autoridades de la Universidad Autónoma de Querétaro, particularmente al Dr. Gilberto Herrera Ruíz, por la confianza brindada a pesar de mis restricciones de tiempo.
- A mis asesores y sinodales, Dr. Edgar Alejandro Rivas Araiza, Dr. Hugo Jiménez Hernández, Dr. Juvenal Rodríguez Reséndiz, Dr. Juan Carlos Jáuregui Correa y Dr. Manuel Toledano Ayala, por el apoyo que me brindaron dirigiendo y supervisando este proyecto de investigación.
- A mis alumnos, M.C. Hernaldo Antonio Juárez Hernández, M.C. Jorge Armando Gutiérrez Bravo, M.C. Samantha Carolina Espinosa Pérez e Ing. César Carranza Moreno, que durante los trabajos de tesis que tuve el agrado de dirigir contribuyeron implementando algunas estrategias de control que se evaluaron.
- A los Investigadores, Dr. Víctor Manuel Hernández Guzmán y Dr. Roberto Valentín Carrillo Serrano, por la colaboración en el desarrollo de reguladores de velocidad para motores síncronos de imanes permanentes.
- A todos los profesores de la UAQ y la UNAM que durante las distintas etapas de mi formación contribuyeron proporcionándome las bases necesarias para realizar este trabajo.
- A mis compañeros de la UAQ y de CIDESI, por la compañía y muestras de aprecio que hicieron tan agradable esta etapa.
- A los familiares y amigos, que siempre me apoyan y toleran que tome proyectos que limitan el tiempo que pasamos juntos.

ÍNDICE DE CONTENIDO

RESUMEN	i
SUMMARY	ii
AGRADECIMIENTOS.....	iv
ÍNDICE DE CONTENIDO	v
ÍNDICE DE TABLAS	viii
ÍNDICE DE FIGURAS.....	ix
I INTRODUCCIÓN	1
I.1 Justificación.....	1
I.2 Planteamiento del problema.....	1
I.3 Hipótesis y objetivos	2
I.3.1 Hipótesis general.....	2
I.3.2 Objetivo general.....	2
I.3.3 Objetivos específicos	3
II REVISIÓN DE LITERATURA	4
II.1 Fundamentación Teórica.....	4
II.1.1 Motores de imanes permanentes sin escobillas (PMAC)	4
II.1.2 Arquitectura del motor BLDC	5
II.1.3 Modelo matemático del motor síncrono de imanes permanentes.....	7
II.1.4 Modelo matemático del motor BLDC	13
II.1.5 Controlador Neuronal Autoajutable	15
II.1.6 Estructura del Controlador Neuronal Autoajutable.....	16
II.2 Regulación de velocidad en motores BLDC	18
II.2.1 Motor de corriente directa sin escobillas (BLDC).....	18
v Regulación de velocidad con torque constante, basada en un controlador directo con Redes Neuronales Artificiales, para un motor BLDC	

II.2.2	Variación de torque.....	19
II.2.3	Regulación de velocidad.....	19
II.2.4	Controlador basado en Redes Neuronales Artificiales (RNA).....	21
II.2.5	Control directo con Redes Neuronales Artificiales.....	22
III	METODOLOGÍA.....	23
III.1	Implementación experimental.....	23
III.1.1	Motor de corriente directa sin escobillas (BLDC).....	23
III.1.2	Encoder.....	25
III.1.3	Tarjeta de potencia.....	27
III.1.4	Tarjeta de control.....	29
III.1.5	Sistema de experimental.....	31
III.2	Estrategia de control.....	32
III.2.1	Controlador Directo con Redes Neuronales Artificiales.....	32
III.2.2	Estructura del sistema de control.....	34
III.3	Técnicas medición y análisis.....	35
IV	RESULTADOS Y CONCLUSIONES.....	36
IV.1	Resultados experimentales.....	36
IV.2	Conclusiones.....	41
IV.3	Trabajos futuros.....	42
	BIBLIOGRAFÍA.....	43
	Apéndice “A”.....	47
	Especificaciones del motor BLDC (Modelo 42BLS01-001).....	47
	Apéndice “B”.....	48
	Piezas para el acoplamiento mecánico del encoder con el motor.....	48
	Acoplamiento del eje del motor.....	48

Placa de soporte	48
Apéndice “C”	49
Especificaciones del micro-controlador AVR ATxmega128A1	49
Specifications of ATxmega128A1	49
Apéndice “D”	50
Especificaciones del micro-controlador AVR AT90USB1287	50
Specifications of AT90USB1287-16MU.....	50
Apéndice “E”	51
Producción de artículos y estudiantes graduados.....	51

ÍNDICE DE TABLAS

Tabla III.1 Tabla de características del motor BLDC.....	24
Tabla III.2 Tabla de características del encoder HEDS-5540#C06.....	25
Tabla III.3 Cables del motor BLDC.	28
Tabla III.4 Configuración del puerto serial.....	30
Tabla IV.1 Resumen de rangos de variación de velocidad angular.	41

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura II.1 Ejemplos de corrientes y torques de conmutación (Ilhwan <i>et al.</i> , 2010).....	5
Figura II.2 Diagrama esquemático de un motor BLDC bipolar de tres fases, con sensores de posición y circuito de conmutación controlado por un microprocesador (Gamazo <i>et al.</i> , 2010)..	6
Figura II.3 Secuencia de conmutación para un motor BLDC de tres fases, fuerza electro motriz y torque generado (Zhang y Wang, 2011).	6
Figura II.4 Espacio rotacional d-q.	14
Figura II.5 Identificación de plantas No Lineales usando redes neuronales.....	15
Figura II.6 Control Adaptivo Directo vs Control Adaptivo Indirecto.	16
Figura II.7 Esquema del Controlador Neuronal Autoajutable.	17
Figura II.8 Estructura de la red neuronal responsable del control.	17
Figura III.1 Motor BLDC. (A) Imagen, (B) Diagrama esquemático.....	23
Figura III.2 Secuencia de conmutación para el motor BLDC.	24
Figura III.3 Encoder HEDS-5540#C06.	25
Figura III.4 Salidas del Encoder HEDS-5540#C06.....	26
Figura III.5 Acondicionamiento eléctrico de las salidas del encoder HEDS-5540#C06.....	26
Figura III.6 (A) Placa de montaje y (B) cilindro de acoplamiento para el encoder.....	27
Figura III.7 Tarjeta de potencia MC300.	27
Figura III.8 Conexiones del motor BLDC a la tarjeta de potencia MC300.....	28
Figura III.9 Tarjeta de control MC303.	29
Figura III.10 Ensamble de tarjetas y conexiones.....	31
Figura III.11 Sistema experimental.....	31
Figura III.12 Controlador Directo basado en Redes Neuronales Artificiales.	34
Figura IV.1 Control a lazo abierto (Azul-Velocidad de referencia, Negro-Velocidad medida, Anaranjado-Velocidad medida filtrada).	37
ix Regulación de velocidad con torque constante, basada en un controlador directo con Redes Neuronales Artificiales, para un motor BLDC	

Figura IV.2 Control PID (Azul-Velocidad de referencia, Negro-Velocidad medida, Anaranjado-Velocidad medida filtrada).	38
Figura IV.3 Control Neuronal (Azul-Velocidad de referencia, Negro-Velocidad medida, Anaranjado-Velocidad medida filtrada).	39
Figura IV.4 Control a lazo abierto, para 250 rpm (Azul-Velocidad de referencia, Negro-Velocidad medida, Anaranjado-Velocidad medida filtrada).	39
Figura IV.5 Control PID, para 250 rpm (Azul-Velocidad de referencia, Negro-Velocidad medida, Anaranjado-Velocidad medida filtrada).	40
Figura IV.6 Control Neuronal, para 250 rpm (Azul-Velocidad de referencia, Negro-Velocidad medida, Anaranjado-Velocidad medida filtrada).	40

CAPÍTULO 1:

I INTRODUCCIÓN

I.1 Justificación

Debido al gran aumento en el consumo de energía durante la última década, los temas relacionados con los recursos energéticos se han convertido en asuntos globales, haciendo más atractivas las tecnologías que disminuyen su consumo. Los motores de corriente directa sin escobillas (BLDC), son más eficientes en términos de consumo de energía con respecto a otro tipo de motores, por esta razón son cada vez más utilizados en diversas aplicaciones tales como: lavadoras, secadoras, compresores de refrigeradores, equipos de aire acondicionado, máquinas de coser, ventiladores, bombas reguladoras de gasto, componentes de equipo de cómputo y robots entre otros.

Para incrementar la utilidad de los motores BLDC, en aplicaciones de alto desempeño, se requiere diseñar nuevos controladores capaces de reducir las variaciones de torque que se presentan en estos motores. En particular, en sistemas acoplados directamente al motor, las variaciones de torque se deben minimizar para evitar que produzcan variaciones de velocidad.

I.2 Planteamiento del problema

Las tecnologías de fabricación de los motores BLDC, producen variaciones de torque ocasionadas por la falta de uniformidad de los materiales magnéticos y limitaciones en el diseño, sin que sea económicamente factible eliminarlas en su totalidad.

Cuando el torque varía, tiene el efecto no deseado de generar cambios de velocidad en el rotor del motor. La variación del torque electromagnético es ocasionada por la falta de coincidencia entre la forma de onda del voltaje del motor y el suministro de corriente, mientras que el torque de “*cogging*” se debe a la atracción entre los imanes del rotor y el estator (Hanselman, 2006).

Para disminuir las variaciones de velocidad en el rotor de los motores BLDC es necesario utilizar estrategias de control, que permitan reducir las variaciones de torque de los motores BLDC, capaces de funcionar en sistemas no lineales específicamente en los que cambian los valores de las variables (Chih *et al.*, 2007).

Las redes neuronales artificiales (RNA), consisten en una simulación de los sistemas neuronales biológicos a través de modelos matemáticos implementados en forma artificial utilizando computadoras, circuitos integrados y dispositivos ópticos entre otros. La intención es simular la capacidad del cerebro para aprender y generalizar el conocimiento de una manera robusta. Las RNA pueden ser utilizadas efectivamente para la identificación y control de los Sistemas Dinámicos No Lineales (Xianzhong y Shin, 1993).

El controlador neuronal directo (sin entrenamiento previo de sus variables), ofrece una alternativa para diseñar un controlador de torque de motores BLDC y para implementarlo, se necesita desarrollar una aplicación capaz de funcionar en tiempo real. En este trabajo se presentan los resultados obtenidos al implementar un controlador neuronal directo, en tiempo real, para disminuir las variaciones de velocidad de un motor BLDC (Jianbo *et al.*, 2008).

1.3 Hipótesis y objetivos

1.3.1 Hipótesis general

Se reduce la amplitud de las variaciones de velocidad en los motores de corriente directa sin escobillas, reduciendo la variación de torque a baja velocidad, al implementar un Controlador Directo basado en Redes Neuronales Artificiales.

1.3.2 Objetivo general

Diseñar un Controlador Neuronal Directo para controlar un motor BLDC, a baja velocidad, reduciendo las variaciones de torque.

I.3.3 Objetivos específicos

1. Seleccionar un modelo matemático que reproduzca la operación de un motor BLDC, incluyendo las variaciones de torque que se presentan.
2. Diseñar la arquitectura del controlador basado en RNA (en función de las ecuaciones que relacionan los parámetros mecánicos y eléctricos del motor BLDC).
3. Definir el algoritmo de entrenamiento que le permita a la RNA, en tiempo real, realizar un Control Directo de la planta (reemplazando el entrenamiento de la red por una adaptación continua de los coeficientes de peso).
4. Implementar el controlador diseñado utilizando un módulo de desarrollo, de arquitectura abierta, para sistemas embebidos.
5. Probar el controlador basado en RNA para un motor BLDC y verificar su desempeño en una implementación práctica en la que se consideren velocidades menores al 10% de su velocidad nominal.

CAPÍTULO 2:

II REVISIÓN DE LITERATURA

II.1 Fundamentación Teórica

II.1.1 Motores de imanes permanentes sin escobillas (PMAC)

Existen dos tipos de motores PMAC, que se caracterizan por la forma de onda de su respectiva fuerza electro motriz (FEM), sinusoidal y trapezoidal. En condiciones ideales, estos tipos de motores son capaces de entregar un torque perfectamente constante, aunque en la práctica presentan variaciones de torque (Ilhwan *et al.*, 2010).

En el motor PMAC sinusoidal, también conocido como motor síncrono de imanes permanentes (PMSM), la FEM y las formas de onda de excitación de corriente deben ser perfectamente sinusoidales para la generación de torque idealmente suave. La forma de onda sinusoidal de la FEM requiere una distribución de densidad de flujo magnético sinusoidal alrededor del rotor. La corriente sinusoidal de las fases, normalmente se generan mediante un inversor de corriente que requiere sensores de corriente en cada fase y un sensor de posición del rotor de alta resolución para mantener la sincronización precisa de las formas de onda de excitación con la posición angular del rotor en cada instante de tiempo. Cualquier factor que no cumpla con las condiciones ideales, hace que las corrientes de las fases o las formas de onda de la FEM sean diferentes de sus formas puramente sinusoidales, dando lugar a componentes no deseadas de torque variable. Adicionalmente, el inversor contribuye al rizo de torque debido a armónicos en las formas de onda de la corriente y a retardos variables en la corriente entregada.

En el motor PMAC trapezoidal, también conocido como motor de corriente directa sin escobillas (BLDC), la forma de onda de la corriente de excitación corresponde a una onda cuadrada, por lo que sólo se requiere distinguir entre seis instantes de conmutación por ciclo eléctrico y esto se consigue utilizando tres sensores de efecto Hall. Por otra parte, en el esquema convencional, sólo requiere un sensor de corriente.

- 4 Regulación de velocidad con torque constante, basada en un controlador directo con Redes Neuronales Artificiales, para un motor BLDC

Este modo de operación es el responsable de ocasionar una fuente adicional de rizo del torque conocido como torque de conmutación. El torque de conmutación se presenta como picos o valles con respecto al torque nominal, que se generan en cada instante en el que se conmuta la alimentación entre los devanados. Este rizo del torque es causado por la combinación de inductancias y el voltaje finito que proporciona la fuente de voltaje de DC, el cual impide que la onda de excitación de corriente cambie de nivel instantáneamente. En la Figura II.1 se ejemplifican las corrientes y torques de conmutación”

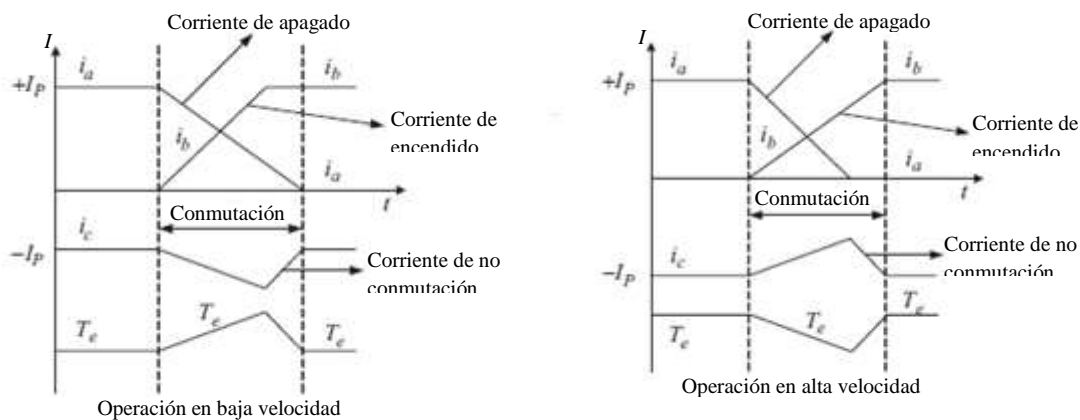


Figura II.1 Ejemplos de corrientes y torques de conmutación (Ilhwan *et al.*, 2010)

II.1.2 Arquitectura del motor BLDC

Los motores BLDC presentan un rotor con imanes permanentes y un estator con dos o tres devanados independientes, los cuales son conectados en forma secuencial para generar un campo magnético giratorio. El momento magnético producido en el rotor lo hace girar en forma síncrona con el campo magnético del estator. Dependiendo de su construcción se pueden clasificar en bipolares y unipolar, dependiendo de las necesidades de invertir o no la polaridad del voltaje con el que se alimentan los devanados del motor. En el modo de trabajo bipolar, el motor es impulsado por el cambio de dirección de la corriente que fluye a través de las bobinas en períodos determinados. La corriente que fluye a través de los grupos de devanados, cambia de dirección, durante el proceso de conmutación, de manera que esté sincronizada con el giro del

rotor (Gamazo *et al.*, 2010). En la Figura II.2 se muestra el diagrama esquemático de un motor BLDC bipolar de tres fases, con sensores de posición y circuito de conmutación.

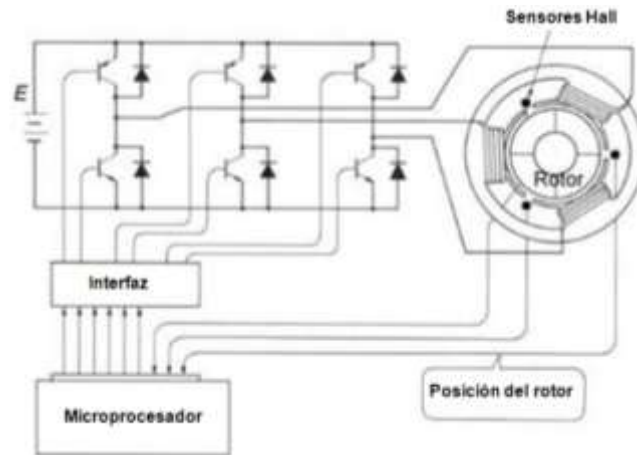


Figura II.2 Diagrama esquemático de un motor BLDC bipolar de tres fases, con sensores de posición y circuito de conmutación controlado por un microprocesador (Gamazo *et al.*, 2010).

En la Figura II.3 se presenta la secuencia de conmutación para un motor BLDC de tres fases, la fuerza electromotriz y el torque generado.

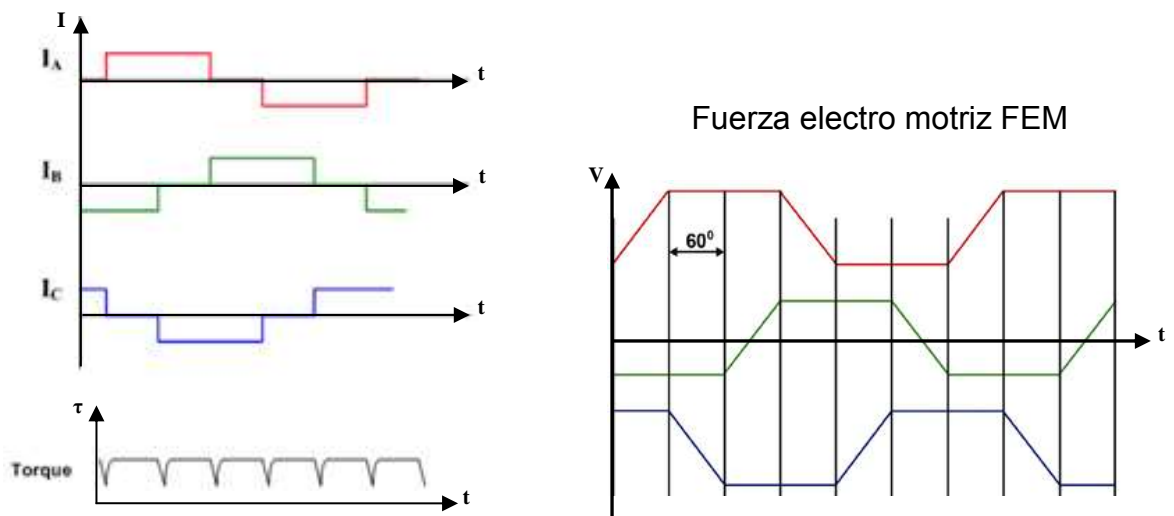


Figura II.3 Secuencia de conmutación para un motor BLDC de tres fases, fuerza electro motriz y torque generado (Zhang y Wang, 2011).

II.1.3 Modelo matemático del motor síncrono de imanes permanentes

En esta sección, se revisa el modelo estándar del motor síncrono de imanes permanentes (PMSM) (Sergey, 2000) y se introducen consideraciones adicionales para explicar las distintas fuentes de variación de torque.

Para un PMSM de tres fases, el acoplamiento magnético Ψ_{abcs} , relacionado con las inductancias mutuas, las auto-inductancias \mathbf{L}_s y las corrientes " \mathbf{i} ", se describe mediante la ecuación (1)

$$\Psi_{abcs} = \mathbf{L}_s \mathbf{i}_{abcs} + \Psi_m \quad (1)$$

En forma matricial:

$$\begin{aligned} \Psi_{as} &= L_{asas}i_{as} + L_{asbs}i_{bs} + L_{ascs}i_{cs} + \Psi_{asm} \\ \Psi_{bs} &= L_{bsas}i_{as} + L_{bsbs}i_{bs} + L_{bscs}i_{cs} + \Psi_{bsm} \\ \Psi_{cs} &= L_{csas}i_{as} + L_{csbs}i_{bs} + L_{cscs}i_{cs} + \Psi_{csm} \end{aligned} \quad (2)$$

Los voltajes de los devanados del estator \mathbf{u}_{abcs} , dependen de las resistencias de los devanados r_s y de los acoplamientos magnéticos Ψ_{abcs}

$$\mathbf{u}_{abcs} = r_s \mathbf{i}_{abcs} + \frac{d\Psi_{abcs}}{dt} \quad (3)$$

De manera explícita, los elementos de esta expresión son los siguientes

$$\begin{bmatrix} u_{as} \\ u_{bs} \\ u_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d\Psi_{as}}{dt} \\ \frac{d\Psi_{bs}}{dt} \\ \frac{d\Psi_{cs}}{dt} \end{bmatrix} \quad (4)$$

Los devanados del estator están situados cada 120° y los acoplamientos magnéticos $\Psi_{asm}, \Psi_{bsm}, \Psi_{csm}$ (generados por los imanes permanentes), los cuales son funciones periódicas de la posición angular del rotor θ_r , se asume que son senoidales con magnitud Ψ_m

$$\begin{aligned}\Psi_{asm} &= \Psi_m \sin(\theta_r) \\ \Psi_{bsm} &= \Psi_m \sin\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \Psi_{csm} &= \Psi_m \sin\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right)\end{aligned}\quad (5)$$

Partiendo de (3), asumiendo L_s constante

$$\mathbf{u}_{abcs} = \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{abcs} + L_s \frac{d\mathbf{i}_{abcs}}{dt} + \frac{d\Psi_m}{dt} \quad (6)$$

Definiendo $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$, se tiene

$$\frac{d\Psi_m}{dt} = \Psi_m \begin{bmatrix} \omega_r \cos(\theta_r) \\ \omega_r \cos\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \omega_r \cos\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad (7)$$

Rescribiendo esta expresión en la forma de Cauchy, usando L_s^{-1}

$$\frac{d\mathbf{i}_{abcs}}{dt} = -L_s^{-1} \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{abcs} - L_s^{-1} \frac{d\Psi_m}{dt} + L_s^{-1} \mathbf{u}_{abcs} \quad (8)$$

Incorporando la respuesta dinámica del sistema mecánico, en donde se consideran el torque eléctrico T_e , el torque de la carga T_L , el coeficiente de fricción viscosa B_m y el momento de inercia J , por lo que se incluyen las siguientes expresiones:

$$T_e - B_m \omega_{rm} - T_L = J \frac{d^2 \theta_{rm}}{dt^2} \quad (9)$$

$$\frac{d\omega_{rm}}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - B_m \omega_{rm} - T_L) \quad (10)$$

En la expresión anterior la posición mecánica y la velocidad se relacionan mediante la expresión:

$$\frac{d\theta_{rm}}{dt} = \omega_{rm}$$

Para determinar el torque electromagnético T_e , se utiliza la energía del imán permanente W_{PM} y la co-energía W_c

$$W_c = \frac{1}{2} [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}] L_s \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}] \begin{bmatrix} \Psi_m \sin(\theta_r) \\ \Psi_m \sin\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \Psi_m \sin\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} + W_{PM} \quad (11)$$

De esta manera obtenemos la expresión para calcular el torque electromagnético de un motor trifásico de un motor síncrono de imanes permanentes con “P” polos

$$T_e = \frac{P}{2} \frac{\partial W_c}{\partial \theta_r} = \frac{P\Psi_m}{2} \left(i_{as} \cos(\theta_r) + i_{bs} \cos\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) + i_{cs} \cos\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \right) \quad (12)$$

Por lo que

$$\frac{d\omega_{rm}}{dt} = \frac{P\Psi_m}{2J} \left(i_{as} \cos(\theta_r) + i_{bs} \cos\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) + i_{cs} \cos\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \right) - \frac{B_m}{J} \omega_{rm} - \frac{1}{J} T_L \quad (13)$$

Utilizando la velocidad angular eléctrica ω_r y el desplazamiento θ_r (relacionados a la velocidad angular mecánica y al desplazamiento mediante las expresiones $\omega_{rm} = \frac{2}{p}\omega_r$ y $\theta_{rm} = \frac{2}{p}\theta_r$, resulta la siguiente expresión:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P^2\Psi_m}{4J} \left(i_{as} \cos(\theta_r) + i_{bs} \cos\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) + i_{cs} \cos\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \right) - \frac{B_m}{J} \omega_r - \frac{P}{2J} T_L \quad (14)$$

En donde $\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$

Para controlar la velocidad angular, se regula el voltaje aplicado a las terminales de los devanados del estator. Para maximizar el torque electromagnético generado, el motor debe ser alimentado con las corrientes trifásicas balanceadas dadas por las siguientes ecuaciones:

$$\begin{aligned} i_{as}(t) &= \sqrt{2}i_M \cos(\omega_r t) = \sqrt{2}i_M \cos(\omega_e t) = \sqrt{2}i_M \cos(\theta_r) \\ i_{bs}(t) &= \sqrt{2}i_M \cos\left(\omega_r t - \frac{2}{3}\pi\right) = \sqrt{2}i_M \cos\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi\right) = \sqrt{2}i_M \cos\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) \\ i_{cs}(t) &= \sqrt{2}i_M \cos\left(\omega_r t + \frac{2}{3}\pi\right) = \sqrt{2}i_M \cos\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi\right) = \sqrt{2}i_M \cos\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \quad (15)$$

Con lo que se genera el torque electromagnético

$$T_{\text{emax}} = \frac{P\Psi_m}{2} \sqrt{2}i_M \left(\cos^2(\theta_r) + \cos^2\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) + \cos^2\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \right) = \frac{3P\Psi_m}{2\sqrt{2}} i_M \quad (16)$$

Lo anterior se logra suministrando los siguientes voltajes

$$\begin{aligned} u_{as}(t) &= \sqrt{2}u_M \cos(\theta_r) \\ u_{bs}(t) &= \sqrt{2}u_M \cos\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) \\ u_{cs}(t) &= \sqrt{2}u_M \cos\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \quad (17)$$

Para simplificar el control de los PMSM, una práctica común consiste en transformar los voltajes trifásicos \mathbf{u}_{abc} , a los correspondientes en un espacio de dos fases que giran a la misma frecuencia del rotor \mathbf{u}_{qd0s} . La representación matricial, el modelo matemático del PMSM en el marco de referencia del rotor está dado por (Krishnan, 2010)

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{qs}^r}{dt} \\ \frac{di_{ds}^r}{dt} \\ \frac{di_{0s}^r}{dt} \\ \frac{d\omega_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L} & 0 & 0 & -\frac{\Psi_m}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{r_s}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_s}{L_{ls}} & 0 & 0 \\ \frac{3P^2\Psi_m}{8J} & 0 & 0 & -\frac{B_m}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \\ i_{0s}^r \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -i_{qs}^r \omega_r \\ i_{ds}^r \omega_r \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{ls}} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{qs}^r \\ u_{ds}^r \\ u_{0s}^r \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{P}{2J} \\ 0 \end{bmatrix} T_L \quad (18)$$

En este caso, la corriente requerida para regular la velocidad del PMSM es

$$i_{qs}^r(t) = \sqrt{2}i_M, \quad i_{ds}^r(t) = 0, \quad i_{0s}^r(t) = 0 \quad (19)$$

Suponiendo que las inductancias son despreciables, los voltajes requeridos son

$$u_{qs}^r(t) = \sqrt{2}u_M, \quad u_{ds}^r(t) = 0, \quad u_{0s}^r(t) = 0 \quad (20)$$

Consideraciones adicionales del modelo del motor síncrono de imanes permanentes

Para entender las fuentes de variación de torque en los PMSM, se deben reconsiderar algunas suposiciones del modelo anterior:

A) Acoplamiento magnéticos no senoidales

Los acoplamiento magnéticos no son perfectamente senoidales y en consecuencia las fuerzas electromotrices que se generan difieren de la forma de onda coseno y aun cuando se suministre una corriente senoidal, se producirán variaciones de torque.

Las fuerzas electromotrices inducidas e_{abcs} , se suponen funciones periódicas con valor pico E_p y forma de onda unitaria $f_s(\theta_r)$. (Hanselman, 2006).

$$\mathbf{e}_{abcs} = \frac{d\Psi_m}{dt} = E_p \omega_r \begin{bmatrix} f_{as}(\theta_r) \\ f_{bs}(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) \\ f_{cs}(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (21)$$

Debido a que el torque electromagnético está dado por

$$T_e = [e_{as}i_{as} + e_{bs}i_{bs} + e_{cs}i_{cs}] \frac{1}{\omega_r} \quad (22)$$

De la ecuación (21) concluimos que

$$T_e = E_p \left[f_{as}(\theta_r) i_{as} + f_{bs}(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) i_{bs} + f_{cs}(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) i_{cs} \right] \quad (23)$$

El torque electromagnético sigue siendo independiente de la frecuencia, pero en este caso debemos calcular la forma de onda de las corrientes para producir un torque constante.

B) Inductancias variables

Partiendo de (1), la fuerza electromotriz se puede calcular como

$$\mathbf{e}_{abcs} = \frac{d\Psi_{abcs}}{dt} = \frac{d}{dt} [\mathbf{L}_s \mathbf{i}_{abcs} + \Psi_m] \quad (24)$$

Eliminando la suposición de que \mathbf{L}_s es constante

$$\mathbf{e}_{abcs} = \mathbf{L}_s \frac{d\mathbf{i}_{abcs}}{dt} + \mathbf{i}_{abcs} \frac{d\mathbf{L}_s}{dt} + \frac{d\Psi_m}{dt} \quad (25)$$

El segundo término de la ecuación (25) produce variaciones de torque debidas a variaciones angulares de la inductancia y es asociada a diferencias en las inductancias de los devanados del estator.

C) Variación de la reluctancia en los núcleos del estator

De acuerdo con Hanselman (2006), desde un punto de vista macroscópico, el torque producido en un PMSM está dado por

$$T_e = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} - \frac{1}{2N^2} \Psi_m^2 \frac{dR}{d\theta} + i \frac{d\Psi_m}{d\theta} \quad (26)$$

Como se mencionó anteriormente, el primer término se presenta cuando la construcción del motor ocasiona que la inductancia de los devanados varíe como función de la posición, mientras que el tercer término corresponde al torque mutuo que hace girar al rotor del motor.

Adicionalmente, el segundo término describe el torque de “cogging”, que aparece cuando el flujo magnético del rotor viaja por las zonas de reluctancia variable producidas por los

núcleos del estator; tratando de alinearse con estos últimos independientemente de la ausencia de corrientes. Cuando se gira la flecha del motor con la mano, las pulsaciones que se sienten son a causa del torque de “cogging”.

$$\mathbf{e}_{abcs} = \mathbf{L}_s \frac{d\mathbf{i}_{abcs}}{dt} + \mathbf{i}_{abcs} \frac{d\mathbf{L}_s}{dt} + \frac{d\boldsymbol{\Psi}_m}{dt} \quad (27)$$

El segundo término de la ecuación (27) produce variaciones de torque debidas a variaciones angulares de la inductancia y es asociada a diferencias en las inductancias de los devanados del estator.

II.1.4 Modelo matemático del motor BLDC

El motor BLDC produce una fuerza contra-electromotriz (FEM), trapezoidal, y la forma de onda de la corriente es de forma cuadrada. Si denominamos por L la auto-inductancia, M la inductancia mutua entre devanados, entonces la ecuación del voltaje del estator trifásico se expresa como se muestra en (28) (Jianbo *et al.*, 2008):

$$\begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} L - M & 0 & 0 \\ 0 & L - M & 0 \\ 0 & 0 & L - M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (28)$$

En donde u_a , u_b , u_c son los tres voltajes de las fases de los devanados trifásicos, i_a , i_b , i_c son las corrientes de las fases de los devanados trifásicos, e_a , e_b , e_c son la FEM de las fases. El torque electromagnético τ_e del motor BLDC, es generado por la interacción de la corriente en los devanados del estator y el campo magnético en los imanes del rotor. Partiendo de la ecuación (22), este queda determinado por la expresión

$$\tau_e = \frac{1}{\omega} (e_a i_a + e_b i_b + e_c i_c) \quad (29)$$

El rizo de torque por conmutación puede ser eliminado bajo la condición de que la corriente de la fase inactiva se mantenga constante durante la conmutación.

Dependiendo del coeficiente de fricción B , y de la carga τ_L , el torque electromagnético produce una aceleración que está en función del momento de inercia total J , de acuerdo con la siguiente expresión

$$J \frac{d\omega}{dt} = \tau_e - \tau_L - B\omega \quad (30)$$

Alternativamente, el modelo del motor BLDC de tres ejes, se puede transformar a un marco de referencia ortogonal y rotacional, llamado espacio **d-q** (*Direct-Quadrature*). Mediante una transformación de un sistema de 3 fases equidistantes a uno de 2 fases ortogonales en reposo (*Transformación de Clarke*, ecuación (31)), seguida de otra transformación a un sistema rotacional alineado con el rotor (*Transformación de Park*, ecuación (32)). Como este marco de referencia gira con el rotor, permite que el control del flujo magnético y torque del motor se realicen de manera independiente. En la Figura II.4 se muestra el espacio rotacional d-q.

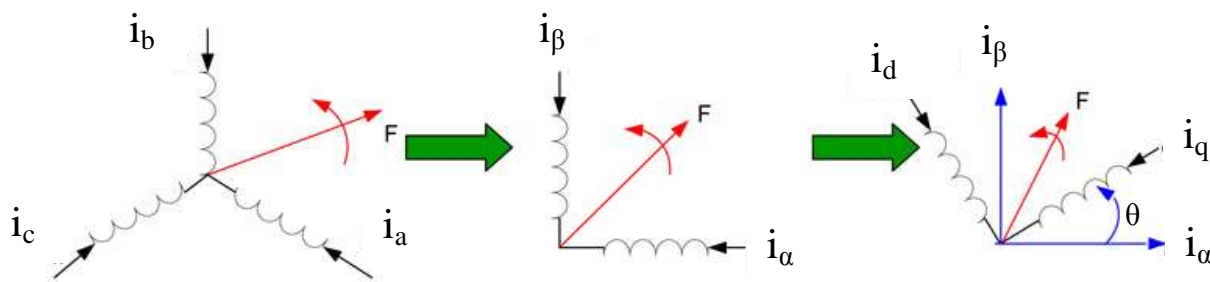


Figura II.4 Espacio rotacional d-q.

$$\begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (31)$$

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (32)$$

La siguiente expresión, corresponde al modelo equivalente de dos ejes, el cual está en función de la velocidad angular del rotor y presenta no linealidades generadas por el cociente R/L, así como por los productos de las corrientes por la velocidad angular (Guo *et al.*, 2002)

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R/L & -\omega \\ \omega & R/L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} - \frac{K_s \omega}{L} \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (33)$$

II.1.5 Controlador Neuronal Autoajustable

Narendra y Parthasarathy (1990), demostraron que las Redes Neuronales pueden ser utilizadas efectivamente para la identificación y control de los Sistemas Dinámicos No-Lineales. En este trabajo presentan estructuras de redes neuronales dentro de un esquema de control indirecto y comentan la falta de métodos para ajustar directamente los coeficientes de peso del controlador basándose en el error de salida (entre las salidas de la planta y del modelo de referencia). Plantean un esquema de identificación de plantas no lineales en el que se puede entrenar la RNA en línea con las entradas y salidas del proceso. En la Figura II.5 se muestra el esquema de identificación de plantas No Lineales usando redes neuronales artificiales.

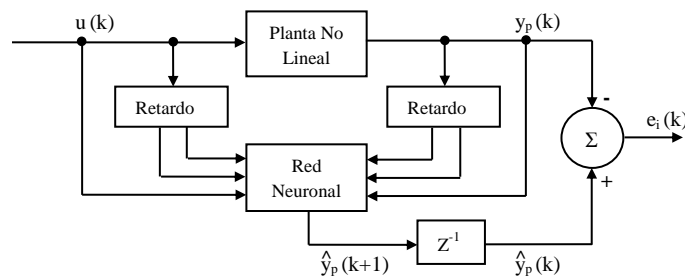


Figura II.5 Identificación de plantas No Lineales usando redes neuronales.

En este esquema, para implementar controladores, primero se debe entrenar una RNA para implementar la dinámica inversa antes de utilizarla, o realizar una identificación con RNA para utilizarla para poder entrenar otra RNA que realice la función de control. En la Figura II.6 se presenta la comparación entre los esquemas de control adaptivo directo y control adaptivo indirecto.

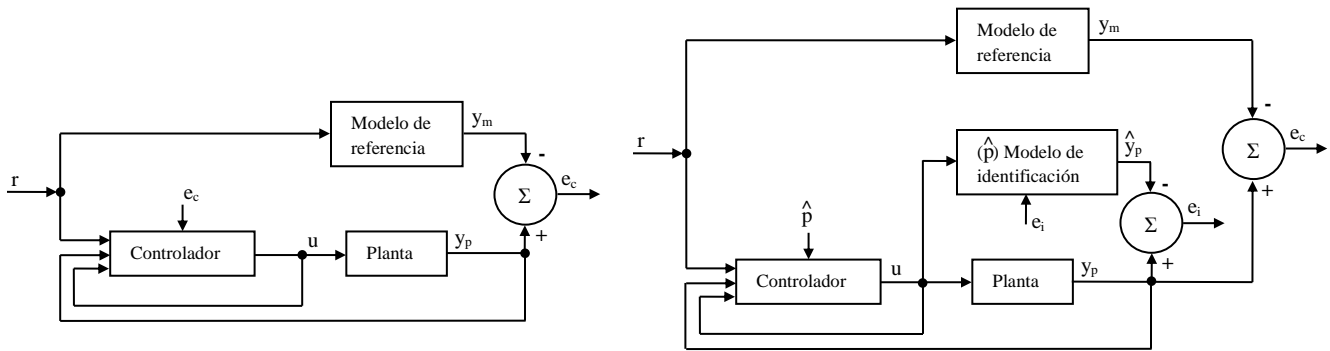


Figura II.6 Control Adaptivo Directo vs Control Adaptivo Indirecto.

En los dos casos anteriores es necesario realizar un proceso de entrenamiento previo, antes de implementar el control con RNA.

Posteriormente Xianzhong y Shin (1993) proponen un algoritmo que permite ajustar directamente los parámetros del controlador neuronal y demuestran que es suficiente conocer el signo de la función de transferencia de la planta para entrenar la red con el error de regulación (en lugar del error de salida de la red). Aguado *et al.* (1997) proponen una estructura de Controlador Neuronal Autoajutable (CNA), en la que la etapa de aprendizaje es sustituida por una adaptación permanente, en tiempo real, de los coeficientes de peso. Phung y Yun (2007) presentan un controlador directo basado en RNA para automatizar las maniobras de llegada al puerto de un barco.

II.1.6 Estructura del Controlador Neuronal Autoajutable

El Controlador Neuronal Autoajutable, corresponde a una red neuronal tipo Perceptron de tres capas (con una capa oculta), cuyos coeficientes de peso son ajustados mediante un algoritmo de Retropropagación modificado. (Aguado *et al.*, 1997). En este caso, para ajustar los coeficientes de peso, en lugar del error de salida de la red ($e_u(t) = u_d(t) - u(t)$), se utiliza el error de salida del proceso ($e_y(t) = y_r(t) - y(t)$). En la Figura II.7 se presenta el esquema del Controlador Neuronal Autoajutable.

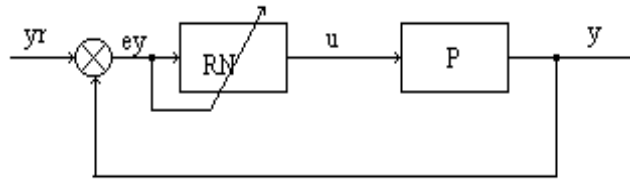


Figura II.7 Esquema del Controlador Neuronal Autoajutable.

La estructura de la red neuronal, tiene una sola neurona en capa de salida en procesos con una entrada y una salida. En la capa de entrada se toman en cuenta el valor actual y los dos inmediatos anteriores del error. Por último, en la capa intermedia se utiliza el mismo número de neuronas de la capa de entrada. En la Figura II.8 se muestra la estructura de la red neuronal utilizada para implementar el Controlador Neuronal Autoajutable.

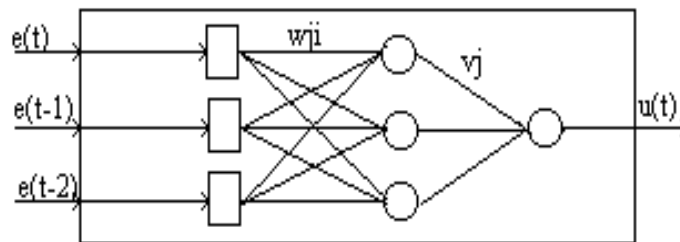


Figura II.8 Estructura de la red neuronal responsable del control.

Los coeficientes de peso “ w_{ji} ” y “ v_j ” corresponden, respectivamente, a las conexiones de entradas de las capas intermedia y de salida. La salida de las neuronas de la capa intermedia “ h_j ” y la salida de la neurona de la capa de salida “ $u(t)$ ”, están dadas por las siguientes expresiones

$$h_j = \frac{1}{1 + e^{-S_j}} \quad \text{con} \quad S_j = \sum_{i=1}^3 w_{ji} x_i \quad \forall j=1,2,3. \quad (34)$$

$$u(t) = \frac{1}{1 + e^{-r}} \quad \text{con} \quad r = \sum_{j=1}^3 v_j h_j \quad (35)$$

Se minimiza la función cuadrática del error, mediante el gradiente descendente, quedando las siguientes ecuaciones de adaptación de los coeficientes de peso

$$v_j(t+1) = v_j(t) + \eta' \operatorname{sign}\left(\frac{\partial e_y}{\partial e_u}\right) \delta^1 h_j \quad (36)$$

$$w_{ji}(t+1) = w_{ji}(t) + \eta' \operatorname{sign}\left(\frac{\partial e_y}{\partial e_u}\right) \delta^2_j x_i \quad (37)$$

$$\eta' = \eta \cdot \operatorname{abs}\left[\frac{\partial e_y}{\partial e_u}\right] \quad (38)$$

II.2 Regulación de velocidad en motores BLDC

II.2.1 Motor de corriente directa sin escobillas (BLDC)

Los motores BLDC están formados por un rotor con imanes permanentes y un estator con dos o tres bobinas independientes. Al conectar las bobinas del estator, en forma secuencial, se logra que gire el rotor (Gamazo *et al.*, 2010). Durante los últimos años, los motores BLDC son cada vez más utilizados en diversas aplicaciones tales como, lavadoras, secadoras, compresores de refrigeradores, equipos de aire acondicionado, máquinas de coser, ventiladores, bombas reguladoras de gasto, componentes de equipo de cómputo y robots entre otros. Recientemente, en muchas aplicaciones, el motor BLDC ha evolucionado como un reemplazo de los motores de corriente directa con escobillas debido a su alta eficiencia, bajo mantenimiento y buen desempeño. Las ventajas de los motores BLDC consisten en su alta relación de par/volumen, capacidad de utilizarse en aplicaciones con un amplio rango de velocidad, sencillez de la conmutación electrónica requerida para su operación, funcionamiento más silencioso y pueden considerarse más confiables por no tener piezas de desgaste (Dömmmezer y Ergene, 2009).

II.2.2 Variación de torque

Cuando el torque varía, tiene el efecto no deseado de generar cambios de velocidad en el rotor del motor. La variación del torque electromagnético es ocasionada por la falta de coincidencia entre la forma de onda del voltaje de del motor y el suministro de corriente, mientras que el torque de “*cogging*” se debe a la atracción entre los imanes del rotor y el estator (Bojan *et al.*, 2006). Para reducir las variaciones de torque, se pueden modificar los parámetros de diseño del motor o implementar un control mediante el voltaje y corriente de alimentación: Dömnmezer y Ergene (2009) abordan el problema de reducir el torque de “*cogging*”, en un motor diseñado para usarse en lavadoras. Como resultado, encuentran una configuración que permite reducir en 45% el torque de “*cogging*”. Samoylenko *et al.* (2008) muestran que la variación relativa en la posición de los sensores de efecto Hall, puede llegar a 4.8° y demuestran que esto afecta el desempeño del sistema generando una variación en el torque del motor. Proponen la utilización de filtros para procesar la señal de los sensores y disminuir la variación del torque. Jin y Byung (2009) realizan un estudio analítico en el que proponen un esquema de cancelación de la variación de torque producido por efecto de la conmutación de los devanados del motor y por efecto del torque de “*cogging*”. Reducen parcialmente la variación del torque. Bojan *et al.* (2006) mencionan que, en baja velocidad, el rizado de torque dificulta obtener la velocidad y posición deseadas; para motores del tipo utilizado en ventiladores, emplean software de FEA para optimizar la geometría de los polos magnéticos del rotor y para determinar la forma de onda, de la corriente del estator, más adecuada.

II.2.3 Regulación de velocidad

Se han propuesto diversas técnicas para reducir la variación de torque; Chih *et al.* (2007) presentan un esquema de control robusto para la conmutación de motores BLDC sin sensores de posición. La aplicación corresponde a motores utilizados en compresores para refrigeradores operados con velocidad variable. Desarrollan un modelo para la carga variable, implementan un circuito electrónico de conmutación que compara los voltajes de fases consecutivas y utilizan un control de velocidad de tipo PI con una corrección para el torque variable. Ilhwan *et al.* (2010) proponen una técnica de compensación para reducir las variaciones de torque ocasionadas por la conmutación de los devanados del motor BLDC, en máquinas de

costura industriales. Haifeng *et al.* (2008) presentan un método de control para minimizar las variaciones de torque por conmutación, verificando los resultados en un motor. Parten de la suposición de que los procesos de fabricación actual producen motores BLDC en los que la FEM no es completamente trapezoidal y esto produce rizado en el torque. Guangwei *et al.* (2009) proponen un control de compensación por conmutación, en el que varían el ciclo de trabajo del PWM, de las fases activas, para mantener constante la corriente de conmutación de la fase no activa y con esto mantener constante el torque del motor. Xu *et al.* (2008) plantean una solución de bajo costo para disminuir las variaciones de torque de los motores BLDC, en la que únicamente agregan un sensor de corriente y un lazo de control PID con implementación analógica. Tewari e Indu (2009) mencionan que a altas velocidades, las variaciones de torque se ven disminuidas (son filtradas), por la inercia del sistema, mientras que a baja velocidad, las variaciones de torque producen efectos notorios que pueden no ser tolerables en aplicaciones tales como el posicionamiento y robótica. Así que proponen un método de regulación de torque, en el que calculan el PWM para las condiciones de operación normal y de conmutación. Como una alternativa, se han implementado controladores inteligentes para estimar la posición del rotor, obtener un modelo no lineal del motor BLDC y para ajustar los parámetros de diversos tipos de controladores. Kaliappan y Sharmeela (2010) optimizan los valores de un filtro L-C, mediante el uso de Algoritmos Genéticos, para reducir las variaciones de torque en motores BLDC. Este filtro se utiliza para eliminar las altas frecuencias de conmutación del inversor y de esta forma disminuir el rizado del torque. El filtro L-C actúa como un filtro pasa bajas para minimizar las armónicas del voltaje de alimentación. Los resultados presentados corresponden a simulaciones. Zhanyou *et al.* (2009) proponen un controlador basado en dos controladores difusos, en el que los parámetros son optimizados usando Algoritmos Genéticos. El esquema de control está basado en el control directo de torque, en el que un controlador difuso se diseña para seleccionar el vector de voltaje correcto y el segundo controlador difuso regula el tiempo de acción del vector de voltaje.

II.2.4 Controlador basado en Redes Neuronales Artificiales (RNA)

Las redes neuronales consisten en una simulación de los sistemas neuronales biológicos a través de modelos matemáticos implementados en forma artificial, utilizando computadoras, circuitos integrados y dispositivos ópticos entre otros. El objetivo es simular la capacidad del cerebro para aprender y generalizar de una manera robusta (Xianzhong y Shin, 1993).

En la literatura se mencionan diversas estrategias de control basadas en redes neuronales artificiales: Salem *et al.* (2004) presentan la implementación y verificación experimental de un “Controlador Neuronal Simple”, para motores de corriente directa sin escobillas (BLDC), el cual consiste en una Red Neuronal Artificial (RNA), de una sola neurona, con función de activación lineal, que genera la referencia de velocidad para un controlador PI. El error utilizado, para entrenar la neurona, depende del error de velocidad y el incremento del error de velocidad. En este trabajo, la salida de la neurona corresponde a la referencia de un controlador de velocidad PI y ocupan sensores de posición y velocidad. En este trabajo no se aborda el problema de reducir las variaciones de torque. Juan *et al.* (2006) proponen un método, basado en RNA, para estimar los instantes de conmutación y disminuir las variaciones de torque ocasionadas por la conmutación de corriente en los devanados, forma de onda no trapezoidal de la fuerza electro motriz (FEM), y torque de “cogging”. Emplean una RNA para estimar la posición del rotor y otra para generar la referencia de un controlador de corriente PI; En ambos casos las redes son entrenadas previamente (fuera de línea), con datos obtenidos durante la operación del sistema. Ashabani *et al.* (2008) presentan un método para reducir las variaciones de torque de un motor BLDC, mediante el control de la FEM, durante el tiempo de conmutación. Utilizan un control PI, el cual es multiplicado por una ganancia durante un tiempo especificado, de modo que se eliminen las variaciones de torque. Se utiliza una RNA para determinar la ganancia y tiempo durante el que se modifica la acción del control PI. El entrenamiento se realiza fuera de línea y se consideran distintos valores de velocidad y torque. Se verifica esta técnica mediante simulación. Jianbo *et al.* (2008) proponen un esquema para el control de variaciones de torque en motores BLDC sin sensores de posición, en el que determinan los instantes de conmutación con un circuito analógico, implementan un predictor no lineal del modelo con una RNA y con otra RNA ajustan los parámetros del controlador PID que regula el funcionamiento del motor.

II.2.5 Control directo con Redes Neuronales Artificiales

Las Redes Neuronales Artificiales requieren de un proceso de ajuste de sus variables, que se conoce como aprendizaje y normalmente se realiza en una etapa previa a la utilización de la red, sin embargo en la literatura se menciona la posibilidad de utilizar la RNA, para implementar un controlador sin entrenamiento previo y se le denomina como control directo (Xianzhong y Shin, 1993). Dentro del esquema de control directo con RNA, Xianzhong y Shin (1993) proponen un algoritmo que permite ajustar directamente los parámetros del controlador neuronal y demuestran que es suficiente conocer el signo de la función de transferencia de la planta para entrenar la red con el error de regulación (en lugar del error de salida de la red). En ese trabajo no se discute la influencia de algunos parámetros de entrenamiento sobre la dinámica a lazo cerrado del sistema ni tampoco se menciona la posibilidad de sustituir el periodo de entrenamiento por una adaptación permanente, en tiempo real, de los coeficientes de peso de la red. Phung y Yun (2007) presentan un controlador basado en RNA para automatizar las maniobras de llegada al puerto de un barco. En este trabajo, el controlador neuronal es entrenado en línea utilizando técnicas interactivas de adaptación sin datos de entrenamiento ni periodo de entrenamiento fuera de línea. Reemplazan la dinámica de la planta por su signo sin realizar alguna demostración formal y sólo validan el desempeño de la propuesta mediante simulación.

CAPÍTULO 3:

III METODOLOGÍA

En esta sección se describen los equipos utilizados para realizar la experimentación (con la configuración del dispositivo experimental), la estrategia de control propuesta y las técnicas de mediciones y análisis utilizados para evaluar los resultados.

III.1 Implementación experimental

III.1.1 Motor de corriente directa sin escobillas (BLDC)

Los experimentos se realizaron en un motor BLDC de imanes permanentes en el rotor, con 3 fases y 8 polos. Los tres conductores del motor son de calibre 20 AWG y siguen un código de colores que permite identificar cada una de las fases (“U” amarillo, “V” rojo y “W” negro). El motor incluye tres cables de calibre 28 AWG para los sensores Hall (“H1” azul, “H2” verde y “H3” blanco), y dos cables para la alimentación (rojo), y la tierra (negro), de estos sensores. El motor que se muestra en la Figura III.1 está diseñado para una velocidad nominal de 4000 rpm a un voltaje de alimentación de 12VDC, las principales características se muestran en la Tabla III.1 y las especificaciones completas del motor se puede revisar en el Apéndice A.

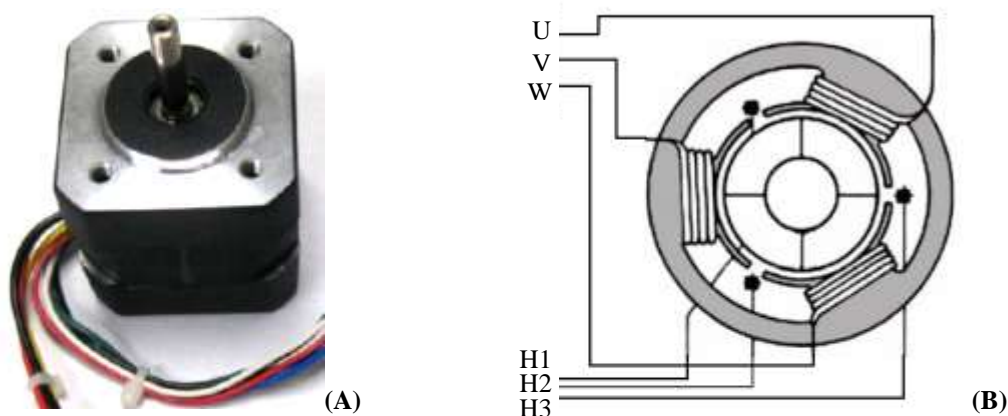


Figura III.1 Motor BLDC. (A) Imagen, (B) Diagrama esquemático.

Tabla III.1 Tabla de características del motor BLDC.

Fabricante	TECMOTION
Modelo	2 LS01 001
N mero de fases	3
N mero de polos	8 pares
Voltaje nominal	24
Velocidad nominal	3000 rpm
Torque nominal	2.5 Nm
Constante de torque τ	3 Nm/A
Resistencia entre fases	1.8 Ω
Fuerza contra electromotriz e	3.0 V/rpm
Corriente pico	1.5 A
Velocidad pico	900 rpm

En la Figura III.2 se muestra la secuencia de conmutación, de los devanados del motor (U, V, W), requerida para hacer girar el rotor utilizando las señales generadas por los sensores Hall (H1, H2, H3).

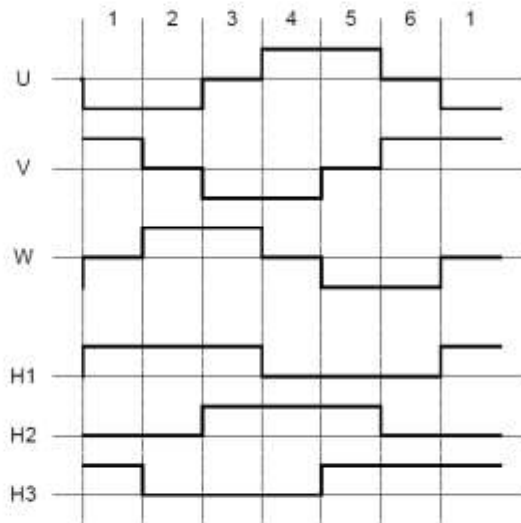


Figura III.2 Secuencia de conmutación para el motor BLDC.

III.1.2 Encoder

Los sensores Hall solo proporcionan indicación de seis posiciones angulares por cada periodo eléctrico, para aumentar la resolución de la medición de posición angular y mejorar la estimación de la velocidad angular se incorporó un encoder conectado a la flecha del motor BLDC. En la Figura III.3 se muestra una imagen del encoder (con resolución de 100 pulsos por revolución y salidas “A”, “B” e “I”), y en la Tabla III.2 se presentan sus principales características.



Figura III.3 Encoder HEDS-5540#C06.

Tabla III.2 Tabla de características del encoder HEDS-5540#C06.

Fabricante	Avago
Modelo	EDS 0 C0
altura de nivel bajo	0.
altura de nivel alto	2.
altura nominal	2
altura de alimentación DC	0. a 7
Salidas sencillas	3 canales A, B, I
Resolución	100 CPR
Diámetro de la flecha	1/4"
velocidad máxima	30000 RPM

En la Figura III.4 se muestran las señales generadas por el encoder, la salida digital del canal “A” está en cuadratura con la del canal “B” (90 grados fuera de fase), mientras que el canal “I” produce un pulso de índice, que se genera una vez por cada rotación completa del encoder.

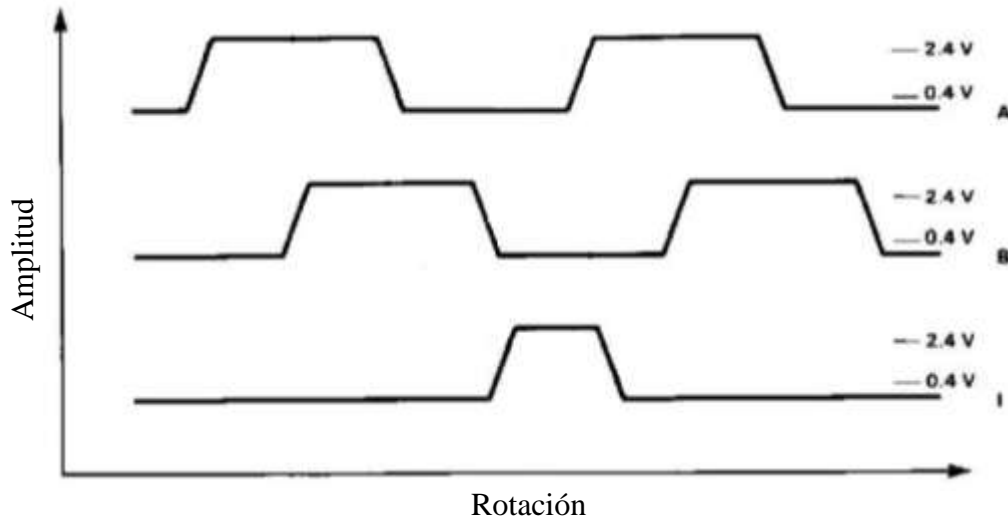


Figura III.4 Salidas del Encoder HEDS-5540#C06.

En la Figura III.5 se muestra el circuito eléctrico utilizado para acondicionar las señales eléctricas del encoder.

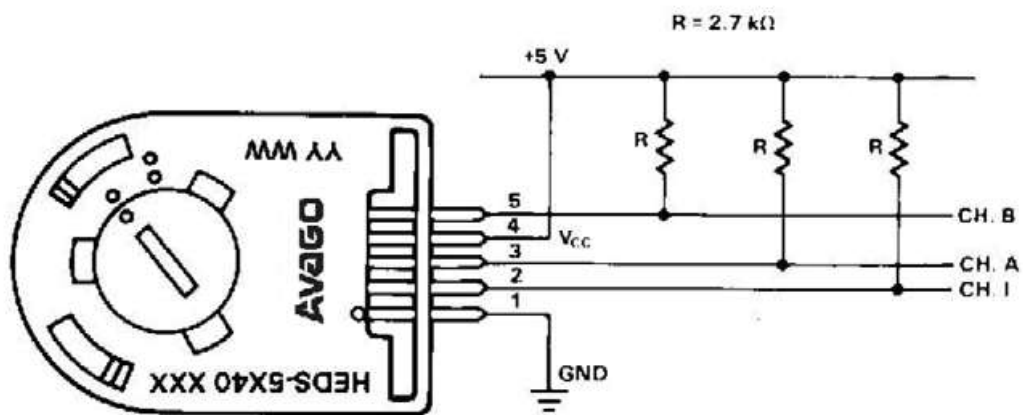


Figura III.5 Acondicionamiento eléctrico de las salidas del encoder HEDS-5540#C06.

Para acoplar mecánicamente el encoder a la flecha del motor, se fabricaron las piezas que se muestran la Figura III.6 y que corresponden a una placa de montaje y u cilindro de acoplamiento para la flecha del motor. Los diseños de estas piezas se muestran en el apéndice B.

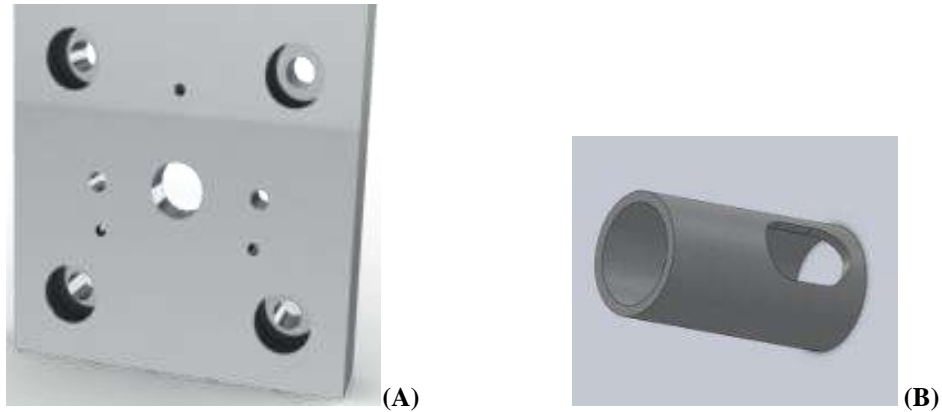


Figura III.6 (A) Placa de montaje y (B) cilindro de acoplamiento para el encoder.

III.1.3 Tarjeta de potencia

En la Figura III.7 se muestra una imagen de la tarjeta MC300, utilizada para proporcionar la energía eléctrica requerida por el motor BLDC y acondicionar las señales eléctricas provenientes de los sensores Hall.



Figura III.7 Tarjeta de potencia MC300.

Esta tarjeta permite un rango de voltaje V_{in} (10 – 20VDC), para la etapa de control y otro rango de voltaje V_m (0 – 40 VDC), para la alimentación del motor. En nuestro caso el voltaje suministrado fue de 20VDC y la corriente máxima disponible de 5A. En la Figura III.8 se muestra el detalle de la conexión del motor BLDC a la tarjeta de potencia y en la Tabla III.3 se indica el código de colores de los cables del motor.

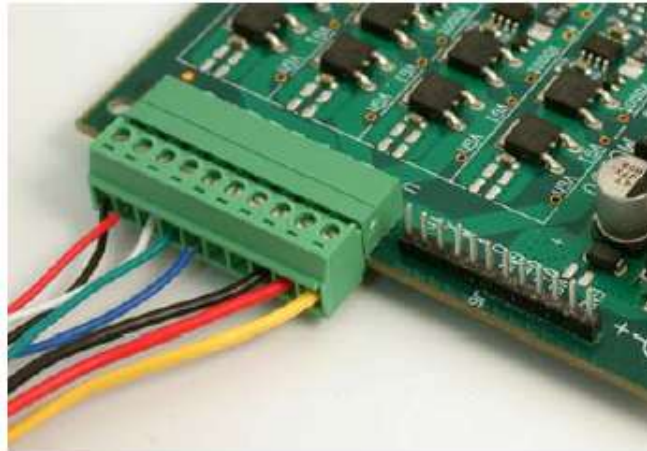


Figura III.8 Conexiones del motor BLDC a la tarjeta de potencia MC300.

Tabla III.3 Cables del motor BLDC.

SEÑAL	CABLE
	Amarillo 20A
	Rojo 20A
	Negro 20A
1	Azul 28A
2	verde 28A
3	blanco 28A
a	Rojo 28A
ND	Negro 28A

III.1.4 Tarjeta de control

En la Figura III.9 se muestra la tarjeta MC303, utilizada para implementar el algoritmo de control del motor BLDC y recibir las señales generadas por el encoder. Esta tarjeta cuenta con un procesador AVR ATxmega128A1 de 8/16-bits, con 128KBites de memoria Flash, entradas analógicas de 12-bits, con posibilidad de manejar operaciones con números flotantes y calcular funciones exponenciales. Para utilizar las señales del encoder (A, B, e I), se conectaron a las entradas PB4 (J15), PB5 (J16) y PB6 (J17) respectivamente; como estas conexiones de la tarjeta de control también se usan para programar el procesador AVR ATxmega128A1, es necesario desconectar el encoder durante la programación.

Esta tarjeta cuenta con un segundo micro-controlador AT90USB1287, correspondiente a un puerto USB, utilizado para transferir datos sobre la operación del motor y comandos de control; Normalmente esta comunicación se establece utilizando la interfaz gráfica de usuario (GUI), proporcionada por el fabricante “Atmel Motor Control Center”, pero en nuestro caso se desarrolló una interfaz utilizando como plataforma LABView. Para la comunicación con este dispositivo se configuró el puerto de la computadora para una tasa de comunicación de 38400 baudios, 8 bits de datos y 1 bit de paro; Cada 28 ms se actualizan los datos transmitidos entre la computadora y la tarjeta de control utilizando este puerto USB. Ambos micro-controladores cuentan con su propia interfaz de programación JTAG, para desarrollar programas específicos en caso de ser necesario.



Figura III.9 Tarjeta de control MC303.

La configuración del puerto de comunicación serial se muestra en la Tabla III.4.

Tabla III.4 Configuración del puerto serial.

PARÁMETRO	VALOR
velocidad	38 00
bits de datos	8
bits de paro	1
<i>Handshake</i>	No
Símbolo de final	carácter de retorno de carro

Las tarjetas MC300 y MC303 se conectaron utilizando los pines de la tarjeta de control y los conectores de la tarjeta de potencia. Para configurar la operación de estas tarjetas, en la MC300 se colocó el puente “J1” y se dejó abierto el “J2”, mientras que en la MC303 se removieron los puentes “J15”, “J16”, “J17” y “J18”.

III.1.5 Sistema de experimental

En la Figura III.10 se muestra el ensamble de las tarjetas con las conexiones de las entradas y salidas y en la Figura III.11 se presenta el sistema resultante de integrar la tarjeta de control, la tarjeta de potencia, el motor, el encoder y la fuente de voltaje. Para la programación de los algoritmos se utilizó el puerto JTAG y para la transferencia de datos con la computadora, durante la ejecución de las pruebas, se utilizó el puerto USB.

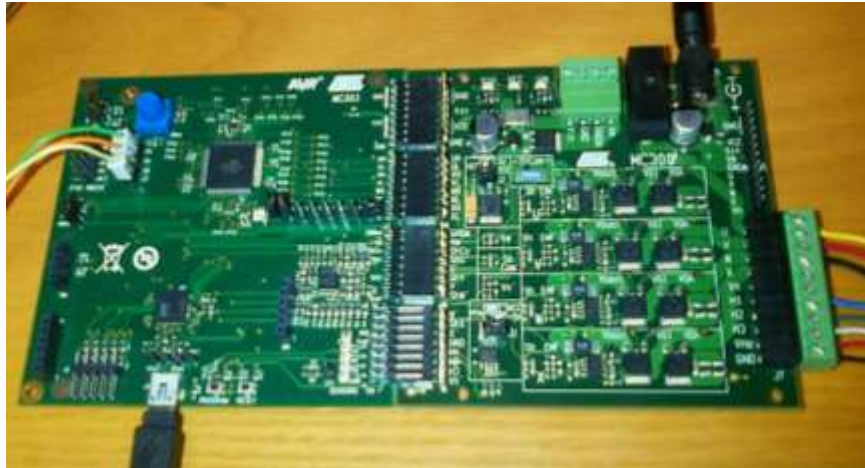


Figura III.10 Ensamble de tarjetas y conexiones.



Figura III.11 Sistema experimental.

III.2 Estrategia de control

III.2.1 Controlador Directo con Redes Neuronales Artificiales

La arquitectura del controlador neuronal propuesto, consiste en tres entradas, tres neuronas en la capa intermedia y una neurona en la capa de salida. Debido a que estamos interesados en disminuir las variaciones de velocidad, las entradas corresponden al error de la velocidad angular del motor en el instante actual, en el instante de muestreo anterior y en dos instantes de muestreo anteriores (el error de la velocidad angular se calcula restandole a la velocidad deseada la velocidad angular medida); Con esto se consigue una red neuronal recurrente, capaz de capturar y corregir la dinámica no deseada del sistema. Las neuronas de la capa intermedia y la de la capa de salida utilizan una función de activación sigmoideal, para generar la señal de control no lineal que se utilizará en compensar las variaciones de torque, mediante el ajuste del ciclo de trabajo del modulador por ancho de pulso con el que se ajusta la corriente suministrada al motor. Lo anterior se basa en que el modelo matemático muestra la dependencia directa entre la corriente y el torque generado.

Para el ajuste de los coeficientes de peso de la red neuronal, se emplea el algoritmo de Retropropagación por tener la capacidad de trabajar con redes neuronales de múltiples capas. De acuerdo a procedimientos convencionales, el ajuste inicial de los coeficientes de peso se hizo asignándoles valores aleatorios en el rango de -0.5 a $+0.5$.

Uno de los problemas que se presentan al utilizar Retropropagación para ajustar los coeficientes de peso de la red, consiste en que durante el proceso de adaptación, la red, atraviesa por etapas en las que los coeficientes de peso cambian muy lentamente (incluso para valores grandes del error), en consecuencia la respuesta del sistema mejora lentamente e incluso, en una implementación práctica, puede quedarse estancado su progreso. Por esta razón se implementó una estrategia para reducir este efecto e implementar eficientemente el Controlador Neuronal Autoajustable. Desde un punto de vista teórico, esto ocasionaría que la red aprenda muy lentamente durante algunos periodos. En la práctica, debido a que la resolución de las computadoras y de las tarjetas de adquisición de datos es finita, pueden llegar a anularse los

incrementos de los coeficientes de peso y detenerse el aprendizaje de la red (independientemente de que pueda existir un error grande).

Considerando que, en el caso que nos ocupa, el argumento de cada una de las funciones de activación está compuesto por tres sumandos, al acotar los coeficientes de peso en el intervalo de $[-4,4]$ y normalizando los errores en regulación que se introducen a la red, se consigue que uno sólo de los sumandos tenga la capacidad para lograr el 98.2% de la respuesta de la neurona y que sea necesaria la intervención de los tres sumandos para lograr una salida, de la función de activación, que sature la señal de control. Con este método, de normalizar el error en regulación y acotar los valores que pueden tomar los coeficientes de peso, se logra reducir el rango en el que las variaciones de la salida de la red neuronal no causan variaciones en la señal de control del actuador y se elimina la posibilidad de que los coeficientes de peso dejen de ajustarse cuando el error en regulación es distinto de cero. Por último, cabe aclarar que con las consideraciones anteriores, los incrementos de los coeficientes de peso quedan acotados para controlar la influencia del coeficiente de aprendizaje.

Para implementar la función de activación sigmoideal (a pesar de los limitados recursos de un micro-controlador), se utilizaron las librerías disponibles y se logró un periodo de control de 2ms. En un proceso paralelo (cada 28ms), el micro-procesador encargado de la comunicación con la computadora, transfiere los parámetros actuales de la operación del motor utilizando la interfaz gráfica desarrollada en LABView, mediante el puerto USB.

III.2.2 Estructura del sistema de control

En la Figura III.12 se presenta la estructura del Controlador Directo basado en Redes Neuronales Artificiales, que se implementó experimentalmente. En el extremo de la derecha se muestra el bloque correspondiente al motor BLDC, con sus tres sensores de efecto Hall, en el que se agregó un encoder que permita conocer la posición angular con mayor resolución y calcular la velocidad angular del motor con mayor precisión. En la sección central del diagrama, se distinguen los tres módulos correspondientes a un controlador trapezoidal y que consisten en un amplificador de potencia formado por tres puentes “H”, un circuito de conmutación capaz de generar la secuencia de indicada en la Figura III.2 y un módulo responsable de modificar la amplitud del voltaje suministrado a los devanados del motor mediante modulación de ancho de pulso “PWM”; Al variar la amplitud del voltaje, se modifica la corriente que circula por los embobinados del motor y esto modifica el torque electromagnético con la finalidad de compensar las variaciones de torque ocasionadas por el diseño del motor. En el extremo izquierdo se presenta el módulo correspondiente al controlador neuronal, que recibe como entradas los errores de velocidad angular ($e = \omega_r - \omega_p$), ajustando sus coeficientes de peso mediante el algoritmo de Retropropagación y que genera una señal de control “u” para modificar el ciclo de trabajo “CT%” del modulador de ancho de pulso.

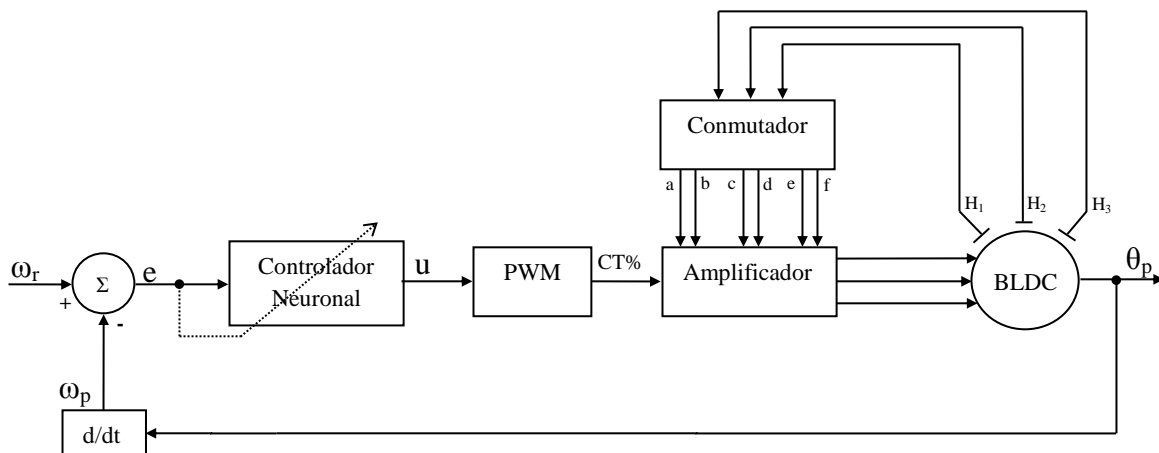


Figura III.12 Controlador Directo basado en Redes Neuronales Artificiales.

III.3 Técnicas medición y análisis

Para evaluar el desempeño del controlador propuesto, la variable a analizar es el error en la velocidad angular, definido como la diferencia entre el valor de velocidad angular especificado y el valor de velocidad angular medido. El criterio de evaluación consiste en determinar la reducción en la amplitud de esta variable, que se consigue con el controlador neuronal.

Para este fin, se registran los valores correspondientes al error de la velocidad angular (en función del tiempo), y se determinan sus valores máximo y mínimo para calcular el rango de variación. Este análisis se realiza para los controles a lazo abierto, PID y el controlador neuronal; estableciendo como medida de comparación el porcentaje de reducción en el rango del error.

Para realizar la medición de la velocidad angular, se aplicará un filtro pasa-bajas que permita eliminar las altas frecuencias generadas por la conmutación electrónica de los circuitos de potencia; Este filtro se implementará utilizando el método de promedios móviles, aplicado a las últimas diez mediciones.

Las mediciones se realizarán para una velocidad angular inferior al 10% de la velocidad nominal del motor, en la que se verifique la existencia de variación de la velocidad angular.

CAPÍTULO 4:

IV RESULTADOS Y CONCLUSIONES

En este capítulo se describen los experimentos, se presentan los resultados y se ofrece un análisis sobre estos últimos. Posteriormente se presentan las conclusiones y se mencionan los trabajos futuros que se derivan de este trabajo.

Con respecto a los experimentos, para velocidades angulares de 200, 300, 500 y 250 revoluciones por minuto, se implementaron las estrategias de control a lazo abierto, control PID y control neuronal; de manera que se pudieran comparar los resultados correspondientes a los errores de regulación en velocidad. Posteriormente se comparó el desempeño, de cada controlador, para una velocidad angular de 250rpm.

I .1 Resultados experimentales

Para el primer experimento se generaron diversas referencias de velocidad angular, correspondientes a 200, 300, 500 y 250 revoluciones por minuto, verificando la presencia de oscilaciones de la velocidad angular. Debido a la complejidad del sistema, la respuesta es distinta para cada velocidad angular, encontrando una variación importante para la referencia de 250rpm.

En la Figura IV.1 se muestran las referencias de velocidad angular en color azul, la velocidad angular medida se muestra en color negro y en anaranjado se presenta la velocidad angular filtrada con el procedimiento de promedio móvil de diez valores; Es necesario filtrar los valores correspondientes a las mediciones de la velocidad angular, debido al ruido eléctrico proveniente del motor, el cual es ocasionado por la conmutación de los devanados y la inductancia que presentan. El ruido eléctrico tiene frecuencias mucho mayores a las que presentan las variaciones de velocidad angular, por lo que es posible hacer un filtrado efectivo. Se decidió implementar el filtrado, utilizando promedios móviles, para evitar los tiempos largos que podrían inducir otros tipos de filtros.

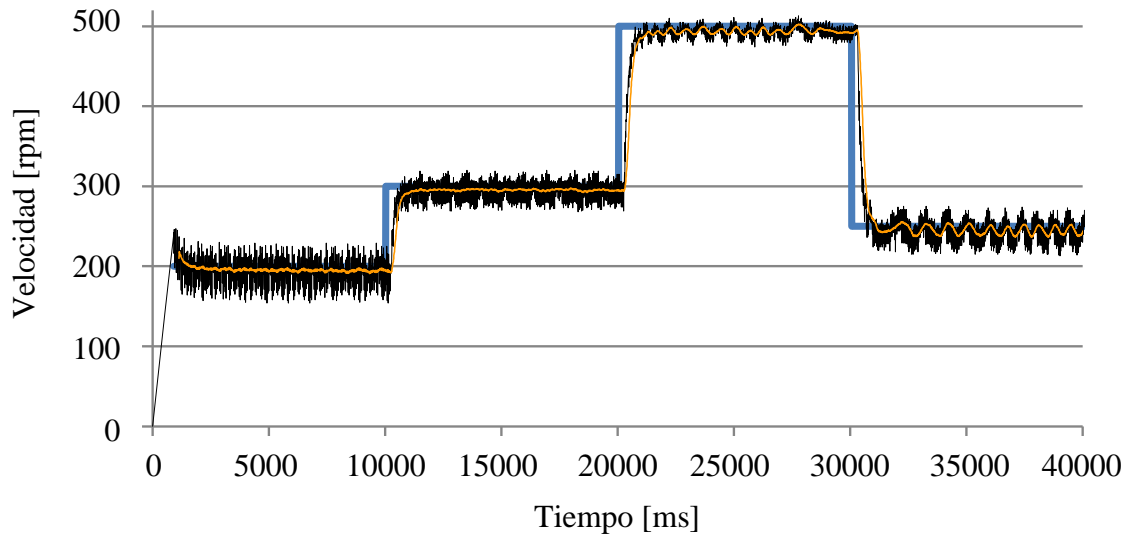


Figura IV.1 Control a lazo abierto (Azul-Velocidad de referencia, Negro-Velocidad medida, Anaranjado-Velocidad medida filtrada).

En el segundo experimento se implementó un controlador PID y se generaron las referencias de velocidad angular correspondientes a 200, 300, 500 y 250 revoluciones por minuto. Nuevamente se observa que el sistema presenta diferente respuestas para distintas velocidades angulares y aunque se logra disminuir las variaciones de velocidad angular para 250rpm, estas se incrementan a 200rpm.

Para el controlador PID, en la Figura IV.2 se muestran las referencias de velocidad angular en color azul, la velocidad angular medida se muestra en color negro y en anaranjado se presenta la velocidad angular filtrada con el procedimiento de promedio móvil de diez valores. Solo se logra una mejora en la regulación de velocidad angular para algunas velocidades y no es posible hacer un ajuste que funcione correctamente para cualquier velocidad.

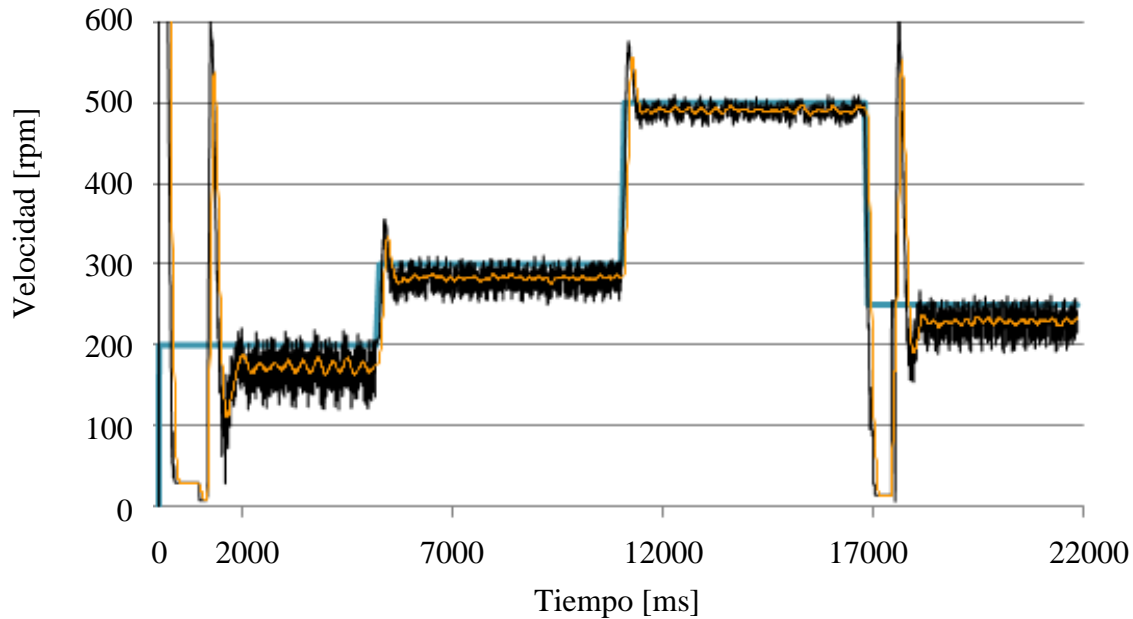


Figura IV.2 Control PID (Azul-Velocidad de referencia, Negro-Velocidad medida, Anaranjado-Velocidad medida filtrada).

En el tercer experimento se implementó un controlador neuronal y se generaron las referencias de velocidad angular correspondientes a 200, 300, 500 y 250 revoluciones por minuto. Los coeficientes de peso se inicializaron aleatoriamente con valores entre -0.5 y 0.5; Permitiendo que el controlador regulara la velocidad angular desde un inicio, estando conscientes de que al principio la red neuronal no está ajustada para el sistema y esto ocasiona errores iniciales grandes. En menos de dos segundos se ajustaron los coeficientes de peso de la red, utilizando el algoritmo de Retropropagación, y a partir de ese momento se logró una buena regulación de la velocidad angular.

Utilizando el controlador neuronal, en la Figura IV.3 se muestran las referencias de velocidad angular en color azul, la velocidad angular medida se muestra en color negro y en anaranjado se presenta la velocidad angular filtrada con el procedimiento de promedio móvil de diez valores. En este caso fue posible disminuir las variaciones de velocidad angular en cada una de las referencias de velocidad angular y sin que se generaran sobretiros.

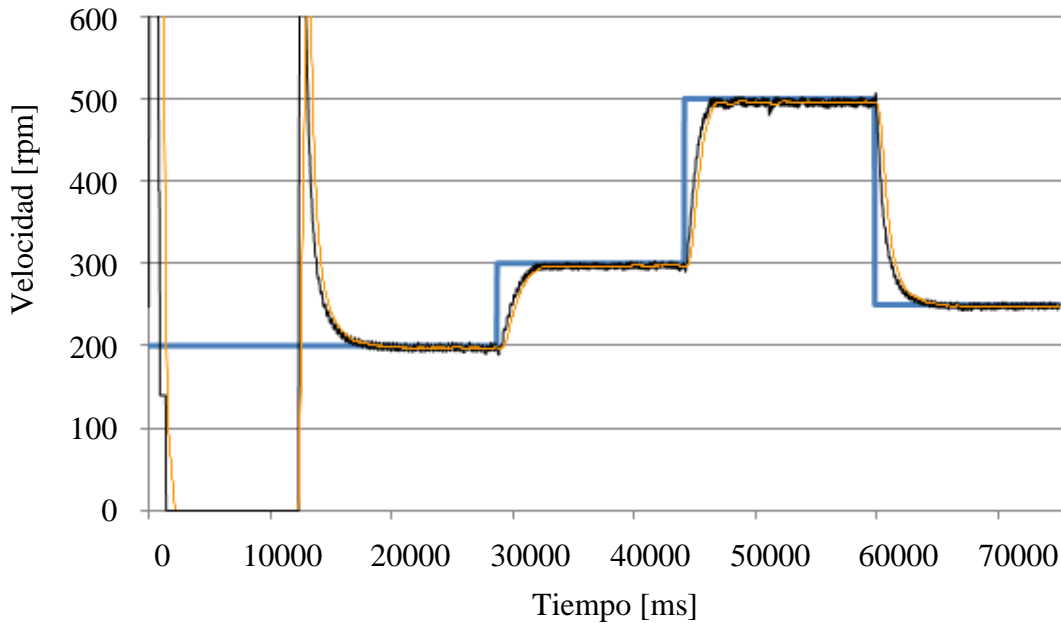


Figura IV.3 Control Neuronal (Azul-Velocidad de referencia, Negro-Velocidad medida, Anaranjado-Velocidad medida filtrada).

En la Figura IV.4, para la referencia de velocidad angular de 250rpm (6.25% de la velocidad nominal del motor y que equivale a 4.12Hz), en el caso del control a lazo abierto se observa una variación de la velocidad angular entre 232 y 254 rpm, con un rango de 22rpm. El periodo de oscilación es de 970ms, por lo que la frecuencia es de 1.03Hz.

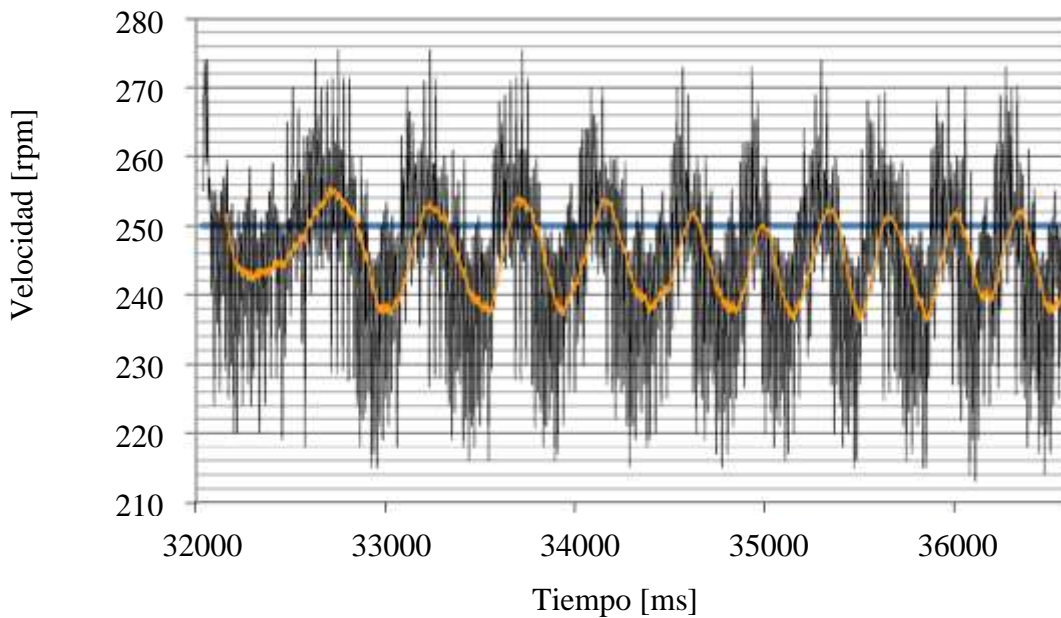


Figura IV.4 Control a lazo abierto, para 250 rpm (Azul-Velocidad de referencia, Negro-Velocidad medida, Anaranjado-Velocidad medida filtrada).

En la Figura IV.5 , para el caso del control PID, se observa una variación de la velocidad angular entre 247 y 253 rpm, con un rango de 6rpm. Mientras que en la Figura IV.6, para el caso del control neuronal, se observa una variación de la velocidad angular entre 246 y 249 rpm, con un rango de 3rpm.

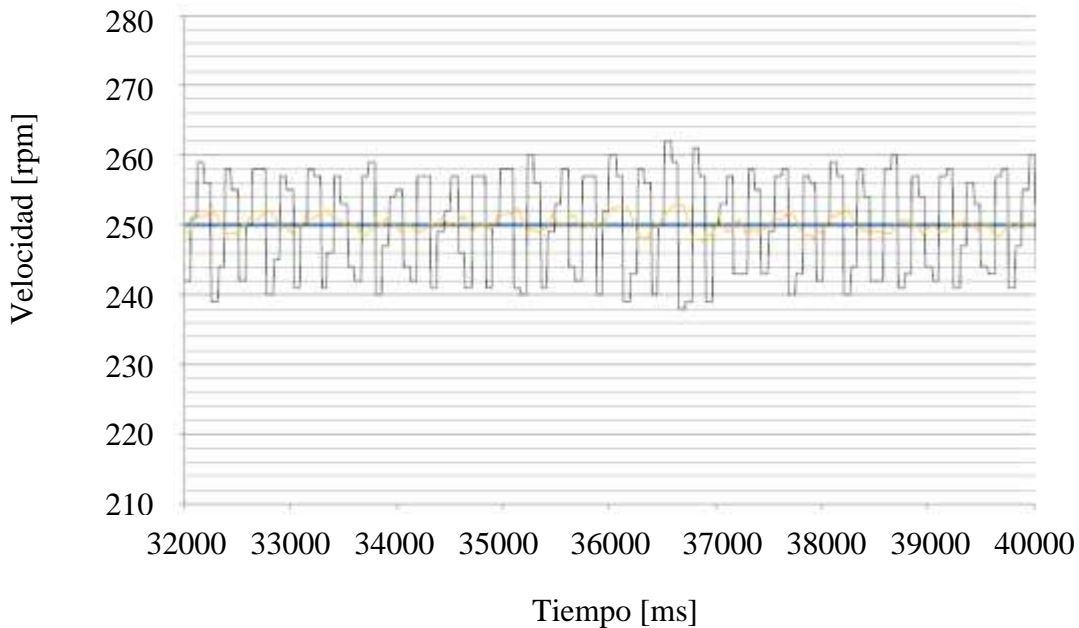


Figura IV.5 Control PID, para 250 rpm (Azul-Velocidad de referencia, Negro-Velocidad medida, Anaranjado-Velocidad medida filtrada).

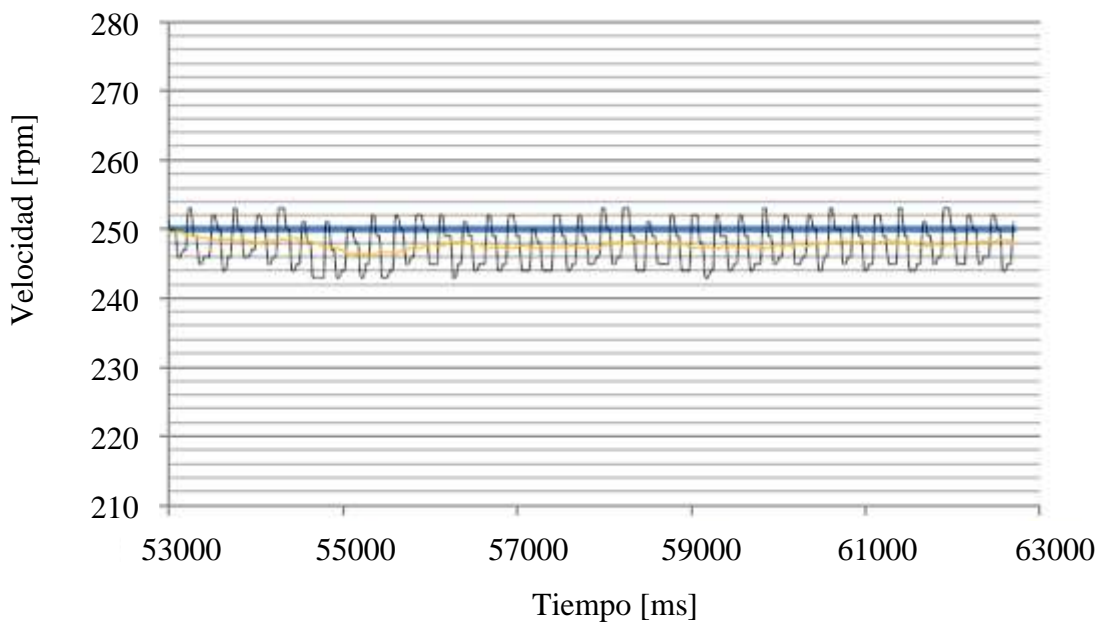


Figura IV.6 Control Neuronal, para 250 rpm (Azul-Velocidad de referencia, Negro-Velocidad medida, Anaranjado-Velocidad medida filtrada).

Para la velocidad angular de 250rpm, en la Tabla IV.1 se presenta un resumen de los rangos de variación, de la velocidad angular del motor, obtenido con los distintos modos de control. Par el control PID se consiguió una reducción del 72.73% con respecto al control a lazo abierto y con el control neuronal la reducción fue del 86.37%. Cabe aclarar que el controlador neuronal redujo las variaciones de velocidad en las distintas velocidades, mientras que el control PID solo mejoró la regulación.

Tabla IV.1 Resumen de rangos de variación de velocidad angular.

Modo de control	Rango de variación (rpm)	Porcentaje
Lazo abierto	22	100.00
Control PID		27.27
Control neuronal	3	13. 3

I .2 Conclusiones

La implementación del Controlador Directo basado en Redes Neuronales Artificiales permitió disminuir las variaciones de velocidad, de un motor BLDC, operado al 6.25% de su velocidad nomina. La reducción en el rango de variación de velocidad, con respecto a la lograda con el control PID, fue del 50%.

El periodo de adaptación (de los coeficientes de peso), fue inferior a dos segundos y pasado ese periodo, la regulación de velocidad del controlador neuronal mantiene un desempeño consistente para distintas referencias de velocidad.

A diferencia del Control PID, el controlador neuronal tiene la capacidad de reducir las variaciones de velocidad para distintas referencias de velocidad y pasado el periodo de adaptación no requiere de ajustes adicionales.

Se implementó el controlador neuronal en un micro-controlador, sin que fuera necesario utilizar dispositivos más poderosos como el DSP o el FPGA.

1.3 Trabajos futuros

Este trabajo se limita a compensar las variaciones de velocidad producidas por las variaciones de torque intrínsecas a la construcción del motor BLDC. Se visualiza la utilidad de extender este estudio para incluir aplicaciones de carga variable como son las máquinas de coser y los compresores.

Las estrategias de control para los motores BLDC y Síncronos son totalmente distintas y esto se debe principalmente a que las fuerzas electro motriz que producen son diferentes (trapezoidal en el BLDC y senoidal en el Síncrono), sin embargo al tomar en cuenta la similitud en la construcción de estos motores, se propone la posibilidad de diseñar una estrategia de control que sea aplicable para ambos motores.

Utilizando como base la regulación de velocidad, se proyecta realizar investigación dirigida a utilizar los motores BLDC en aplicaciones de posicionamiento (tradicionalmente estos motores se utilizan en tareas que involucra la regulación de velocidad).

Para disminuir los costos de implementación, se puede reemplazar el módulo de desarrollo por un circuito diseñado con los componentes mínimos que requiere esta aplicación. Por esta razón se plantea la conveniencia de diseñar y construir un circuito a la medida.

BIBLIOGRAFÍA

- Ashabani, M.; Kaviani, A.K.; Milimonfared, J.; Abdi, B. 2008. "Minimization of commutation torque ripple in brushless DC motors with optimized input voltage control". International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion, SPEEDAM 2008, Page(s): 250 – 255.
- Bojan Štumberger; Gorazd Štumberger; Miralem Hadžiselimović; Ivan Zagradišnik. 2006. "Torque ripple reduction in exterior-rotor permanent magnet synchronous motor". Journal of Magnetism and Magnetic Materials, Volume 304, Issue 2, September 2006, Pages e826-e828.
- Chih-Kai Huang; Yu Pei-Yu; Hung-Chi Chen. 2007. "Robust BDCM Sensorless Control With Position-Dependent Load Torque". Power Electronics Specialists IEEE CONFERENCES 2007, Page(s): 2739 – 2744.
- Choon-Lih Hoo; Sallehuddin-Mohamed Haris. 2011. "A Brief Survey on Artificial Intelligence Methods in Synchronous Motor Control". Applied Mechanics and Materials Volumes 52 - 54, pp 198 - 203.
- Dönmezer, Y.; Ergene, L.T. 2009. "Cogging torque analysis of interior-type permanent-magnet brushless DC motor used in washers". Advanced Electromechanical Motion Systems & Electric Drives Joint Symposium, ELECTROMOTION 2009, Page(s): 1 – 6.
- Gamazo-Real José Carlos; Vázquez-Sánchez Ernesto; Gómez-Gil Jaime. 2010. "Position and Speed Control of Brushless DC Motors Using Sensorless Techniques and Application Trends". Sensors 10, no. 7: 6901-6947.
- Guangwei Meng; Hao Xiong; Huaishu Li. 2009. "Commutation torque ripple reduction in BLDC motor using PWM_ON_PWM mode". International Conference on Electrical Machines and Systems, ICEMS 2009, Page(s): 1 – 6.
- Gulalo George. 2004. "Electric Motor Market in North America, 2002 & 2007". Motion Tech Trends, Market Model Study.
- Hai-Jiao Guo; S. Sagawa; T. Watanabe; O. Ichinokura. 2002. "A novel position sensorless driving system of brushless DC motors based on neural networks". IECON 02, Vol.3, pages: 2063 – 2067.
- R. A. Gupta; Rajesh Kumar; Ajay Kumar Bansal. 2010. "Artificial intelligence applications in Permanent Magnet Brushless DC motor drives". Artificial Intelligence Review, 175 - 186.
- 43 Regulación de velocidad con torque constante, basada en un controlador directo con Redes Neuronales Artificiales, para un motor BLDC

- Haifeng Lu; Lei Zhang; Wenlong Qu. 2008. "A New Torque Control Method for Torque Ripple Minimization of BLDC Motors With Un-Ideal Back EMF". IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 23, Issue: 2, Page(s): 950 – 958.
- Ilhwan Kim; Nobuaki Nakazawa; Sungsoo Kim; Chanwon Park; Chansu Yu. 2008. "Compensation of torque ripple in high performance BLDC motor drives". Control Engineering Practice, Volume 18, Issue 10, October 2010, Pages 1166-1172.
- Jianbo Cao; Binggang Cao; Peng Xu; Shiqiong Zhou; Guifang Guo; Xiaolan Wu. 2008. "Torque ripple control of position-sensorless brushless DC motor based on neural network identification". 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, ICIEA 2008, Page(s): 752 – 757.
- Jin-soek Jang; Byung-taek Kim. 2009. "Minimization of torque ripple in a BLDC motor using an improved DC link voltage control method". 31st Conference on Telecommunications Energy, INTELEC 2009, Page(s): 1 – 5.
- Juan Wang; Hongwei Liu; Yuran Zhu; Bo Cui; Huijuan Duan. 2006. "A New Minimum Torque-ripple and Sensorless Control Scheme of BLDC Motors Based on RBF Networks". 5th International Conference on Power Electronics and Motion Control, IPEMC 2006, Volume: 2, Page(s): 1 – 4.
- E. Kaliappan; C. Sharmeela. 2010. "Torque Ripple Minimization of Permanent Magnet Brushless DC Motor Using Genetic Algorithm". Communications in Computer and Information Science, 1, Volume 102, Power Electronics and Instrumentation Engineering, Part 2, Pages 53-55.
- Zhi Liu; Hong Guo; Dayu Wang; Zhiyong Wu; Jinqun Xu. 2010. "Active-Disturbance Rejection Control of Brushless DC Motor Based on BP Neural Network". ICECE 2010, pages: 3253 – 3256.
- Y. Liu; Z.Q. Zhu; D. Howe. 2005. "Direct torque control of brushless DC drives with reduced torque ripple". IEEE Transactions on Industry Applications, 41 (2). pp. 599-608.
- N. Muruganantham; S. Palani. 2010. "State Space Modeling and Simulation of Sensorless Permanent Magnet BLDC Motor". International Journal of Engineering Science and Technology, Vol. 2(10), 5099-5106.
- Narendra, K.S.; Parthasarathy, K. 1990. "Identification and control of dynamical systems using neural networks". IEEE Transactions on Neural Networks, Volume: 1, Issue: 1, Page(s): 4 – 27.

- Phung-Hung Nguyen; Yun-Chul Jung. 2007. "Automatic berthing control of ship using Adaptive Neural Network". International Symposium on Electrical & Electronics Engineering, Oct 24, 25 2007 - HCM City, Vietnam, Track 1: AUTOMATIC CONTROL, Pages 67-73.
- Salem, M.M.; Atia, Y.; Zahran, M.B.; Zaki, A.M. 2004. "Real-time implementation of on-line trained neuro-controller for a BLDC motor". Proceedings of the IEEE International Conference on Mechatronics, ICM '04, Page(s): 154 – 158.
- Samoylenko, N.; Qiang Han; Jatskevich, J. 2008. "Dynamic Performance of Brushless DC Motors With Unbalanced Hall Sensors". IEEE Transactions on Energy Conversion, Volume: 23, Issue: 3, Page(s): 752 – 763.
- Tewari, S.V.; Indu Rani, B. 2009. "Torque Ripple Minimization of BLDC Motor with Un-Ideal Back EMF". 2nd International Conference on Emerging Trends in Engineering and Technology (ICETET2009), Page(s): 687 – 690.
- V. Tipsuwanporn; W. Piyarat; C. Tarasantisuk. 2002. "Identification and control of brushless DC motors using on-line trained artificial neural networks". IEEE Power Conversion Conference, PCC Osaka 2002. Vol.3, page(s): 1290 – 1294.
- V M Varatharaju; B L Mathur; K.Udhayakumar. 2011. "A comparative Study with modeling and Simulation of Torque Ripple Reduction Techniques in BLDC Motor". European Journal of Scientific Research, Vol.52 No.3, pp.295-305.
- Xianzhong Cui; Shin, K.G. 1993. "Direct control and coordination using neural networks". IEEE Transactions on Systems, Man and Cybernetics, Volume: 23, Issue: 3, Page(s): 686 – 697.
- Xu Feipeng; Li Tiecei; Tang Pinghua. 2008. "A low cost drive strategy for BLDC motor with low torque ripples". 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, ICIEA 2008, Page(s): 2499 – 2502.
- X.Z. Zhang; Y.N. Wang. 2011. "A novel position-sensorless control method for brushless DC motors". Energy Conversion and Management, Volume 52, Issue 3, pages 1669-1676.
- Zhanyou Wang; Shunyi Xie; Zhirong Guo. 2009. "A Complex Fuzzy Controller for Reducing Torque Ripple of Brushless DC Motor". Lecture Notes in Computer Science, Volume 5754, Emerging Intelligent Computing Technology and Applications, pages 804-812.

Apéndices

APÉNDICE “A”

ESPECIFICACIONES DEL MOTOR BLDC (MODELO 42BLS01-001)

Specifications		Conditions	
Item	Specifications		Conditions
N° phase	3		
No. of poles	6		
Rated voltage	12 VDC		
Rated speed	8200 RPM		
No load current	0.5A		
Rated speed	4000 RPM \pm 5%		
Rated torque	0.0626 N m		
Torque constant	0.0188 N m/A		
Resistance line to line	0.44 ohms \pm 10% at 20°C		
Inductance line to line	0.51 mH \pm 20%		
Peak torque	0.19 N.m		
Rotor inertia	24 g.cm ²		
Mass	0.3 Kg		
Dielectric strength	500 VDC		1 minute
Insulation class	Class B		
Insulation resistance	100 Mohm min.		
Winding type	Delta		
Full effect angle	3 x 120°		
Radial force max	28N		30 mm range
Axial force max	10N		

Wiring diagram		Lead gauge
Lead color	Function	
YEL	Phase U	UL1007
RED	Phase V	AWG20
BLK	Phase W	
RED	+all +5V	
BLU	-all sensor 1	UL1007
GRN	-all sensor 2	AWG20
WT	-all sensor 3	
BLK	-all GND	

42BLS01-001

Tolerances générales: \pm 0.1

Manière:

Echelle:

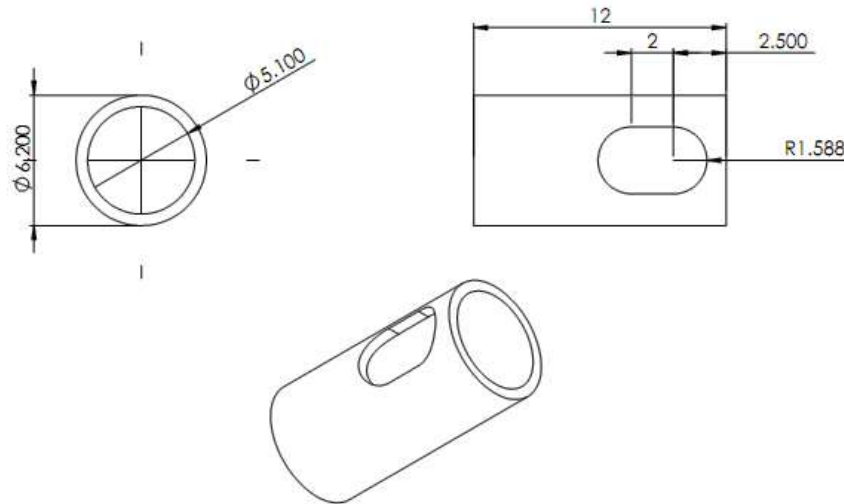
TECMOTION
 14/7, rue Marcel MERIEUX
 69007 LYON
 Tel: 04 78 25 28 09
 Fax: 04 78 72 25 77

Mo	Création	Date
Type	Revisions	Date

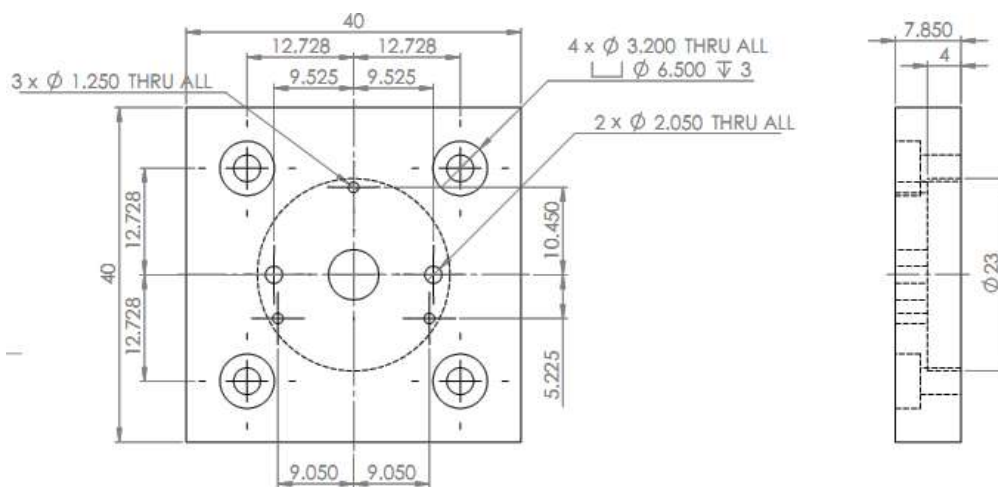
APÉNDICE “B”

PIEZAS PARA EL ACOPLAMIENTO MECÁNICO DEL ENCODER CON EL MOTOR

ACOPLAMIENTO DEL EJE DEL MOTOR



PLACA DE SOPORTE



APÉNDICE “C”

ESPECIFICACIONES DEL MICRO-CONTROLADOR AVR ATXMEGA128A1

Specifications of ATxmega128A1

Flash (kbytes)	128 Kbytes	Pin Count	100
Max. Operating Frequency	32 MHz	Cpu	8-bit AVR
# Of Touch Channels	16	Hardware Qtouch Acquisition	No
Max I/o Pins	78	Ext Interrupts	78
Usb Speed	No	Usb Interface	No
Spi	12	Twi (i2c)	4
Uart	8	Graphic Lcd	No
Video Decoder	No	Camera Interface	No
Adc Channels	16	Adc Resolution (bits)	12
Adc Speed (ksps)	2000	Analog Comparators	4
Resistive Touch Screen	No	Dac Channels	4
Dac Resolution (bits)	12	Temp. Sensor	Yes
Crypto Engine	AES/DES	Sram (kbytes)	8
Eeprom (bytes)	2048	Self Program Memory	YES
External Bus Interface	1	Dram Memory	Sdram
Nand Interface	No	Picopower	Yes
Temp. Range (deg C)	-40 to 85	I/o Supply Class	1.6 to 3.6
Operating Voltage (vcc)	1.6 to 3.6	Fpu	No
Mpu / Mmu	no / no	Timers	8
Output Compare Channels	24	Input Capture Channels	24
Pwm Channels	24	32khz Rtc	Yes
Calibrated Rc Oscillator	Yes		

APÉNDICE “D”

ESPECIFICACIONES DEL MICRO-CONTROLADOR AVR AT90USB1287

Specifications of AT90USB1287-16MU

Data Bus Width	8 bit	Program Memory Type	Flash
Program Memory Size	128 KB	Data Ram Size	8 KB
Interface Type	2-Wire, SPI, USART	Maximum Clock Frequency	16 MHz
Number Of Programmable I/os	48	Number Of Timers	4
Operating Supply Voltage	2.7 V to 5.5 V	Maximum Operating Temperature	+ 85 C
Mounting Style	SMD/SMT	Package / Case	QFN-64
Minimum Operating Temperature	- 40 C	On-chip Adc	10 bit
Lead Free Status / Rohs Status	Details	Other names	AT90USB1287-MU

APÉNDICE “E”

PRODUCCIÓN DE ARTÍCULOS Y ESTUDIANTES GRADUADOS

- 51 Regulación de velocidad con torque constante, basada en un controlador directo con Redes Neuronales Artificiales, para un motor LDC

Article

A New Adaptive Self-Tuning Fourier Coefficients Algorithm for Periodic Torque Ripple Minimization in Permanent Magnet Synchronous Motors (PMSM)

Alfonso Gómez-Espinosa ^{1,*}, Víctor M. Hernández-Guzmán ², Manuel Bandala-Sánchez ¹, Hugo Jiménez-Hernández ¹, Edgar A. Rivas-Araiza ², Juvenal Rodríguez-Reséndiz ² and Gilberto Herrera-Ruíz ²

¹ Centro de Ingeniería y Desarrollo Industrial, Dirección de Investigación y Posgrado. Av. Playa Pie de la Cuesta No. 702, Desarrollo San Pablo, C.P. 76130 Santiago de Querétaro, Qro., Mexico; E-Mails: mbandala@cidesi.mx (M.B.-S.); hugo.jimenez@cidesi.mx (H.J.-H.)

² Universidad Autónoma de Querétaro, División de Estudios de Posgrado, Facultad de Ingeniería, Cerro de las Campanas s/n, C.P. 76010, Santiago de Querétaro, Qro., Mexico; E-Mails: vmhg@uaq.mx (V.M.H.-G.); erivas@uaq.mx (E.A.R.-A.); juvenal@ieee.org (J.R.-R.); gherrera@uaq.mx (G.H.-R.)

* Author to whom correspondence should be addressed; E-Mail: agomez@cidesi.mx; Tel.: +52-442-211-9800 (ext. 1412).

Received: 25 February 2013; in revised form: 4 March 2013 / Accepted: 11 March 2013 /

Published: 19 March 2013

Abstract: Torque ripple occurs in Permanent Magnet Synchronous Motors (PMSMs) due to the non-sinusoidal flux density distribution around the air-gap and variable magnetic reluctance of the air-gap due to the stator slots distribution. These torque ripples change periodically with rotor position and are apparent as speed variations, which degrade the PMSM drive performance, particularly at low speeds, because of low inertial filtering. In this paper, a new self-tuning algorithm is developed for determining the Fourier Series Controller coefficients with the aim of reducing the torque ripple in a PMSM, thus allowing for a smoother operation. This algorithm adjusts the controller parameters based on the component's harmonic distortion in time domain of the compensation signal. Experimental evaluation is performed on a DSP-controlled PMSM evaluation platform. Test results obtained validate the effectiveness of the proposed self-tuning algorithm, with the Fourier series expansion scheme, in reducing the torque ripple.

Keywords: torque ripple; frequency domain; FOC; self-tuning algorithm; PMSM; DSP

1. Introduction

The Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) market is growing more rapidly when compared to traditional competitors because of lower cost, as well as higher efficiency and reliability. For the sake of energy savings and environmental performance, PMSMs also feature one of the highest torque to loss ratios. These motors are widely used in fast dynamic positioning systems and machine-tool components [1,2]. The main disadvantage of PMSMs is the non-uniformity in the developed torque, known as “torque ripple” [3]. Torque ripple generates speed oscillations which cause system performance deterioration and in machine-tool applications, it can leave visible patterns on high precision machined surfaces [4]. Under the assumption of pure sinusoidal back electromagnetic force (EMF), the conventional Field Oriented Control (FOC) applies constant current references in the synchronous reference frame to produce a constant torque. However, depending on the magnet shape and how well the windings are manufactured, the back-EMF has in practice very different waveforms, which range from almost sinusoidal to trapezoidal. Torque ripple occurs in PMSMs due to non-sinusoidal flux density distribution around the air-gap and the variable magnetic reluctance of the air-gap due to stator slots distribution. These torque ripples change periodically with rotor position and are apparent as speed variations, which degrades the PMSM drive performance, particularly at low speeds because of low inertial filtering [5].

In order to improve the performance of PMSMs and increase its market share, the suppression of the pulsating torque has received much attention in recent years [6–17]. These torque ripple reduction techniques can be divided into two groups: one focusing on the improvement of motor design and the other emphasizing the use of active control of stator current excitation. From the motor design point of view, skewing the stator lamination stacks or rotor magnets, arranging proper winding distributions and incorporating other motor design features reduces cogging torque partially, but does not completely eliminate it. Moreover, special machine design processes add additional complexity to the production process, which results in higher machine cost [18].

The second approach, which is of our interest, concentrates on using an additional control effort to compensate for the periodic torque pulsations. Some methods rely on pre-programmed stator current excitation to cancel torque harmonics. However, accurate information about the PMSM parameters is required, and a small error or variation in these parameters can produce higher torque ripple due to the open-loop control. As an alternative, closed-loop control algorithms with online estimation of parameters and adaptive control algorithms have been proposed to reduce torque ripple. One possible approach relies on a closed-loop speed regulator to attenuate indirectly torque pulsations since all possible sources of torque ripple are observable from rotor speed, and hence this method has potential for complete torque ripple minimization. Repetitive Control techniques incorporate a sinusoidal control component to deal with periodic torque pulsations [19–23] while Iterative Learning Control (ILC) is implemented in the frequency domain to reduce torque ripple, by means of Fourier series expansion [24–29]. Some recent papers deal with learning control algorithms for Permanent

Magnet Step Motors [30–32], by identifying the Fourier coefficients of any truncated approximation and implementing Iterative Learning techniques, providing an experimental comparison for both methods. Adaptive techniques have been proposed based on the spectrum of the torque perturbation using some theoretical developments.

In this paper, a new self-tuning algorithm is developed for determining the Fourier Series Controller coefficients with the aim of reducing the torque ripple in a PMSM, thus allowing for a smoother operation. This algorithm adjusts the controller parameters based on the component's harmonic distortion in the time domain of the compensation signal. The estimated Fourier coefficients are used by a nonlinear controller which achieves accurate and ripple-reduced torque control. Experimental evaluation was performed on a DSP-controlled PMSM evaluation platform and test results obtained verify the effectiveness of proposed self-tuning algorithm, with the Fourier series expansion scheme, in reducing the torque ripple.

This paper is organized as follows: A model of the Permanent Magnet Synchronous Motor is presented in Section 2. The new self-tuning Fourier Coefficient Algorithm is introduced in Section 3. Section 4 describes the experimental setup, and the experimental results are presented in Section 5. Finally, in Section 6 concluding remarks are provided.

2. Model of PMSM

In this section, a standard PMSM model [33] is revised and additional considerations are explained so torque ripple sources are clarified. For a three-phase PMSM, the flux linkages Ψ_{abc} related to the mutual and self-inductances L_s and currents i are given as:

$$\Psi_{abc} = L_s i_{abc} + \Psi_m \quad (1)$$

In matrix form:

$$\begin{aligned} \Psi_{as} &= L_{asas} i_{as} + L_{asbs} i_{bs} + L_{ascs} i_{cs} + \Psi_{asm} \\ \Psi_{bs} &= L_{bsas} i_{as} + L_{bsbs} i_{bs} + L_{bscs} i_{cs} + \Psi_{bsm} \\ \Psi_{cs} &= L_{csas} i_{as} + L_{csbs} i_{bs} + L_{cscs} i_{cs} + \Psi_{csm} \end{aligned} \quad (2)$$

The stator windings voltages \mathbf{u}_{abc} depend on the winding resistance \mathbf{r}_s and flux linkages Ψ_{abc} :

$$\mathbf{u}_{abc} = \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{abc} + \frac{d\Psi_{abc}}{dt} \quad (3)$$

Rewriting this expression in matrix form:

$$\begin{bmatrix} u_{as} \\ u_{bs} \\ u_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d\Psi_{as}}{dt} \\ \frac{d\Psi_{bs}}{dt} \\ \frac{d\Psi_{cs}}{dt} \end{bmatrix} \quad (4)$$

The stator windings are displaced by 120° , and the flux linkages $\Psi_{asm}, \Psi_{bsm}, \Psi_{csm}$ established by the permanent magnet, which are periodic functions of θ_r , are assumed to be sinusoidal with magnitude Ψ_m :

$$\begin{aligned}\Psi_{asm} &= \Psi_m \sin(\theta_r) \\ \Psi_{bsm} &= \Psi_m \sin\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \Psi_{csm} &= \Psi_m \sin\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right)\end{aligned}\quad (5)$$

From Equation (3), assuming L_s is constant:

$$\mathbf{u}_{abcs} = \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{abcs} + L_s \frac{d\mathbf{i}_{abcs}}{dt} + \frac{d\mathbf{\Psi}_m}{dt} \quad (6)$$

Defining $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$, we have:

$$\frac{d\mathbf{\Psi}_m}{dt} = \Psi_m \begin{bmatrix} \omega_r \cos(\theta_r) \\ \omega_r \cos\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \omega_r \cos\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} \quad (7)$$

Hence, in Cauchy form, by using L_s^{-1} :

$$\frac{d\mathbf{i}_{abcs}}{dt} = -L_s^{-1} \mathbf{r}_s \mathbf{i}_{abcs} - L_s^{-1} \frac{d\mathbf{\Psi}_m}{dt} + L_s^{-1} \mathbf{u}_{abcs} \quad (8)$$

Incorporating the transient behavior of the mechanical system, where electric torque T_e , load torque T_L , viscous friction coefficient B_m and inertia moment J are used:

$$T_e - B_m \omega_{rm} - T_L = J \frac{d^2 \theta_{rm}}{dt^2} \quad (9)$$

$$\frac{d\omega_{rm}}{dt} = \frac{1}{J} (T_e - B_m \omega_{rm} - T_L) \quad (10)$$

where mechanical position and velocity are related by $\frac{d\theta_{rm}}{dt} = \omega_{rm}$.

To find the electromagnetic torque developed T_e , where W_{PM} is the permanent magnet energy, the co-energy W_c is used:

$$W_c = \frac{1}{2} [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}] L_s \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + [i_{as} \quad i_{bs} \quad i_{cs}] \begin{bmatrix} \Psi_m \sin(\theta_r) \\ \Psi_m \sin\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) \\ \Psi_m \sin\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \end{bmatrix} + W_{PM} \quad (11)$$

Therefore, we have the following formula to calculate the electromagnetic torque for the three-phase P -pole permanent-magnet synchronous motors:

$$T_e = \frac{P}{2} \frac{\partial W_c}{\partial \theta_r} = \frac{P \Psi_m}{2} \left(i_{as} \cos(\theta_r) + i_{bs} \cos\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) + i_{cs} \cos\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \right) \quad (12)$$

Hence:

$$\frac{d\omega_{rm}}{dt} = \frac{P \Psi_m}{2J} \left(i_{as} \cos(\theta_r) + i_{bs} \cos\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) + i_{cs} \cos\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \right) - \frac{B_m}{J} \omega_{rm} - \frac{1}{J} T_L \quad (13)$$

Using the electrical angular velocity ω_r and displacement “ θ_r ”, related to mechanical angular velocity and displacement as $\omega_{rm} = \frac{2}{p} \omega_r$ and $\theta_{rm} = \frac{2}{p} \theta_r$, results in the following equation:

$$\frac{d\omega_r}{dt} = \frac{P^2\Psi_m}{4J} \left(i_{as} \cos(\theta_r) + i_{bs} \cos\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) + i_{cs} \cos\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \right) - \frac{B_m}{J} \omega_r - \frac{P}{2J} T_L \tag{14}$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$$

Regarding the implicit time reparameterization to express the time functions acceleration and the speed in Equation (14) as functions of the rotor position, the relation rotor position-time is guaranteed to be invertible for the total rotor position (not only for one revolution range), if rotor position is a monotonic function of time like happen for a non-zero angular speed of constant sign.

To control the angular velocity, one regulates the currents fed or voltages applied to the stator windings. To maximize the electromagnetic torque developed, the motor should be fed by a balanced three-phase current set:

$$\begin{aligned} i_{as}(t) &= \sqrt{2}i_M \cos(\omega_r t) = \sqrt{2}i_M \cos(\omega_e t) = \sqrt{2}i_M \cos(\theta_r) \\ i_{bs}(t) &= \sqrt{2}i_M \cos\left(\omega_r t - \frac{2}{3}\pi\right) = \sqrt{2}i_M \cos\left(\omega_e t - \frac{2}{3}\pi\right) = \sqrt{2}i_M \cos\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) \\ i_{cs}(t) &= \sqrt{2}i_M \cos\left(\omega_r t + \frac{2}{3}\pi\right) = \sqrt{2}i_M \cos\left(\omega_e t + \frac{2}{3}\pi\right) = \sqrt{2}i_M \cos\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \tag{15}$$

Generating an electromagnetic torque:

$$T_{emax} = \frac{P\Psi_m}{2} \sqrt{2}i_M (\cos^2(\theta_r) + \cos^2(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) + \cos^2(\theta_r + \frac{2}{3}\pi)) = \frac{3P\Psi_m}{2\sqrt{2}} i_M \tag{16}$$

To produce the specified current, the balanced three-phase voltages are given as:

$$\begin{aligned} u_{as}(t) &= \sqrt{2}u_M \cos(\theta_r) \\ u_{bs}(t) &= \sqrt{2}u_M \cos\left(\theta_r - \frac{2}{3}\pi\right) \\ u_{cs}(t) &= \sqrt{2}u_M \cos\left(\theta_r + \frac{2}{3}\pi\right) \end{aligned} \tag{17}$$

To simplify the control of PMSM, it is a common practice to transform the equations from three-phase voltages u_{abc} to the $qd0$ variables u_{qd0s} for the rotor reference frame [34].

In matrix form, the mathematical model of the PMSM in the rotor reference frame is given as:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{qs}^r}{dt} \\ \frac{di_{ds}^r}{dt} \\ \frac{di_{0s}^r}{dt} \\ \frac{d\omega_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L} & 0 & 0 & -\frac{\Psi_m}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{r_s}{L} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{r_s}{L_{ls}} & 0 & 0 \\ \frac{3P^2\Psi_m}{8J} & 0 & 0 & -\frac{B_m}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs}^r \\ i_{ds}^r \\ i_{0s}^r \\ \omega_r \\ \theta_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -i_{qs}^r \omega_r \\ i_{ds}^r \omega_r \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_{ls}} \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{qs}^r \\ u_{ds}^r \\ u_{0s}^r \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{P}{2J} \\ 0 \end{bmatrix} T_L \tag{18}$$

The required currents to regulate the angular velocity of PMSM and guarantee balanced operating conditions are given as:

$$i_{qs}^r(t) = \sqrt{2}i_M, \quad i_{ds}^r(t) = 0, \quad i_{0s}^r(t) = 0 \tag{19}$$

And assuming that inductances are negligible, the applied voltages should be:

$$u_{qs}^r(t) = \sqrt{2}u_M, \quad u_{ds}^r(t) = 0, \quad u_{0s}^r(t) = 0 \tag{20}$$

2.1. Additional Considerations

In order to understand torque ripple in PMSM we have to reconsider some assumptions from the previous model.

2.1.1. Non-Sinusoidal Flux Linkages

Flux linkages are not perfectly sinusoidal so the electromotive force differs from cosine function and applying cosine currents to the stator windings produces torque ripples. The induced non-cosine electromotive forces e_{abcs} are all assumed to be periodic functions with a peak value E_p [35]:

$$\mathbf{e}_{abcs} = \frac{d\Psi_m}{dt} = E_p \omega_r \begin{bmatrix} f_{as}(\theta_r) \\ f_{bs}(\theta_r - \frac{2}{3}\pi) \\ f_{cs}(\theta_r + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix} \quad (21)$$

where the functions $f_{as}(\theta_r)$, $f_{bs}(\theta_r)$, and $f_{cs}(\theta_r)$ have the same shape as e_{as} , e_{bs} , and e_{cs} with a maximum magnitude of ± 1 .

Since electromagnetic torque is given by:

$$T_e = [e_{as}i_{as} + e_{bs}i_{bs} + e_{cs}i_{cs}] \frac{1}{\omega_r} \quad (22)$$

Using Equation (21), we finally have:

$$T_e = E_p \left[f_{as}(\theta_r)i_{as} + f_{bs}(\theta_r - \frac{2}{3}\pi)i_{bs} + f_{cs}(\theta_r + \frac{2}{3}\pi)i_{cs} \right] \quad (23)$$

where T_e is still independent of frequency, but in this case current waveforms should be calculated to produce constant torque.

2.1.2. Non-Constant Inductances

From Equation (1), electromotive force can be calculated by:

$$\mathbf{e}_{abcs} = \frac{d\Psi_{abcs}}{dt} = \frac{d}{dt} [\mathbf{L}_s \mathbf{i}_{abcs} + \Psi_m] \quad (24)$$

Without assuming constant \mathbf{L}_s :

$$\mathbf{e}_{abcs} = \mathbf{L}_s \frac{d\mathbf{i}_{abcs}}{dt} + \mathbf{i}_{abcs} \frac{d\mathbf{L}_s}{dt} + \frac{d\Psi_m}{dt} \quad (25)$$

The second term from Equation (25) produces torque ripple due to inductance angular variations, and it is associated to differences in winding inductances of the stator.

2.1.3. Stator Yoke Reluctance Variations

From a macroscopic viewpoint, the torque produced in a PMSM is given by [35]:

$$T_e = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL}{d\theta} - \frac{1}{2N^2} \Psi_m^2 \frac{dR}{d\theta} + i \frac{d\Psi_m}{d\theta} \quad (26)$$

As mentioned before, the first term appears when motor construction causes the winding inductance to vary as a function of position, and third term describes the mutual torque that is used to make the motor shaft turn. Additionally the second term describes cogging torque that appears whenever rotor magnetic flux travels through the varying reluctance of stator yokes, attempting to align with the stator teeth or poles independent of any current. When motor shaft is rotated by hand, the pulsations felt are caused by cogging torque.

3. Self-Tuning Fourier Coefficient Algorithm

As stated in the previous section, torque ripples arise from non-sinusoidal flux density distribution around the air-gap and variable magnetic reluctance due to stator slots distribution. These torque ripples change periodically with rotor position and are apparent as speed variations particularly at low speeds.

These periodic torque ripples $T_r(\theta_r)$, with period $\tau = 2\pi$ can be represented in the form of a Fourier series:

$$T_r(\theta_r) = a_0 + \sum_{k=1}^N [a_k \cos(k\theta_r) + b_k \sin(k\theta_r)] \quad (27)$$

where a_0 , a_k , and b_k are unknown constant vectors.

Since cogging torque and harmonic components of the non-sinusoidal electromotive force depend on the slot distribution, torque ripple is a periodic function of the position and can be considered anti-symmetric and modeled by the sinusoidal components.

$$T_r(\theta_r) = \sum_{k=1}^N [b_k \sin(k\theta_r)] \quad (28)$$

Considering the inertia moment of the system I , the acceleration α_r , angular velocity ω_r , in relation to θ_r , are given by:

$$\alpha_r(\theta_r) = \frac{T_r(\theta_r)}{I} = \frac{1}{I} \left(\sum_{k=1}^N [b_k \sin(k\theta_r)] \right) \quad (29)$$

$$\omega_r(\theta_r) = \frac{1}{I} \left(\sum_{k=1}^N \left[-\frac{b_k}{k} \cos(k\theta_r) \right] \right) \quad (30)$$

To compensate for the velocity ripple a control voltage $u(t)$ should be introduced where K_v is the voltage constant:

$$u(\theta_r) = \frac{K_v}{I} \left(\sum_{k=1}^N \left[\frac{b_k}{k} \cos(k\theta_r) \right] \right) \quad (31)$$

Introducing $c_k = \frac{K_v b_k}{Ik}$, the control voltage can be written, as function of the position $\theta_r(t)$, as:

$$u(\theta_r) = \sum_{k=1}^N [c_k \cos(k\theta_r(t))] \quad (32)$$

For each term $c_k \cos(k\theta_r(t))$ the angular position ripple $\theta_{ripp}(t)$ can be approximated by a sinusoidal function, and because of speed variations its temporal representation of $\cos(k\theta_r(t))$ is distorted, thus we can use a measure of its distortion S to iteratively adjust its coefficients c_k until distortion is reduced by regulating $\omega_r(\theta_r)$. Let $\tau = 2\pi$ be the spatial period for a complete mechanical revolution:

$$S = \int_0^\tau \cos(k\theta_{ripp}(t)) dt \quad (33)$$

$$c_k(t) = c_k(t-1) + \delta S \quad (34)$$

This algorithm permits adjusting the control voltage parameters, adapting for changes in the torque ripple, and the parameter δ allows for controlling the adjusting speed.

Demonstration:

While the shape of the cogging torque is a complex function of motor geometry and material properties, here it is approximated by a sinusoidal function and consequently the angular position ripple is also approximated by a sinusoidal function.

Assuming that angular position is given by $\theta_r(t) = \omega_0 t + A \sin(\omega_0 t + \varphi)$, where nominal angular position " $\omega_0 t$ " comes from the nominal constant speed of the rotor " ω_0 ", and the angular position ripple " $A \sin(\omega_0 t + \varphi)$ " corresponds to the angular lag or advance (from nominal angular position), produced by periodic perturbation such as cogging torque. Then the angular velocity ω_r , and angular position ripple θ_{ripp} are given by:

$$\theta_{ripp}(t) = A \sin(\omega_0 t + \varphi) \quad (35)$$

$$\omega_r(t) = \omega_0 + A \omega_0 \cos(\omega_0 t + \varphi) \quad (36)$$

For each term $c_k \cos(k\theta_r(t))$, according to Fourier series methodology, its value is in theory determined by:

$$c_k = \frac{1}{T} \int_0^T \cos(k\theta_{ripp}(t)) \omega_r(t) dt \quad (37)$$

where T represent the temporal period for a complete mechanical revolution.

In practice, $\omega_r(t)$ is not necessarily a periodic function of time and synchronization of the controller to the torque perturbation could be difficult to achieve.

Using Equations (35) and (36) in Equation (37):

$$c_k = \frac{1}{T} \int_0^T \cos(kA \sin(\omega_0 t + \varphi)) (\omega_0 + A \omega_0 \cos(\omega_0 t + \varphi)) dt \quad (38)$$

So:

$$c_k = \frac{\omega_0}{T} \int_0^T \cos(kA \sin(\omega_0 t + \varphi)) dt + \frac{1}{T} \int_0^T A \omega_0 \cos(\omega_0 t + \varphi) \cos(kA \sin(\omega_0 t + \varphi)) dt \quad (39)$$

Recognizing that the second term is equal to zero, because can be rewritten as $\frac{1}{Tk} \int_0^T \cos(u) du$:

$$c_k = \frac{\omega_0}{T} \int_0^T \cos(kA \sin(\omega_0 t + \varphi)) dt \quad (40)$$

Finally:

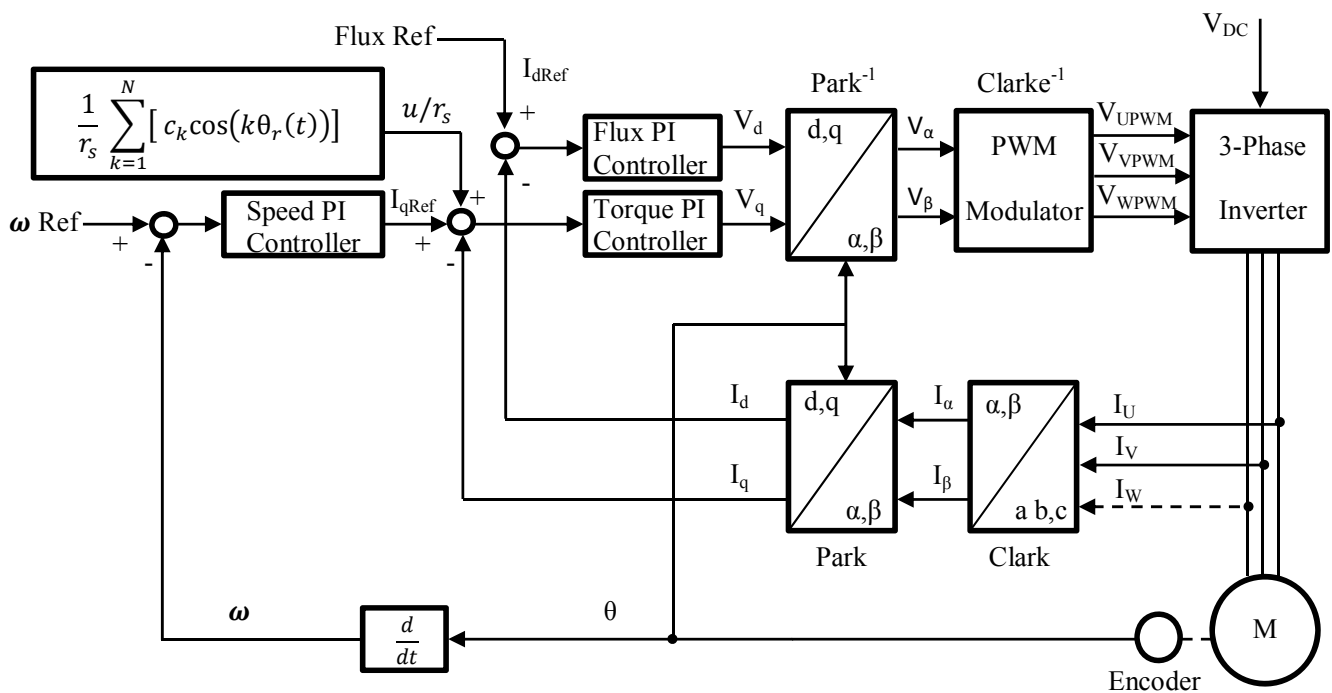
$$c_k = \frac{\omega_0}{T} \int_0^T \cos(k\theta_{ripp}(t)) dt \tag{41}$$

when the rotor speed is not constant or periodic of unknown period it is preferable to replace T by τ to allow for a fix parameter. Furthermore instead of computing $\frac{\omega_0}{T}$, because the angular velocity is changing, the integral term can be used to iteratively adjust the coefficient c , through the gain factor δ as proposed in Equations (33) and (34).

4. Experimental Implementation

Figure 1 shows the overall torque ripple minimization scheme. During the transient state, the Fourier Series Controller is not activated and the Field Oriented Control (FOC) sets the motor in a stable operation.

Figure 1. Block diagram of the Fourier series controller applied to the Field Oriented Control.

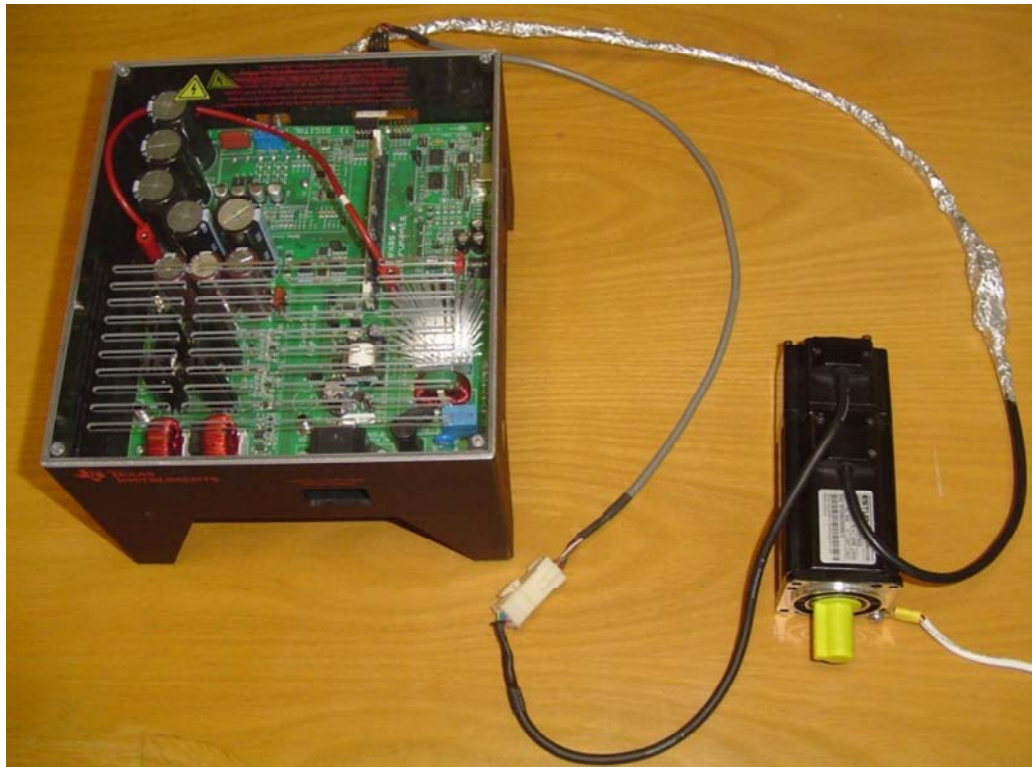


When steady state is reached, the Fourier Series Controller is applied and it provides the additional compensation so as to minimize torque ripple. Conventional PI current controllers that generate the control voltages in accordance with the field oriented control are used in the inner loop. The current controllers work with a sample time of 500 μ s and gains are set as: $K_p = 1$, $K_i = 80$, all variables are considered in per unit values and the δ parameter is set to 0.02.

Figure 2 shows the configuration of the experiments. A TMDSHVMTRPF development system with a F28035 DSP control card is connected to the EMJ-04APB22 four pole pairs Permanent Magnet Synchronous Motor with the following parameters: 200 V, 2.7 A, 400 W maximum power, 300 rpm rated speed, 4.7 Ω , 0.014 H stator resistance and inductance, and 2500 PPR incremental encoder attached. Measurements of the variables were taken at the PWMDAC ports of the TMDSHVMTRPF

development system by using a FLUKE 199C floated oscilloscope-meter, setting the bandwidth to 10 kHz for high frequency rejection. The encoder signals were coupled with a TTL Buffer (SN74LS243N Bus Transceiver), to avoid electric noise that degrades the angular position signal readings.

Figure 2. Experimental setup including the TMDSHVMTRPF development and EMJ-04APB22 PMSM.



The performance evaluation of the controller with the proposed self-tuning algorithm is presented in the following section.

5. Experimental Results

To verify the performance of the proposed self-tuning algorithm with the Fourier series expansion scheme, experiments were performed using the setup described in the preceding section. The experiments were conducted for speeds lower than 10% of the motor's nominal speed. The performance criterion used to evaluate the performance of the proposed scheme for torque ripple minimization is the variation of the angular speed determined from the angular position measurements from the encoder.

The Standard Field Oriented Control

Figure 3 shows the angular position of the motor versus time, the slope of the triangular waveform change reflecting speed variations. In Figure 4 a cosine function of the angular position, with the same frequency as the perturbation fundamental frequency, is plotted against time, showing a distortion shape caused by speed variation that can be used to adjust the Fourier coefficients. Figure 5 presents

the speed ripple, although it is only 1.6% of the reference speed (4.4 rpm of 273 rpm), it is responsible for distorting the previous two waveforms.

Figure 3. Angular position of the motor, at 273 rpm, controlled by Field Oriented Control.

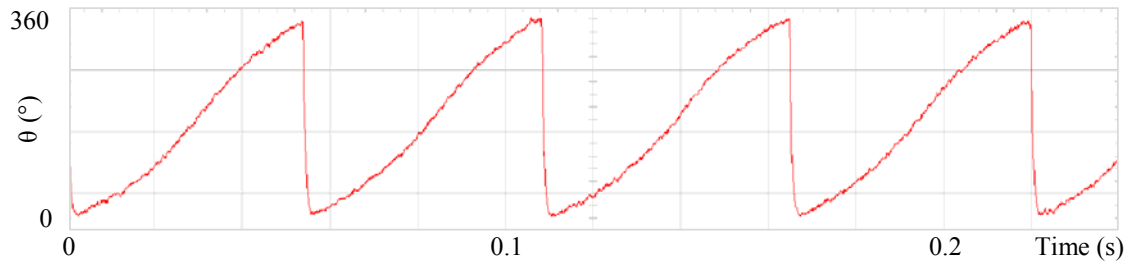


Figure 4. Fundamental cosine term, distorted by speed ripple, for Field Oriented Control.

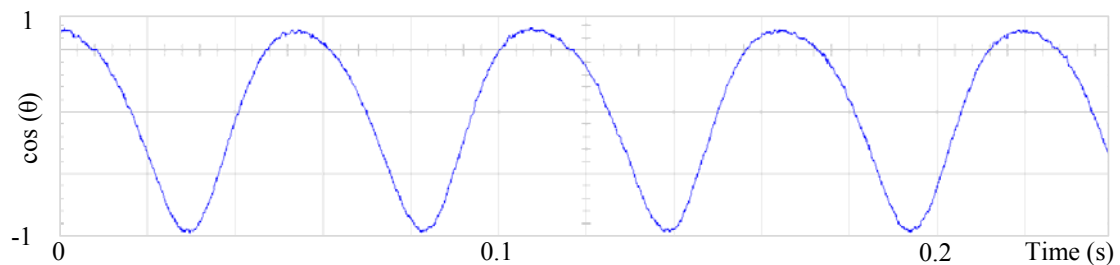
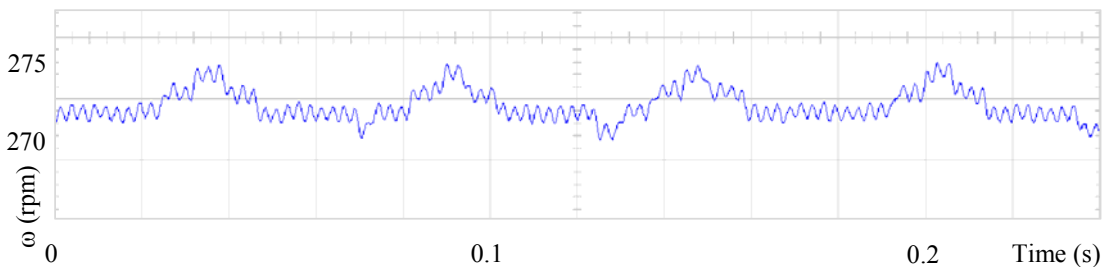


Figure 5. Speed ripple, at 273 rpm, controlled by Field Oriented Control.



The proposed self-tuning algorithm with the Fourier series expansion scheme (for the first two terms) Figure 6 shows a reduction in angular position waveform distortion. Figure 7 verifies that the fundamental cosine function shape also improved. Figure 8 presents a 2 rpm peak to peak speed ripple which is half of the original variation as shown in Figure 5. The waveform in Figure 9 corresponds to the control signal $u(\theta)$ in per unit values.

Figure 6. Angular position of the motor, at 273 rpm, controlled by the proposed scheme, for the first two terms.

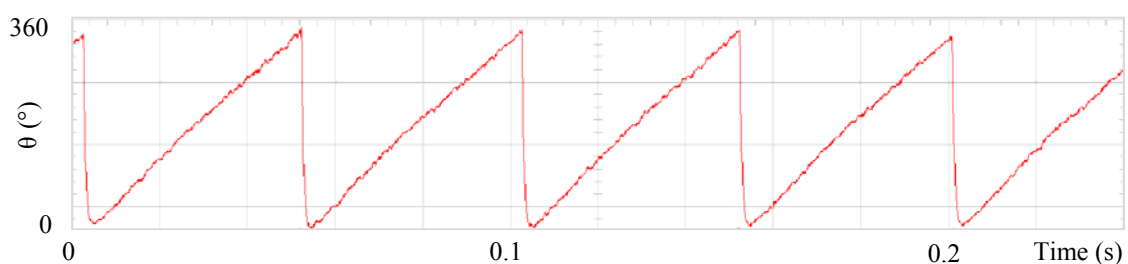


Figure 7. Fundamental cosine term, corrected by the proposed scheme, for the first two terms.

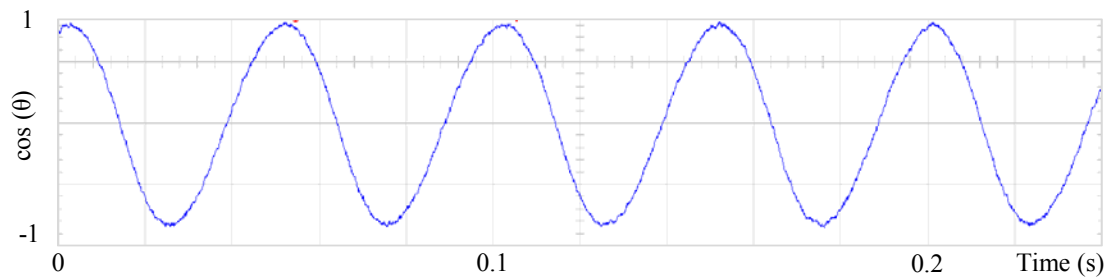


Figure 8. Speed ripple, at 273 rpm, controlled by the proposed scheme, for the first two terms.

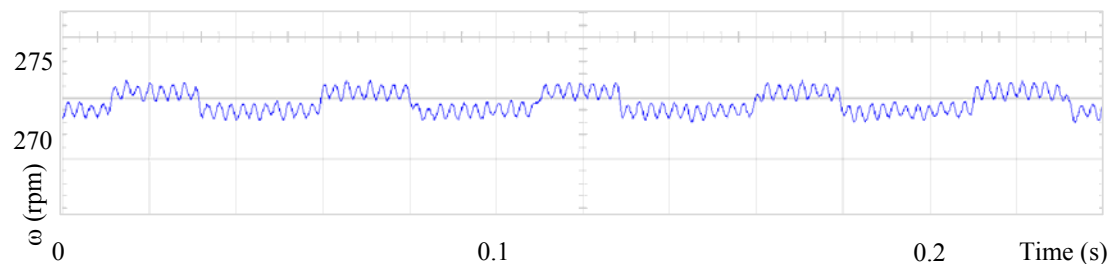
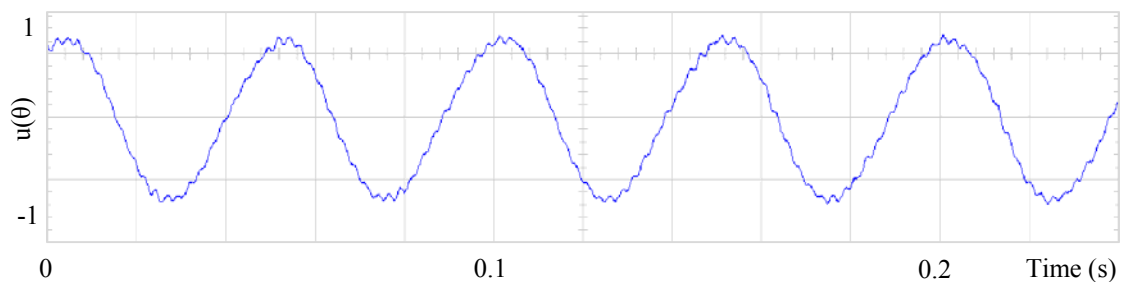


Figure 9. Control signal $u(\theta)$, of the proposed scheme, for the first two terms.



Figures 10–12 shows similar results for the proposed control for the first four terms. Figure 13 presents the control signal $u(\theta)$, although the wave forms in Figures 9 and 13 are substantially different, for this experiment the results are similar and perhaps it is because torque ripple is almost sinusoidal. Figures 14–17 shows that the second and fourth harmonic cosine function shape also improved. Finally Figure 18 shows that speed can be reduced to 2.7% of nominal speed while the motor starts to malfunction at 5.7% of nominal speed with only FOC control.

Figure 10. Angular position of the motor, at 273 rpm, controlled by the proposed scheme, for the first four terms.

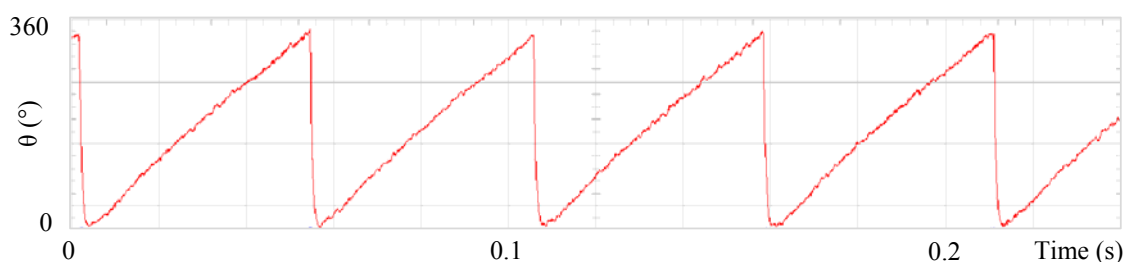


Figure 11. Fundamental cosine term, corrected by the proposed scheme, for the first four terms.

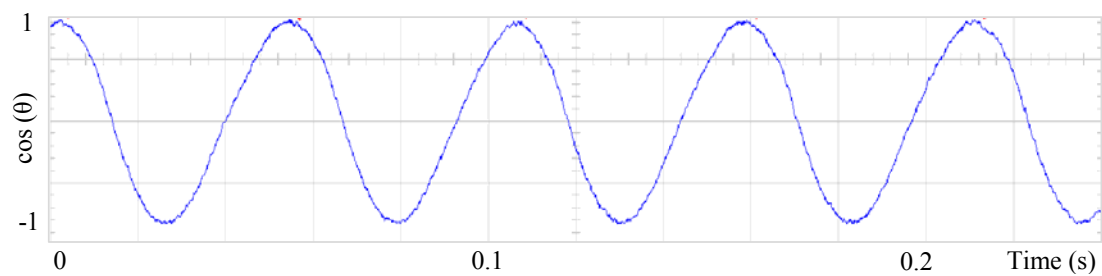


Figure 12. Speed ripple, at 273 rpm, controlled by the proposed scheme, for the first four terms.

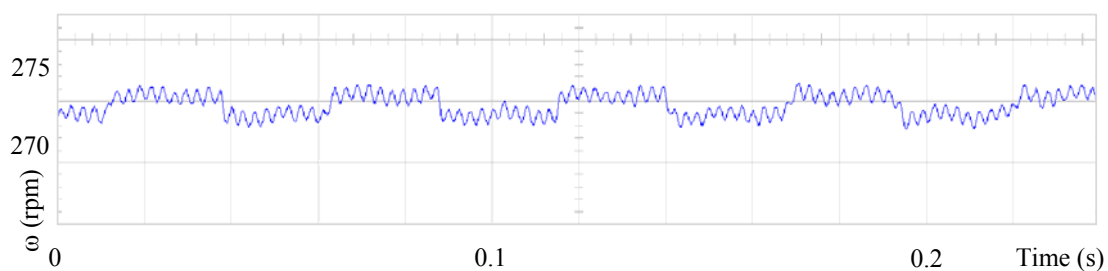


Figure 13. Control signal $u(\theta)$, of the proposed scheme, for the first four terms.

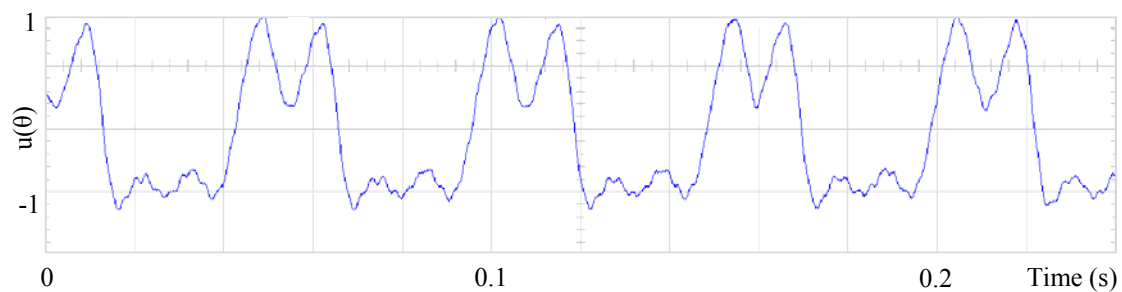


Figure 14. Second harmonic cosine term, distorted by speed ripple, for Field Oriented Control.

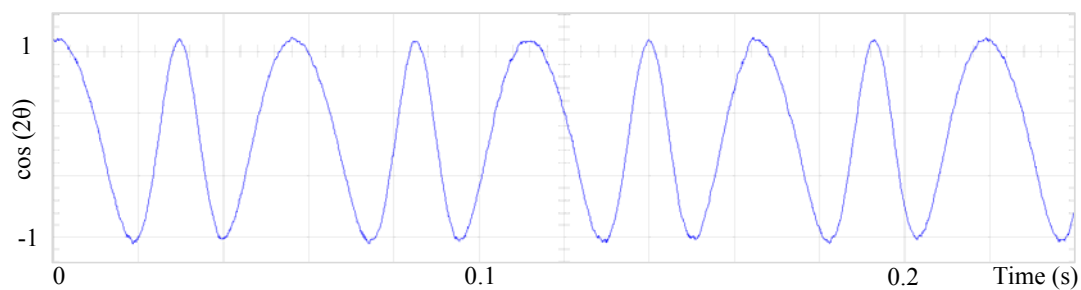


Figure 15. Fourth harmonic cosine term, distorted by speed ripple, for Field Oriented Control.

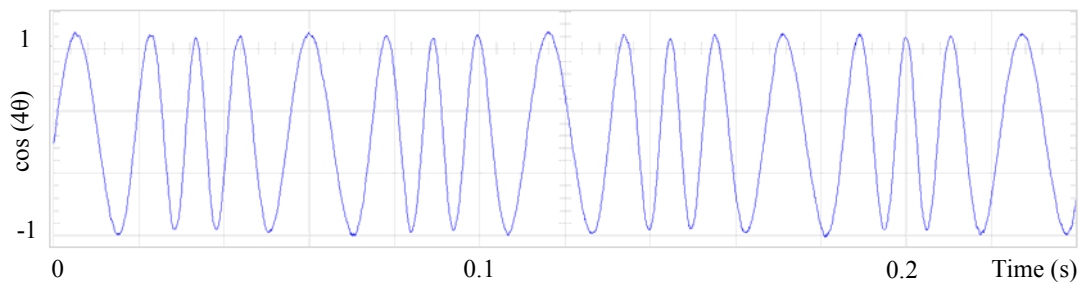


Figure 16. Second harmonic cosine term, corrected by the proposed scheme.

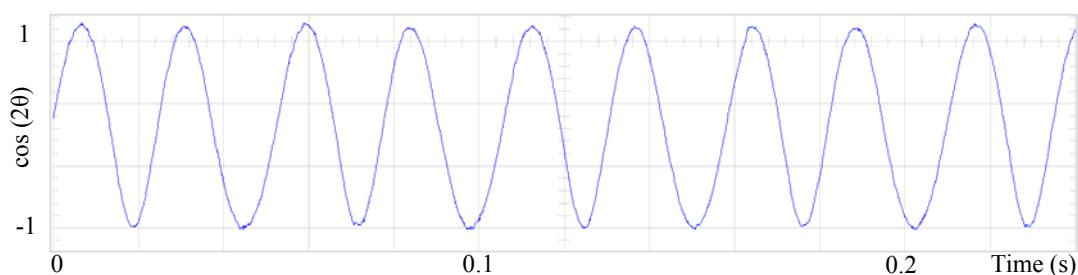


Figure 17. Fourth harmonic cosine term, corrected by the proposed scheme.

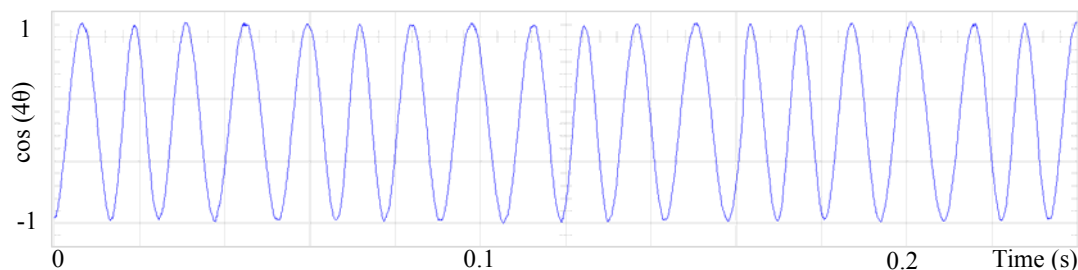
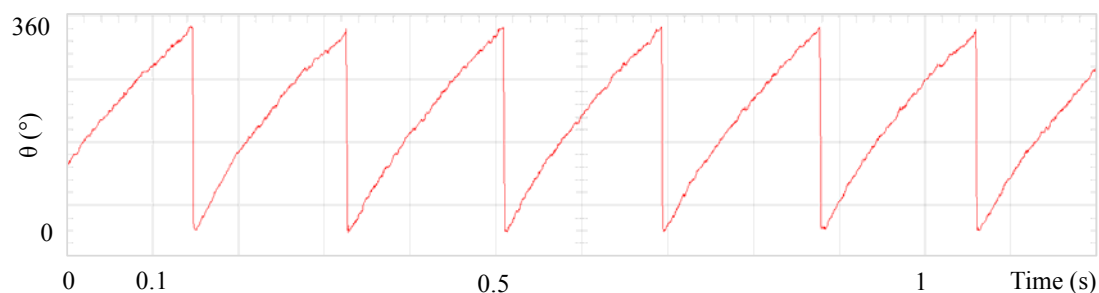


Figure 18. Angular position of the motor, at 80 rpm, controlled by the proposed scheme.



6. Conclusions

In this paper has been presented an adaptive self-tuning algorithm for determining the Fourier coefficients of the controller with the aim of reducing the torque ripple in a PMSM. Its implementation is simple and represents a good alternative for minimizing torque ripple, cogging torque and non-sinusoidal electromotive torque variations due to its periodic nature. The proposed scheme does not require previous knowledge of the motor parameters. The performance of the proposed scheme has

been evaluated through experimentation and test results confirm 50% speed ripple reduction (from 4.4 rpm to 2 rpm peak to peak speed ripple). Further research should be conducted to extend these results to applications where load torque varies as periodic function, which is not considered in this work.

Acknowledgments

We gratefully acknowledge the funding for the publication of this paper provided by the Mexican Council for Science and Technology (Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología; CONACyT), under Register No. 163660. Our thanks also extend to José Enrique Crespo- Baltar for technical advice in the mathematical development of this paper, and to Daisie Hobson for the review of the manuscript and her valuable suggestions.

References

1. Gamazo-Real, J.C.; Vázquez-Sánchez, E.; Gómez-Gil, J. Position and speed control of brushless DC motors using sensorless techniques and application trends. *Sensors* **2010**, *10*, 6901–6947.
2. Dönmezer, Y.; Ergene, L.T. Cogging Torque Analysis of Interior-Type Permanent-Magnet Brushless DC Motor Used in Washers. In Proceedings of the 8th International Symposium on Advanced Electromechanical Motion Systems and Electric Drives Joint Symposium, Lille, France, 1–3 July 2009; pp. 1–6.
3. Nikolay, S.; Han, Q.; Jatskevich, J.J. Dynamic performance of brushless DC motors with unbalanced hall sensors. *IEEE Trans. Energy Conv.* **2008**, *23*, 752–763.
4. Štumberger, B.; Štumberger, G.; Hadžiselimović, M.; Zagradišnik, I. Torque ripple reduction in exterior-rotor permanent magnet synchronous motor. *J. Magn. Magn. Mater.* **2006**, *304*, 826–828.
5. Tewari, S.V.; Indu, R.B. Torque Ripple Minimization of BLDC Motor with Un-Ideal Back EMF. In Proceedings of the 2nd International Conference on Emerging Trends in Engineering and Technology, Maharashtra, India, 16–18 December 2009; pp. 687–690.
6. Zhang, Y.; Zhu, J. Direct torque control of permanent magnet synchronous motor with reduced torque ripple and commutation frequency. *IEEE Trans. Power Electron.* **2011**, *26*, 235–248.
7. Zhang, Y.; Zhu, J. A novel duty cycle control strategy to reduce both torque and flux ripples for DTC of permanent magnet synchronous motor drives with switching frequency reduction. *IEEE Trans. Power Electron.* **2011**, *26*, 3055–3067.
8. Victor, M.H.-G.; Ramón, S.O. PI control plus electric current loops for PM synchronous motors. *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.* **2011**, *19*, 868–873.
9. Rodríguez-Reséndiz, J.; Gutiérrez-Villalobos, J.M.; Duarte-Correa, D.; Mendiola-Santibañez, J.D.; Santillán-Méndez, I.M. Design and implementation of an adjustable speed drive for motion control applications. *J. Appl. Res. Technol.* **2012**, *10*, 180–194.
10. Hoo, C.-L.; Haris, S.-M. A brief survey on artificial intelligence methods in synchronous motor control. *Appl. Mechan. Mater.* **2011**, *52*, 198–203.
11. Lu, H.; Zhang, L.; Qu, W. A new torque control method for torque ripple minimization of BLDC motors with un-ideal back EMF. *IEEE Trans. Power Electron.* **2008**, *23*, 950–958.

12. Cao, J.; Cao, B.; Xu, P.; Zhou, S.; Guo, G.; Wu, X. Torque Ripple Control of Position-Sensorless Brushless DC Motor Based on Neural Network Identification. In Proceedings of the 3rd IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications, Singapore, 3–5 June 2008; pp. 752–757.
13. Wang, J.; Liu, H.; Zhu, Y.; Cui, B.; Duan, H. A New Minimum Torque-Ripple and Sensorless Control Scheme of BLDC Motors Based on RBF Networks. In Proceedings of the 5th International Conference on Power Electronics and Motion Control, Shanghai, China, 14–16 August 2006; pp. 1–4.
14. Kaliappan, E.; Sharmeela, C. Torque ripple minimization of permanent magnet brushless DC motor using genetic algorithm. *Power Electron. Instrum. Eng.* **2010**, *2*, 53–55.
15. Liu, Y.; Zhu, Z.Q.; Howe, D. Direct torque control of brushless DC drives with reduced torque ripple. *IEEE Trans. Ind. Appl.* **2005**, *41*, 599–608.
16. Muruganatham, N.; Palani, S. State space modeling and simulation of sensorless permanent magnet BLDC motor. *Int. J. Eng. Sci. Technol.* **2010**, *2*, 5099–5106.
17. Varatharaju, V.M.; Mathur, B.L.; Udhayakumar, K. A comparative study with modeling and simulation of torque ripple reduction techniques in BLDC motor. *Eur. J. Sci. Res.* **2011**, *52*, 295–305.
18. Kim, I.; Nakazawa, N.; Kim, S.; Park, C.; Yu, C. Compensation of torque ripple in high performance BLDC motor drives. *Contr. Eng. Pract.* **2008**, *18*, 1166–1172.
19. Mattavelli, P.; Tubiana, L.; Zigliotto, M. Torque-ripple reduction in PM synchronous motor drives using repetitive current control. *IEEE Trans. Power Electron.* **2005**, *20*, 1423–1431.
20. Kasac, J.; Novakovic, B.; Majetic, D.; Brezak, D. Passive finite-dimensional repetitive control of robot manipulators. *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.* **2008**, *16*, 570–576.
21. Aghili, F. Adaptive reshaping of excitation currents for accurate torque control of brushless motors. *IEEE Trans. Contr. Syst. Technol.* **2008**, *16*, 356–364.
22. Vladan, P.; Romeo, O.; Aleksandamr, M.S.; Gilead, T. Design and implementation of an adaptive controller for torque ripple minimization in PM synchronous motors. *IEEE Trans. Power Electron.* **2000**, *15*, 871–880.
23. Varatharaju, V.M.; Mathur, B.L.; Udhayakumar, K. Recursive least square algorithm based selective current harmonic elimination in PMBLDC motor drive. *Int. J. Comput. Appl.* **2011**, *30*, 32–38.
24. Qian, W.; Panda, S.K.; Xu, J. Torque ripple minimization in PM synchronous motors using iterative learning control. *IEEE Trans. Power Electron.* **2004**, *19*, 272–279.
25. Panda, S.K.; Xu, J.; Qian, W. Review of Torque Ripple Minimization in PM Synchronous Motor Drives. In Proceedings of the IEEE Power and Energy Society General Meeting-Conversion and Delivery of Electrical Energy in the 21st Century, Pittsburgh, PA, USA, 20–24 July 2008; pp. 1–6.
26. Xu, J.; Cao, W. Improved Tracking Performance of Variable Structure Control Using Fourier Series Based Iterative Learning. In Proceedings of the 38th IEEE Conference on Decision and Control, Phoenix, AZ, USA, 7–10 December 1999; pp. 5140–5145.
27. Xu, J.; Lee, T.H.; Zhang, H.W. Analysis and Comparison of Two Practical Iterative Learning Control Schemes. In Proceedings of the IEEE International Conference on Control Applications, Taipei, Taiwan, 2–4 September 2004; pp. 382–387.
28. Xu, J.; Wang, X.; Lee, T.H. Analysis of Continuous Iterative Learning Control Systems Using Current Cycle Feedback. In Proceedings of the IEEE American Control Conference, Seattle, WA, USA, 21–23 June 1995; pp. 4221–4225.

29. Xu, J.; Lee, T.H.; Nair, N. A Revised Iterative Learning Control Strategy for Robotic Manipulators. In Proceedings of the Asia-Pacific Workshop on Advances in Motion Control, Singapore, 15–16 July 1993; pp. 88–93.
30. Marino, R.; Tomei, P.; Verrelli, C.M. Position Learning Control for Current-Fed Permanent Magnet Step Motors with Uncertainties. In Proceeding of the 10th IEEE International Workshop on Advanced Motion Control, Trento, Italy, 26–28 March 2008; pp. 699–703.
31. Bifaretti, S.; Tomei, P.; Verrelli, C.M. A Global Robust Iterative Learning Position Control for Current-Fed Permanent Magnet Step Motors. In Proceeding of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Bari, Italy, 4–7 July 2010; pp. 30–35.
32. Bifaretti, S.; Iacovone, V.; Rocchi, A.; Tomei, P.; Verrelli, C.M. Global learning position controls for permanent-magnet step motors. *IEEE Trans. Ind. Electron.* **2011**, *58*, 4654–4663.
33. Lyshevski, S.E. *Electromechanical Systems, Electric Machines, and Applied Mechatronics*; CRC Press: Boca Raton, FL, USA, 2000.
34. Krishnan, R. Dynamic Modeling of Permanent Magnet Synchronous Machines. In *Permanente Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*; CRC Press: Boca Raton, FL, USA, 2010; pp. 225–276.
35. Hanselman, D.C. Brushless Motor Fundamentals. In *Brushless Permanent Magnet Motor Design*; Magna Physics Pub.: Hillsboro, OH, USA, 2006; pp. 67–116.

© 2013 by the authors; licensee MDPI, Basel, Switzerland. This article is an open access article distributed under the terms and conditions of the Creative Commons Attribution license (<http://creativecommons.org/licenses/by/3.0/>).



Ciudad Universitaria, Mexico City, August 1, 2013

To whom it may concern,

This is to certify that the article entitled *Design and construction of a didactic 3-DOF parallel links robot station with a 1-DOF gripper* by Alfonso Gómez-Espinosa, Paúl Danilo Lafuente-Ramón, César Rebollar-Huerta, Mario Andrés Hernández-Maldonado, Elías Humberto Olguín-Callejas, Dr. Hugo Jiménez-Hernández, Dr. Edgar Alejandro Rivas-Araiza, and Dr. Juvenal Rodríguez-Reséndiz has been accepted for publication in Vol. 12, Issue 1 of the Journal of Applied Research and Technology, JART (ISSN 1665-6423).

Your faithfully,

DR. FELIPE LARA ROSANO

Editor-in-Chief

Journal of Applied Research and Technology

Design and Construction of a Didactic 3-DOF Parallel Links Robot Station with a 1-DOF Gripper

A. Méndez Espinosa¹, P.D. La Fuente Ramírez², C. Rebollar Huerta³, M.A. Hernández Maldonado⁴, E. Olguín Callejas⁵, J. Jiménez Hernández⁶, E.A. Rivas Araiza⁷, J. Rodríguez Reséndiz⁸

¹ Centro de Ingeniería y Desarrollo Industrial, Dirección de Investigación y Posgrado. Av. Playa Pie de la Cuesta No. 702. Desarrollo San Pablo, C.P. 7130 Santiago de Querétaro, Qro., México.

^{2,3} Instituto Tecnológico y de Estudios Superiores de Monterrey, Departamento de Mecatrónica, Campus Querétaro. Av. Epigmenio González No. 00. Fracc. San Pablo, C.P. 7130 Santiago de Querétaro, Qro., México.

^{7,8} Universidad Autónoma de Querétaro, División de Estudios de Posgrado, Facultad de Ingeniería. Cerro de las Campanas s/n, C.P. 7010, Santiago de Querétaro, Qro., México.

*agomez.cidesi.m Tel.: 222 211 9800. E-mail: 12.

ABSTRACT

The main objective of the construction of a robot station presented in this article is to allow the students to design and produce a feasible to build mechatronic device using robust, low cost components. It is a tool for students to gain experience integrating different mechatronic fields of knowledge, as well as practicing the procedures needed to successfully accomplish their own design. The project starts by describing the target requirements to be achieved by the prototype robot, these requirements will serve as the guideline for the design and manufacturing and testing of the system. The sub-assemblies of the mechanism are analyzed, main technical areas and their processes are discussed individually emphasizing the methods and materials used, then results are presented along with some practical recommendations to extend the scope of the project and improve the performance of the prototype robot. It has been especially important to maintain the didactical approach and design the platform with affordable components that can be easily obtained this is also true for the tools and software used. The article is also intended to introduce the student to industrial design methodology, allowing for different manufacturing processes and robot architectures to be incorporated for the specific scope of the project and the available tools and facilities.

Keywords: Didactic station, prototype, robot, parallel links, mechatronic system.

RESUMEN

El objetivo principal de la estación robótica presentada en este artículo es servir como una plataforma Mecatrónica didáctica, robusta, relativamente económica y actible de construir, para que los estudiantes obtengan experiencia integrando diferentes áreas de la Mecatrónica y practiquen los distintos procedimientos requeridos para lograr exitosamente un diseño propio. El proyecto empieza con la especificación de los objetivos funcionales que la plataforma debe ser capaz de lograr, que a su vez servirán como una directriz para el diseño, posterior manufactura y prueba del sistema. Los subensambles principales del sistema son analizados, las áreas técnicas principales y sus procedimientos son discutidos individualmente haciendo énfasis en los métodos y materiales utilizados, luego los resultados son presentados en conjunto con algunas recomendaciones prácticas para extender el alcance del proyecto y mejorar el desempeño general del robot. Ha sido especialmente importante mantener el enfoque didáctico, así como diseñar la plataforma con componentes que pueden ser fácilmente obtenidos se tuvo el mismo cuidado con las herramientas y los lenguajes de programación utilizados. El artículo está orientado a que el alumno se familiarice con la metodología de diseño utilizada en la industria, permitiendo la incorporación de diversos procesos de manufactura y arquitecturas de robots, así como adaptar el proyecto a los objetivos específicos del curso y a las herramientas e instalaciones disponibles.

1. Introduction

For students to gain experience integrating different mechatronic fields of knowledge, the methodology presented in some papers can be used for mechatronic design [1, 2], electronic design [3], or power electronic or motion control

, or control algorithm implementation [7, 8] unfortunately we didn't find suitable projects, for a complete mechatronic system that can be developed in a one semester course, for the last semesters undergraduate or graduated students.

In order to design and manufacture a functional robotic system, a student should be capable of understanding, analyzing and synthesizing different concepts that deal with basic sciences, mechanics, electronics, control theory and programming, that is a long way to go for any undergraduate or graduated student. One is meant to implement a self-built working design the first option is to take several months or even years of study to acquire all this knowledge. A second option would be to buy a market available robotic kit, usually being the main disadvantages of this option the limited possibilities of experimenting with robotic architectures and the high price one has to pay for the materials' supply chain plus the intellectual property, marketing and engineering courses of the company that puts the pieces together.

A third option is to be presented here, however this is not effortless at all. The student should have to get all the needed materials and apply some knowledge as well, but at the end it will be cheaper and more flexible than buying a robotic kit and easier than designing everything from scratch, so it can be considered as an intermediate alternative to make a working self-built mechatronic system.

The remaining sections of this paper present the development of a robot station according to the following methodology:

Project objectives are stated by specifying the target requirement to be achieved by the manipulator. These objectives are defined following the Project Management Institute PMI recommendations, and should be considered for all the design and manufacturing processes, taking them into account for consideration in any change is made and verified during final acceptance test phase.

A set of selected materials are presented and additional materials such as screws and round head pins may be incorporated by the students.

Functionality of each subsystem is revised and some implementation techniques are discussed. For an industrial approach it is required that the prototype can be disassembled to allow joints bearing and motors to be serviced or repaired when it is needed.

The students select a CAD software to be used for the mechanical design by using its dimensions of the different links are defined and modified in order to meet the prototype specifications. The mechanical design starts with the arms of the robot, focusing on the dimensions of its links. Once the arms are designed the base should be planned to provide stability and support.

After pieces are designed and verified in the 3D environment, 2D engineering descriptive drawings are created. The pieces can be milled and cut or machined depending on the selected production processes and available facilities.

Several assembly processes are used to put the pieces together, including creating holes where screws are required and attaching some components by pressure or epoxy gluing.

The electrical design is performed to specify the power supply, PC and required wiring, and then the electrical system is implemented.

The control board Arduino platform is programmed to control the prototype robot, and the programming can be further developed for more challenging applications in accordance to the specific objectives of the course.

The final acceptance tests of the robot station are accomplished to verify its performance.

2. System specification

2.1 System Target Requirements

As an example of some target requirements to be achieved by the manipulator, it should be able to:

Reach any object at least 10 cm from the servomotor axis.

Achieve a precision of 0.1 cm for repetitive movements.

Be able to lift at least 10 g of its own weight, not considering power supplies.

Maximum time of 3 seconds to get from any position (x, y, z) to any position (x', y', z') .

variable speed control of the movements.

3DOF plus a 1 DOF gripper to lift the specified weight.

Manipulators could be designed to allow for servomotors and bearings to be disassembled or service or replacement.

These requirements are considered in all the design and manufacture process, taking them into account or negotiation in any change is to be made and verified during final acceptance test phase.

2.2 Materials

The main selected materials for the proposed platform are listed in Table 1 and shown in Figure 1:

Description	Quantity	"Supplier" / PN
Servomotor 3.5 kg*cm	3	"Power HD" HD-3001HB
Servomotor 0.8 kg*cm	1	"Power HD" HD-1440A
Bearing 1/2" x 3/16"	3	"DMF" R3ZZ
Acrylic turntable 4 1/4 "	1	"ATP" 0200-0020-1150
ARDUINO UNO	1	"Smart Projects" U00001879
Foamed PVC 12" x 12" x 1/4 "	3	"SINTRA" "TROVICEL"

Table 1. List of materials for the robotic station.

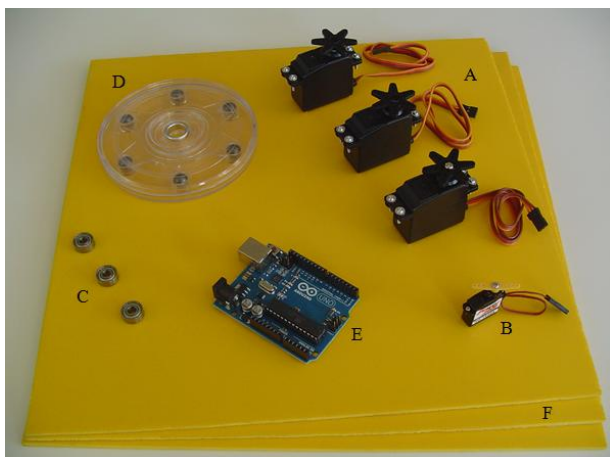


Figure 1. Main materials for the robotic station
 A Servomotors D 3001 , Servomotor D 1 0A,
 C bearings, D Turntable, E ARDUINO, F Foamed
 P C.

2.3 General description and sub-assemblies.

The robot is integrated by the following main sub-assemblies shown in Figure 2 dimensions are only shown as an example and they should be determined by the student during the mechanical design phase:

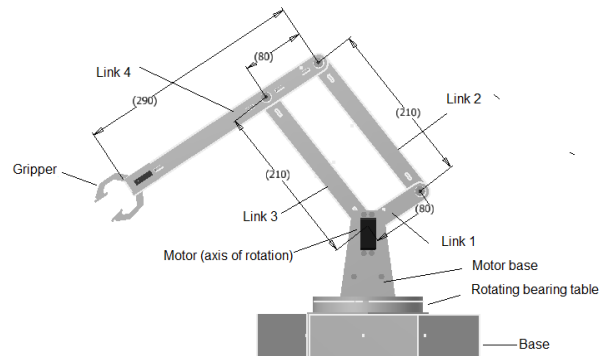


Figure 2. Main subassemblies of robotic station.

Base: The function of the base is to give support and stability to the robot station it also holds the servo motor to spin the robot in the axis. It should be designed to maximize the contact area with the floor and minimizing its weight.

Rotating Bearing table: The rotating bearing table is intended to allow the free rotation of the main body of the robot by minimizing the friction and supporting the weight of the motor base, motors, links and gripper, resembling the rotating mechanisms in industrial robots.

Motors base: This subassembly is very important and will usually take the longest time to design and improve. The motors are supported here, requiring design and manufacture precision for the alignment of the motor shafts and the distance between the motors. It is attached to the rotating bearing table.

Robot arm (links): The links should be designed in order to accomplish the proposed range their width is also an important characteristic to be considered. As a rule of thumb, links must conserve proportionality to increase the stability and performance of the robot.

Gripper: It is the essential part to assure a good grabbing of the pieces to be manipulated by the robot. In the design a micro servo motor is proposed, which weighs less than 1 gram and has a relatively good torque of 0.8 g cm. To select this servo motor there has to be a tradeoff between these two characteristics. It is also recommended to cover the gripper contact area with a friction material such as foam to increase the grabbing force.

3. Mechanical design

3.1 Design software and methodology

The main recommended tool to be used for the mechanical design is CAD software by using it the dimensions of the different links can be easily tested and modified in order to meet the prototype specifications.

It is essential to have an iterative process between the 2D engineering drawings and the 3D model used to simulate the mechanical limits, advantages and disadvantages of the proposed prototype.

It is recommended to start the mechanical design with the arm of the robot, focusing on the dimensions of its links. Once the arm is designed the base should be planned to provide stability and support. There are some critical assemblies that must be taken care of during the design:

- The axis of the 2 arm servomotors that will power the parallel links must be properly centered.
- The bearings, couplings and joints of the arm and their relative tolerance.
- The attrition of the parts or joints during movements.
- Weight vs. stiffness in the arm links.
- Stability vs. weight in the base.
- Gripper design based on the desired application.

One of the most critical sections is the arm servomotors' position and adjustment, as shown in Figure 3 the space between these two motors

must be minimized and the axis must be centered in order to achieve a soft and precise movement of the arm. This will also help to reduce vibration while moving the arm or lifting weight.

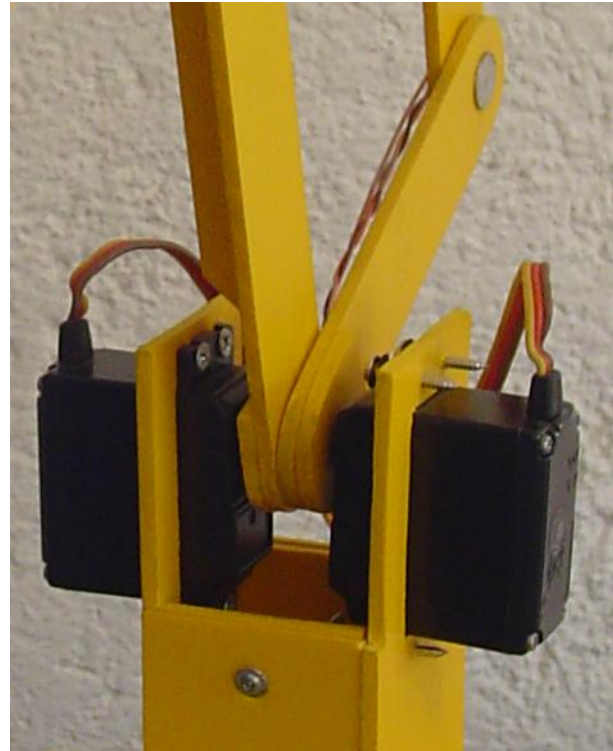


Figure 3. Position and adjustments of the arm servomotors.

It is suggested to design a base to add stability to the arm while keeping its own weight at a minimum. A design example is presented in the Figure 4, as shown the lateral faces of the polygon have been prolonged to give the base more supporting area while reducing its volume.

It is essential that the prototype can be disassembled or repaired in case it is needed. Mechanical design plays an important factor in this matter to resemble industrial criteria. A “plug – socket” configuration is one possibility for the union of different mechanical parts in the prototype, such as the motor base with the rotating bearing table or the lateral sections of the base with the top section, this will give an easy and precise assembly while allowing other parts to be disassembled and assembled any time it is needed.



Figure 3. Example design.

3.2 Manufacturing process

Once the pieces were designed and tested in the 3D environment, 2D engineering descriptive drawings are created. The pieces can be milled and cut, or machined depending on the facilities available and production processes selected, as an example here a laser cutting machine was used, so the procedure is therefore described. After the pieces are completed in AutoCAD it is necessary to change its format to a .dxf and save them in AutoCAD 2007 version, this format is later used by another software called RINOCEROS this program is used to define the final specifications to the laser cutting machine such as the size of the material to be cut, the colors of some lines to define the sequence of cutting area in the material and finally the coordinate origin in the material. The cutting machine shown in Figure 4 as a positioning tolerance better than 0.1mm , it is let us create geometries with high precision and

detail, CAD modeling allows to make the necessary changes to the geometry, thus obtaining a refined model.



Figure 4. Utilized laser cutting machine.

All the parts were manufactured by this laser cutting machine and the material used was coated PVC, which is a light material 0.3g/cm^2 and also rigid enough to meet the design specifications.

To manufacture the L-shaped pieces, the sheets were not bent by placing them a minute into the bending machine, then these had to be molded according to the required geometry.

3.3 Assembly procedure

Several assembly processes can be used to put the pieces together like making holes to the pieces where screws are required for the support components, as an example some motor base rotating bearing tables are shown in Figure 5.

To assemble the base, its components are attached by epoxy glue that allows having a good rigidity. In general, manufacturing processes are not very complex, this is accomplished in most of the efforts are focused in the design phase on doing a sound CAD design and prototyping work the purpose is avoiding future problems in the assembly of the robot, thus saving time and money.



Figure 6. Examples of motor base rotating bearing table assemblies.

4. Electronic design

4.1 Power supply

The utilized power supply was a D.C. 7.5 volts 2 Amp voltage source. The designed PCB includes a voltage regulator to keep the power to the required level, providing a rectified signal that is essential to guarantee the correct operation of the motors and avoid unwanted misbehaviors. The control circuit is fed by an independent source in this case the digital voltage is obtained directly from the master control computer. It is basic to have a reliable power supply in order to guarantee the correct operation of the circuits.

4.2 Printed Circuit Board

The designed printed circuit board is necessary to hold the power supply lines it also provides mechanical support for all the other electronic components: the control circuit, capacitors and the pin connectors for every motor. The PCB design was made in Livewire, this is specialized but lightweight software for the development of printed circuit boards, and it contains the necessary libraries to use all the components of the designed circuit. The first step is to create a schematic circuit of the components with connections that the electric circuit is shown in the Figure 7.

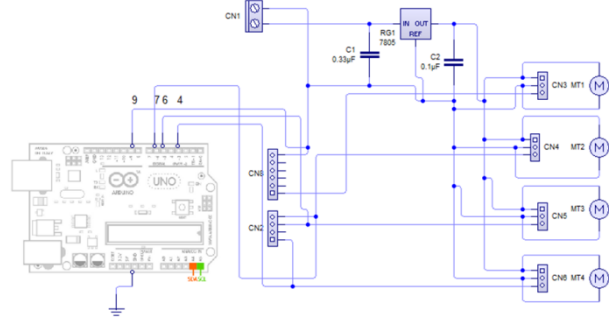


Figure 7. Schematic representation of the electric circuit

The schematic circuit is later imported to another program called PCB Wizard, where circuit traces were created. Additionally, the program creates other schematics that show the final distribution of some components as shown in Figure 8.

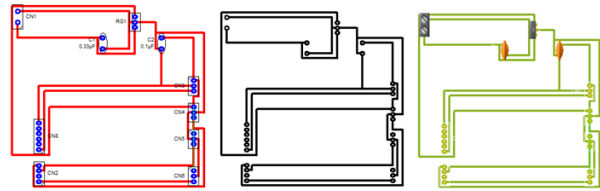


Figure 8. Resulting printed circuit board

4.3 Wiring

The wiring is used to transport the power from the source to the motors, which are in the motor base and the gripper of the robot. Wires should be rigid enough to accompany the movement of joints and avoid interference to the movement of the links. Wire wrap was used for the wiring that is a 30 AWG cable. Wires were attached using epoxy glue, which provides a good support to the cables and reduction of vibrations.

The motors' female pin connectors and the Arduino are fixed to the PCB with header pin connectors that are welded to the PCB.

The cable attachment allows free movement of the joints of the robot, the location of these cables is important to avoid some failure caused by the movement of the robot. All the movement routines were tested successfully, with no interference of the cables.

5. Programming

5.1 Architecture

Two programs were developed to control the system, an Arduino code and a Central Control code. The Arduino code, is intended to generate the basic signals to control the servomotors position, while Central Control code could perform more complex tasks that involves heavy processing in case of requiring a difficult to compute trajectory that might consume considerable processor resources. Any microcontroller might be used for the position control the microcontroller program receives the position of the different motors through commands from the Central Control program. The Central Control program also works as a user interface. This kind of distributed processing was tested for the following reasons:

To increase modularity of the software architecture.

Reduce microcontroller processing requirements.
Allow for better user interface possibilities.

If any microcontroller besides Arduino is selected, it avoids the repetitive use of specialized hardware programmers in case reprogramming of the robot behavior is needed given that microcontroller is just programmed once. Microcontroller plus robot can be seen as one big block, having to deal with the programming just in the host PC, thus decreasing development time.

Possibility of further application development: allowing easier peripheral implementation such as with video cameras or voice recognition that require more powerful processing, and that also have protocols and libraries totally documented or traditional operative systems.

5.2 Communication to Central Control program

The communication between the robot "brain" and the servomotor controller was implemented on the well known RS 232 protocol. An open source library called Ln COMM, which is authorized under GNU license by Fernando Puigcic, compiled and executed on Windows. The serial communication

is configured to 115200 bps, 8 bits, one stop bit, and no flow control.

The command is sent with the following structure:
P,PM01,PM02,PM03,PM04 ,

As an example, this is a position command for the servomotors:
P,0700,1230,0100,0000,

The motor positions are sent on an 0,100 interval, position that is read and interpreted by the motor controller positioning the robot as the master control orders. The maximum resolution of the motors is 2° because of the limitations of the control system that standard servomotors have implemented inside. Every character sent is a representation in ASCII code.

5.3 Code Implementation

The code for the control master was developed in C to increase the portability the only additional library besides the standard ones is the already mentioned Ln COMM.

The Arduino code for the motor controller has only one function, to modulate the PWM signal to change its duty cycle, thus moving the servo motors to the desired angle. The positions are commanded by a central control, sent via RS 232. This function is achieved by using a timer in the microcontroller.

In the central controller several functions and routines were implemented, the main are described below:

Send command function: It will read the motors' positions from an array or a pointer and will convert them into ASCII to send the command, by using Ln COMM library it sends the complete command in the specified format using delimiters between each motor position via RS 232. If the microcontroller is programmed to send any message back to confirm the data reception, the data should be read from the port buffer, otherwise an overflow and execution time error might occur. This routine is the base to build other functions, such as:

1. *Go home*: Send its coordinates to the robot it goes to a basic known position that is usually called "home"
2. *Joint coordinate motion*: By pressing keys, such as 'Q' and 'W', the user is able to move each joint of the robot an assigned step size. It is easily accomplished by changing the motors' position in the array or pointer assigned.
3. *Send servos position*: It allows the user to send a value to each joint of the motor, it is especially useful if a previous sequence's point wants to be proved in a new sequence.
4. *Set speed*: Changes the step size of joint coordinate motor, and the speed of execution of a sequence.
5. *Save points*: It is based on joint coordinate motion function. By moving the motors to the desired position, the robot interacts with its environment, and then a sequence of points is saved to be played later. It works very similarly to an industrial robot teach pendant.
6. *Play sequence*: It plays the saved points sequence from command at a given speed in command.
7. *Play sample sequence*: A fixed routine can be directly written to the main program as a macro. It is especially useful if you need to demonstrate your robot's skills in a predetermined way.
8. *Print points*: Useful for debugging purposes

5.4 Physical motor setting

This section is very important for an accurate positioning of the robot. On the datasheets of standard servomotors, the digital PWM controls are specified. Its maximum frequency is 2 kHz, and the duty cycle is modulated linearly according to the set point position. Just to say an example a duty cycle of 0% will take the motor to an angular position of 0° and a duty cycle of 100% will take the motor to a 180°. This is the theory, however, because of the diversity of methods and manufacturers, the variability of the real results of the control have a significant variance, for example to get the limit positions or reverse frequencies. This implies that for a better precision real life testing should be done, registering the real positions according to the PWM control signal as accurately as possible to test the real range, its effective resolution, and its maximum and minimum reverse frequency. This procedure was

allowed to ensure the real life accuracy of the motors once they are mounted on the robot.

6. Results

The proposed didactic mechatronic platform has been tested for last semester undergraduate Mechatronic courses, allowing for completing the project during one semester period of time and providing enough flexibility to test different robot architectures and manufacturing processes. As an example, two robot prototypes are shown in Figure 9.



Figure 9. Example of two robot prototypes.

7. Conclusions

The proposed didactic platform and methodology can be used to introduce the student to the industrial design procedures, allowing for different manufacturing processes and robot architectures to be incorporated for the specific scope of the course and the available tools and facilities. It is possible to incorporate topics such as kinematics and dynamics and further application development or easier peripheral implementation such as with video cameras or voice recognition.

Two programs were developed to control the system, an Arduino code and a Central Control

Acknowledgements

The authors would like to thank the help of Daisie Robson and Andrea Méz Sierra for the review of the manuscript and their valuable suggestions.

References

- 1 M. E. Escobar, J. Rubio, and J. C. García Parada, "Analysis of the Stabilization System of Mimbot Biped", *Journal of Applied Research and Technology*, vol. 10, No. 2, April, 2012, pp. 20-21
- 2 J. Aragón González, A. Canales Palma, A. Lenalucía, and J. R. Morales Gómez, "Design of a Torque Generating Mechanism", *Journal of Applied Research and Technology*, vol. 9, No. 2, August, 2007, pp. 7-13
- 3 M. Pérez Cavarra, and E. Estudillo Amora, "Development of a data acquisition system for an oceanographic buoy", *Journal of Applied Research and Technology*, vol. 7, No. 2, August, 2009, pp. 193-201
- R. Damián, J. Calva, M. Saelos, J. Castillo, and S. Quintana, "Meteorological Unit for Didactic Uses (UMUD)", *Journal of Applied Research and Technology*, vol. 2, No. 3, December, 2004, pp. 2-10
For an electronic conference article when there are no page numbers
- J. Rodríguez Reséndiz, J. M. Gutiérrez Illalobos, D. Duarte Correa, J. D. Mendiola Santibañez, and I. M. Santillán Múndez, "Design and Implementation of an Adjustable Speed Drive for Motion Control Applications", *Journal of Applied Research and Technology*, vol. 10, No. 2, April, 2012, pp. 180-191
- J. Rodríguez Reséndiz, J. Herrera Ruiz, and E. A. Rivas Araiza, "Adjustable Speed Drive Project for Teaching a Servo Systems Course Laboratory", *IEEE Trans. Educ.*, vol. 54, No. 4, November, 2011, pp. 7-14
- 7 A. Gómez Espinosa, J. M. Hernández Uzmán, M. Andala Sánchez, J. Jiménez Hernández, E. A. Rivas Araiza, J. Rodríguez Reséndiz, and J. Herrera Ruíz, "A New Adaptive Self-Tuning Fourier Coefficients Algorithm for Periodic Torque Ripple Minimization in Permanent Magnet Synchronous Motors (PMSM)", *Sensors*, vol. 13, No. 3, March, 2013, pp. 3831-3847.
- 8 J. Asada, and J. Foucault, "Direct Drive Robots Theory and Practice", The MIT Press, ISBN 0-262-01088-7, 1987.

Author's Submission Information Center for IEEE-RAM Submission 13-0064

Number	13 00 ID 13 00
Title	Developing Didactic Manipulators in Mec atronics and Robotics Courses
Authors	omez, Al onso 1 820 , imenez, ugo 10 28 , Rivas, Edgar 1 8207 , Rodriguez, uvenal 1 8208 , errera, ilberto 1 820
Current version	1
Status	nder review
Required action by the corresponding author	None
Menu	Cancel Details Files Reviews and publication decisions Contact
Database information	_ide
Submission ID	13 00
Submission number	13-0064
Current version	1
Type o submission	Regular Paper
Status	nder review
Date o latest action or decision	October 21, 2013
Ne t decision due	December 7, 2013
Supervised by	uglielmelli, Eugenio Editor in C ie
Authors	Gomez, Alfonso* (168204), Jimenez, Hugo (106286), Rivas, Edgar (168207), Rodriguez, Juvenal (168208), Herrera, Gilberto (168205)
Title	Developing Didactic Manipulators in Mechatronics and Robotics Courses
Abstract	Didactic Manipulators can be designed and built, in Robotics and Mechatronics courses, to develop students' technical skills. The robot station presented in this article was set up in 2011 for the mechatronics laboratory and has been used to conduct four courses for last semester undergraduate students, allowing for completing the project during one semester and providing enough flexibility to test different robot architectures and manufacturing processes. The student

	<p>assessment of the mechatronics laboratory was carried out in a form of a questionnaire; the results showed that students perceive the course as challenging, Innovative and well balanced regarding theory and practice, giving an evaluation above average for other courses.</p> <p>Students are organized in four-member teams and their project starts by describing the target requirements to be achieved by the prototype robot, these requirements will serve as the guideline for the design and further manufacture and testing of the system. In this article the sub-assemblies of the mechanism are analyzed, main technical areas and their processes are discussed individually emphasizing the methods and materials used, then results are p</p>
eywords	Education Robotics Parallel Robots Manipulators Prototypes
Date irst received	September 19, 2013
Copyrig t trans erred	September 19, 2013
Open Access option	No

Developing Didactic Manipulators in Mechatronics and Robotics Courses

Alfonso Gómez-Espinosa, Hugo Jiménez-Hernández, Edgar A. Rivas-Araiza, Juvenal Rodríguez-Reséndiz, *Member, IEEE*, and Gilberto Herrera-Ruíz

Abstract—Didactic Manipulators can be designed and built, in Robotics and Mechatronics courses, to develop students' technical skills. The robot station presented in this article was set up in 2011 for the mechatronics laboratory and has been used to conduct four courses for last semester undergraduate students, allowing for completing the project during one semester and providing enough flexibility to test different robot architectures and manufacturing processes. The student assessment of the mechatronics laboratory was carried out in a form of a questionnaire; the results showed that students perceive the course as challenging, Innovative and well balanced regarding theory and practice, giving an evaluation above average for other courses. Students are organized in four-member teams and their project starts by describing the target requirements to be achieved by the prototype robot, these requirements will serve as the guideline for the design and further manufacture and testing of the system. In this article the sub-assemblies of the mechanism are analyzed, main technical areas and their processes are discussed individually emphasizing the methods and materials used, then results are presented along with some practical recommendations to extend the scope of the project. It has been especially important to maintain a didactical approach and design the platform with affordable components that can be easily obtained; this is also true for the tools and software used. This approach is also intended to introduce the student to industrial design methodology, allowing for different manufacturing processes to be incorporated for the specific scope of the course and the available tools and facilities.

Index Terms—Engineering education, Robots, Manipulators, Mechatronics, Parallel robots, Prototypes.

I. INTRODUCTION

Didactic manipulators can be designed and built, in Robotics and Mechatronics courses, to develop students' technical skills. Moreover, for students to gain experience integrating different mechatronic fields of knowledge, the methodology presented in some papers can be used for mechanical design [1], [2], electronic design [3], [4], power electronics for motion control [5], [6], or control algorithm implementation [7], [8]. Unfortunately, it is not easy to find

A. Gómez-Espinosa, and H. Jiménez-Hernández are with the Centro de Ingeniería y Desarrollo Industrial (CIDESI), Querétaro 76130, México (e-mail: agomez@cidesi.mx; hugo.jimenez@cidesi.mx).

E. A. Rivas-Araiza, J. Rodríguez-Reséndiz, and G. Herrera-Ruíz are with the Universidad Autónoma de Querétaro (UAQ), Querétaro 76010, México (e-mail: erivas@uaq.mx; juvenal@ieee.org; gherrera@uaq.mx).

suitable projects for a complete mechatronic system that can be developed for a one-semester undergraduate or graduate course.

In order to design and manufacture a functional robotic system, students should be capable of understanding, analyzing and synthesizing different concepts that deal with basic sciences, mechanics, electronics, control theory and programming. Traditionally it would take several months or even years of engineering development to create a well-functioning design.

A second option would be buying easily available robotic kits [9], [10], laboratory and industrial didactic platforms [11], [12], or using robotic platforms [13], [14]. The main disadvantages of this approach are the limited possibilities for experimenting with robotic architectures and the high cost, between \$200 and \$4000 USD. Additionally, the use of mobile phones to build low-cost robots was proposed [15], but this approach does not specify suitable components to assure that the project will be completed within one semester.

The option presented in this paper is still challenging, however is less time consuming and more flexible than traditional approaches. The student should have to get all the needed materials and apply some knowledge as well, but at the end it will be cheaper (about \$100 USD), more flexible than buying a robotic kit and easier than designing everything from scratch, so it can be considered as an intermediate alternative to make a working self-built mechatronic system. The proposed methodology is intended to take advantage of project-oriented learning [16], and allows for incorporating more advanced peripherals [17]-[19].

II. SYSTEM SPECIFICATIONS

Students are organized in four-member teams and their project starts by describing the target objectives to be achieved by the prototype robot; these objectives will serve as a guideline for the design, manufacture and testing of the system.

A. System Target-Objectives

The manipulator should be able to:

- Reach any object within the range of up to 20 cm from the servomotor axis.
- Achieve a precision of ± 0.5 cm in repetitive movements.
- Lift at least 10% of its own weight, not considering power supplies.

- Guaranty a maximum time of 3 seconds to get from any position A(x,y,z) to any position B(x,y,z).
- Execute variable speed control for the movements.
- Fulfill 3DOF plus a 1 DOF gripper, to lift the specified weight.
- Allow for servomotors and bearings to be disassembled for service or replacement.

These objectives should be considered for all the design and manufacturing processes, taking them into account for consideration if any change is made and verified during final acceptant test phase.

B. Materials

The materials selected for the proposed platform are listed in Table I and shown in Fig. 1 (additional materials such as

TABLE I
LIST OF MATERIALS FOR THE ROBOTIC STATION

Description	Quantity	“Supplier” / Part Number
Servomotor 3.5 kg*cm	3	“Power HD” / HD-3001HB
Servomotor 0.8 kg*cm	1	“Power HD” / HD-1440A
Bearing 12.5mm x 4.5mm	3	“DMF” / R3ZZ
Acrylic turntable 10.8cm	1	“ATP” / 0200-0020-1150
ARDUINO UNO	1	“Smart Projects” / U00001879
Foamed PVC 0.4m x 0.4m x 3mm	3	“SINTRA” / “TROVICEL”
Carbon fiber rod 3mm x 1.2m	1	“CST” / T328L4

screws and round head pins may be used).

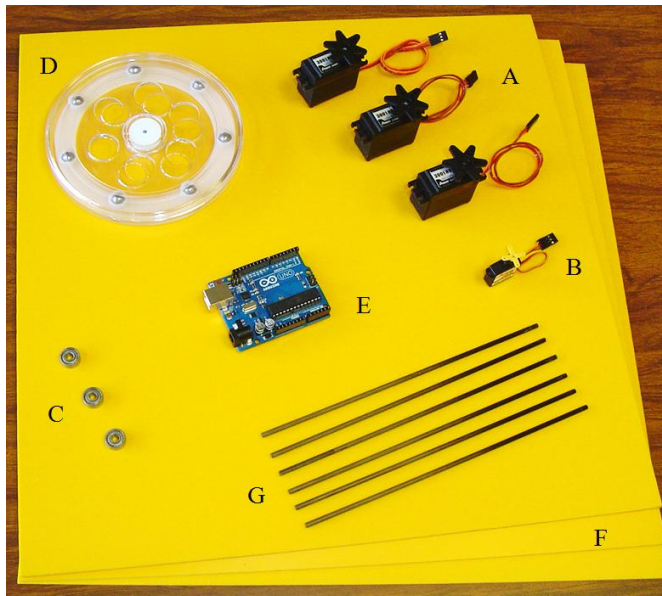


Fig. 1. Materials for the robotic station (A)Servomotors HD-3001HB, (B)Servomotor HD-1440A, (C)Bearings, (D)Turntable, (E)ARDUINO, (F)Foamed PVC, (G)Carbon fiber rods.

C. General Description and Sub-Assemblies

One possibility for the robot design using the following main sub-assemblies is shown in Fig. 2; dimensions shown as an example and they should be determined by the student during the mechanical design phase.

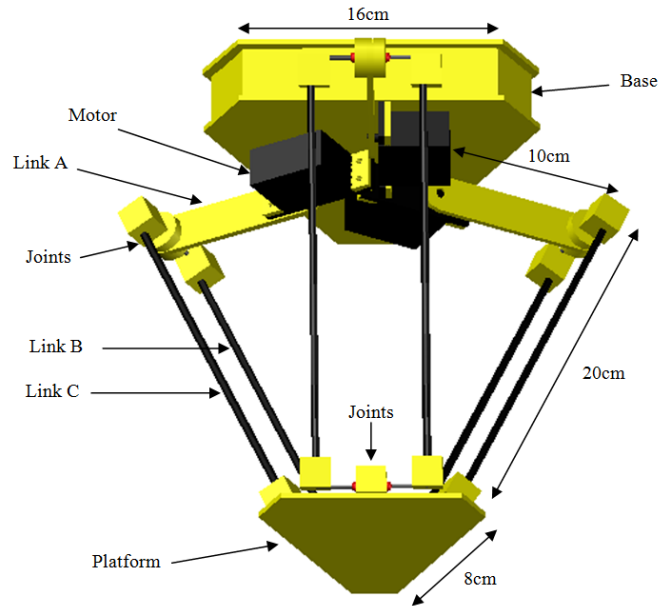


Fig. 2. Main subassemblies of the robotic station.

Base: The function of the base is to give support and stability to the robot station; it also holds the servo motors to control the position of the links. It should be designed to maximize stiffness and minimizing weight.

Motor support: The motors are fixed to the base, requiring design and manufacture precision for the alignment of the motor shafts and the distance between the motors. They are attached by means of angular supports.

Robot links: The links should be designed in order to accomplish the proposed range; their weight is also an important characteristic to be considered. As a rule of thumb, links must maintain proportionality to increase the stability and performance of the robot.

Gripper: If necessary is possible to add a gripper, in order to pick up and control the pieces to be manipulated by the robot. In this design a micro servo motor is proposed, which weighs less than 5 grams and has a relatively good torque of 0.8kg-cm. To select this servo motor there has to be a tradeoff between weight and torque. It is also recommended to cover the gripper contact area with a high friction material such as EVA Foam to increase the grabbing force.

Rotating Bearing table: The rotating bearing table can be used for serial-like manipulator arms and is intended to allow free rotation of the main body of the robot by minimizing the friction and supporting the weight of the motor base, motors, links and gripper, resembling the rotating mechanisms in industrial robots.

III. MECHANICAL DESIGN

A. Design-Software and Methodology

The recommended software tool to be used for the mechanical design is CAD software; by using it the dimensions of the different links can be easily tested and modified in order to meet the prototype specifications.

We recommend starting the mechanical design with the arms of the robot, focusing on the dimensions of its links. Once the arms are designed the base should be planned to provide stability and support. One of the most critical design areas is the design of the joints, as shown in Fig. 3 two spherical joints should allow for free motion while maintaining the stiffness of the connection.

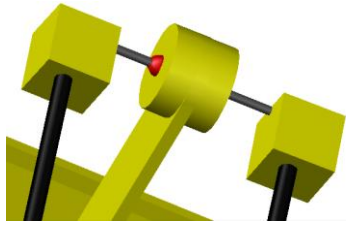


Fig. 3. Design of the two spherical joints.

We proposed designing a base that adds stability to the robot while keeping its own weight at minimum; a design example is presented in the Fig. 4, as shown the lateral faces of the polygon increases stiffness while reducing its weight.

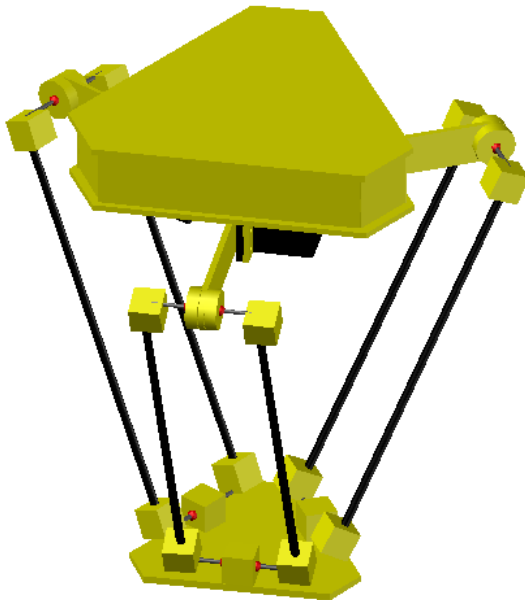


Fig. 4. Example design.

It is essential that the prototype can be disassembled or repaired when it is needed; mechanical design plays an important factor in this matter to resemble industrial criteria. A “plug –socket” configuration is one possibility for the union of different mechanical parts in the prototype, this will give an easy and precise assembly while allowing other parts to be disassembled and assembled as needed.

B. Manufacturing Process

Once the pieces were designed and tested in the 3D environment, 2D engineering descriptive drawings are created. The pieces can be hand cut, or machined depending on the facilities available and production processes selected, for this example a laser cutting machine was used and the laser cutting machine process is shown in Fig. 5; with a positioning tolerance better than $\pm 0.1\text{mm}$, this let us create geometries with high precision and detail, CAD modeling allows to make the necessary changes to the geometry, thus obtaining a refined model.

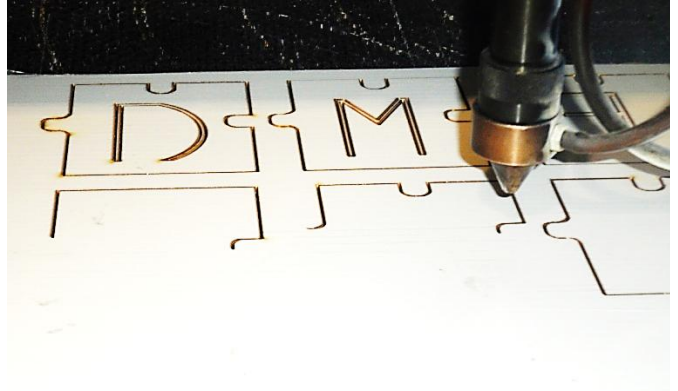


Fig. 5. Laser cutting machine process.

In order to manufacture the L shaped pieces, the sheets were hot bended by placing them into the bending machine for 30 second, then they were molded according to the required geometry.

C. Assembly Procedure

Several assembly processes can be used to put the pieces together, including creating holes where screws are required for the support components, as an example some details of the motor base are shown in Fig. 6.

In order to assemble the base, its components are attached by epoxy glue that allows an adequate rigidity. In general, manufacturing processes should not be very complex. Such simplicity is attained if most of the effort is focused on the design phase, by doing a sound CAD design and prototyping work; the purpose is avoiding future problems in the assembly of the robot, thus saving time and money.

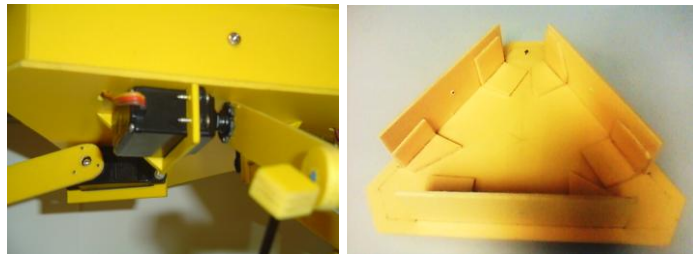


Fig. 6. Example of the motor base.

IV. ELECTRONIC DESIGN

A. Power Supply

The power supply used, available from the laboratory equipment, was a D.C. 7.5 volts 2 Amp voltage source. The designed PCB includes a 5 Volts regulator to keep the power at the required level, providing a rectified signal that is essential in guaranteeing the correct operation of the motors and avoid unwanted misbehaviors. The control circuit is fed by an independent source; in this case the digital voltage is obtained directly from the master control computer. It is important to have a reliable power supply.

B. Printed Circuit Board

The printed circuit board is necessary to hold the power supply lines; it also provides mechanical support for the electronic components: the control circuit, capacitors and the pin connectors for the motors. The PCB design was made in Livewire, this is specialized but light software for the development of printed circuit boards, and it contains the necessary libraries of all the components for the designed circuit. The first step is to create a schematic circuit of the components with connections. The schematic circuit is later exported to another program called PCB Wizard, where circuit tracks were created.

C. Wiring

The wiring is used to transport the power from the source to the motors, which are in the motor base and the gripper of the robot. Wiring should be rigid enough to allow for the movement of joints and avoid interference with the movement of the links. Wire-wrap was used for the wiring; this is a 30 AWG cable. Wires were attached using epoxy glue, which provides a good support to the cables and reduces vibration.

V. PROGRAMMING

A. Architecture

We develop two programs to control the system, an Arduino code and a Central Control code. The Arduino code, is intended to generate the basic signals to control the servomotors position, while Central Control code would perform more complex tasks that uses heavy processing such as in case a difficult to compute trajectory that could consume considerable processor resources. Any microcontroller could be used for the position control; the microcontroller program receives the position of the different motors through commands from the Central Control program. This Central Control program also works as a User Interface (UI). The Arduino platform can be easily programed to control the prototype robot, and the programing could be further developed for more challenging applications in accordance to the specific objectives of the course.

B. Physical Motor Setting

For a better precision, testing should be done registering the real positions according to the PWM control signal as

accurately as possible to test the real range. This procedure ensures the movement range for each motor.

VI. ASSESSMENT RESULTS

Since 2011 the proposed robot station has been used to implement four one-semester courses for the mechatronics laboratory. The number of tested architectures and their difficulty has increased for each semester though all students succeeded in completing their projects. Students work in four-member teams to be able to finish their job on time.

For the assessment of learning using the proposed robot station in the mechatronics laboratory during 2011–2013, 54 students of Mechatronics were invited to participate. For each semester the numbers of students involved in this study were, 9, 16, 16 and 13. Each course at the campus is evaluated using a questionnaire based on a standardized form to assess laboratory equipment, course notes, expositions and the impact on accomplishing the course objectives.

For this study, the three questions on the laboratory equipment are examined; (RTP) rates theory-to-practice balance, (INN) evaluates the innovative approach, and finally (ERI) estimates students' perception of required intellectual effort. The scale is 4-1 were ranges are: Failing (≥ 3.00), Below Average (2.00 – 2.99), Average (1.50 – 1.99), Very Good (1.20 – 1.49), and Excellent (1.00 – 1.19).

The average values of questionnaire responses for each semester from 2011–2013 are shown in Fig. 7, individually, for the evaluated aspects RTP, INN, and ERI.

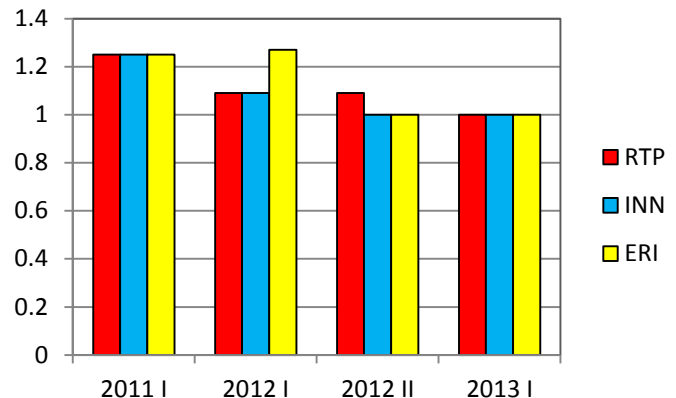


Fig. 7. Students' evaluation of the robot station and of the influence of the course.

From the time when the robot station was incorporated in 2011 the course was evaluated as Very Good and during the next three semesters evaluations improved from Very Good to Excellent. It is important to notice that average evaluation for other courses is 1.50. Students perceive the course as challenging, Innovative and well balanced regarding theory and practice.

As a result, the robot station has been tested for last semester undergraduate Mechatronic courses, allowing for completing the project during one semester and providing enough flexibility to test different robot architectures and manufacturing processes. As an example, three robot prototypes are shown in Fig. 8, Fig. 9 and Fig. 10.

VII. CONCLUSION

The student assessment of the mechatronics laboratory, using

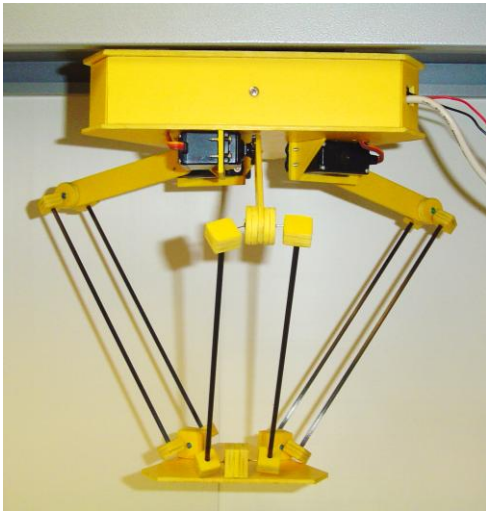


Fig. 8. Example of a delta robot prototype.



Fig. 9. Example of a manipulator arm prototype.

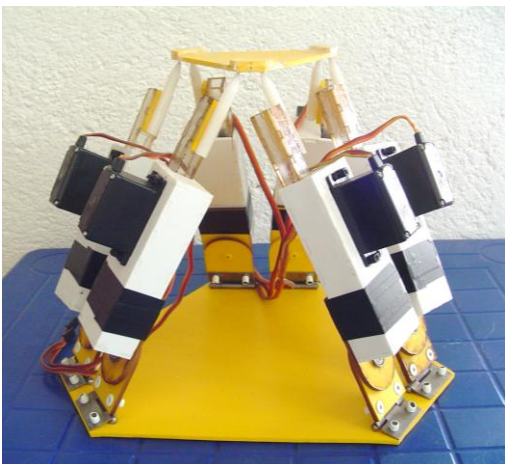


Fig. 10. Example of a 6 degree of freedom platform-robot prototype.

the robot station presented in this article, was carried out in a form of a questionnaire given over four academic semesters; the results showed that the students evaluated the course from Very Good to Excellent. The proposed didactic platform and methodology can be used to introduce the student to the industrial design procedures, allowing for different manufacturing processes and robot architectures to be incorporated for the specific scope of the course and the available tools and facilities. It is possible to incorporate subjects such as: kinematics and dynamics; and further application development for easier peripheral implementation such as video cameras or voice recognition.

ACKNOWLEDGMENT

The authors would like to thank the help of N. F. Zea-Bautista during the designing and manufacturing of the delta robot prototype, and to D. Hobson and E. McDonnell III for the review of the manuscript and their valuable suggestions.

REFERENCES

- [1] M. E. Escobar, H. Rubio, and J. C. García-Parada, "Analysis of the Stabilization System of Mimbot Biped," *J. Appl. Res. Technol.*, vol. 10, no. 2, pp. 206-214, Apr. 2012.
- [2] G. Aragón-González, A. Canales-Palma, A. León-Galicia, and J. R. Morales-Gómez, "Design of a Torque Generating Mechanism," *J. Appl. Res. Technol.*, vol. 5, no. 2, pp. 65-73, Aug. 2007.
- [3] M. Pérez Chavarría, and E. Estudillo Zamora, "Development of a data acquisition system for an oceanographic buoy," *J. Appl. Res. Technol.*, vol. 7, no. 2, pp. 193-201, Aug. 2009.
- [4] R. Damián, G. Calva, M. Bañuelos, J. Castillo, and S. Quintana, "Meteorological Unit for Didactic Uses (UMUD)," *J. Appl. Res. Technol.*, vol. 2, no. 3, pp. 255-260, Dec. 2004.
- [5] J. Rodríguez-Reséndiz, J. M. Gutiérrez-Villalobos, D. Duarte-Correa, J. D. Mendiola-Santibañez, and I. M. Santillán-Méndez, "Design and Implementation of an Adjustable Speed Drive for Motion Control Applications," *J. Appl. Res. Technol.*, vol. 10, no. 2, pp. 180-194, Apr. 2012.
- [6] J. Rodríguez-Reséndiz, G. Herrera-Ruíz, and E. A. Rivas-Araiza, "Adjustable Speed Drive Project for Teaching a Servo Systems Course Laboratory," *IEEE Trans. Educ.*, vol. 54, no. 4, pp. 657-666, Nov. 2011.
- [7] A. Gómez-Espinosa, V. M. Hernández-Guzmán, M. Bandala-Sánchez, H. Jiménez-Hernández, E. A. Rivas-Araiza, J. Rodríguez-Reséndiz, and G. Herrera-Ruíz, "A New Adaptive Self-Tuning Fourier Coefficients Algorithm for Periodic Torque Ripple Minimization in Permanent Magnet Synchronous Motors (PMSM)," *Sensors*, vol. 13, no. 3, pp. 3831-3847, Mar. 2013.
- [8] M. Di Rocco, F. La Gala, and G. Ulivi, "Testing Multirobot Algorithms," *IEEE Robot. Automat. Mag.*, vol. 20, no. 2, pp. 52-62, Jun. 2013.
- [9] S. S. Prieto, T. A. Navarro, M. G. Plaza, and Ó. R. Polo, "A Monoball Robot Based on LEGO Mindstorms," *IEEE Control. Syst. Mag.*, vol. 32, no. 2, pp. 71-83, Apr. 2012.
- [10] J. Mottok and A. Gardeia, "The Regensburg Concept of P-Seminars," in *Global Engineering Education Conference (EDUCON)*, 2011, pp. 917-920.
- [11] X. Huang, "A mechatronics educational laboratory platform for manufacturing automation based on Googol FMS," in *Int. Conf. Electronic and Mechanical Engineering and Information Technology (EMEIT)*, 2011, vol. 1, pp. 389-392.
- [12] S. Stankovski, L. Tarjan, D. Skrinjar, G. Ostojic, and I. Senk, "Using a Didactic Manipulator in Mechatronics and Industrial Engineering Courses," *IEEE Trans. Educ.*, vol. 53, no. 4, pp. 572-579, Nov. 2010.
- [13] F. J. Vera, J. P. Mendoza, and E. S. Domeque, "Feel like a Cyborg II," in *Conf. Technologies Applied to Electronics Teaching (TAE)*, 2012, pp. 175-180.

- [14] J. M. Mirats Tur and C. F. Pfeiffer, "Mobile robot design in education," *IEEE Robot. Automat. Mag.*, vol. 13, no. 1, pp. 69-75, Mar. 2006.
- [15] R. V. Aroca, R. B. Gomes, D. M. Tavares, A. A. S. Souza, A. M. F. Burlamaqui, G. A. P. Caurin, and L. M. G. Goncalves, "Increasing Students' Interest With Low-Cost CellBots," *IEEE Trans. Educ.*, vol. 56, no. 1, pp. 3-8, Feb. 2013.
- [16] R. Dudziak, J. Henrich, and D. Mohr, "Development projects as an integral element in the education of mechatronics engineers," in 2012 9th France-Japan & 7th Europe-Asia Congr. on Mechatronics (MECATRONICS), and 2012 13th Int. Workshop on Research and Education in Mechatronics (REM), Paris, 2012, pp. 445-449.
- [17] M. Fezari, H. Attoui, and M. Bedda, "Toward a hybrid technique to enhance vocal guiding system for a manipulator Arm"TR45", 2009 4th Int. Design and Test Workshop (IDT), 2009, pp. 1-6.
- [18] R. Safaric, S. Sinjur, B. Zalik, and R. M. Parkin, "Control of robot arm with virtual environment via the Internet," *Proc. IEEE*, vol. 91, no. 3, pp. 422-429, Mar. 2003.
- [19] N. Ayache and O. D. Faugeras, "Maintaining representations of the environment of a mobile robot," *IEEE Trans. Robot. Autom.*, vol. 5, no. 6, pp. 804-819, Dec. 1989.

Alfonso Gómez-Espinosa received the M.S. degree in automatic control from the University of Querétaro, Querétaro, México, in 1999, where he is currently pursuing the Ph.D. degree in mechatronics. Since 2009, he has been with the Applied Research Department, CIDESI, where he works as a Researcher and Lecturer. His research interests include neural networks, robotics, and motion control.

Hugo Jiménez-Hernández received the M.S. degree in computer science from the Computer Research Center, Polytechnic Institute of México (IPN), México, in 2004, and the Ph.D. degree in computer vision from the Applied Research Center, IPN, México, in 2010. Currently he works for the Applied Research Department, CIDESI, where he works as a Researcher and Lecturer. His research interests include Computer Vision Systems, Associative Memories, Computer Theory and Signal Analysis.

Edgar Alejandro Rivas-Araiza received the M.S. degree in automatic control and Ph.D. degree in image processing from the University of Querétaro, Querétaro, México, in 2005 and 2007, respectively. His research interests include signal processing, computer vision, machine tools, and motion control.

Juvenal Rodríguez-Reséndiz received the M.S. degree in automatic control and Ph.D. degree in servo systems from the University of Querétaro, Querétaro, México, in 2008 and 2011, respectively. Since 2004, he has been with the Mechatronics Department, UAQ, where he works as a Researcher and Lecturer. His research interests include signal processing and motion control. Dr. Rodríguez is the vice president of IEEE Queretaro section, and Senior Member of this Institute.

Gilberto Herrera-Ruíz received the Ph.D. degree in mechatronics from the Mechanical Technical University of Budapest, Budapest, Hungary, in 1992, and the Post-Doctoral degree from the Mechanical Engineering Laboratory (MEL), Tsukuba, Japan, in 1994. He is Researcher with the Consejo Nacional de Ciencia y Tecnología of México and is currently a Head Professor and Rector of the University of Querétaro, Querétaro, México. He has been an adviser for more than 50 thesis and coauthor on more than 40 technical papers published in international journals and conferences. His fields of interest include motion control, hardware signal processing, and manufacture processes. Dr. Herrera-Ruíz received the Machine Tool Technology Award from the Japanese Society of Mechanical Engineering, ADIAT from the Asociación Mexicana de Directivos de la Investigación y el Desarrollo Tecnológico, and the Award and Research National Award from the Academia Mexicana de Ciencias.

2010-SEP-14

A QUIEN CORRESPONDA:

Se extiende la presente

CONSTANCIA

AL: M.C, ALFONSO GÓMEZ ESPINOSA

Por su destacada participación como Co – tutor de tesis de la alumna:

SAMANTHA CAROLINA ESPINOSA PÉREZ

Con el Proyecto de Investigación: **“Neural-network-based force observers for haptic applications: a comparative study”**, para obtener el grado de Maestra en Ciencias en Mecatrónica, en el programa de la Maestría Germano – Mexicana, que se imparte en el Centro de Ingeniería y Desarrollo Industrial y en la FACH AACHEN en Alemania, efectuado el 14 de septiembre de 2010.

Se extiende la presente, para los fines pertinentes a que haya lugar.

ATENTAMENTE,


M. C. SALVADOR PÉREZ ARCE SILVA
GERENTE DE POSGRADO





CIENCIA Y TECNOLOGIA



2012-ENE-20

A QUIEN CORRESPONDA:

Se extiende la presente

CONSTANCIA

A: M.C. ALFONSO GÓMEZ ESPINOSA

Por su destacada participación como Co - Tutor del Alumno:

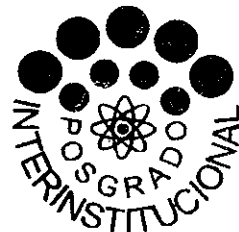
CÉSAR ALONSO GUTIÉRREZ ROJAS

Con la defensa de Tesis: **“Diseño conceptual MEMS aplicado a la detección en fugas de campo magnético”** para obtener el grado de Maestro en Ciencia y Tecnología con especialidad en Mecatrónica, efectuado el 20 de enero de 2012.

Se extiende la presente, para los fines pertinentes a que haya lugar.

ATENTAMENTE,

M.C. SALVADOR PÉREZ ARCE SILVA
GERENTE DE POSGRADO



CIENCIA Y TECNOLOGÍA



CERTIFICADO
ISO 9001
VERSION 2008



2012-SEP-6

A QUIEN CORRESPONDA:

Se extiende la presente

CONSTANCIA

AL: M.C. ALFONSO GÓMEZ ESPINOSA

Por su destacada participación como Co Director de Tesis del Alumno:

JORGE ARMANDO GUTIÉRREZ BRAVO

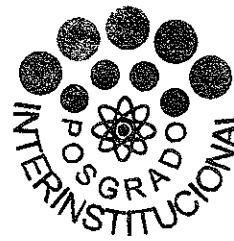
Con el Proyecto de Investigación, “**Development of a Force Sensor System to Measure the Reaction Forces on Manual Shifters**” para obtener el grado de Maestro en Ciencias en Mecatrónica, en el programa de la Maestría Germano – Mexicana, que se imparte en el Centro de Ingeniería y Desarrollo Industrial y en la FACH AACHEN en Alemania, efectuado el 6 de septiembre de 2012.

Se extiende la presente, para los fines pertinentes a que haya lugar.

ATENTAMENTE,



**M. C. SALVADOR PÉREZ ARCE SILVA
GERENTE DE POSGRADO**



CIENCIA Y TECNOLOGÍA

2012-SEP-6

A QUIEN CORRESPONDA:

Se extiende la presente

CONSTANCIA

AL: M.C. ALFONSO GÓMEZ ESPINOSA

Por su destacada participación como Director de Tesis del Alumno:

HERNALDO ANTONIO JUÁREZ HERNÁNDEZ

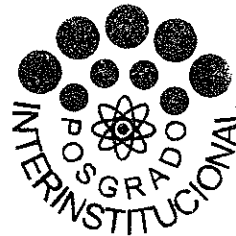
Con el Proyecto de Investigación: **“Reduction of the speed variation generated by the effect of torque ripple in BLDC motors operating at low speed range using artificial neural networks (ANN)”**, para obtener el grado de Maestro en Ciencias en Mecatrónica, en el programa de la Maestría Germano – Mexicana, que se imparte en el Centro de Ingeniería y Desarrollo Industrial y en la FACH AACHEN en Alemania, efectuado el 6 de septiembre de 2012.

Se extiende la presente, para los fines pertinentes a que haya lugar.

ATENTAMENTE,



M. C. SALVADOR PÉREZ ARCE SILVA
GERENTE DE POSGRADO



CIENCIA Y TECNOLOGÍA

2012-DEC-13

A QUIEN CORRESPONDA:

Se extiende la presente

CONSTANCIA

AL: M.C. ALFONSO GÓMEZ ESPINOSA

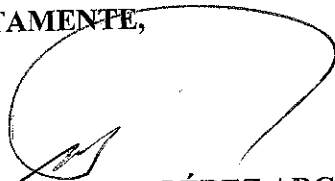
Por su destacada participación como Director de Tesis del Alumno:

RUBÉN ALEJANDRO ROMERO TORRES

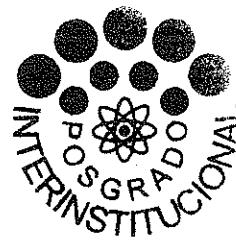
Con el Proyecto de Investigación: **“Implementation of DC motor closed loop torque control in an advanced diesel engine test bench”**, para obtener el grado de Maestro en Ciencias en Mecatrónica, en el programa de la Maestría Germano – Mexicana, que se imparte en el Centro de Ingeniería y Desarrollo Industrial y en la FACH AACHEN en Alemania, efectuado el 13 de diciembre de 2012.

Se extiende la presente, para los fines pertinentes a que haya lugar.

ATENTAMENTE,



M. C. SALVADOR PÉREZ ARCE SILVA
GERENTE DE POSGRADO



CIENCIA Y TECNOLOGÍA

SOLICITUD DE RESIDENCIAS PROFESIONALES

Lugar Querétaro Qro. Fecha 10 de Enero de 2013
C. M.C. Rodrigo Rodríguez Rubio A't'n Ing. Daniela Wong Lahud
C. _____ C. _____

Jefe de Departamento de Ingeniería Eléctrica y Electrónica

Coordinador de Carrera de Ingeniería Electrónica

Datos del Residente

Nombre:	Cesar Carranza Moreno		
Carrera:	Ingeniería Electrónica	No. de control:	08140893
No. Créditos probados	380	Semestre	10°
Promedio	90.8	Sexo	M
Calle	45, Av. 14 y 18	No.	820
Colonia	Lomas de Casa Blanca		
Ciudad:	Querétaro	Código Postal	76080
Correo Electrónico	carranza_cesar_g8@hotmail.com		
Tel. Particular.	(442) 209 0182	Tel. Celular	442 425 1958
No. Seguridad social	1408-9034-19-4		

Datos de la empresa

Nombre o razón social:	Centro de Ingeniería y Desarrollo Industrial (CIDESI)		
Giro, Ramo o Sector:	Investigación aplicada, desarrollo experimental, formación de recursos humanos y servicios científicos y tecnológicos	R.F.C.	CID-840309-UG7
Domicilio:	Av. Raya Pie de la Cuesta No. 702		
Colonia:	Desarrollo San Pablo	C. P. 76130	Fax N/A
Ciudad:	Querétaro	Teléfono (no-celular)	+52 (442) 211 9800
Nombre Titular de la empresa:	Ing. Felipe Rubio Castillo	Puesto:	Director General
Nombre de quien firmará el acuerdo de trabajo. Estudiante-Escuela-Empresa	M. D. H. M. Lucía Salazar Mendoza	Puesto:	Directora de Recursos Humanos y Desarrollo Organizacional

Datos de Proyecto:

Nombre:	Implementación de un Control Neuronal Auto-Ajustable en un DSP para Regular la Velocidad de un Motor de DC Sin Escobillas
----------------	---

Tipo propuesta:

Banco de Proyectos	<input type="checkbox"/>	Propuesta propia	<input checked="" type="checkbox"/>	Trabajador	<input type="checkbox"/>
--------------------	--------------------------	------------------	-------------------------------------	------------	--------------------------

Periodo Projectado:

Fecha inicio			Fecha término			Entrega Liberación		
Día	Mes	Año	Día	Mes	Año	Día	Mes	Año
16	01	2013	16	05	2013	17	06	2013

Datos del asesor externo

Nombre asesor externo Alfonso Gómez Espinosa	Correo electrónico: agomez@cidesi.mx
Puesto: Gerente de Investigación Aplicada en Mecatrónica	Tel. Oficina (442) 211 9800 Ext. 1412

Horario de Residencia Profesional:

Lunes a Viernes	Sábado	Otro
8:00 – 16:00		

Apoyos:

Económico	Transporte	Alimentos	Otros
X			

Amorino

Firma del estudiante



2013-SEP-13

A QUIEN CORRESPONDA:

Se extiende la presente

CONSTANCIA

AL: M.C. ALFONSO GÓMEZ ESPINOSA

Por su destacada participación como Director de Tesis de la Alumna:

CECILIA GUADALUPE CRUZ RUIZ

Con el Proyecto de Investigación: **“Design and implementation of a Test bench for calibration of an advanced PD measurement system”**, para obtener el grado de Maestra en Ciencias en Mecatrónica, en el programa de la Maestría Germano – Mexicana, que se imparte en el Centro de Ingeniería y Desarrollo Industrial y en la FACH AACHEN en Alemania, efectuado el 13 de septiembre de 2013.

Se extiende la presente, para los fines pertinentes a que haya lugar.

ATENTAMENTE,


M. C. SALVADOR PÉREZ ARCE SILVA
GERENTE DE POSGRADO

